



Reproduction sonore 3D par surface émettrice de sons dans un véhicule

Nassim Benbara

► To cite this version:

Nassim Benbara. Reproduction sonore 3D par surface émettrice de sons dans un véhicule. Acoustique [physics.class-ph]. HESAM Université, 2021. Français. NNT : 2021HESAE025 . tel-03561548

HAL Id: tel-03561548

<https://pastel.hal.science/tel-03561548>

Submitted on 8 Feb 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES DES MÉTIERS DE L'INGÉNIEUR
Laboratoire PIMM - Campus de Paris

THÈSE

présentée par : **Nassim BENBARA**

soutenue le : **1 Juin 2021**

pour obtenir le grade de : **Docteur d'HESAM Université**

préparée à : **École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers**

Spécialité : **Automatique et Robotique**

REPRODUCTION SONORE 3D PAR SURFACE ÉMETTRICE DE SONS DANS UN VÉHICULE

THÈSE dirigée par :
M. MECHBAL Nazih

et co-encadrée par :
M. RÉBILLAT Marc

Jury

M. Charles PEZERAT, Professeur, LAUM, Le Mans Université
M. Nicolas TOTARO, Professeur, LVA, INSA Lyon
M. Valeriu VRABIE, Professeur, CReSTIC, Université de Reims
Mme. Evangéline CAPIEZ-LERNOUT, Mcf HDR, MSME, Université Gustave Eiffel
M. Christian BOLZMACHER, Docteur, LIST, CEA
M. Nazih MECHBAL, Professeur, PIMM, Arts et Métiers
M. Marc RÉBILLAT, Mcf, PIMM, Arts et Métiers
M. Jean-Christophe CHAMARD, Ingénieur, PSA

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examinatrice
Examineur
Examineur
Examineur
Invité

**T
H
È
S
E**

Remerciements

Mes premiers remerciements vont à mes encadrant, Nazih Mechbal et Marc Rébillat, notamment pour la confiance qu'ils m'ont accordée pour entamer ce travail, ainsi que la grande liberté qu'ils m'ont laissée dans mes recherches. Je tiens aussi à saluer leur disponibilité, leurs conseils, que ce soit sur des questions scientifiques ou bien sur des considérations très pratiques. J'ai beaucoup appris avec eux et c'est un plaisir de continuer à travailler avec eux sur un autre projet. Ensuite, je tiens à remercier Christian Bolzmacher, le chef de projet de SOURCE pour nos échanges fructueux et sa gentillesse.

Je suis aussi profondément reconnaissant à tous les membres du jury d'avoir accepté d'examiner le manuscrit et de participer à la soutenance de thèse, ainsi que d'avoir apporté des remarques et suggestions très pertinentes.

J'adresse mes sincères remerciements à l'équipe DySCo du laboratoire PIMM, notamment Éric pour sa précieuse aide sur les simulations éléments finis (que je continue de solliciter pour le post-doc), Étienne pour ses conseils toujours avisés et pertinents, ainsi que Guillaume pour nos conversations intéressantes et son aide pour SDT. Une pensée à Christophe qui nous a quitté, et à Lounes, Imade, Farida, Alain et Jacques pour les longues et enrichissantes discussions et débats.

Une grosse pensée également pour les doctorants et post-doctorants avec qui j'ai partagé à la fois des fous rires et des discussions riches que ce soit sur des sujets scientifiques, politico-économique mais aussi sanitaire. A commencer par mon acolyte Quentin et la team urologie avec Paul, Fred, Steeve et Thibault. Mais aussi Hadrien Pinault, Mathias, Hadrien Postorino, Emmanuel, Zaid, Juan, William, Shuanglin, Florian, Raphael, Erika, Marc, Christophe, Vincent et Damien. De même que les ingénieurs Tanguy, Simon et Nicolas.

Grosse dédicace à mes amis Walid, Batin, Guillaume, Brams, Huss, Youness, Suman, Ibrahim, Akli et Fikri pour le bon temps passé ensemble.

Je tiens aussi à remercier chaleureusement mes oncles Rabah, Toufik, Tarek et toute la famille en Algérie. Enfin, j'exprime mes plus profonds remerciements et toute ma gratitude à ma famille qui a toujours été présente à mes côtés de près ou de loin. Pour commencer, à mes parents qui ont toujours été dévoués et qui m'ont tant apporté, sans eux rien ne serait possible. Ensuite, à mon petit frère Saïd, mon grand frère Karim et sa petite famille.

Table des matières

Table des matières	v
Table des figure	ix
Liste des tableaux	xv
1 Introduction générale	1
1.1 Contexte	1
1.1.1 Le projet SOURCE	1
1.1.2 Rendu sonore spatialisé à l'aide de haut-parleurs plans	4
1.1.3 Verrous scientifiques et objectifs	5
1.2 Organisation du manuscrit et contributions	6
1.2.1 Organisation	6
1.2.2 Publications	7
2 Haut-parleurs plans pour le rendu sonore spatialisé	9
2.1 Introduction	10
2.2 Notions clés pour la modélisation des haut-parleurs plans	10
2.2.1 Modèle dynamique de plaque	10
2.2.2 Grandeurs caractéristiques	12
2.2.3 Rayonnement de plaques	15
2.3 Haut-parleurs plan pour le rendu sonore spatialisé	18
2.3.1 Spatialisation avec haut-parleurs classiques	18
2.3.2 Le Distributed Mode Loudspeaker (DLMs)	19
2.3.3 Le Multiactuator Panel (MAP)	22
2.3.4 Le Large Multiactuator Panels : (LaMAP)	26
2.3.5 Étude des conditions aux limites	29
2.3.6 Discussion	31
2.4 Haut-parleurs plans améliorés	31
2.4.1 Influence de masses ajoutées	31
2.4.2 Influence du nombre d'actionneurs et de la disposition	33
2.4.3 Discussion	35
2.5 Conclusion	36

3	Focalisation d'ondes de flexion	37
3.1	Introduction	38
3.1.1	Motivations	38
3.1.2	État de l'art	39
3.1.3	Objectifs	41
3.2	Énoncé du problème	41
3.3	Focalisation d'ondes de flexion sous un formalisme unifié	42
3.3.1	Méthode basée sur une connaissance théorique de $H_n(x, y, f)$	43
3.3.2	Méthode basée sur une connaissance spatiale partielle de $H_n(x, y, f)$	44
3.3.3	Méthode basée sur une connaissance spatiale totale de $H_n(x, y, f)$	45
3.3.4	Discussion	45
3.4	Étude numérique des méthodes de focalisation	47
3.4.1	Structures étudiées	47
3.4.2	Indicateurs clés de performance pour l'étude paramétrique	48
3.4.3	Étude paramétrique pour la focalisation d'ondes de flexion	49
3.4.4	Exemples détaillés de focalisation d'ondes de flexion	55
3.4.5	Discussion	59
3.5	Validation expérimentale	63
3.5.1	Dispositif expérimental	63
3.5.2	Validation expérimentale sur une plaque simple	64
3.5.3	Application sur une portière de voiture	67
3.6	Étude des non linéarités	68
3.6.1	Modèle de Hammerstein en cascade pour la description des non linéarités	69
3.6.2	Application au calcul de la distorsion harmonique	70
3.6.3	Application sur une plaque simple	72
3.6.4	Application à la portière	73
3.6.5	Discussion	74
3.7	Conclusion	74
4	Étude et compensation des effets environnementaux	77
4.1	Étude et compensation de la température	78
4.1.1	Introduction	78
4.1.2	Étude expérimentale de l'influence de la température sur un matériau de type polypropylène	80
4.1.3	Construction d'un modèle EF recalé prenant en compte les effets de la température	82
4.1.4	Influence de la température sur la méthode STIF et étude de la procédure de compensation associée	89
4.1.5	Discussion	95
4.2	Stratégie de rejet des perturbations	97
4.2.1	Introduction	97

4.2.2	Modélisation et simulation en boucle ouverte	100
4.2.3	Compensation des perturbations	101
4.3	Conclusion	109
5	Conclusion et perspectives	113
5.1	Conclusion	113
5.1.1	Focalisation ondes de flexion	114
5.1.2	Effets environnementaux	115
5.1.3	Ouverture sur le rendu sonore	115
5.2	Perspectives	116
A	Passage du modèle EF au système d'état	117
B	Spatialisation	119
B.1	Validation acoustique des méthodes de focalisation d'ondes de flexion	119
B.1.1	Intégrales de Rayleigh	119
B.1.2	Résultats	120
B.2	Méthodes de reconstruction de champs sonores	120
B.2.1	Transaural	120
B.2.2	Application numérique sur un cas simple	122
B.2.3	Application numérique sur un cas mettant en jeux l'algorithme STIF . .	125
C	Démonstrateur du projet SOURCE	129
C.1	Démonstrateur	129
C.2	Observations	130

Table des figures

1.1	Schéma représentant les surfaces d'habitacles de voitures, les MCS et LLS. . . .	2
1.2	Photo montrant la dissémination du haut-parleur de type woofer dans la Peugeot 3008.	2
1.3	(a) Portière de Peugeot 3008. (b)Intérieur de la portière et (c) intérieur de la garniture.	3
1.4	Comparaison entre DMLs accolés et un MAP.	5
2.1	(a) Plaque test et (b) maillage associés.	10
2.2	Plaque de dimension (L_x, L_y) , avec une force ponctuelle $p(x, y, t)$ s'exerçant dessus. 11	
2.3	Quatre premiers modes de plaques (a,b,e,f) simplement supportée et (c,d,g,h) libre.	13
2.4	Réponse en fréquence de la plaque pour trois amortissements différents. Avec (a) le zoom de (b).	14
2.5	Réponse en fréquence de la plaque sur 100Hz-20kHz, pour $\xi = 3\%$, avec en traits pointillés rouge la fréquence telle que $\mu = 1$. Avec les fréquences en échelle : (a) logarithmique, (b) linéaire.	15
2.6	Amplitude de la transformée de Fourier de la réponse en déplacement de la plaque à une impulsion pour cinq fréquences. L'astérisque verte correspond au point d'excitation.	16
2.7	Courbes de dispersions : (a) longueur d'onde et (b) nombre d'onde en fonction de la fréquence, pour l'air et pour une plaque en polypropylène (PP) de différentes épaisseurs. Les traits verticaux en pointillés représentent respectivement les fréquences de coïncidences des plaques d'épaisseurs $h = 5$ mm et $h = 3$ mm. 17	
2.8	(a) Schéma et (b) photo d'un haut-parleur électrodynamique, d'après https://fr.wikipedia.org/wiki/Haut-parleur	18
2.9	Motif de directivité horizontale d'un haut-parleur commercial, d'après [1]. . . .	18
2.10	Assemblage de haut-parleurs pour la WFS, http://personales.upv.es/jjlopez/WFS.html	19
2.11	Représentation d'un distirbuted mode loudspeaker, d'après [2]	20
2.12	Réponses impulsionnelles de 9 DMLs, reproduisant une source située (a) derrière le réseau, (b) devant le réseau, d'après [3]	21
2.13	Comparaison entre DMLs accolés et un MAP.	22

2.14	Ensemble de haut-parleurs pour la WFS, a) haut-parleurs classiques et b) haut-parleurs plans, d'après [2]	23
2.15	(a) Dimensions (mm) du panneau en mousse et placements des actionneurs, (b) et grille de mesure (mm) et positions des microphones à 50 mm devant le panneau et positions des actionneurs en gris. Durant les mesures, seul le troisième actionneur en partant de gauche est activé, [4].	23
2.16	Amplitude et phase de la réponse en vitesse du panneau en mousse en fonction de la position de la troisième ligne de la grille, (9). (a) Amplitude. (b) Phase, [4].	24
2.17	Pression acoustique rayonnée de l'actionneur 3 à $t=0.63$ ms (gauche) et à $t=2.29$ ms (droite). La flèche noire désigne le rayonnement des ondes après rebond aux conditions aux limites.	24
2.18	Représentation 3D du rayonnement en champ proche d'un prototype de MAP, mesuré à une distance de 10 mm, pour différents pas de temps, [2]	25
2.19	Directivité d'un prototype de MAP pour plusieurs fréquences, coupe de la section droite et représentation 3D [2].	26
2.20	Prototype de LaMAP construit à l'université d'Alicante, d'après [5].	27
2.21	Schéma des LaMAPs utilisés ainsi que des actionneurs, dans [6]	28
2.22	Profils de vitesses expérimentales et analytiques d'un LaMAP excité ponctuellement, d'après [7].	28
2.23	(a) Protocole expérimental utilisé pour les mesures de réponses impulsionnelles et (b) Représentation temps-espace des réponses impulsionnelles des pressions acoustiques (après filtrage) pour un point source A localisé à 1,48 m devant le LaMAP de droite, d'après [7].	29
2.24	Panneau MAP « high aspect ratio », d'après [8].	29
2.25	Réponse impulsionnelle en vitesse mesurée sur le prototype (a) libre et (b) encastré, d'après [8]	30
2.26	Conditions aux limites. (a) encastrement, (b) libre-libre, (c) élastique de type 1, (d) élastique de type 2, et (e) élastique de type 3. D'après [9].	31
2.27	(a) Schéma de la plaque avec les masses ajoutées, (b) vibration confinées dans la zone. D'après [10].	32
2.28	Exemple de DML amélioré avec raidisseur et masse ajouté.	33
2.29	(a) Schéma des deux piézos annulaires ainsi que de l'excitateur électromagnétique, (b) photo du prototype avec vibromètre laser. D'après [11].	33
2.30	Schémas des différentes configurations de la méthode décrite dans [12]	34
2.31	Représentation graphique de la méthode MXN, d'après [12]	35
3.1	Structure de forme arbitraire avec des actionneurs piézoélectriques collés dessus et des sources focalisées.	41
3.2	(a) Dimensions de la plaque et (b) maillages de la plaque simple et (c) raidie. .	47

3.3	Contraste et erreur de localisation pour les trois méthodes et sans contrôle en fonction de l'amortissement, respectivement : (— 1%) (— 1.5%) (— 2%) (— 2.4%) (— 2.8%) (— 3.3%) (— 3.7%) (— 4.2%) (— 4.6%) (— 5%) (— 5.5%) (— 6%).	50
3.4	Disposition des actionneurs sur la plaque, et forme cible à $(0.25L_x, 0.3L_y)$. . .	51
3.5	Contraste et erreur de localisation pour ((a)(d) STIF, (b)(e) TR, and (c)(f) MC) en fonction du nombre d'actionneurs et de leurs disposition ainsi que de l'épaisseur, respectivement : (— 4(4 × 1)) (— 5(5 × 1)) (— 6(3 × 2)) (— 8(4 × 2)) (— 9(3 × 3)) (— 10(5 × 2)) (— 12(4 × 3)) (— 15(5 × 3)) (— 16(4 × 4)).	51
3.6	(a) Contraste et (b) erreur de localisation obtenus avec la méthode STIF, en fonction de la fréquence, pour un nombre d'actionneurs et de leurs dispositions, respectivement : (— 4(4 × 1)) (— 5(5 × 1)) (— 6(3 × 2)) (— 8(4 × 2)) (— 9(3 × 3)) (— 10(5 × 2)) (— 12(4 × 3)) (— 15(5 × 3)) (— 16(4 × 4)). . . .	53
3.7	(a) Position du centre et (b) taille des formes cibles.	53
3.8	Contraste et erreur de localisation pour ((a)(d) STIF, (b)(e) TR, and (c)(f) MC) suivant la taille et la position de la forme cible , respectivement à : (— 1(.2, .5)) (— 2(.3, .5)) (— 3(.4, .5)) (— 4(.5, .5)) (— 5(.2, .6)) (— 6(.3, .6)) (— 7(.4, .6)) (— 8(.5, .6)) (— 9(.2, .75)) (— 10(.3, .75)) (— 11(.4, .75)) (— 12(.5, .75)).	54
3.9	Contraste et erreur de localisation pour ((a)(d) STIF, (b)(e) TR, and (c)(f) MC) suivant la taille de la forme cible : (— 1(.25, .25)) (— 2(.25, .3)) (— 3(.25, .35)) (— 4(.25, .4)) (— 5(.3, .25)) (— 6(.3, .3)) (— 7(.3, .35)) (— 8(.3, .4)) (— 9(.35, .25)) (— 10(.35, .3)) (— 11(.35, .35)) (— 12(.35, .4)) (— 13(.35, .25)) (— 14(.35, .3)) (— 15(.35, .35)) (— 16(.35, .4)).	55
3.10	(a) Contraste et (b) erreur de localisation pour la plaque simple.	56
3.11	Formes reconstruites avec le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle. . .	56
3.12	Phases spatiales reconstruites avec le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.	58
3.13	(a) Contraste et (b) erreur de localisation pour la plaque avec raidisseurs. . . .	58
3.14	Formes reconstruites pour la plaque raidie avec le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.	59
3.15	Phases spatiales de la plaque raidie reconstruites avec le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.	60
3.16	Fonction de Réponse en Fréquence entre l'entrée audio désirée de type sinus balayé et le déplacement du point d'amplitude maximale au niveau de la forme cible, pour le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.	61
3.17	(a) Plaque en polypropylène avec en rouge la position des actionneurs et (b) le dispositif expérimental utilisé.	63
3.18	(a) Contraste et (b) erreur de localisation pour la plaque expérimentale.	64

3.19	Reconstruction de la forme expérimentale pour le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.	65
3.20	(a) Contraste et (b) erreur de localisation pour la plaque expérimentale avec des filtres numériques vs expérimentaux pour le STIF et TR.	66
3.21	Reconstruction de la forme expérimentale pour le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.	66
3.22	(a) Le panneau de portière étudié ainsi que (b) la zone d'intérêt.	67
3.23	Moyenne quadratique de la vitesse sur la partie basse de la portière entre 100 Hz et 500 Hz, en n'excitant que (a) l'actionneur 1, (b) l'actionneur 2, (c) l'actionneur 3 et (d) l'actionneur 4 respectivement (l'actionneur 3 ne pouvant être affiché ici).	68
3.24	Moyenne quadratique de la vitesse sur la partie basse de la portière entre 100 Hz et 500 Hz avec l'algorithme STIF (l'actionneur 3 ne pouvant être affiché ici).	68
3.25	Schéma bloc représentant un modèle de Hammerstein en cascade.	69
3.26	aa	71
3.27	Spectrogramme d'une réponse de plaque simple à un sinus balayé exponentiel.	71
3.28	THD en % pour la plaque, au milieu (a) de la zone à restituer, et (b) de la plaque.	73
3.29	THD en % pour la portière, au milieu (a) de la zone a restituer, et (b) de la plaque.	73
4.1	Schéma global résumant la démarche utilisée dans cette section.	80
4.2	(a) Plaque utilisée munis de PZTs et (b) son modèle EF associé.	81
4.3	Schéma résumant le protocole expérimental.	82
4.4	(a) Évolution de la réponse du PZT inférieur gauche dans le domaine temporel et (b) fonction de réponse en fréquence entre les deux PZTs, pour plusieurs températures.	83
4.5	Schéma résumant l'approche pour le recalage de modèle.	84
4.6	Exemple d'identification modale sur SDT.	85
4.7	Évolution des taux d'amortissement et des fréquences propres pour les huit premiers modes en fonction de la température, à partir de l'identification modale.	87
4.8	Superposition du modèle recalé et expérimental pour (a) $T = 5.7^{\circ}C$ et (b) $T = 33.4^{\circ}C$	88
4.9	Résultats du recalage de modèle : (a) le module de Young et l'amortissement (b) le coefficient de Poisson en fonction de la température.	88
4.10	(a) Contraste et (b) erreur de localisation pour plusieurs températures, avec apprentissage à $T = 20^{\circ}C$	90
4.11	Réseau de neurones artificiels sous Matlab.	91
4.12	Erreur de prédiction pour les six ANNS correspondant aux six actionneurs.	92
4.13	FIR Reconstitués par les ANNs entraînés, en fonction de la température.	93
4.14	(a) Contraste et (b) erreur de localisation après compensation.	93
4.15	Moyenne quadratique des erreurs relatives sur les données de validation pour 6 à 16 nœuds.	94

4.16	Moyenne quadratique des erreurs relatives sur les données de validation pour 14 nœuds, et pour trois intervalles de températures d'entrée (2°C,5°C,8°C).	95
4.17	(a) Schéma montrant la disposition des différents actionneurs.	98
4.18	(a) Structure avec la position des éléments actifs et (b) maillage EF associé. . .	100
4.19	(a) Contraste et (b) erreur en localisation pour la méthode STIF.	102
4.20	Reconstruction de la forme cible avec le STIF en boucle ouverte.	102
4.21	Implémentation sur Simulink de (a) la structure finale avec boucle de contrôle, de (b) la commande et de (c) la perturbation.	105
4.22	Réponses temporelles de la plaque au niveau des cinq points de mesures. La courbe verte correspond à la référence sans perturbations (uniquement le STIF), la courbe bleue représente le STIF avec une perturbation, et l'action du régulateur LQR est tracée en rouge. Le trait vertical noir faisant référence au début de l'activation de la commande.	107
4.23	Transferts entre le sinus balayé en entrée des actionneurs et les cinq points d'observations. La courbe verte correspond à la référence sans perturbations (uniquement le STIF), la courbe bleue représente le STIF avec une perturbation, et l'action du régulateur LQR est tracée en rouge.	108
4.24	Réponses temporelles de la plaque au niveau des cinq points de mesures. La courbe verte correspond à la référence sans perturbations (uniquement le STIF), la courbe bleue représente le STIF avec deux perturbations, et l'action du régulateur LQR est tracée en rouge. Le trait vertical noir faisant référence au début de l'activation de la commande.	109
4.25	Transferts entre le sinus balayé en entrée des actionneurs et les cinq points d'observations. La courbe verte correspond à la référence sans perturbations (uniquement le STIF), la courbe bleue représente le STIF avec deux perturbations, et l'action du régulateur LQR est tracée en rouge.	110
B.1	Schéma de principe de la plaque et des actionneurs, avec la forme cible, et le point d'observation.	120
B.2	Pression rayonnée en face de la source cible, pour les quatre méthodes.	121
B.3	Schéma illustrant les différents chemins à annuler pour le transaural.	121
B.4	Maillage pour l'apprentissage et le calcul des différents chemins.	123
B.5	Maillage pour la restitution transaural.	123
B.6	(a) Pression acoustique reçue au niveau des oreilles. (b) SPL entre la source et les oreilles.	123
B.7	(a),(c) Pression acoustique rayonnée par le LS droit (resp. LS gauche) et reçue au niveau des oreilles. (b),(d) Transferts entre le LS droit (resp. LS gauche) et les oreilles.	124
B.8	ITD et ILD entre les oreilles gauche et droite pour (a) la source S et (b) le cas reproduit par transaural.	125

B.9	(a) Schéma de principe du transaural avec les chemins à annuler et la source à reproduire. (b) Schéma du principe transaural final avec spatialisation du son. .	126
B.10	Maillage de la tête dans l'air entouré des deux plaques servant de haut-parleurs.	127
C.1	(a) Portière de Peugeot 3008 et (b) intérieur de la garniture munie des éléments actifs.	129
C.2	Setup utilisé pour piloter les prototypes de portières haut-parleurs.	130

Liste des tableaux

2.1	Propriétés matériaux pour la plaque test.	11
2.2	Tableau résumant les ordres de grandeur de la plaque test.	17
3.1	Six premières fréquences propres et amortissement modaux pour la plaque simple.	47
4.1	Propriétés matériaux pour la plaque en PP à 20°C.	89

1

Introduction générale

Sommaire

1.1	Contexte	1
1.1.1	Le projet SOURCE	1
1.1.2	Rendu sonore spatialisé à l'aide de haut-parleurs plans	4
1.1.3	Verrous scientifiques et objectifs	5
1.2	Organisation du manuscrit et contributions	6
1.2.1	Organisation	6
1.2.2	Publications	7

1.1 Contexte

1.1.1 Le projet SOURCE

Ce projet de thèse s'inscrit dans le cadre du projet de recherche collaboratif SOURCE (3D SOund ReproDuCtion using sound-Emitting surfaces in cars), financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR, contrat ANR-17-CE33-0004), et regroupant d'un côté Arts et Métiers (laboratoire PIMM, groupe DYSCO) comme acteur académique, et d'un autre le CEA-LIST, Stellantis (PSA), Arkamys¹ et SDTools² comme partenaires industriels. Ce projet de recherche vise en premier lieu à proposer et valider des solutions alternatives aux haut-parleurs électrodynamiques classiquement utilisés dans l'automobile. Notamment grâce à l'adoption de structures multifonctionnelles (figure 1.1) spécifiquement dédiées à l'automobile (Multifunctional Car Structure : MCS). Un type de MCS qui apparait comme prometteur et que nous nous proposons d'explorer dans ce projet est la classe des éléments structurels audio (Load-bearing Loudspeakers Structure - LLS). Les LLS font référence à des structures équipées d'éléments actifs tels que des éléments piézo-électriques ou excitateurs audio et permettant un rendu sonore, un contrôle actif du bruit et/ou un rejet des vibrations (figure 1.1). En termes d'intégration, les LLS peuvent facilement être adaptés aux modèles de voiture déjà existants ou alors être

1. entreprise spécialisée dans le traitement numérique du signal audio. [lien](#)

2. entreprise spécialisée dans les solutions basées sur MATLAB pour l'analyse modale expérimentale et la modélisation EF des problèmes de vibration. [lien](#)

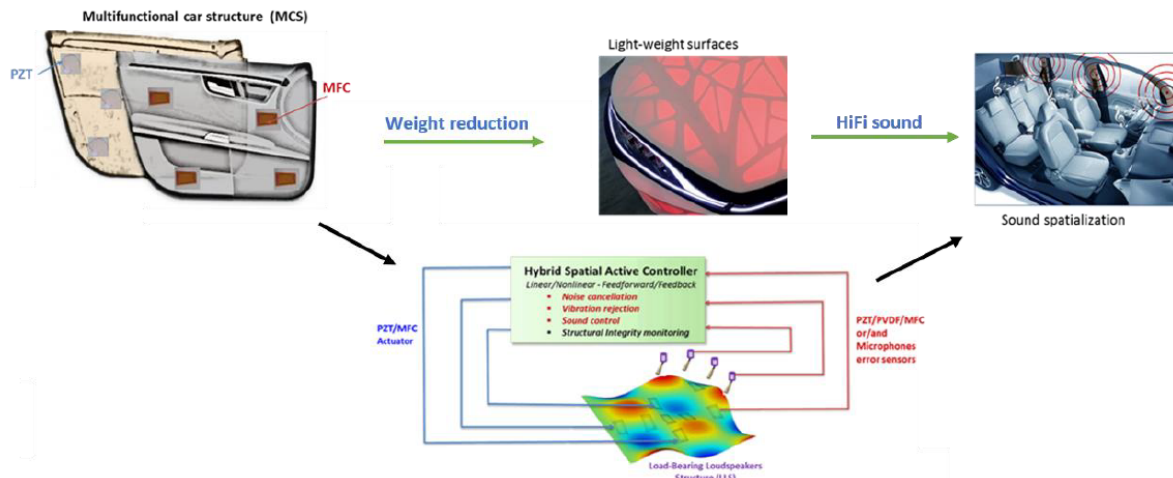


FIGURE 1.1 – Schéma représentant les surfaces d'habitacles de voitures, les MCS et LLS.

intégrés dans les nouveaux développements. En second lieu, ce projet s'intéresse à une généralisation en vue de la démocratisation du son spatialisé dans une automobile, comme par exemple à l'alerte spatialisée du danger extérieur mais aussi à des applications de divertissement.

Prenons l'exemple d'une portière avant de la Peugeot 3008. Les haut-parleurs haute fidélité (Hi-Fi) utilisés pour générer des basses/médiums (60 Hz-4 kHz) et placés en bas des portières sont des « woofer » de la marque focal³ de 165mm, et la longueur de la bobine est de 8 cm. L'intégration générale de ce woofer dans la voiture est disponible à la figure 1.2.

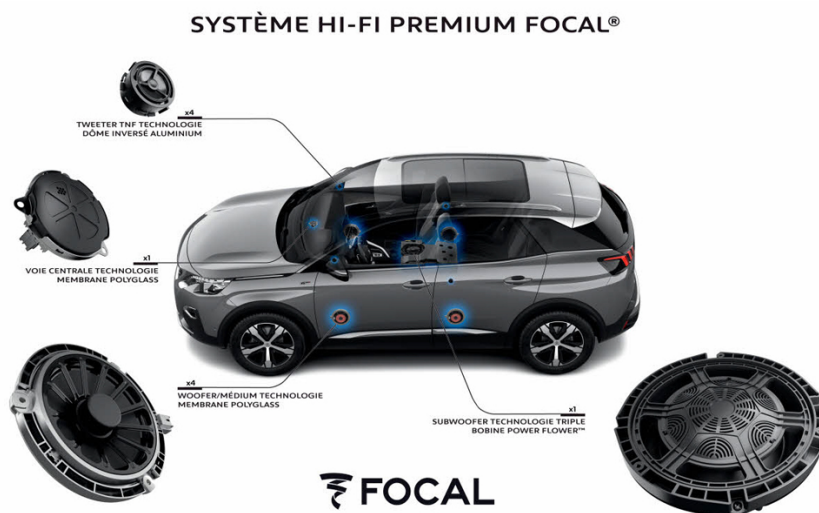


FIGURE 1.2 – Photo montrant la dissémination du haut-parleur de type woofer dans la Peugeot 3008.

Ainsi, plusieurs remarques peuvent être faites. En effet, les approches de conception actuelles consistent à concevoir, fabriquer, et maintenir les véhicules et les systèmes fonctionnels

3. lien du site du fabricant ici

séparément. Les haut-parleurs classiques utilisés dans l'automobile forment une chaîne électronique indépendante du reste de la voiture et de ses composants. De plus, les portières sont aussi conçues de telle sorte à résister au choc et à la fatigue vibratoire. A titre d'illustration, la fi-

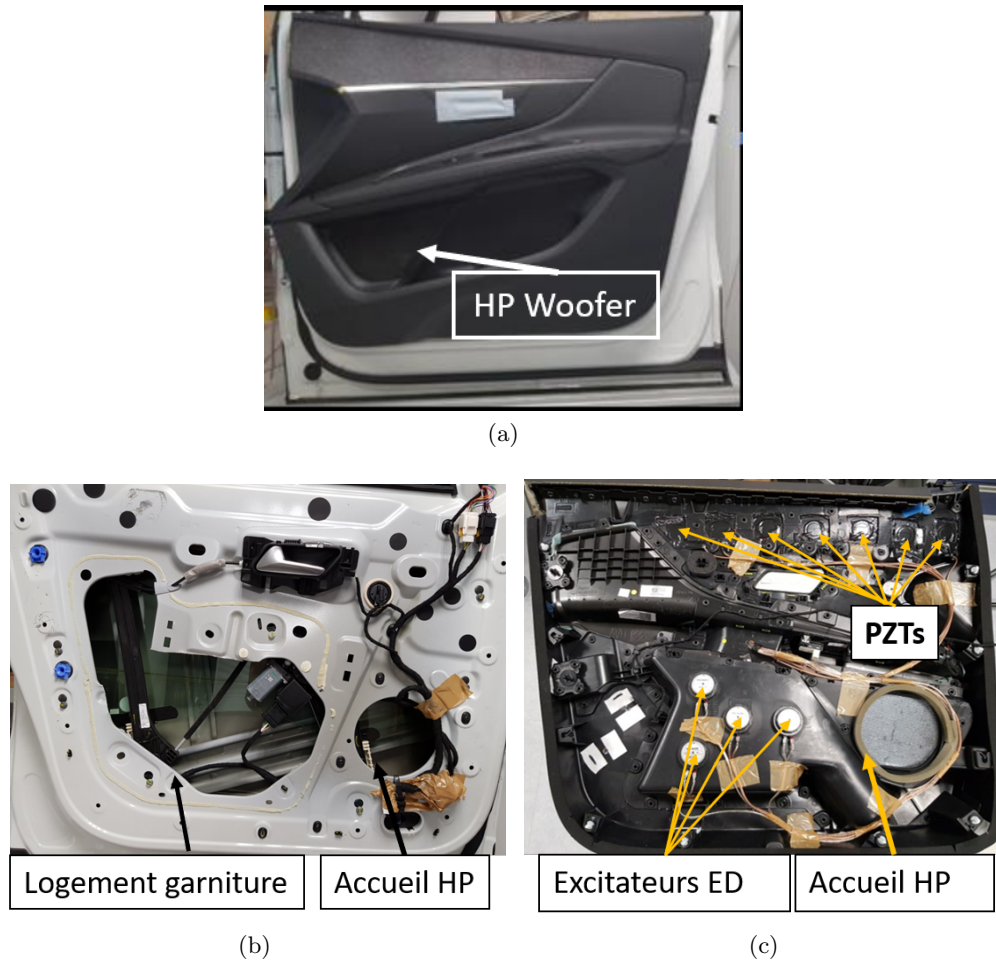


FIGURE 1.3 – (a) Portière de Peugeot 3008. (b)Intérieur de la portière et (c) intérieur de la garniture.

gure 1.3a montre la portière avant d'une Peugeot 3008. La figure 1.3c exhibe la complexité d'un panneau de portière et le logement du woofer. Ce panneau de portière a été équipé pendant le projet de PZTs sur la partie haute et d'excitateur électrodynamiques (ED) sur la partie basse. La figure 1.3b montre ensuite la conception intérieure de la portière induite pour accueillir le panneau de portière ainsi que le woofer. Ces images témoignent de la complexité inhérente à la conception d'une automobile. Ainsi, il est possible de gagner en volume et en encombrement et donc en design (et impact visuel) si l'on fonctionnalisait ces garnitures (MCS), tout en offrant de nouvelles fonctionnalités inédites, notamment le rendu sonore spatialisé, la réduction de bruits et vibrations parasites et cela sans compromettre les performances en termes de résistance aux chocs et à la fatigue.

De surcroît, étant donné que l'acoustique a un fort impact sur la conception d'une automo-

bile (sécurité, confort), une large utilisation des méthodes de spatialisation sonore permettra une augmentation de la sécurité et du confort à bord. D'un côté, les alertes sonores jouent un rôle vital pour l'automobiliste en attirant son attention et en lui communiquant des informations qui peuvent être cruciales dans certains cas comme l'éminence d'une collision. Le choix de la modalité auditive permet de plus de réduire l'impact de la distraction du conducteur sur la tâche primaire de conduite et donc d'augmenter la sécurité. Par ailleurs, une restitution sonore spatialisée de ces alertes permet de diriger l'attention du conducteur directement vers la source de danger.

Le but du projet SOURCE est dans un premier temps de transformer les structures de type « plaque » garnissant l'habitacle de voiture en haut-parleur. Dans un second temps, ces surfaces rendues fonctionnelles seront utilisées pour produire un rendu sonore spatialisé avec un nombre réduit de ce nouveau type de haut-parleurs afin de créer un son plus réaliste, ou alerter le conducteur d'un éventuel danger. Les travaux présentés dans ce manuscrit concernent principalement la création de sources sonores à l'aide de ces panneaux de porte. Dès lors, un effort est mis sur le contrôle vibratoire de ces pièces, pour la génération du son et des perturbations pouvant survenir. Il est intéressant de noter que d'autres problématiques inhérentes au projet seront traitées par les partenaires. Ainsi, le design des actionneurs, les chaînes de pilotage et les stratégies d'égalisation dépendent des partenaires et ne seront donc pas étudiés ici.

1.1.2 Rendu sonore spatialisé à l'aide de haut-parleurs plans

Les méthodes de reproduction de champs sonores forment un pan entier de l'acoustique. En effet, l'idée principale est la restitution de la manière la plus fidèle possible à l'oreille des caractéristiques physiques d'un son spatialisé. Pour ce faire, le but est de calibrer chaque haut-parleur du réseau de sorte que la somme résultante des ondes sonores puisse reproduire avec une grande fidélité la propagation acoustique et donc le ressenti de la source primaire [13]. Historiquement, il existe pour résumer trois types de méthodes permettant un rendu sonore spatialisé. Les méthodes basées sur la stéréophonie (« Vector Based Amplitude Panning » VBAP) [14], celles sur le rendu binaural [15], et les approches utilisant l'holophonie (ambisonic [16, 17] ou Wave Field Synthesis (WFS) [13, 18]). L'ensemble de ces méthodes a été déployé au moyen de haut-parleurs électromagnétiques. De nombreuses contraintes sont imposées par ces méthodes pour fonctionner correctement : l'installation doit être constituée d'un réseau de plusieurs haut-parleurs à réponse en fréquence plate et omnidirectionnelle dans l'espace, répartis uniformément de façon à couvrir toute la zone de restitution [19].

Ces limitations inhérentes au rendu sonore spatialisé ont poussé les chercheurs à trouver d'autres types de solutions. Entre autres, les haut-parleurs surfaciques, qui présentent des avantages par rapport aux haut-parleurs électrodynamiques, mais aussi des désagréments certains. La principale technologie de haut-parleurs surfaciques, nommée « Distributed Mode Loudspeaker » (DML), a été introduite comme alternative aux haut-parleurs électrodynamiques [20]. L'idée est de produire des ondes sonores en excitant les ondes de flexion d'une fine plaque

rigide au moyen d'un ou plusieurs actionneurs . Ces actionneurs peuvent être de type piézo-électrique ou bien électrodynamique. Ces DMLs ont été utilisés pour spatialiser le son par la méthode WFS [3, 21]. Cependant, les haut-parleurs surfaciques souffrent de certains inconvénients en raison du repliement spectral, et du comportement modal à basse fréquence des plaques, entraînant des distorsions. Ceux-ci ne répondent donc pas aux exigences des méthodes de reproduction sonore spatialisée. Par conséquent, une nouvelle technologie utilisant plusieurs actionneurs et appelée Multi-Actuator Panels (MAP) ou dans le cas de plaques plus grandes, Large Multi-Actuator Panels (LaMAP) a été conçue pour surmonter ces limitations [22]. Cette technologie a été utilisée avec succès dans le contexte de la WFS [6, 5, 2]. Toutefois, cette technologie présente encore certains inconvénients, tels que le comportement modal aux basses fréquences et les interférences entre les sources, ce qui entraîne des distorsions et donc des problèmes de qualité sonore.

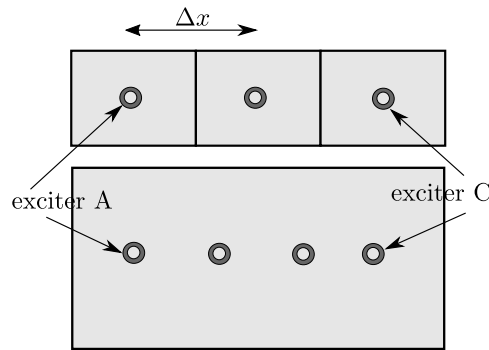


FIGURE 1.4 – Comparaison entre DMLs accolés et un MAP.

1.1.3 Verrous scientifiques et objectifs

Les méthodes de rendu sonore spatialisés sont basées sur un contrôle du champ de pression au niveau des oreilles de l'utilisateur. En environnement automobile, le nombre de passagers et la configuration géométrique de la voiture change, de même que des variations de température et des bruits environnementaux peuvent survenir, rendant compliqué la mise en œuvre de ces méthodes. Dès lors, s'il est possible de contrôler les champs de vitesse des surfaces vibrantes au lieu de travailler uniquement sur la pression sonore émise, il serait alors possible d'obtenir une source sonore de meilleure qualité. Compte tenu des observations précédentes, la focalisation des ondes de flexion sur ces éléments surfaciques de type garniture (portière, toit, pare-brise...), pour créer des sources sonores indépendantes semble être un moyen prometteur de créer un ensemble de sources audio pouvant être utilisées pour le rendu sonore spatialisé. Néanmoins, l'utilisation de ces surfaces à des fins de rayonnement acoustique dans un habitacle de voiture existant reste un défi majeur. En effet, les portières sont réalisées à l'aide d'assemblages de géométries complexes, avec des raidisseurs, des fixations de type bouterollage ainsi que de mousses d'isolation et de revêtements. Cette complexité structurelle va entraîner l'apparition de non-linéarités et donc des distorsions sonores, ainsi que des comportements vibroacoustiques difficiles à modéliser et à prédire. De plus, la voiture évolue dans un environnement extérieur

introduisant des perturbations de divers types et susceptibles de parasiter les sources sonores produites. Ainsi, les conditions opérationnelles vont avoir une grande influence sur le champ sonore. En effet, la qualité de ce dernier sera impactée par plusieurs paramètres comme la température ou l'environnement vibroacoustique (nombre de passager, bruit moteur et dû à la route, etc...). De ce fait, force est de constater que les éléments actifs surfaciques qui sont actuellement disponibles dans les habitacles de voiture ne sont pas adéquats pour la reproduction de champs sonores et qu'il faudra donc dans un premier temps les rendre compatible vis à vis des exigences des méthodes de rendu sonore et performances sonores attendues.

Dans ce projet de thèse, le but est de participer à la réduction du fossé entre le monde de la recherche en acoustique et celui de son application industrielle et plus spécifiquement dans l'industrie automobile, en répondant aux questions soulevées ci-dessus. Ceci passe par la proposition de stratégies de contrôle pour reproduire des sources sonores indépendantes sur des éléments structurels de voiture. L'idée est donc de focaliser les ondes de flexion sur des zones spécifiques, afin de recréer des pistons vibrants, à rayonnement omnidirectionnel dans l'espace et à réponse en fréquence plate. Ensuite, le second objectif est la mise en place de stratégies pour la compensation des éventuels perturbations liées à l'environnement extérieur. Enfin, le troisième objectif est d'utiliser ces sources afin de spatialiser des champs sonores dans l'espace.

1.2 Organisation du manuscrit et contributions

1.2.1 Organisation

Le présent manuscrit est structuré de manière à répondre aux trois principaux objectifs cités plus haut. A savoir, la reconstruction de sources sonores localisées, ainsi que la compréhension et la compensation des effets de l'environnement, puis la spatialisation du son.

Premièrement, des notions clés de la dynamique des structures et du rayonnement des plaques sont rappelées au **chapitre 2**. De plus, une étude bibliographique a été menée, passant en revue les différentes technologies de HP plan en général, et ceux utilisés dans le cadre de la spatialisation en particulier.

Ensuite, le **chapitre 3** passe en revue trois méthodes de focalisation d'ondes de flexion dans un milieu quelconque, avec application ici à la focalisation d'ondes de flexion dans des structures de type plaque. Une étude paramétrique numérique est effectuée afin de comparer les différentes performances des méthodes via quatre indicateurs clés de performance (ICP). Une validation expérimentale sur un cas simple et un cas industriel plus réaliste (portière de voiture) sera ensuite effectuée. Enfin, une étude des non-linéarités induites par les plaques ou portières de voiture, ainsi que l'impact sur celles-ci des algorithmes de focalisation seront présentés.

L'influence de l'environnement extérieur sur les algorithmes de focalisation d'ondes de flexion sera étudié dans la suite de ce manuscrit. Le **chapitre 4** propose de traiter des effets de la température sur la dynamique des plaques et des algorithmes de focalisation d'ondes de flexion étudiés au **chapitre 3**. Ces résultats permettront de concevoir un jumeau numérique paramétré en température, puis un correcteur à base de réseau de neurones, pour rejeter et

réduire ces effets de température sur ces méthodes. Ensuite, dans le même chapitre sera étudié le rejet des vibrations parasites basses fréquences induites par les bruits moteurs ou par la route sur les algorithmes de focalisation d'ondes de flexion. Une commande optimale utilisant une boucle de retour d'état est utilisée à cette fin.

Finalement, des annexes décrivent des développements complémentaires. Ainsi, **l'annexe B** présente des résultats préliminaires relatives au rayonnement des méthodes de focalisation d'ondes de flexion. Ensuite, une démarche d'application d'une méthode de spatialisation de champs sonores appelée transaural est proposée et décrite. **L'annexe C** décrit le démonstrateur à échelle réelle conçu pendant le projet SOURCE ainsi que des observations préliminaires.

1.2.2 Publications

Ces contributions ont donné lieu à différentes communications dans deux conférences internationales ainsi qu'à deux soumissions dans des journaux à comité de lecture dont une acceptée.

Articles

- N. Benbara, M. Rebillat, N. Mechbal, Bending waves focusing in arbitrary shaped plate-like structures: Application to spatial audio in cars, *Journal of Sound and Vibration* 487 (2020) 115587. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2020.115587>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X20304193>
- N. Benbara, G. Martin, M. Rebillat, N. Mechbal. Bending waves focusing in arbitrary shaped plate-like structures : study of temperature effects and digital twin based compensation procedure. *Journal of Sound and Vibration* (submitted)

Conférences internationales

- N. Benbara, M. Rebillat, N. Mechbal, Bending waves focusing in arbitrary shaped plate-like structures, in: 9th ECCOMAS Thematic Conference on Smart Structures and Materials, International Centre for Numerical Methods in Engineering (CIMNE), Paris, France, 2019, pp. 503–514
- N. Benbara, M. Rebillat, N. Mechbal, Bending waves focusing in arbitrary shaped plate-like structures: application to spatial audio, in: 23rd International Congress on Acoustics, ICA, Aachen, Germany, 2019, pp. 1–8

2

Haut-parleurs plans pour le rendu sonore spatialisé

Résumé

Le premier chapitre de ce manuscrit présente une revue bibliographique et technologique sur les différents haut-parleurs de type « plaque » utilisés afin de produire du son, soit en tant que simple haut-parleur, soit pour un rendu sonore spatialisé. Ce chapitre est divisé en trois parties. Dans un premier temps, seront explicitées des notions clés nécessaires à la modélisation de la dynamique des plaques. En effet, des notions de vibro-acoustique seront abordées afin de comprendre les différents comportements qui régissent les structures en fonction de la fréquence. Dans un second temps, les haut-parleurs plans pour le rendu sonore spatialisé seront passés en revue. Enfin, d'autres travaux concernant le développement de haut-parleurs plans ayant pour but d'améliorer les capacités de rayonnement, mais qui n'ont pas eu vocation à être utilisés dans le cadre de la spatialisation, seront discutés.

Sommaire

2.1	Introduction	10
2.2	Notions clés pour la modélisation des haut-parleurs plans	10
2.2.1	Modèle dynamique de plaque	10
2.2.2	Grandeurs caractéristiques	12
2.2.3	Rayonnement de plaques	15
2.3	Haut-parleurs plan pour le rendu sonore spatialisé	18
2.3.1	Spatialisation avec haut-parleurs classiques	18
2.3.2	Le Distributed Mode Loudspeaker (DLMs)	19
2.3.3	Le Multiactuator Panel (MAP)	22
2.3.4	Le Large Multiactuator Panels : (LaMAP)	26
2.3.5	Étude des conditions aux limites	29
2.3.6	Discussion	31
2.4	Haut-parleurs plans améliorés	31
2.4.1	Influence de masses ajoutées	31
2.4.2	Influence du nombre d'actionneurs et de la disposition	33
2.4.3	Discussion	35
2.5	Conclusion	36

2.1 Introduction

Il est important de rappeler que pour utiliser des algorithmes de spatialisation de champs sonores, les sources doivent se comporter comme des monopoles acoustiques. La première propriété est le caractère omnidirectionnel de la source, c'est-à-dire qu'elle doit rayonner la même pression acoustique dans toutes les directions de l'espace à une distance donnée. La seconde propriété, implique que la réponse en fréquence de la source doit être plate dans le domaine de l'audible, c'est-à-dire dans la bande 20 Hz - 20 kHz. Il est possible de compenser certaines imperfections par du traitement du signal (égalisation par exemple). Cependant, il est préférable de nous rapprocher le plus possible d'une source parfaite dès le début.

2.2 Notions clés pour la modélisation des haut-parleurs plans

2.2.1 Modèle dynamique de plaque

Afin d'utiliser des plaques en guise de haut-parleurs plans, la connaissance de leur comportement dynamique est primordiale. Le principe général est la production d'ondes à l'aide d'excitateurs accolés sur la plaque, qui vont ensuite rayonner dans l'air en produisant des ondes sonores. Il existe dans les plaques minces plusieurs types d'ondes, principalement longitudinales et de flexions. Dans le cas d'une structure de type plaque, où l'épaisseur est négligeable devant les deux autres directions, et excitée transversalement, les ondes sont très majoritairement de flexion et vont rayonner de ce fait majoritairement.

Modèle éléments finis de la plaque test

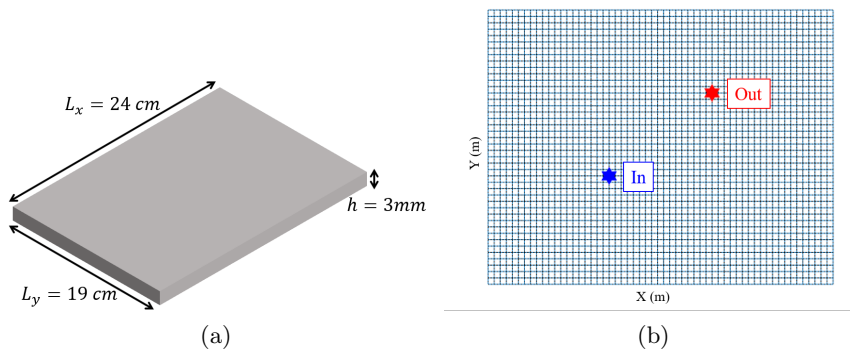


FIGURE 2.1 – (a) Plaque test et (b) maillage associés.

Cette sous-section introduit un modèle éléments finis de plaque en polypropylène, qui est caractéristique des garnitures utilisées dans l'automobile, et qui servira de cas applicatif. Cette exemple numérique est modélisé par des éléments de type coque, maillé très finement (57 mailles suivant x et 45 mailles suivant y), afin de pouvoir effectuer des calculs dynamiques dans le domaine de l'audible, à savoir jusque 20 kHz. L'entrée et la sortie utilisés pour les calculs de réponses forcées sont indiqués sur le maillage. De plus, la construction du système d'état associé

au modèle ainsi que le calcul des fonctions de transferts est donné en annexe A. Les propriétés matériaux choisis sont disponibles au tableau 2.1.

TABLE 2.1 – Propriétés matériaux pour la plaque test.

l_x (m)	l_y (m)	E (GPa)	ν	ρ (kg/m ³)
0.24	0.19	1.1	0.33	990

Modèle analytique de la plaque

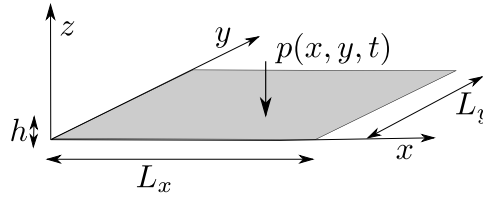


FIGURE 2.2 – Plaque de dimension (L_x, L_y) , avec une force ponctuelle $p(x, y, t)$ s'exerçant dessus.

Le déplacement hors plan $u(x, y, t)$ d'une plaque soumise à une excitation transverse $p(x, y, t)$ est modélisée par l'équation suivante, [26] :

$$D\nabla^4 u(x, y, t) + \rho_p h \ddot{u}(x, y, t) = p(x, y, t), \quad (2.1)$$

Avec E , ν et ρ_p respectivement le module de Young, le coefficient de Poisson et la masse volumique de la plaque. De plus, h est l'épaisseur de la plaque, supposée négligeable devant les deux autres dimensions (longueur et largeur), voir figure 2.2. De plus, il est possible de définir la rigidité dynamique :

$$D = \frac{Eh^3}{12(1 - \nu^2)}. \quad (2.2)$$

Celle-ci permet de relier la pulsation des ondes de flexions ω avec le nombre d'onde k (en injectant une solution de type onde plane monochromatique dans l'équation de propagation), sous la forme d'équation de dispersion :

$$\sqrt{\frac{D}{\rho_p h}} k^4 = \omega^2. \quad (2.3)$$

Il existe deux modèles principaux pour étudier les ondes de flexion et leur rayonnement. Le plan infini et le plan fini de dimension (L_x, L_y) . Dans le cas réel, donc dans une plaque de dimension finie, les ondes de flexions restent confinées dans le milieu en se réfléchissant au niveau des conditions aux limites, et en créant donc des ondes stationnaires, appelées modes de vibrations. Les trois conditions aux limites usuelles sont, « libre », « encastré » et « simplement supporté ». La condition « libre » impose que les bords de la structure ne soient contraints en aucun point, ce qui n'implique aucune force de réaction le long des limites (pas de moment

de flexion et torsion et pas de cisaillement). A l'inverse, la condition d'encastrement contraint les bords à un blocage parfait (force normale et perpendiculaire au support, et un moment de flexion perpendiculaire à la plaque). Entre les deux, le simplement supporté qui se comporte comme la condition encastree, mais sans moment de flexion. En pratique, nous ne nous trouvons jamais dans l'une de ces situations, mais souvent dans un mélange de plusieurs situations, les conditions d'encastrement parfaits étant difficile à reproduire. Par ailleurs, dans l'automobile, les conditions aux limites sont particulièrement compliquées et ne sont pas uniformes sur toute la plaque, avec des mousses et des moyens d'isolation passive appliqués.

La réponse libre peut être décomposées dans la base des modes ψ_{nm} :

$$u(x, y, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} a_{nm}(t) \psi_{nm}(x, y), \quad (2.4)$$

avec $a_{nm}(t)$ les coefficients modaux. En fonction des différentes conditions aux limites, les expressions des éléments propres sont différentes et sont disponibles dans [27]. En réinjectant (2.4) dans (2.1), il est possible de calculer les fréquences propres f_{nm} associées aux modes propres ψ_{nm} . Il n'y a que pour la condition aux limites de type « simplement supportée » qu'il existe une expression analytique simple :

$$\psi_{nm}(x, y) = \frac{2}{\sqrt{L_x L_y}} \sin\left(\frac{m\pi}{L_x} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{L_y} y\right), \quad (2.5)$$

et les fréquences propres correspondantes sont données par :

$$f_{nm} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{D}{\rho_p h}} k_{nm}^2, \quad (2.6)$$

avec les nombres d'ondes de flexions suivant x et y , $k_m = m\pi/L_x$, $m \geq 1$ et $k_n = n\pi/L_y$, $n \geq 1$, et $k_{nm}^2 = k_m^2 + k_n^2$ le nombre d'ondes élastique.

La figure 2.3, montre les quatre premiers modes d'une plaque en polypropylène encastree ainsi que d'une plaque libre, dont les dimensions et les propriétés matériaux sont données au tableau 2.1.

Les modes de plaques encastrees quant à eux peuvent être approchés par des sinusoïdes auxquelles s'ajoute un terme de correction pour les fréquences propres, comme explicité dans [28].

2.2.2 Grandeurs caractéristiques

La réponse forcée d'une plaque soumise à une force sera développée analytiquement au chapitre 3. Ce qui nous intéresse dans cette partie est d'étudier qualitativement l'influence de quelques paramètres sur le comportement dynamique d'une plaque. Pour rappel, le modèle éléments finis défini à la section 2.2.1 sera choisi.

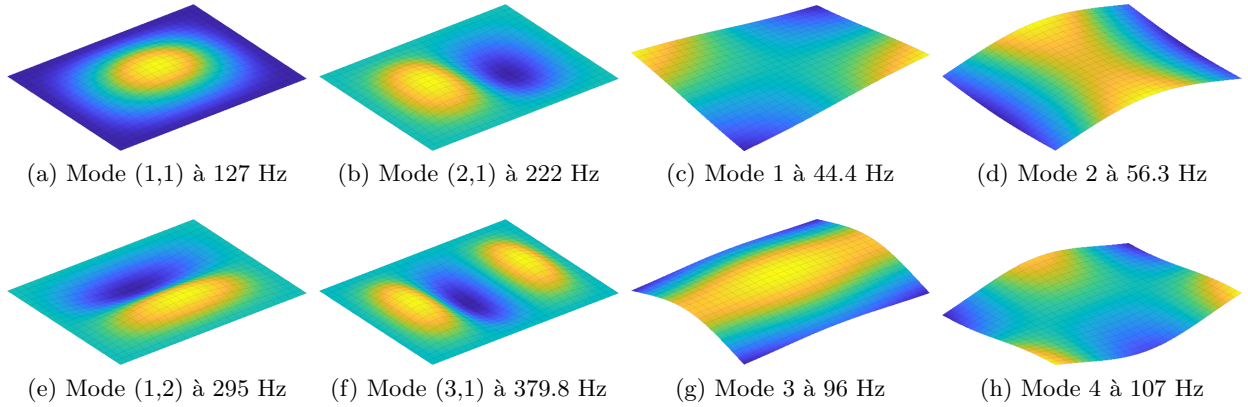


FIGURE 2.3 – Quatre premiers modes de plaques (a,b,e,f) simplement supportée et (c,d,g,h) libre.

Amortissement Tout d’abord, la notion d’amortissement est primordiale. Bien que difficile à appréhender, l’amortissement représente les dissipations d’énergie qu’il y a dans le matériau. L’amortissement peut être modélisé de différentes manières, voir [29]. Il existe un modèle d’amortissement visqueux appelé ξ proportionnel à la vitesse $\dot{u}(x, y, t)$, et un modèle dit hystérétique valable en formulation fréquentielle, proportionnel au déplacement, modélisé par un module de Young complexe $\bar{E} = E(1 + j\eta)$, et donc une rigidité complexe sous la forme $\bar{D} = D(1 + j\eta)$, avec η appelé facteur de perte. Bien que ces deux modèles d’amortissements ne dissipent pas l’énergie de la même manière, pour un cycle, nous pouvons considérer que $\eta = 2\xi$ voir [29].

La figure 2.4 montre la réponse de la plaque pour trois valeurs d’amortissements visqueux différents. Les traits verticaux en pointillés représentent les fréquences propres. A basse fréquence, les pics des modes sont donc plus épais et les amplitudes moins élevées avec l’amortissement qui augmente. Plus la structure est amortie, plus les modes ont tendance à se combiner. En effet, autour de 600 Hz (et de 850 Hz), deux modes proches à 1% d’amortissement, qui se chevauchent mais restent distincts, ont fusionnés dans le cas à 2 ou 3% d’amortissement. Plus la fréquence et l’amortissement augmentent, plus les courbes sont lisses.

Densité modale La répartition du nombre de modes en fonction de la fréquence est aussi un critère déterminant. La densité modale asymptotique d’une plaque (en modes/Hz) en polypropylène caractéristique d’une portière est :

$$\eta_{\infty} = \frac{l_x l_y}{2} \sqrt{\frac{\rho h}{D}} = 0.0236 \text{ modes/Hz}. \quad (2.7)$$

De plus, un autre paramètre permet de quantifier la manière dont les modes participent à une fréquence donnée, et est appelé recouvrement modal. Il peut être écrit en fonction de la densité modale : $\mu(f) = \eta f \eta_{\infty}$. Il peut aussi s’écrire de la façon suivante :

$$\mu(f) = \frac{\Delta f_{-3dB}}{\Delta f_{mode}} = \frac{1}{\Delta f_{mode}} \frac{\alpha}{\pi}, \quad (2.8)$$

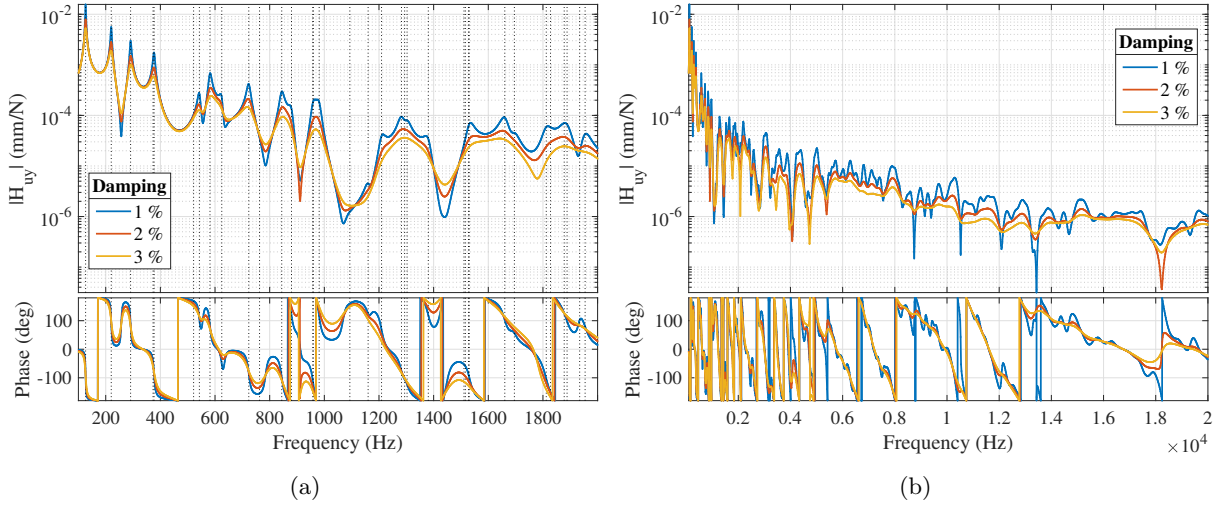


FIGURE 2.4 – Réponse en fréquence de la plaque pour trois amortissements différents. Avec (a) le zoom de (b).

avec Δf_{mode} l'espacement moyen entre deux modes et Δf_{-3dB} la largeur d'un pic à $-3dB$.

Lorsque le recouvrement modal $\mu \leq 1$, la structure est dominée par ses modes propres. Lorsque $\mu > 1$, la structure ne peut plus être étudiée par l'approche modale classique et il est donc nécessaire d'appliquer la SEA [30]. La fréquence à partir de laquelle le recouvrement modal est trop grand pour que l'approche modale soit adaptée est donc telle que :

$$f_{\mu=1} = \frac{1}{\eta\eta_{\infty}} = 707 \text{ Hz.} \quad (2.9)$$

La figure 2.5 montre la réponse de la même plaque pour $\xi = 3\%$ et la valeur limite où l'approche de modélisation modale n'est plus adaptée.

Ainsi, nous pouvons conclure qu'à basse fréquence, la structure vibre suivant ses modes propres, de façon déterministe, avec des pics de résonances bien distincts les uns des autres, et les vibrations sont distribuées sur toute la structure. Les outils d'étude sont la dynamique des structures de base présentée plus haut. En revanche, à haute fréquence, la densité de modes est très grande de telle sorte qu'ils se superposent et que la réponse en fréquence soit beaucoup plus lisse. C'est dans ce cas de figure que la « Statistical Energy Analysis » ou « SEA » est utilisée afin d'étudier le comportement à haute fréquence de manière statistique. Celle-ci repose sur le transfert d'énergies entres différents sous-systèmes d'un même système mécanique [31].

La figure 2.6 montre l'amplitude de la transformée de Fourier de la réponse en déplacement de la plaque à une impulsion, pour cinq fréquences. Le point d'excitation est sur chaque plaque en astérisque verte. Les formes sont tracées pour une fréquence $f = 580 \text{ Hz}$, puis pour des fréquences supérieures à $f_{\mu=1}$. Il en ressort que plus la fréquence est élevée, plus les vibrations restent localisées au voisinage de l'actionneur, avec l'amplitude qui décroît. Ceci est du à la densité modale très élevée.

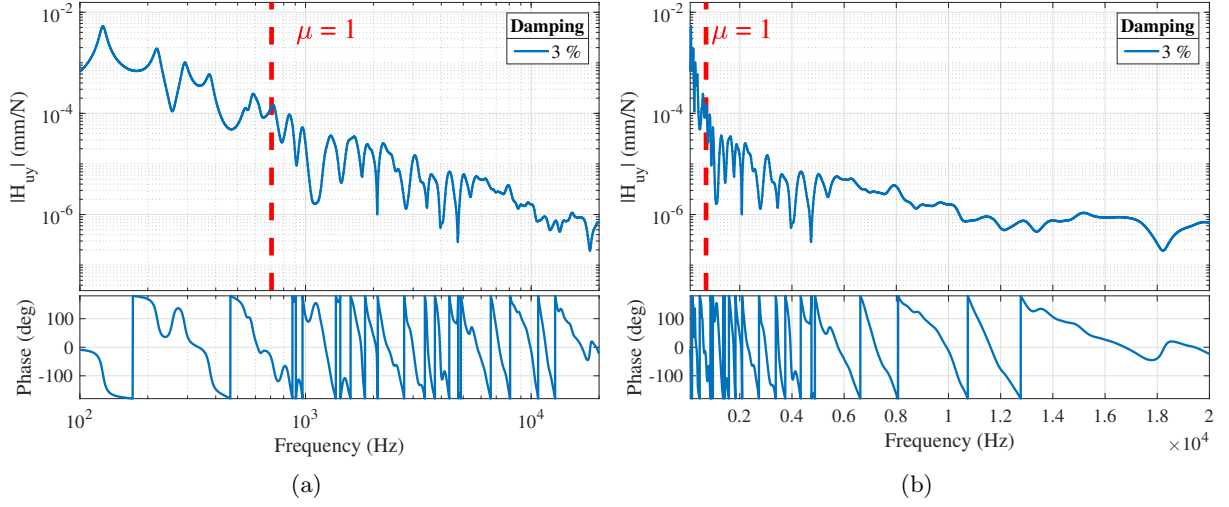


FIGURE 2.5 – Réponse en fréquence de la plaque sur 100Hz-20kHz, pour $\xi = 3\%$, avec en traits pointillés rouge la fréquence telle que $\mu = 1$. Avec les fréquences en échelle : (a) logarithmique, (b) linéaire.

Par conséquent, à basse fréquence, il semblerait justifié d'utiliser une approche de contrôle, afin de lisser la réponse en fréquence, alors qu'à haute fréquence, aucune stratégie de contrôle n'est possible.

2.2.3 Rayonnement de plaques

Les ondes flexions générées vont rayonner dans l'air pour produire des ondes acoustiques. Il existe une longueur d'onde dans la plaque qui est un milieu dispersif et une longueur d'onde dans l'air, et elles sont reliées par la courbe de dispersion (2.3). La fréquence pour laquelle ces deux longueurs d'ondes sont égales est appelée fréquence de coïncidence f_c [26, 32] :

$$f_c = \frac{c_a^2}{2\pi} \sqrt{\frac{\rho_p h}{D}} = \frac{c_a^2}{\pi h} \sqrt{\frac{3\rho_p(1-\nu^2)}{E}} = 19363 \text{ Hz}, \quad (2.10)$$

avec $c_a \approx 343$ m/s, la célérité de l'onde dans l'air.

C'est la fréquence à partir de laquelle la plaque rayonne efficacement dans l'air, séparant deux domaines de fréquences. Ainsi, pour les fréquences $f_{nm} \ll f_c$, le rayonnement est faible mais non nul, et est dominé par les motifs des modes. L'efficacité du rayonnement est maximale pour $f_{nm} \approx f_c$ [33]. Pour $f_{nm} > f_c$, le rayonnement est efficace.

A titre d'illustration, la plaque test en polypropylène est reprise. Les courbes de dispersion dans l'air et des ondes de flexion dans la plaque sont tracées figure 2.7. Pour le cas $h=3$ mm, nous obtenons graphiquement une fréquence critique de $f_c=19363$ Hz, qui correspond à un nombre d'ondes $k = k_B = 354.7 \text{ m}^{-1}$, et à une longueur d'onde de $\lambda = \lambda_B = 0.0177 \text{ m}$. Le domaine subsonique correspond donc à $f < f_c = 19363 \text{ Hz}$ ($k < k_c$), et le domaine supersonique à $f > f_c = 19363 \text{ Hz}$ ($k > k_c$).

De plus, les courbes de dispersions sont tracées pour deux autres épaisseurs. Pour $h = 5$

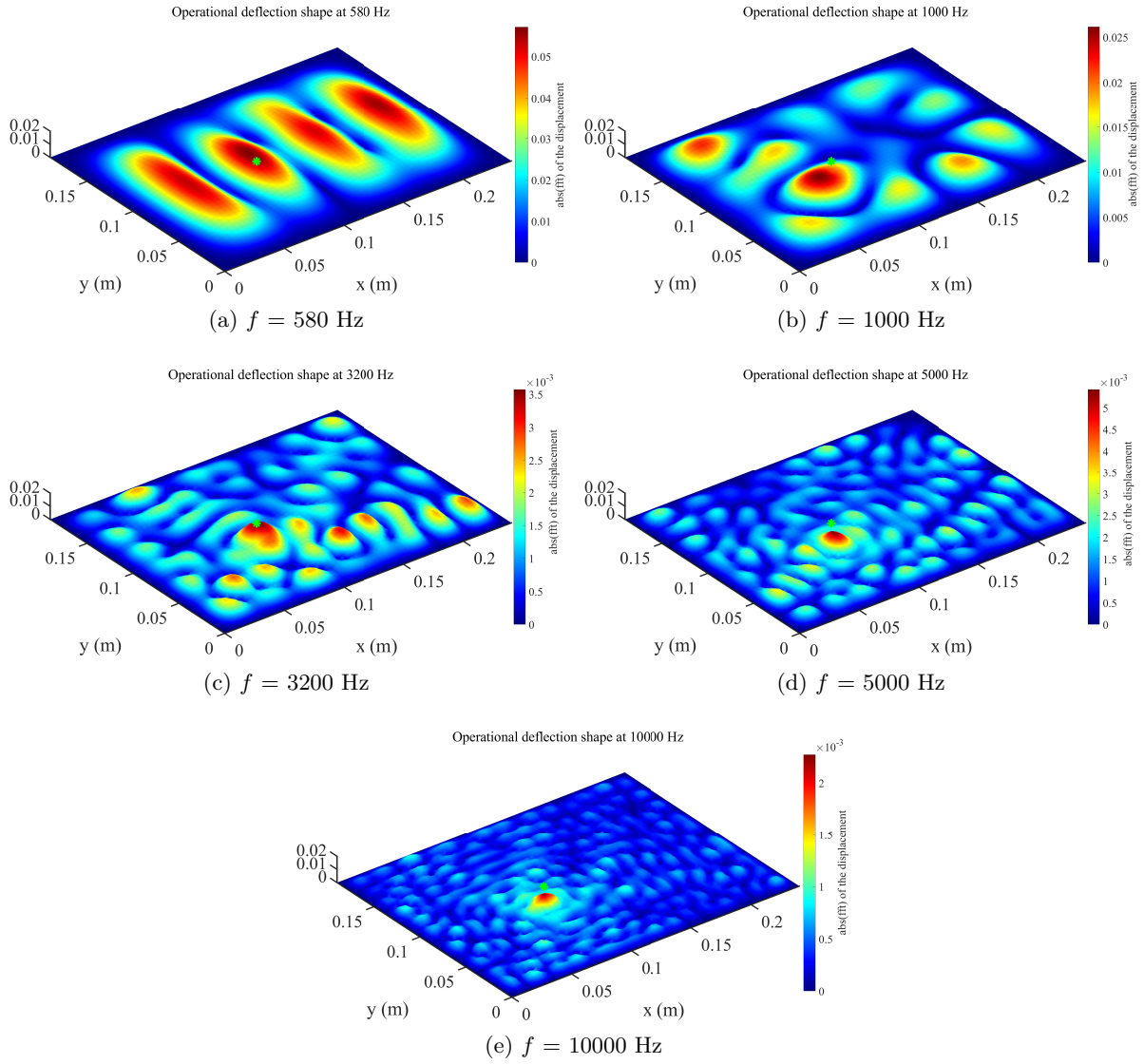


FIGURE 2.6 – Amplitude de la transformée de Fourier de la réponse en déplacement de la plaque à une impulsion pour cinq fréquences. L’astérisque verte correspond au point d’excitation.

mm, nous avons $f_c = 11617$ Hz. Et pour $h = 1$ mm, $f_c = 58088$ Hz et est en dehors de la fréquence limite de l’audible (20 kHz). Par conséquent, plus l’épaisseur est faible plus la fréquence de coïncidence est élevée.

Le tableau 2.2 résume les différents ordres de grandeurs définis précédemment.

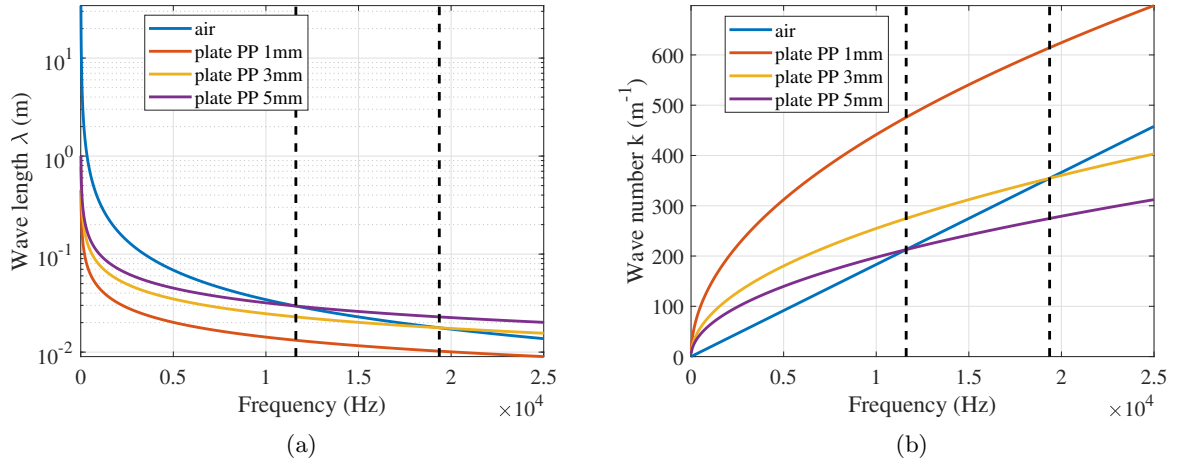


FIGURE 2.7 – Courbes de dispersions : (a) longueur d'onde et (b) nombre d'onde en fonction de la fréquence, pour l'air et pour une plaque en polypropylène (PP) de différentes épaisseurs. Les traits verticaux en pointillés représentent respectivement les fréquences de coïncidences des plaques d'épaisseurs $h = 5$ mm et $h = 3$ mm.

TABLE 2.2 – Tableau résumant les ordres de grandeur de la plaque test.

Grandeur	Valeur
η_∞	0.0236 modes/Hz
$f_{\mu=1}$	707 Hz
f_c	19363 Hz

2.3 Haut-parleurs plan pour le rendu sonore spatialisé

2.3.1 Spatialisation avec haut-parleurs classiques

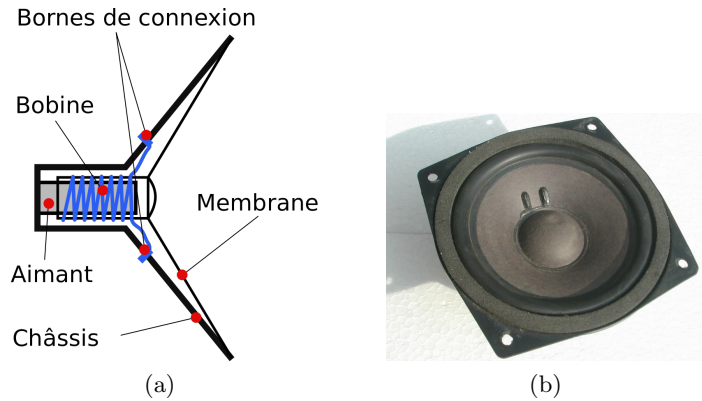


FIGURE 2.8 – (a) Schéma et (b) photo d'un haut-parleur électrodynamique, d'après <https://fr.wikipedia.org/wiki/Haut-parleur>

La plupart des prototypes destinés à faire de la spatialisation (figure 2.10), utilisent des haut-parleurs classiques dits électrodynamiques [34, 35]. Le schéma d'un haut-parleur classique est disponible figure 2.8. L'idée générale est de reproduire un champ sonore désiré en appliquant une tension d'entrée. Pour ce faire, une membrane est liée à une bobine montée dans un entrefer, qui elle-même est plongée dans un champ magnétique permanent produit par un aimant. Celle-ci, alimentée électriquement, va se voir traversée par des forces de Laplace, induisant un déplacement en translation. C'est ce déplacement qui va ensuite exciter l'air pour produire un champ acoustique.

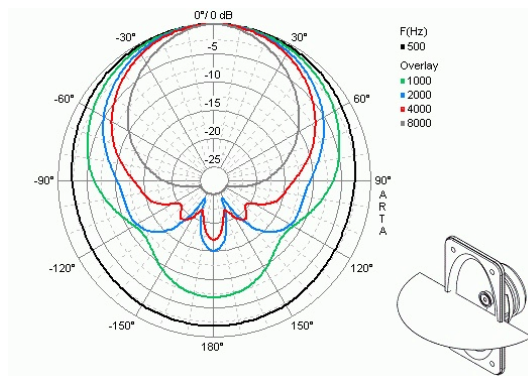


FIGURE 2.9 – Motif de directivité horizontale d'un haut-parleur commercial, d'après [1].

En général, la membrane est considérée comme un piston plan circulaire plongé dans une enceinte large afin de compenser le volume arrière. Ainsi, dû au mouvement de translation du piston et de la cavité, les lobes de directivité sont de plus en plus étroits le long de l'axe de translation en fonction de la fréquence, ce qui en fait une source sonore non idéale au vu des critères énoncés plus haut. Un exemple de directivité d'un piston commercial est disponible à

la figure 2.9.



FIGURE 2.10 – Assemblage de haut-parleurs pour la WFS, <http://personales.upv.es/jjlopez/WFS.html>

De plus, d'un point de vue spatialisation de champs sonores, la figure 2.10 montre que sur le plan technique, les volumes des haut-parleurs ainsi que leur nombre nécessaire pose un certain problème, notamment pour le rendu sonore spatialisé.

2.3.2 Le Distributed Mode Loudspeaker (DMLs)

Dans cette section, le concept de haut-parleur plan va être décrit, notamment celui développé et utilisé pour la spatialisation. Les études temporelles et fréquentielles présentes dans la littérature seront exposées.

Présentation des DMLs

Les « Distributed Mode Loudspeakers » (DMLs), sont des petits panneaux fins, légers, rigides et auxquels on ajoute un actionneur (ou plusieurs, mais pilotés par le même signal) afin d'exciter les modes de flexion de plaques, qui par suite vont rayonner dans l'air avoisinant [26, 36]. Ces actionneurs sont en majorité électromagnétiques, mais il existe des études utilisant des actionneurs de types piézoélectriques [37, 38, 39]. De plus, ils sont en général surmontés d'une cloison (voir figure 2.11) afin d'éviter l'effet de court circuit acoustique (dû au retour d'ondes), avec un matériau poreux par exemple [40].

Plusieurs travaux, notamment [41, 20, 42] ont permis de mettre en évidence les propriétés vibro-acoustiques de ces panneaux.

Étude des DMLs

Plusieurs travaux ont permis d'étudier les caractéristiques (directivité, forme d'onde, ...) des DMLs. Ainsi, les travaux de [43, 26, 44, 45] ont montré les caractéristiques de directivités des DMLs. En effet, en dessous de la fréquence de coïncidence, la directivité est quasi-omnidirectionnelle, et au delà, les motifs de directivités sont un peu plus complexes, et moins uniformes. Ils sont gouvernés par les modes de rayonnement associés aux modes de vibration.

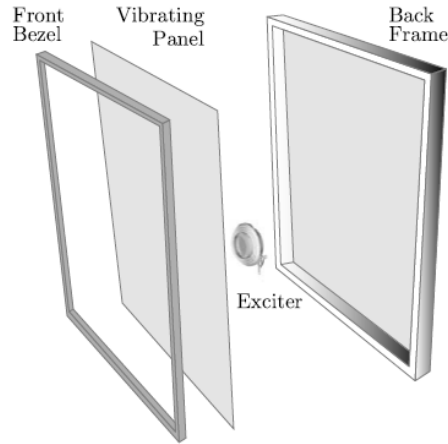


FIGURE 2.11 – Représentation d'un distributed mode loudspeaker, d'après [2]

De plus, les DMLs ont des propriétés de rayonnement différentes des haut-parleurs classiques, ils sont évoqués dans [46] comme étant plus « diffus », c'est-à-dire que les réponses en champs proches des DMLs, sont très peu corrélées entre elles.

De plus, d'après [47, 48], les DMLs produisent une réponse plus lisse dans une plus grande bande de fréquence que les haut-parleurs classiques.

Ensuite, les corrélations entre fronts d'onde incidents et réfléchis des DMLs dues aux murs sont beaucoup plus faibles que pour les haut-parleurs classiques [49, 50]. De même, la localisation stéréophonique est améliorée avec l'usage des DMLs [51, 52].

Les DMLs, possèdent d'autres aspects intéressants pour la WFS. En effet, la forme plane permet aux DMLs de s'intégrer dans une pièce très facilement, pouvant même faire partie intégrante de l'environnement de restitution lui-même. Par exemple comme portières de voiture pour *SOURCE*, écran de télévision ou projection [53]. De plus, ces plaques permettent d'entourer un espace de restitution très large avec moins d'encombrement, et à moindre coût comparé aux haut-parleurs électrodynamiques.

Motivations pour le rendu sonore spatialisé

Les caractéristiques intéressantes des DMLs, ont donc poussé des chercheurs à utiliser ces panneaux pour la Wave Field Synthesis (WFS). Les premiers essais sont décrits dans [3, 54], décrivant les avantages et inconvénients pour la WFS. La WFS est une méthode de rendu sonore spatialisé s'appuyant sur le principe de Huygens-Fresnel pour reproduire un champs de pression dans une zone étendue de l'espace à l'aide d'une série de haut-parleurs [13]. Premièrement, les DMLs ont une réponse impulsionnelle qui se fait en deux temps, à savoir une première impulsion (comme un piston classique), puis une décroissance due aux transitoires de modes de plaques. Il en ressort que les DMLs restituent de manière fidèle les premiers fronts d'onde dus à la première impulsion du panneau, et procurent une bonne sensation de spatialisation. En revanche, les transitoires dus aux modes de plaques qui surviennent juste après, produisent

des artefacts audio et une gêne d'un point de vue perceptif. Toujours dans [3, 54], les auteurs ont reproduit un front d'onde avec un ensemble linéaire de 9 panneaux rectangulaires de chez NXT, avec des surfaces de $0.18 \times 0.125\text{m}$, montées dans des cloisons de $0.22 \times 0.18 \times 0.025\text{m}$. Les panneaux sont montés côte à côte avec une hauteur de 0.18m et une longueur de 2m . Les résultats sont donnés à la figure 2.12, les fronts d'onde ont été reproduits avec succès aussi bien qu'avec un haut-parleur électromagnétique, d'après des comparaisons objectives ou subjectives.

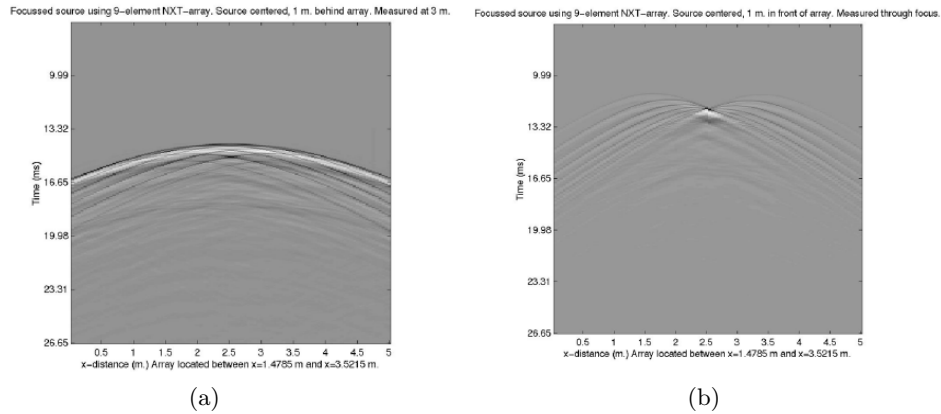


FIGURE 2.12 – Réponses impulsionnelles de 9 DMLs, reproduisant une source située (a) derrière le réseau, (b) devant le réseau, d'après [3]

Limitations des DMLs

Malgré ces avancées prometteuses, les DMLs souffrent de plusieurs limitations et ne présentent donc pas une solution optimale pour la spatialisation sonore. En effet, les plaques rayonnent très mal à basse fréquence [45]. Ceci s'explique par le comportement de la plaque qui vibre suivant ses modes ainsi que la très faible densité modale, qui induit de longs transitoires décroissants par modes. C'est pour cela que des distorsions sonores et artefacts apparaissent quand un signal à haute énergie ou transitoire court est injecté. Toutefois, en haute fréquence la plaque ne vibre plus selon des modes bien définis, et la densité modale est très élevée, le comportement vibroacoustique de la plaque sera satisfaisant pour la WFS. Il faudrait donc une très grande densité modale dans toute la bande de fréquence afin d'avoir une réponse lisse. Il serait tout à fait possible de travailler sur la position des actionneurs de telle sorte à exciter un certain nombre de modes et d'en étouffer d'autres. Or, dans le contexte des DMLs, on perd cette notion de placement optimal, un panneau étant excité par un seul signal.

En outre, le fait que les DMLs utilisés pour la WFS soient de dimension assez réduite implique la nécessité d'en disposer plusieurs autour de la zone de restitution. Ceci introduit évidemment quelques distorsions dans la synthèse de fronts d'onde, dues à plusieurs phénomènes. Le premier, étant la distance inter-sources qui doit être la plus faible possible afin d'éviter les phénomènes de repliement spectral spatial. Ainsi, le fait de réduire cette distance revient à avoir de plus petits panneaux qui rayonneront encore moins bien. De plus, les effets

de bords sont multipliés, induits par l'accrolement des plaques, ainsi que la diffraction [5].

Les limitations des DMLs explicitées ci-dessus, ont amené des chercheurs à se concentrer sur un nouveau type de panneau plus large et munis de plusieurs excitateurs gouvernés par des signaux différents [55, 21], à savoir les « Multiactuator Panels loudspeakers ».

2.3.3 Le Multiactuator Panel (MAP)

Présentation des MAPs

Les Multiactuator Panels ou MAPs, sont des grands panneaux munis de plusieurs actionneurs pilotés par des signaux différents [4]. L'idée est donc de pouvoir produire des sources ponctuelles localisées au niveau de chaque actionneur. Les sources seraient assez proches afin d'éviter le phénomène de repliement spatial, mais en plus les MAPs pourraient être équipés de plus d'actionneurs pour un encombrement moindre comparé aux DMLs dans la zone de restitution souhaitée (figure 2.13).

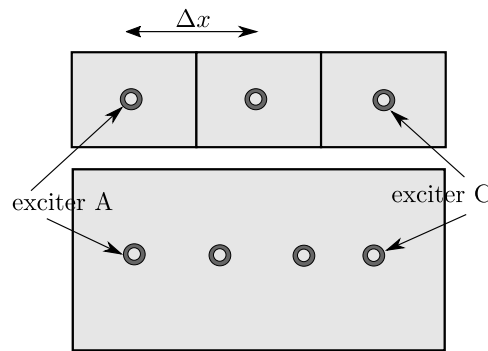


FIGURE 2.13 – Comparaison entre DMLs accolés et un MAP.

Les Figures 2.14 et 2.10, permettent d'illustrer les contraintes explicitées ci-dessus. Celles-ci montrent la répartition des haut-parleurs classiques et des haut-parleurs plans dans le cadre de la WFS. Les haut-parleurs plans permettent de disposer de plus de sources sonores dans une zone de restitution donnée et permettent de gagner en poids et en encombrement.

La première utilisation de la WFS avec un ensemble de MAPs a été réalisée dans [4, 54]. On pourrait aussi citer d'autres références comme [22, 56, 53, 57, 58] ayant réussi à reproduire des fronts d'onde à l'aide de MAPs. Les fronts d'onde ont été reproduits avec succès, moyennant quelques distorsions sonores ou quelques imperfections dans la réponse.

Comportement vibratoire des MAPs

Après avoir tenté d'étudier les propriétés d'un MAP en polycarbonate (PC) [3] les auteurs se sont rendu compte de la faiblesse de la réponse impulsionnelle, et de la pauvreté du rendu sonore de ce prototype. De ce fait, l'expérience a été tentée une nouvelle fois sur un panneau en mousse PVC laminée des deux côtés avec du papier, muni de 8 haut-parleurs [4] (figure 2.15a). Ce panneau possède un amortissement structurel plus élevé que celui en PC.

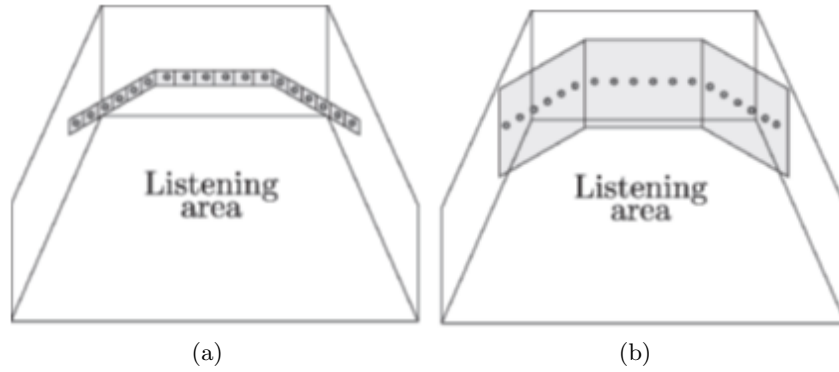


FIGURE 2.14 – Ensemble de haut-parleurs pour la WFS, a) haut-parleurs classiques et b) haut-parleurs plans, d’après [2]

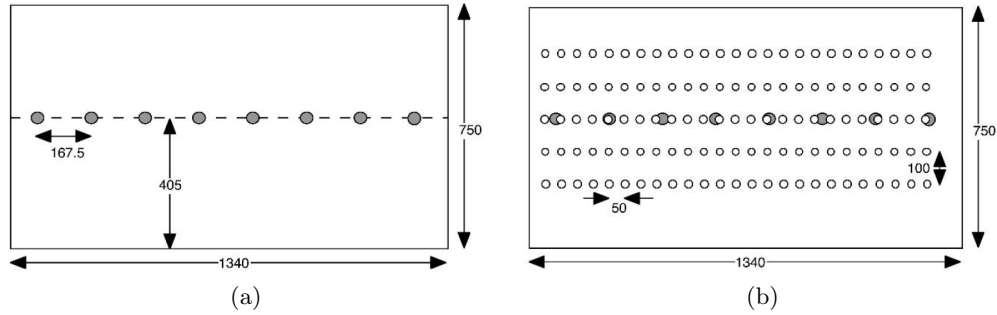


FIGURE 2.15 – (a) Dimensions (mm) du panneau en mousse et placements des actionneurs, (b) et grille de mesure (mm) et positions des microphones à 50 mm devant le panneau et positions des actionneurs en gris. Durant les mesures, seul le troisième actionneur en partant de gauche est activé, [4].

De plus, une mesure a été faite en n’actionnant que le troisième actionneur en partant de la gauche (figure 2.15b). La figure 2.16 montre le résultat de cette expérience, à savoir l’amplitude et phase de la réponse en vitesse du panneau en fonction de la position de la troisième ligne de la grille figure 2.15b. Ce résultat met en évidence la capacité des MAPs à localiser le signal désiré dans une zone voisine de l’actionneur en question. De plus, dans la même figure, les résultats analytiques sont superposés aux expériences, il y a une bonne concordance de ces résultats.

Cet effet de localisation a également été mis en évidence dans [22]. Le MAP utilisé est le même que celui présenté figure 2.15a. La figure 2.17 montre le rayonnement acoustique du panneau avec seulement le troisième actionneur piloté. Le son est effectivement localisé autour de l’actionneur. Au bout de $2.29ms$; après des réflexions successives du front d’onde produit par ce même actionneur sur les bords, l’onde acoustique produite reste localisée au voisinage proche de l’actionneur (voir flèche en gras image (b)). Cette étude confirme la faisabilité de ce type de MAP pour la reproduction de champs sonores.

De plus, dans [22], une étude complète de la réponse temporelle en vitesse du panneau est

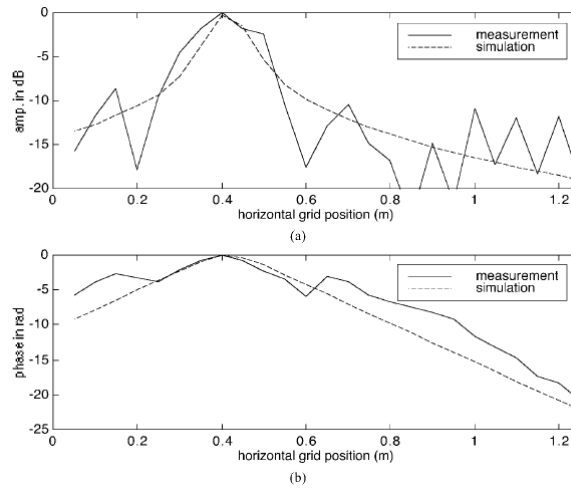


FIGURE 2.16 – Amplitude et phase de la réponse en vitesse du panneau en mousse en fonction de la position de la troisième ligne de la grille, (9). (a) Amplitude. (b) Phase, [4].

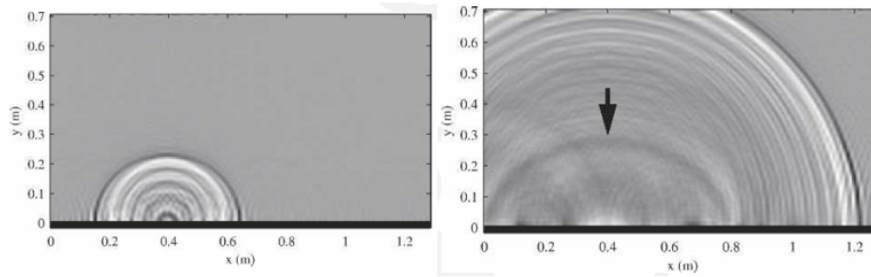


FIGURE 2.17 – Pression acoustique rayonnée de l'actionneur 3 à $t=0.63$ ms (gauche) et à $t=2.29$ ms (droite). La flèche noire désigne le rayonnement des ondes après rebond aux conditions aux limites.

donnée, avec l'excitation de deux actionneurs différents, ainsi qu'une modélisation mécanique du panneau. Ces résultats sont repris dans [2], et réexpliqués avec de nouveaux essais. Il en résulte que d'après figure 2.18, le comportement temporel est cohérent avec celui expliqué juste au-dessus. C'est-à-dire que les ondes sont localisées au niveau de l'actionneur. En effet, la pression maximum est atteinte pour $t=1$ ms. Ensuite, les effets des conditions aux limites couplées à l'amortissement de la plaque font que le pic de départ s'écrase et diminue très vite au bout de $t=3-4$ ms, et de plus, mène à un comportement diffus du panneau.

Rayonnement des MAPs

En ce qui concerne la directivité, toujours d'après [22], celle-ci est très dépendante de la fréquence et de la dimension du panneau ainsi que la position de l'actionneur.

En effet, toujours dans [2], l'auteur reprend encore les travaux de [22] pour les calculs de directivité. La directivité est mesurée en deux temps. Dans un premier temps, une technique d'holographie acoustique est utilisée afin de déterminer le champ de vitesse. Dans un second temps, l'intégrale de Rayleigh est utilisée afin de calculer le champ de pression acoustique (jusqu'à

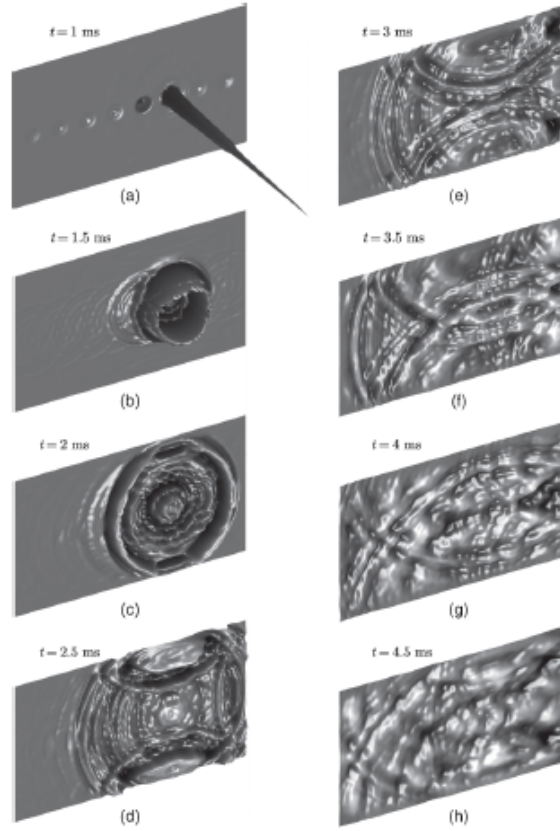


FIGURE 2.18 – Représentation 3D du rayonnement en champ proche d'un prototype de MAP, mesuré à une distance de 10 mm, pour différents pas de temps, [2]

la fréquence de repliement). Les directivités sont présentées figure 2.19. Il en résulte que le nombre de lobes augmente avec la fréquence, mais aussi, ils sont de plus en plus étroits, de telle sorte que dans certaines directions une baisse considérable de la pression est visible. Donc la fonction de réponse en fréquence peut varier considérablement avec la fréquence, comme pour les haut-parleurs standards. A partir de 500 Hz, les motifs de directivité sont déjà très marqués par les lobes secondaires.

Par conséquent, le choix de la dimension et de l'amortissement sont des facteurs importants pour un bon MAP appliqué à la WFS. Pour finir, des techniques d'égalisation ont été mis en place afin d'améliorer le comportement vibroacoustique [59, 57, 55, 60, 61].

Limitations

Il a été dit précédemment que les actionneurs devaient être le plus proche possible les uns des autres, mais en même temps rayonner de manière localisée. Cependant, pour avoir un actionneur se comportant comme une source localisée, il faut un panneau avec un amortissement structurel élevé, sinon le phénomène d'interférence entre sources (crosstalk) serait trop élevé et rendrait la réponse de la plaque inutilisable pour la spatialisation à basse fréquence (à haute fréquence, les vibrations sont bien localisées). Par contre, si l'amortissement est trop grand, le

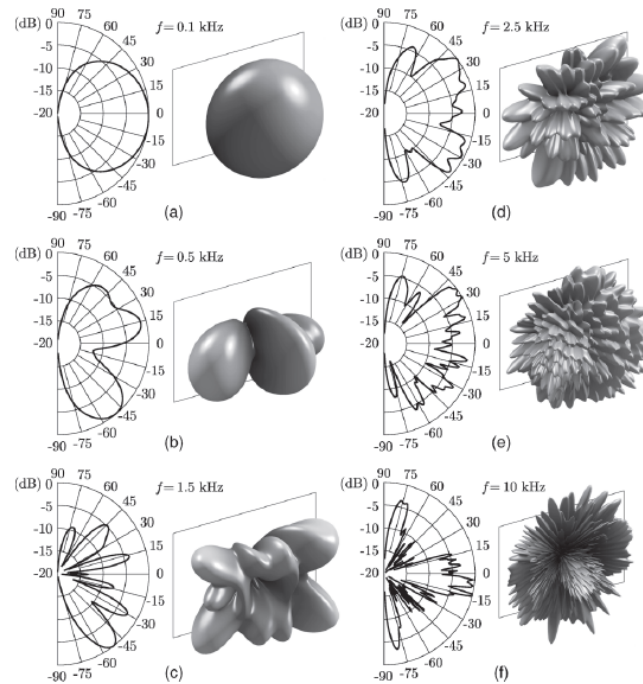


FIGURE 2.19 – Directivité d'un prototype de MAP pour plusieurs fréquences, coupe de la section droite et représentation 3D [2].

rayonnement sonore sera de faible intensité à haute fréquence. C'est donc un paramètre très important à prendre en compte. Il faut donc exciter un nombre considérable de modes dans une bande de fréquence donnée afin d'avoir une réponse lisse. Or, ceci est impossible en basses fréquences.

Ainsi, cette sous-section a permis de montrer les limitations des MAPs. En effet, les conditions aux limites ainsi que le comportement modal à basse fréquence induisent des comportements non souhaités pour la reproduction de champs sonores. Les vibrations engendrées par les actionneurs interfèrent à basse fréquence. Par conséquent, une possible voie d'amélioration est l'augmentation de la taille de ces panneaux, afin d'éviter ces interférences. C'est donc le sujet de la prochaine partie qui s'intéressera aux Large Multiactuator Panels ou LaMAPs.

2.3.4 Le Large Multiactuator Panels : (LaMAP)

Après avoir étudié les MAPs, il en ressort entre autres que les performances peuvent être améliorées en augmentant la taille du panneau. La partie suivante s'intéressera donc aux LaMAPs.

Présentation et étude des LaMAPs

Pour commencer, d'après [5], plus les panneaux sont larges, meilleurs seront les propriétés acoustiques à basse fréquence. De plus, très peu d'effets de repliement spatial seront introduits comme pour les MAPs. De ce fait, un prototype a été mis en place afin d'étudier le rayonnement

de ce qu'on appelle les Large Multiactuator Panels ou LaMAPs (figure 2.20). Le but de l'étude est de faire des mesures de rayonnements de cinq MAPs accolés et un LaMAP (voir figure 2.20) dans le domaine des nombres d'ondes, où la source est décomposées en plan d'ondes. Cette étude a mis en évidence le fait que les LaMAPs ont une distribution et densité modale plus élevées à moyenne et basse fréquence que les MAPs et donc sont plus appropriés pour une utilisation destinée au rendu sonore spatialisé. De plus, une réduction des distorsions dues au repliement spectral et aux effets de bords a été observée. En effet, le fait que plusieurs MAPs soient accolés ensemble introduit des artefacts dus aux supports. Une comparaison a été faite entre le LaMAP et un ensemble de haut-parleurs classiques. Il en ressort que les LaMAPs sont plus appropriés pour le rendu sonore spatialisé, car possédant une directivité plus diffuse que celle des haut-parleurs classiques. En effet, ceux-ci sont très directifs à haute fréquence.

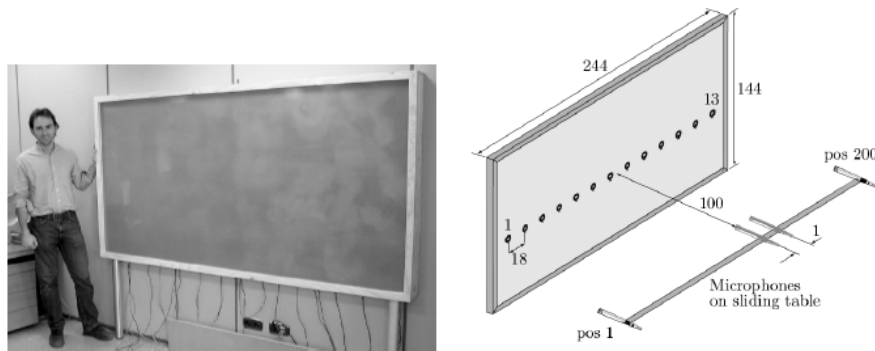


FIGURE 2.20 – Prototype de LaMAP construit à l'université d'Alicante, d'après [5].

Application des LaMAPs pour de la réalité virtuelle

D'autres études plus récentes, notamment [7, 6], traitent de l'utilisation des LaMAPs pour la création d'un environnement audio-visuel cohérent. En effet le *SMART-I²* (« Spatial Multi-user Audiovisual Real-Time Interactive Interface »), développé dans [6] est l'un des tout premiers prototypes permettant de créer un environnement audio-visuel immersif, utilisant des LaMAPs tant comme écran de projection que comme haut-parleur reproduisant la WFS.

Pour commencer, dans [7], le comportement vibro-acoustique d'un LaMAP particulier est analysé et ensuite utilisé pour la WFS. L'auteur met en place deux LaMAPs, perpendiculaires les uns des autres, afin de tester expérimentalement le rendu sonore de ce dispositif, que l'on peut voir dans figure 2.21.

Dans le prototype étudié, le *SMART-I²* se constitue de deux LaMAPs de 2.6m x 2m, avec 24 HP (excitateurs électromagnétiques). Ils sont espacés tous les 21 cm, ce qui induit une fréquence de repliement $f_{al}=1.5$ kHz, de plus la réponse en fréquence du LaMAPs est lisse entre 100 Hz et 16 kHz. En première approximation, le modèle analytique est un modèle de plaque infinie, homogène et isotrope. Les calculs analytiques toujours dans [7], montrent que les actionneurs rayonnent de manière ponctuelle en dessous de la fréquence de coïncidence. Il

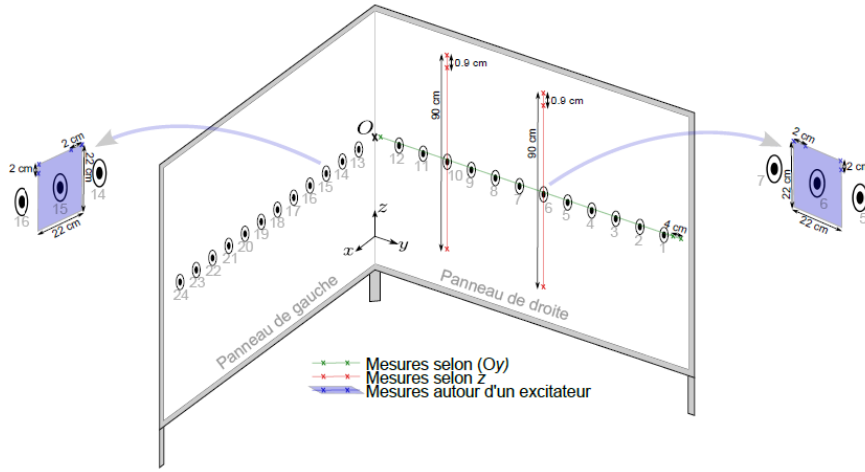


FIGURE 2.21 – Schéma des LaMAPs utilisés ainsi que des actionneurs, dans [6]

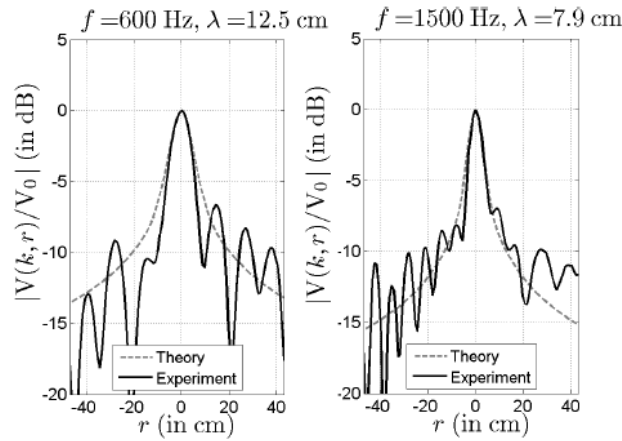


FIGURE 2.22 – Profils de vitesses expérimentales et analytiques d'un LaMAP excité ponctuellement, d'après [7].

est prudent d'affirmer, qu'en-dessous de la fréquence de repliement f_{al} , les excitateurs vont rayonner comme des monopoles.

Les résultats exposés à la figure 2.22, montrent le tracé expérimental et analytique de la vitesse au niveau d'un excitateur. Ce résultat confirme que l'excitateur se comporte comme une source ponctuelle sur un LaMAP, dans une certaine bande de fréquence.

Pour confirmer le caractère ponctuel des sources, une reconstruction de champs sonores a été faite, et il s'avère que le prototype de LaMAPs permet de synthétiser le bon champs sonore et les sources se comportent comme des sources ponctuelles (figure 2.23).

L'étude montre aussi que les expériences subjectives menées sur un échantillon d'individus sont concluantes, sous certaines conditions. Ce prototype de LaMAP, permet de conclure quant à la possibilité d'utiliser les LaMAPs pour la WFS afin de pouvoir reconstruire un environnement audio-visuel cohérent.

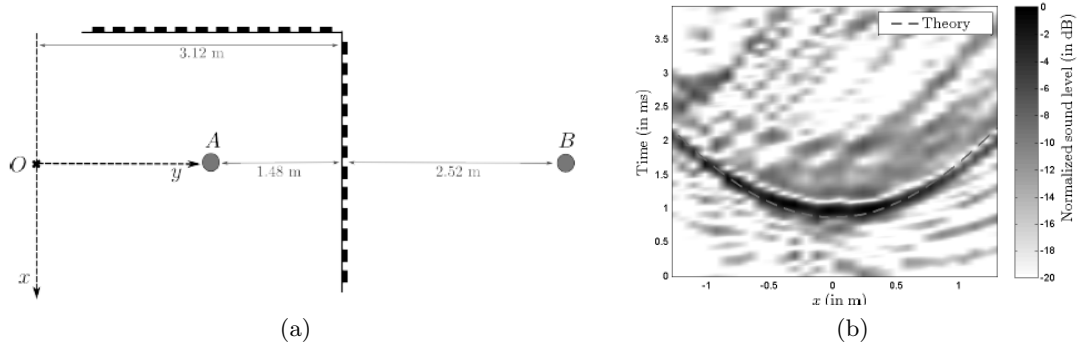


FIGURE 2.23 – (a) Protocole expérimental utilisé pour les mesures de réponses impulsionnelles et (b) Représentation temps-espace des réponses impulsionnelles des pressions acoustiques (après filtrage) pour un point source A localisé à 1,48 m devant le LaMAP de droite, d'après [7].

Toujours dans [6, 7], les travaux expérimentaux disponibles figure 2.21, permettent d'établir le fait qu'un modèle mécanique trivial (plaque mince, isotrope, homogène et infinie excitée ponctuellement) permet de prédire le comportement d'un LaMAPs. Il permet de bonnes prédictions qualitatives (vitesse de propagation transversale). Malgré les bonnes prédictions, l'influence des conditions aux limites est importante et il est donc primordial de les prendre en compte dans le modèle dynamique. Il existe des modèles statistiques comme la *SEA* qui ne donnent des résultats qu'en moyenne, il manque donc des informations dynamiques dans le cadre de la reproduction sonore de type holophonique.

2.3.5 Étude des conditions aux limites

Les conditions aux limites jouent un rôle primordial dans la dynamique des structures. En effet, en fonctions de celle-ci, les ondes seront plus ou moins réfléchies, et confinées aux bords et détermineront les formes des modes de vibrations. Les trois principales conditions aux limites ont été rappelées plus haut à la section 2.2.1, ainsi que leurs différentes caractéristiques.

Dans la littérature, des études sur l'impact de différentes conditions aux limites ont été menées. Par exemple, sur le panneau appelé « high aspect ratio panel », introduit dans [8], dont la longueur est beaucoup plus élevée que la largeur, voir figure 2.24.

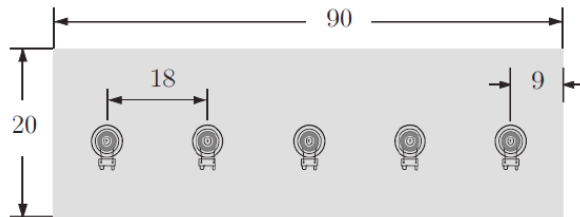


FIGURE 2.24 – Panneau MAP « high aspect ratio », d'après [8].

Les auteurs étudient le comportement de la plaque avec deux types de conditions aux

limites, encastré et libre. Il s'avère que pour les conditions aux limites libres, les vibrations ne sont pas confinées autour de l'actionneur mais font vibrer les bords. Ces bords ont une vitesse deux fois supérieures à celles au niveau de l'actionneur à $t=2\text{ms}$, voir figure 2.25a. Tandis que pour la condition aux limites de type encastré, l'impulsion se propage le long du panneau, et l'amplitude augmente le long du panneau grâce aux réflexions successives au niveau des bords jusque $t=3\text{ms}$ puis s'éteint très rapidement (figure 2.25b). Globalement, cette impulsion reste confinée au niveau de l'actionneur.

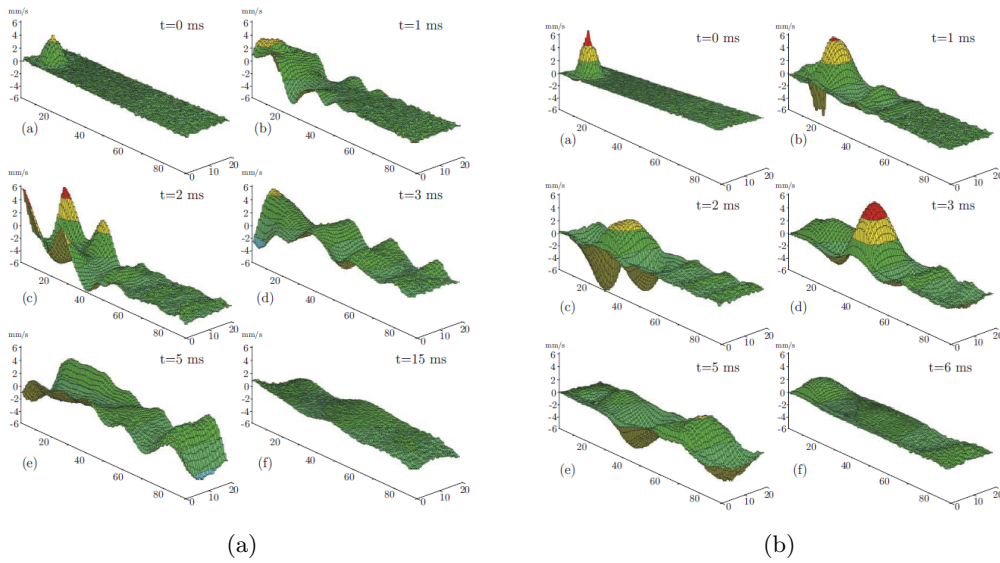


FIGURE 2.25 – Réponse impulsionnelle en vitesse mesurée sur le prototype (a) libre et (b) encastré, d'après [8]

Il y est conclut que pour le cas encastré et bien que le signal d'excitation soit propagé dans tout le panneau, les valeurs maximales de vitesses sont en général localisées à proximité de l'actionneur. Le phénomène de propagation de l'impulsion dans toute la plaque est beaucoup moins prédominant.

Ensuite, dans [62] et [58], les auteurs explorent trois nouveaux types de conditions aux limites. Les conditions de type libre et encastrement sont comparées à trois configurations possibles de conditions aux limites composées de matériaux élastiques (respectivement caoutchouc, mousse, acétate), une conditions de type flexible et deux de type flexible/inertiel, voir figure 2.26. Les différences majeures ont lieu en basse et moyenne fréquence, où les modes de coins sont prédominant. En général, les conditions de types encastrés et libres font plus ressortir les basses fréquences, mais avec des pics dus aux modes. Alors que les conditions de types élastiques font elles ressortir des réponses plus lisses. Les plaques encastrés et libres seraient donc impossible à utiliser dans le cadre de la spatialisation, des grandes différences de pressions étant perçu dans la zone de restitution. Les fixations de type flexible/inertiel, représentent donc selon l'étude le meilleur compromis, avec réponse plus lisse. Les conditions de type 3 ne représentent aucun avantage par rapport aux deux autres.

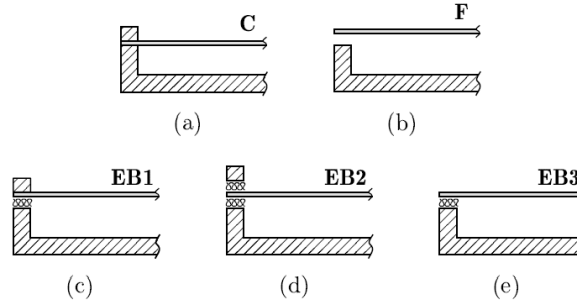


FIGURE 2.26 – Conditions aux limites. (a) encastrement, (b) libre-libre, (c) élastique de type 1, (d) élastique de type 2, et (e) élastique de type 3. D’après [9].

2.3.6 Discussion

Cette section a permis de passer en revue les différents haut-parleurs plans utilisés dans un but de spatialisation, à savoir le rendu stéréophonique et la WFS. En effet, les différentes technologies utilisées présentent chacune leur avantages et inconvénients, à savoir le repliement et le comportement modal pour les DMLs et le phénomène d’interférences entre les actionneurs pour les MAPs et LaMAPs. Lorsque le phénomène d’interférences est évité, c’est que le matériau utilisé est par exemple une mousse très amortie, et donc le rayonnement est moindre à haute fréquence. Néanmoins, ces technologies ont permis de restituer des fronts d’ondes sous certaines conditions.

Ces panneaux présentent des avantages certains, mais ils ne bénéficient pas de traitements particuliers d’un point de vue structural permettant d’améliorer le rayonnement. Ainsi, certains auteurs ayant fait part de ces limitations, présentés plus haut, proposent des stratégies d’amélioration du champ de vibration afin d’en améliorer le comportement acoustique. La section suivante permettra de décrire des types de haut-parleurs plans, étudiés pour la performance acoustique, mais n’ayant pas vocation initialement pour la spatialisation sonore, mais qui pourraient être utilisés à ces fins, si ils répondent aux différentes contraintes. Plusieurs actions ont été menées, allant du rajout direct de masses et de raidisseurs sur les plaques, au placement des actionneurs, afin d’en modifier le comportement dynamique.

2.4 Haut-parleurs plans améliorés

2.4.1 Influence de masses ajoutées

Pour commencer, un certain nombre d’auteurs dans [63, 64, 65, 66] ont étudié l’effet de masses ajoutées dans le rayonnement acoustique de plaques avec des conditions aux limites de type élastique. En effet, Zhang et al. dans [64] ont proposé un modèle de DML avec des masses ajoutées afin d’améliorer le rayonnement sonore dans une bande de fréquence donnée. L’idée est d’optimiser le placement et la valeur de ces masses à l’aide d’un algorithme génétique, pour in fine redistribuer les fréquences des modes de la plaque et de réduire la décroissance du transitoire du mode afin d’assurer une meilleure réponse. Les expériences montrent que les réponses

en fréquence du DML avec masse ajoutée sont ainsi améliorées. D'autres travaux [65, 63] vont dans le même sens avec d'autres types de conditions aux limites un peu plus complexes.

Plus récemment, dans [10], les auteurs présentent une nouvelle méthode de disposition de masses sur la structure, qui élimine les modes propres d'une plaque mince en utilisant des « Band Gaps (BG) » afin d'obtenir un spectre en fréquences lisse et un rayonnement omnidirectionnel, dans une bande de fréquence donnée. D'un point de vue numérique et expérimental, la structure avec Band Gaps possède une bande de fréquence sans mode global mais il persiste des modes locaux, ce qui permet d'obtenir un rayonnement sonore plus lisse, entre 300 et 500 Hz. Pour amplifier la pression sonore rayonnée, une zone de rayonnement sonore carrée sans résonateurs est créée. La directivité est aussi grandement améliorée.

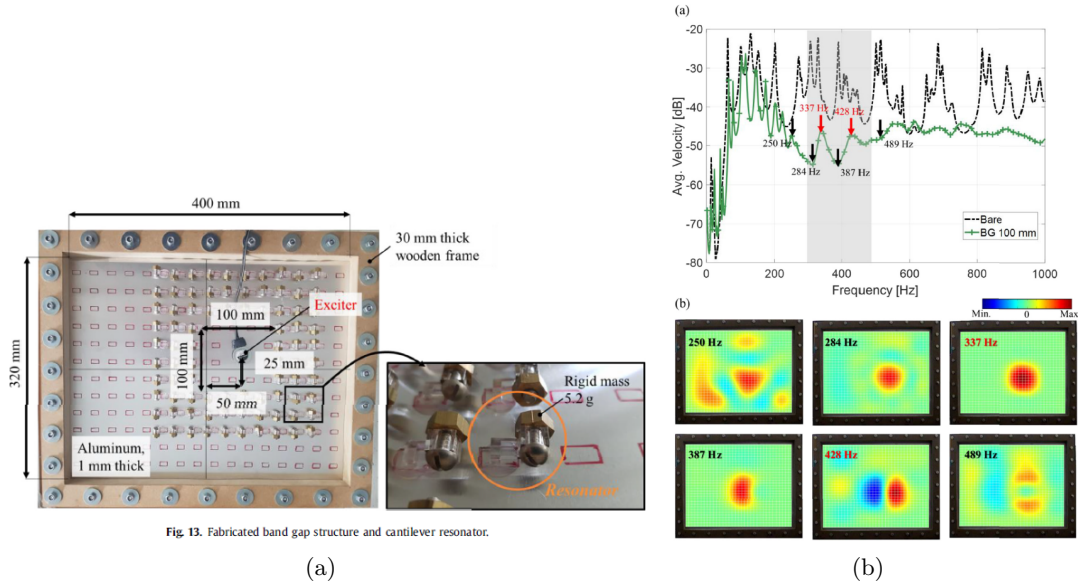


Fig. 13. Fabricated band gap structure and cantilever resonator.

FIGURE 2.27 – (a) Schéma de la plaque avec les masses ajoutées, (b) vibration confinées dans la zone. D'après [10].

Enfin, dans [67], les auteurs proposent un mixe des deux approches précédemment étudiées. Deux applications potentielles de la méthode sont, soit l'utilisation des plaques comme source sonore, ou comme barrières acoustiques (passives, actives et hybrides). La méthode repose sur la mise en place d'un modèle vibro-acoustique d'une plaque, avec disposition de masses, de raidisseurs et d'actionneurs supplémentaires attachés. L'idée étant d'influencer via l'ajout de masses et de raidisseurs les formes des modes, qui jouent un rôle important dans la détermination du rayonnement acoustique.

Cependant, les études citées précédemment, bien qu'intéressantes d'un point de vue résultats, posent certains problèmes d'ordre pratique. En effet, quelques limites entre autres celles liées aux contraintes physiques imposées à la structure, comme les dimensions limitées du pan-

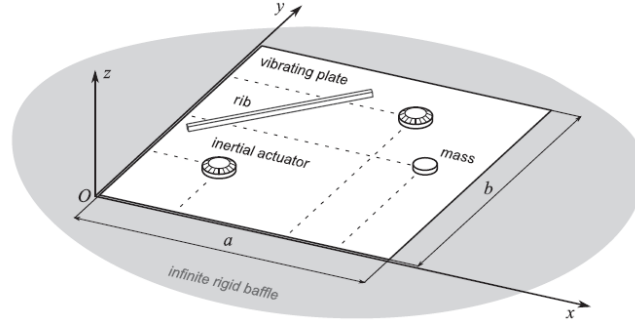


FIGURE 2.28 – Exemple de DML amélioré avec raidisseur et masse ajouté.

neau, le poids des éléments et le type d'éléments sélectionnés, sont à noter. De plus, elles nécessitent un modèle analytique du système vibro-acoustique très poussé, ce qui rajoute une difficulté supplémentaire quant à la généralisation aux structures complexes.

Après avoir discuté des effets des masses ajoutées sur le comportement acoustique de haut-parleurs plans, la partie suivante traitera de l'influence de la disposition des actionneurs sur le rayonnement.

2.4.2 Influence du nombre d'actionneurs et de la disposition

Plusieurs auteurs dans [37, 68, 2, 11, 69, 70] ont étudié l'utilisation de différents nombres d'actionneurs ainsi que leur localisation.

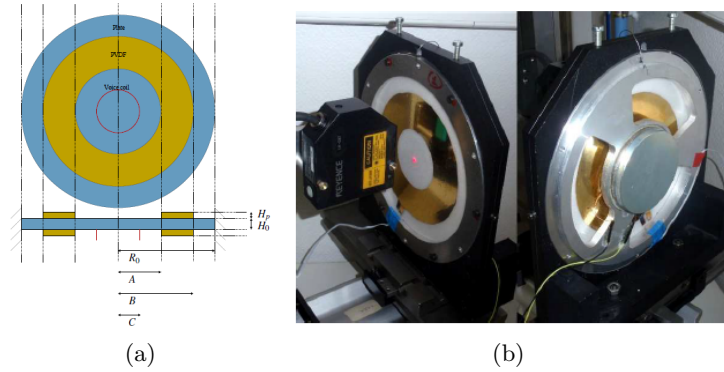


FIGURE 2.29 – (a) Schéma des deux piézos annulaires ainsi que de l'excitateur électromagnétique, (b) photo du prototype avec vibromètre laser. D'après [11].

Par exemple, Doare et al. dans [11] ont proposé une architecture permettant le rayonnement via une plaque circulaire encastrée et excitée par un excitateur électromagnétique ainsi que deux actionneurs piézoélectriques annulaires de part et d'autre de la plaque, figure 2.29. Ce travail, a pour but in fine de faire vibrer la plaque selon son premier mode (mouvement d'un piston rigide) via l'actionneur électromagnétique, en annulant les contributions de modes parasites, à savoir le second et le troisième mode via les deux éléments piézoélectriques annulaires, (figure 2.29). Après optimisation le haut-parleur fournit une réponse plus lisse, ce qui montre

donc que les modes 2 et 3 ont été fortement atténués, avec une bande de fréquence lissée qui peut passer de $[200\text{Hz}, 1500\text{Hz}]$ à $[200\text{Hz}, 4000\text{Hz}]$.

Kam et Jiang dans [69] ont décrit le comportement vibroacoustique d'une plaque composite déformable en cisaillement présenté précédemment dans [71]. De même, il est question de la détermination du diamètre optimal d'un excitateur électromagnétique circulaire afin que le niveau sonore rayonné obtenu soit le plus lisse possible dans une bande de fréquence donnée. En revanche, aucune étude n'est consacrée à un actionneur autre que circulaire, à plus forte raison sur la localisation optimale, c'est donc l'intérêt de [69, 70]. En effet, les auteurs proposent un nouveau type de haut-parleur plan étudié et optimisé pour aussi produire une réponse sonore de meilleure qualité. De la même manière, des investigations expérimentales ont été menées en prenant en compte plusieurs variables de conception : localisation de l'excitation, flexibilité des raidisseurs, constantes de matériaux.

De plus, Anderson et al. dans [72] ont aussi travaillé sur le positionnement optimal d'actionneurs permettant d'améliorer le rayonnement acoustique des DMLs. Le premier concept est l'optimisation du placement d'actionneurs au niveau des ventres de vibration pour exciter de façon optimale un ensemble de modes précis. Par exemple, un actionneur placé au milieu d'une plaque n'excitera que le mode (1,1) et extrêmement peu les autres. Il s'agit donc de maximiser la « matrice de couplage », qui contient l'évaluation des modes au niveau des actionneurs (voir figure 2.30). Cette méthode est décrite pour des actionneurs de type électromagnétiques, mais aussi pour des actionneurs de types piézoélectriques.

Le second concept, s'appuyant sur le premier est le « Modal Crossover Network » (MXN), permettant de lisser la courbe de réponse acoustique, en outrepassant les limites des basses fréquences et de l'échantillonnage spatial. C'est un filtre permettant de séparer les fréquences en plusieurs bandes, voir figure 2.31.

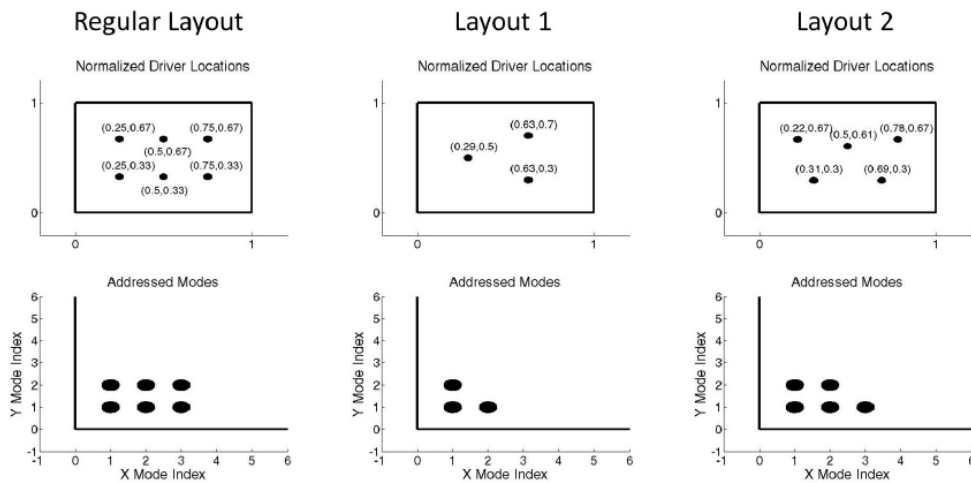


FIGURE 2.30 – Schémas des différentes configurations de la méthode décrite dans [12]

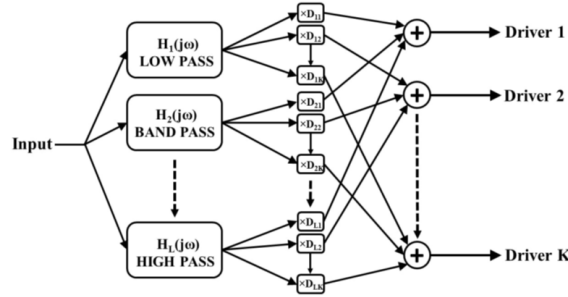


FIGURE 2.31 – Représentation graphique de la méthode MXN, d'après [12]

Le principe de la méthode MXN, est analogue à ce qui est déjà utilisé dans l'industrie automobile. En effet, un haut-parleur électrodynamique conçu pour une gamme de fréquence donnée est utilisé. Ainsi, le sub-woofer est utilisé pour les très basses, woofer pour les basses, et le tweeter pour les hautes fréquences.

Dans ce cas précis, à basse fréquence, seul un mode est excité à l'aide du dispositif dimensionné précédemment. A haute fréquence, le panneau est excité seulement avec un actionneur, car la plaque ne vibre plus de façon modale, mais localisée. En revanche, cette méthode comporte plusieurs limitations. En effet, la méthode étant basée sur une connaissance théorique de la structure, elle sera difficilement adaptable dans le cas de structure et conditions aux limites plus complexes. Il faudrait adapter cela avec des modèles numériques.

En termes d'étude sur les actionneurs, l'utilisation d'éléments piézoélectriques a aussi été envisagée dans la littérature. Notamment dans [37], qui traite de la modélisation et de l'optimisation du rayonnement d'un haut-parleur constitué d'une plaque et d'un piézo de petite taille. Il démontre dans son étude que son haut-parleur piézo fournit des résultats similaires à ceux de plaques excitées par un actionneur électromagnétique mais avec beaucoup moins d'énergie consommée. Dans le même esprit, citons [38] proposant de même l'utilisation d'un algorithme génétique ainsi que celui de Taguchi afin d'optimiser le rayonnement d'un haut-parleur plan avec PZT. Le même auteur dans [39] utilise deux piézos avec les mêmes algorithmes afin d'optimiser le placement de deux éléments piézoélectriques sur une plaque afin d'obtenir le meilleur rayonnement possible. Dans [73], il est question de petits éléments piézoélectriques utilisés dans des casques ou téléphones portables. Dans [74], une barre cylindrique avec des éléments piézoélectriques collés est conçue afin de reproduire une directivité cible en un plan donné de l'espace.

2.4.3 Discussion

Les différents travaux cités dans ce chapitre, montrent que les propriétés matériaux, géométriques, conditions aux limites, rapports d'aspects, raidisseurs et les différents types d'actionneurs ont une influence notable sur le rayonnement acoustique. Cependant, il existe dans la littérature différents moyens d'optimiser les géométries d'actionneurs, leurs nombres ainsi

que leur placement sur une structure et plus spécifiquement les structures de type plaque afin d'améliorer leur comportement vibro-acoustique. En effet, la réponse en fréquence ainsi que la directivité sont les principaux critères à prendre en compte afin d'avoir la réponse la plus fidèle possible d'un point de vue acoustique. Or, ces études sont basées sur des modèles théoriques et ne sont toujours pas satisfaisantes d'un point de vue de la restitution sonore ou d'intégration dans une voiture.

2.5 Conclusion

Les développements précédents ont permis de montrer et exhiber les limitations existantes dans la littérature. Il en ressort que pour atteindre les objectifs fixés dans le cadre du projet SOURCE, des développements théoriques, méthodologiques et expérimentaux doivent encore être menés. En effet, il existe différentes contraintes quant aux techniques de reproduction de champs sonores. En effet, il faut disposer d'un nombre important de sources sonores agissant comme des monopoles, distribuées dans l'espace autour de la zone de restitution. De plus, la distance entre les haut-parleurs doit être assez faible. De plus, la section 2.3 montre que les différentes technologies de haut-parleurs plans utilisés pour la spatialisation ne conviennent pas en basse fréquence. En effet, s'il n'y a pas assez d'amortissement, les vibrations produites par les différents actionneurs entreront en interférences (phénomène de crosstalk), et induiront des distorsions dans la réponse. Il faut donc une densité modale importante dans une bande de fréquence donnée afin d'obtenir une réponse lisse, ce qui est difficile à atteindre en basses fréquences au vu du comportement modal. En outre, la mise en place d'un modèle permettant de décrire la dynamique de manière très précise est primordiale, comme vu à la section 2.4. En effet, ce modèle permettrait de contrôler de manière fine le comportement des panneaux. Ainsi, la problématique de restitution de champs sonores pourrait-être envisagée d'un point de vue vibratoire et non acoustique. On pourrait alors générer le champ de vitesses nécessaire sur le LaMAP de telle sorte à restituer le champ sonore voulu dans un point de l'espace donné. Ceci rendrait la méthode moins sensible à l'environnement acoustique. Les modèles peuvent être de type analytique, mais resteraient simplistes. Il faudrait alors utiliser des modèles éléments finis enrichis de données expérimentales. C'est exactement l'une des motivations de ce présent travail de thèse. Enfin, dans le cadre du projet « SOURCE », les pièces d'habitacles de voitures sont de tailles et de formes très diverses, comportant des raidisseurs, les matériaux sont plus ou moins amortis, avec des non-linéarités. Ainsi, le problème posé concerne les conditions aux limites et le choix du type de matériau à utiliser.

Par conséquent, les remarques précédentes justifient la nécessité d'adresser ces contraintes via l'utilisation de stratégies de contrôle. L'approche qui sera exploitée est la création de sources sonores localisées spatialement, vibrant comme des pistons. A l'aide de plusieurs actionneurs et stratégies de contrôle, ces pistons pourront constituer des sources indépendantes les uns des autres et être combinés pour reproduire un champ sonore spatialisé. Cette approche sera étudiée plus en détail au prochain chapitre.

3

Focalisation d'ondes de flexion dans des structures de type plaque

Résumé

Ce chapitre propose d'étudier la focalisation d'ondes de flexion dans des structures de type plaques. Trois méthodes permettant de focaliser des ondes dans des milieux quelconques sont disponibles dans la littérature. Dans ce travail, elles seront adaptées aux ondes de flexions dans des structures de type plaque. Elles diffèrent sur la connaissance spatiale préalable de la propagation des ondes de flexion (théorique, partielle, complète). Celles-ci sont écrites sous un unique formalisme afin de les comparer. Une étude paramétrique numérique est ensuite effectuée afin de comparer les différentes performances des méthodes via quatre indicateurs clés de performance (ICP). Ces méthodes sont validées expérimentalement sur une plaque simple et l'apprentissage sur un jumeau numérique est aussi validé. La méthode la plus efficace basée sur une connaissance spatiale complète est appliquée sur un panneau de portière de voiture démontrant ainsi son efficacité. Enfin, une étude des non-linéarités induites par ces systèmes vibrants est présentée.

Sommaire

3.1	Introduction	38
3.1.1	Motivations	38
3.1.2	État de l'art	39
3.1.3	Objectifs	41
3.2	Énoncé du problème	41
3.3	Focalisation d'ondes de flexion sous un formalisme unifié	42
3.3.1	Méthode basée sur une connaissance théorique de $H_n(x, y, f)$	43
3.3.2	Méthode basée sur une connaissance spatiale partielle de $H_n(x, y, f)$	44
3.3.3	Méthode basée sur une connaissance spatiale totale de $H_n(x, y, f)$	45
3.3.4	Discussion	45
3.4	Étude numérique des méthodes de focalisation	47
3.4.1	Structures étudiées	47
3.4.2	Indicateurs clés de performance pour l'étude paramétrique	48
3.4.3	Étude paramétrique pour la focalisation d'ondes de flexion	49
3.4.4	Exemples détaillés de focalisation d'ondes de flexion	55
3.4.5	Discussion	59
3.5	Validation expérimentale	63

3.5.1	Dispositif expérimental	63
3.5.2	Validation expérimentale sur une plaque simple	64
3.5.3	Application sur une portière de voiture	67
3.6	Étude des non linéarités	68
3.6.1	Modèle de Hammerstein en cascade pour la description des non linéarités	69
3.6.2	Application au calcul de la distorsion harmonique	70
3.6.3	Application sur une plaque simple	72
3.6.4	Application à la portière	73
3.6.5	Discussion	74
3.7	Conclusion	74

3.1 Introduction

3.1.1 Motivations

Pour répondre aux exigences du rendu sonore spatialisé (c'est-à-dire pour être aussi proche que possible de sources omnidirectionnelles de type piston) vu précédemment, ainsi qu'aux limitations intrinsèques des DMLs et MAPs, les ondes de flexion générées doivent être focalisées à une position donnée et sur une certaine étendue sur la plaque hôte, qui peut être de forme, de matériau et d'épaisseur arbitraire. Cette contrainte spatiale permet d'éviter les réflexions des ondes de flexion au niveau des conditions aux limites et d'empêcher les comportements modaux vus précédemment. Théoriquement, cela signifie qu'il faut pouvoir inverser l'opérateur spatio-temporel de propagation des ondes de flexion générées pour qu'elles s'adaptent à une forme cible donnée.

Pour atteindre cet objectif, il existe plusieurs méthodes (contrôle modal, retournement temporel et inversion de l'opérateur de propagation des ondes) qui permettent de concentrer les ondes de flexion en un endroit précis dans un milieu de type plaque. Cependant, il existe peu de travaux sur leur adaptation et l'évaluation de leurs performances dans le contexte de l'audio. Ces méthodes dépendent différemment des connaissances disponibles sur la propagation des ondes dans la plaque (connaissances théoriques, spatiales partielles ou complètes) et sont ici étudiées pour accomplir cette tâche. Leurs performances doivent être évaluées en fonction de plusieurs variables liées à la structure dans laquelle les ondes doivent être focalisées : complexité géométrique, épaisseur et amortissement du matériau de la structure hôte, nombre et type d'actionneurs, position et étendue de la zone de focalisation. Dans le contexte actuel, ces méthodes doivent être précises en termes de focalisation spatiale et doivent fonctionner dans une large gamme de fréquences pour être adaptées à la restitution audio. En outre, les méthodes utilisées doivent également être aussi insensibles que possible au bruit et aux erreurs de modélisation. Enfin, les méthodes ne doivent pas trop reposer sur des mesures expérimentales pour des raisons pratiques avec un temps de calibration le plus court possible, car l'industrie automobile est ciblée comme domaine d'application. De ce fait, construire un jumeau numérique basé sur un modèle pouvant servir de base d'apprentissage et de calibration, pourrait permettre de gagner en coût et en temps. De plus, ces méthodes devront présenter des non linéarités (inhérentes

aux systèmes audio et vibrant plus généralement) acceptables, le rendu sonore haute-définition étant visé.

3.1.2 État de l'art

Dans la littérature, il existe différentes méthodes qui permettent de focaliser les ondes de flexion dans un milieu. Ces méthodes diffèrent en fonction des connaissances disponibles sur la propagation des ondes dans la plaque en question. Elles seront présentées sous une formulation unifiée section 3.3. Cette sous-section dressera au préalable une synthèse bibliographique de ces méthodes.

La première méthode repose sur une connaissance théorique de la propagation des ondes de flexion dans la structure hôte et est appelée Contrôle Modal, de l'anglais « Modal Control » et sera notée de manière abrégée (MC). Celle-ci basée sur le principe de superposition modale [75] qui sera détaillée section 3.3. Depuis les dernières décennies, plusieurs études se sont penchées sur le contrôle des vibrations et des nuisances sonores. Plusieurs méthodes utilisant des approches de type commande par retour de sortie (« output feedback ») ou de type commande par anticipation (« feedforward ») ont été développées dans [76, 77, 32, 78, 79]. Le but du contrôle modal dans ces applications est d'utiliser les équations théoriques régissant le comportement modal de la structure afin d'atténuer les vibrations dans une zone donnée pour réduire les nuisances sonores ou les vibrations parasites. Or, le but recherché dans ce travail de thèse est l'accentuation de vibrations dans une zone donnée de l'espace et l'étouffement de celles-ci ailleurs, afin de créer des sources sonores localisées. Dans un premier temps, le MC a été utilisé dans le cadre de retour haptique de plaque. Dans [80], une approche à base de modes expérimentaux a été utilisée afin de reproduire un pic vibro-tactile sur un écran de smartphone à 300 Hz. Dans [81], une approche temporelle a été utilisée, en calibrant un temps de montée des modes adéquat afin de reproduire un champ de vitesse donné sur une plaque. Enfin, dans [82, 83], une zone dans une plaque a été reconstruite afin d'en faire une source sonore, en utilisant des FIRs de 3 coefficients.

La seconde méthode disponible dans la littérature repose sur des connaissances spatiales partielles de la propagation des ondes de flexion dans la structure hôte et est appelée Retournement temporel, ou « Time reversal » (TR). Elle est basée sur le principe de retournement temporel des équations aux dérivées partielles d'ordre paire, initialement décrit par Fink et al. dans [84]. Elle permet de focaliser une onde en un point spécifique de l'espace en apprenant partiellement les ondes reçues aux positions des actionneurs et initiées au point de focalisation. Le même auteur montre que cette méthode peut être adaptée à des fins acoustiques pour contrôler précisément la propagation des ondes acoustiques dans les cavités réverbérantes ou dans les guides d'ondes [85]. Cette méthode est également utilisée dans [86] pour focaliser une impulsion audio dans une pièce. Il existe une amélioration nommée « retournement temporel itératif » qui permet d'augmenter la précision de focalisation dans un milieu hétérogène, dans

[87, 88] (qui nécessite de refaire les focalisations en réinjectant les erreurs de reproductions, ce qui implique plusieurs expériences jusque convergence). Enfin, la facilité de mise en œuvre de l'inversion temporelle a encouragé de nombreux chercheurs à l'utiliser dans des applications de rétroaction haptique [89, 90, 91].

La dernière méthode est basée sur une connaissance spatiale complète de la propagation des ondes de flexion dans la structure hôte et est appelée Filtre Inverse Spatio-Temporel, ou « Spatio-temporal Inverse Filter » (STIF), initialement étudiée par [92] et [93] pour trouver une solution au manque de robustesse de la méthode de retournement temporel. Celle-ci a permis de focaliser les ondes ultrasoniques dans un matériau non homogène inconnu en utilisant un ensemble d'actionneurs. Elle a été par exemple utilisée dans le cadre du contrôle non destructif. La méthode consiste tout d'abord à apprendre la propagation des ondes dans l'ensemble du milieu, puis un filtre inverse est créé et utilisé comme entrée pour chaque actionneur. Ensuite, la méthode a été étendue au domaine temporel [94], et après avoir été appliquée expérimentalement dans des milieux hétérogènes, absorbants et hautement réverbérants comme un crâne humain [95], ou pour focaliser les ondes acoustiques dans des pièces [96]. La méthode est adaptée pour les fonctions de Green dans le sismique dans [97]. D'autres applications dans le domaine haptique « multi-touch » sont disponibles dans [98, 99], afin de recréer des zones précises sur une plaque et de retransmettre les sensations haptiques en focalisant les ondes de flexion, et dans [80] pour les écrans de smartphone à 300 Hz.

Enfin, des travaux plus récents comme [100] menés en parallèle des travaux de thèse ici présentés, utilisent également le filtrage inverse pour la reproduction de sources vibro-acoustique. Deux approches différentes ont été utilisées pour créer un champ sonore uniforme avec une plaque actionnée par des excitateurs à la périphérie, créant une zone rayonnante au milieu de la plaque. La première approche consiste à utiliser une fonction objective purement spatiale, alors que la seconde approche consiste à définir un objectif acoustique à atteindre, mais toujours avec une matrice contenant des transferts à inverser. Dans [101], les mêmes auteurs utilisent la méthode inverse pour créer un piston sur le toit d'un véhicule pour une bande de fréquence très étroite pour recréer des basses fréquences autour de 100 Hz. Les actionneurs présents en très grand nombre sont toujours placés à la périphérie, dans des configurations assez simplistes, qui ne sont pas toujours réalisables dans les conditions de l'automobile. Plus récemment, les mêmes auteurs dans [102], ont validé numériquement un filtre inverse basé sur une formulation analytique pour reproduire une source avec la même configuration d'actionneurs.

Ainsi, ce chapitre a pour but d'apporter les contributions suivantes. Premièrement, l'uniformisation de la description théorique des méthodes pour les comparer. Ensuite, une étude paramétrique pour prendre en compte la réalité de l'automobile et une application audio sur une plus large bande de fréquence sur une portière de voiture. Puis, la mise en place des filtres des algorithmes sur un jumeau numérique, et utilisés sur un cas réel, permettant de gagner en coût expérimental. Finalement, l'étude d'éventuelles non-linéarités induites par ces algorithmes.

3.1.3 Objectifs

Par conséquent, les objectifs de ce chapitre sont les suivants :

1. étendre aux applications audio les méthodes précédemment décrites pour la localisation des ondes de flexion dans une zone définie d'une structure géométriquement complexe avec des conditions limites arbitraires,
2. évaluer leurs performances en simulation et expérimentalement par rapport à plusieurs aspects : complexité géométrique, épaisseur et amortissement matériau de la structure hôte, le nombre et type d'actionneurs, la position et l'étendue de la zone de focalisation,
3. les appliquer à une structure réelle de type portière de voiture,
4. calculer les filtres sur un jumeau numérique et les utiliser sur une plaque réelle afin de réduire le fossé entre les travaux de recherche et leur industrialisation,
5. et enfin étudier les non-linéarités induites par ces systèmes vibrants.

Les différentes méthodes sont présentées dans un cadre théorique unifié à la section 3.2 et elles sont comparées au moyen de quatre indices de performance clés sur un modèle numérique à la section 3.3. La section 3.4 traite de la validation numérique des algorithmes sur un exemple simple et plus complexe. La validation expérimentale de ces méthodes sur une plaque simple et sur un cas industriel de type portière de voitures est effectuée à la section 3.5. Puis, un apprentissage par le biais d'un jumeau numérique est ensuite validé. Enfin, les non-linéarités seront analysées à la section 3.6.

3.2 Énoncé du problème

Soit S une structure arbitraire de type plaque, et de conditions aux limites arbitraires. En supposant que cette structure se trouve dans le plan (x, y) , les positions des N actionneurs (excitateur piézoélectrique ou audio) collés à S sont données par $\{(x_n, y_n)\}_{n \in [1, N]}$ et le champ de déplacements transverse des ondes de flexion est noté $u(x, y, t)$.

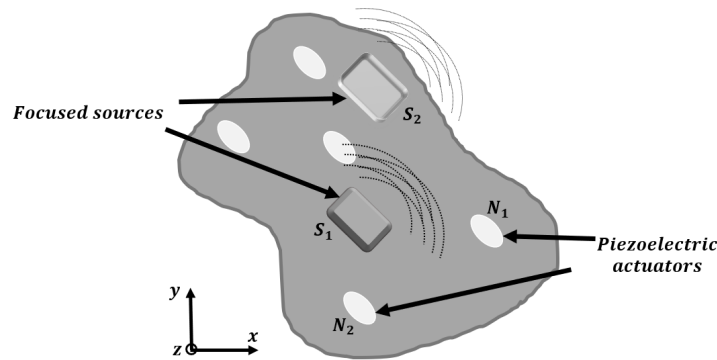


FIGURE 3.1 – Structure de forme arbitraire avec des actionneurs piézoélectriques collés dessus et des sources focalisées.

L'objectif est maintenant, pour tout signal audio d'entrée $a(t)$, de focaliser le champ d'ondes

de flexion $u(x, y, t)$ pour qu'il épouse une forme cible donnée $\phi(x, y)$ en utilisant les N actionneurs grâce à N filtres FIR $r_n(t)$ appliqués à l'entrée audio. Mathématiquement, cela signifie qu'il faut imposer :

$$\forall t \ u(x, y, t) = \phi(x, y)a(t). \quad (3.1)$$

Ou, de manière équivalente dans le domaine fréquentiel, avec $U(x, y, f)$ et $A(f)$ les transformées de Fourier du champs de déplacement et du signal audio respectivement :

$$\forall f \ U(x, y, f) = \phi(x, y)A(f). \quad (3.2)$$

En supposant que le système est globalement linéaire (le chemin entre un actionneur et un capteur est considéré comme linéaire), les contributions $u_n(x, y, t)$ de tous les actionneurs N générant le champ $u(x, y, t)$ s'additionnent et peuvent être écrites sous la forme :

$$\forall t \ u(x, y, t) = \sum_{n=1}^N u_n(x, y, t) = \sum_{n=1}^N h_n(x, y, t) * r_n(t) * a(t), \quad (3.3)$$

où « $*$ » représente le produit de convolution et $h_n(x, y, t)$ la réponse impulsionnelle spatio-temporelle de l'actionneur n . Ou de façon équivalente dans le domaine fréquentiel :

$$\forall f \ U(x, y, f) = \sum_{n=1}^N U_n(x, y, f) = \sum_{n=1}^N H_n(x, y, f)R_n(f)A(f). \quad (3.4)$$

En combinant les deux expressions (3.2) et (3.4) de $U(x, y, f)$, l'objectif à atteindre est alors exprimé dans le domaine fréquentiel indépendamment du signal d'entrée $a(t)$ comme :

Calculer $\{R_n(f)\}_{n \in [1, N]}$ tel que $\forall f, \phi(x, y) = \sum_{n=1}^N H_n(x, y, f)R_n(f)$.

(3.5)

Cela signifie que les opérateurs de propagation spatio-temporels $H_n(x, y, f)$ associés à chaque actionneur N doivent être inversés pour construire les N filtres FIR $R_n(f)$ capables de concentrer le champ d'ondes de flexion sous la forme cible $\phi(x, y)$ quelles que soient les fréquences f contenues dans le signal audio d'entrée $a(t)$. En pratique, la focalisation des ondes de flexion consiste donc à trouver pour chaque fréquence les phases et les amplitudes adéquates pour piloter de manière cohérente chaque actionneur lié à la structure.

3.3 Focalisation d'ondes de flexion sous un formalisme unifié

Dans cette section, les méthodes qui permettent d'inverser l'opérateur de propagation spatio-temporelle $H_n(x, y, f)$ cité plus haut sont présentées. Les méthodes diffèrent en fonction des connaissances disponibles sur la propagation des ondes dans la plaque en question. Elles seront toutes présentées dans un cadre théorique unifié à des fins de comparaison.

3.3.1 Méthode basée sur une connaissance théorique de $H_n(x, y, f)$

La première classe de méthodes présentée ici suppose que l'on dispose d'une connaissance théorique de la propagation des ondes de flexion au sein de la structure hôte. Pour les ondes de flexion, le déplacement hors plan $u(x, y, t)$ de la structure hôte soumise à la charge externe $p(x, y, t)$ peut être exprimé comme [32] :

$$D\nabla^4 u(x, y, t) + \rho h \ddot{u}(x, y, t) + c \dot{u}(x, y, t) = p(x, y, t) \quad \text{avec} \quad D = \frac{Eh^3}{12(1 - \nu^2)}. \quad (3.6)$$

Dans les équations ci-dessus, E , ν et ρ sont respectivement le module de Young, le coefficient de Poisson et la densité de la plaque. De plus, c est la constante d'amortissement et h est l'épaisseur de la plaque.

Soit $\theta_m(x, y)$ les modes propres théoriques associés à la structure qui peuvent être calculés analytiquement ou par un modèle éléments finis. Le déplacement peut être écrit comme une décomposition dans la base des modes propres :

$$u(x, y, t) = \sum_{m=1}^{\infty} u_m(t) \theta_m(x, y), \quad (3.7)$$

où les coefficients $u_m(t)$ désignent les amplitudes modales. En réinjectant l'expression du déplacement (3.7) dans l'équation du mouvement (3.6), et en projetant l'équation obtenue sur les M premiers modes, la propriété d'orthogonalité permet d'obtenir une équation découplée pour chaque déplacement modal $u_m(t)$:

$$\forall m \in [1, M], \quad \ddot{u}_m(t) + c \dot{u}_m(t) + (2\pi f_m)^2 u_m(t) = \frac{1}{S_m} p_m(x, y, t) \quad \text{avec} \quad f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{D}{\rho h}} k_m^2. \quad (3.8)$$

Dans l'équation ci-dessus, f_m est la fréquence propre correspondant au mode m et k_m^2 le nombre d'onde dépendant de la géométrie et des conditions aux limites. En outre, S_m est le terme de projection et $p_m(x, y, t)$ la force modale donnée par :

$$S_m = \iint_S \rho h \theta_m(x, y)^2 dx dy \quad \text{and} \quad p_m(x, y, t) = \iint_S p(x, y, t) \theta_m(x, y) dx dy. \quad (3.9)$$

Il est alors possible d'écrire dans le domaine fréquentiel, au niveau de l'actionneur n :

$$\forall m \in [1, M], \forall f, \quad U_{n,m}(f) = \frac{1}{S_m((2\pi f_m)^2 + (i2\pi f)c + (i2\pi f)^2)} P_{n,m}(x, y, f). \quad (3.10)$$

Dans le cas d'une excitation surfacique, comme par exemple un élément piézoélectrique, de surface S_{act} , la force modale est donnée par :

$$P_{n,m}(x, y, f) = \left[\iint_{S_{act}} b_n(x, y) \theta_m(x_n, y_n) dx dy \right] R_n(f) A(f) = B_{n,m} R_n(f) A(f), \quad (3.11)$$

où $b_n(x, y)$ est une fonction de forme caractérisant la distribution spatiale de chaque actionneur.

Finalement, en sommant sur les modes et les actionneurs, il en résulte :

$$\begin{aligned} \forall f, U(x, y, f) &= \sum_{n=1}^N \left[\sum_{m=1}^M \frac{B_{n,m} \theta_m(x, y)}{S_m((2\pi f_m)^2 + (i2\pi f)c + (i2\pi f)^2)} \right] R_n(f) A(f) \\ &= \sum_{n=1}^N H_n(x, y, f) R_n(f) A(f). \end{aligned} \quad (3.12)$$

Ceci constitue une expression théorique de l'opérateur de propagation spatio-temporelle $H_n(x, y, f)$, qui devra être inversé.

Maintenant, la décomposition de la forme cible $\phi(x, y)$ sur les modes de la structure hôte $\theta_m(x, y)$ donne :

$$\phi(x, y) = \sum_{m=1}^M \phi_m \theta_m(x, y) \text{ avec } \phi_m = \iint_S \phi(x, y) \theta_m(x, y) dx dy. \quad (3.13)$$

Il est possible d'écrire les équations suivantes, après projection sur chaque mode ϕ_m :

$$\forall f, \forall m \quad \phi_m = \sum_{n=1}^N \left[\frac{B_{n,m} \iint_S \theta_m(x, y) dx dy}{S_m((2\pi f_m)^2 + (i2\pi f)c + (i2\pi f)^2)} \right] R_n(f). \quad (3.14)$$

avec le nombre de modes M choisi égal au nombre d'actionneurs ou supérieur (problème potentiel de conditionnement de la matrice durant l'inversion). L'équation précédente peut s'écrire sous forme matricielle $\Phi = H(x, y, f) R(f)$. L'inversion de $H(x, y, f)$ donne :

$$R_n(f) = \left[\frac{B_m^{-1}}{(\iint_S \theta_m(x, y) dx dy)} \right] \left[S_m((2\pi f_m)^2 + (i2\pi f)c + (i2\pi f)^2) \right] \phi_m, \quad (3.15)$$

où B_m^{-1} représente la ligne m de la matrice inverse B^{-1} . Les auteurs dans [82], montrent que cette équation peut être exprimée dans le domaine temporel discret comme suit :

$$R_n(z) = J_n + K_n z^{-1} + L_n z^{-2}. \quad (3.16)$$

Où J_n , K_n et L_n peuvent être exprimés en fonction des paramètres modaux $(k_m, \theta_m(x_n, y_n))$ ainsi que la forme cible ϕ_m .

3.3.2 Méthode basée sur une connaissance spatiale partielle de $H_n(x, y, f)$

Supposons maintenant que l'on dispose d'une connaissance spatiale partielle de l'opérateur de propagation. Plus précisément, on suppose ici que l'opérateur spatio-temporel est connu pour une excitation située à une position spatiale (x_i, y_i) et des mesures effectuées aux positions des actionneurs $\{(x_n, y_n)\}_{n \in [1, N]}$. Cette réponse impulsionnelle est notée $\{\hat{h}(x_n, y_n, t)\}_{n \in [1: N]}$. En outre, la réponse impulsionnelle mesurée entre l'actionneur n et le point de réception à la position (x_i, y_i) dans le domaine temporel est notée $h_n(x_i, y_i, t)$, de telle sorte que :

$$\forall n \in [1, N] \quad \hat{h}(x_n, y_n, t) = h_n(x_i, y_i, t), \quad (3.17)$$

D'après le principe de réciprocité spatiale [85], les filtres FIR sont choisis en inversant le temps, *i.e.* en appliquant la transformation $t \mapsto -t$:

$$\forall n \in [1, N] \quad r_n(t) = \hat{h}(x_n, y_n, -t). \quad (3.18)$$

Dans le domaine fréquentiel, en prenant la transformée de Fourier de $r_n(t)$, il en résulte :

$$\begin{aligned} R_n(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{h}(x_n, y_n, -t) e^{-i2\pi f t} dt \stackrel{u=-t}{=} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{h}(x_n, y_n, u) e^{i2\pi f u} du \\ &= \text{conj} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \hat{h}(x_n, y_n, u) e^{-i2\pi f u} du \right] = \text{conj}[\hat{H}(x_n, y_n, f)]. \end{aligned} \quad (3.19)$$

A travers cette procédure, il est possible de focaliser les ondes de flexion au voisinage du point (x_i, y_i) . En utilisant la notation précédente, cela signifie que la forme cible à reconstruire correspond ici à une fonction de Dirac située en (x_i, y_i) , *i.e.*, $\phi(x, y) = \delta(x - x_i, y - y_i)$.

3.3.3 Méthode basée sur une connaissance spatiale totale de $H_n(x, y, f)$

Supposons maintenant que l'on dispose d'une connaissance spatiale complète de l'opérateur de propagation. Plus précisément, on suppose ici que l'opérateur spatio-temporel est connu pour tout actionneur $n \in [1, N]$ et que les mesures sont effectuées sur une grille complète de K points sur la structure hôte, pour les positions $\{(x_k, y_k)\}_{k \in [1, K]}$. Mathématiquement, ce que l'on sait dans le domaine fréquentiel est $\{H_n(x_k, y_k, f)\}_{n \in [1, N], k \in [1, K]}$.

Le problème à résoudre peut alors être réécrit sur la grille spatiale de mesure comme :

$$\phi(x_k, y_k) = \sum_{n=1}^N H_n(x_k, y_k, f) R_n(f). \quad (3.20)$$

Ainsi, sous forme matriciel :

$$\Phi = H(f)R(f). \quad (3.21)$$

La matrice qui en résulte, peut être directement pseudo-inversée dans la gamme de fréquences d'intérêt en ne conservant qu'un nombre de valeurs propres suffisant. Cela conduit directement aux filtres FIR $R_n(f)$:

$$R(f) = H(f)^+ \Phi, \quad (3.22)$$

où « $+$ » représente l'opérateur de pseudo-inversion.

Il est important de noter que l'étape de pseudo-inversion est sensible au bruit. Par conséquent, pendant cette étape de pseudo-inversion, les valeurs singulières les plus basses sont éliminées pour traiter ces problèmes de conditionnement de la matrice (voir [95] pour plus de détails).

3.3.4 Discussion

Le contrôle modal décrit ci-dessus présente l'avantage de ne pas nécessiter d'acquisition de données expérimentales préalables. En effet, seule la connaissance théorique du modèle est

suffisante. En outre, un faible coût de calcul temps réel, car l'ordre du filtre FIR est de 3. Enfin, la méthode permet de reproduire des formes cibles arbitraires. Cependant, les avantages énumérés ci-dessus ne sont disponibles que pour des structures très simples. En effet, seules des structures telles que des plaques rectangulaires ou circulaires dont les conditions aux limites sont connues analytiquement peuvent être utilisées. En outre, pour un usage audio, la bande passante est en général large et de ce fait le nombre de modes à adresser élevé. Toutefois, la théorie suppose que le nombre de modes contrôlés est égal ou légèrement supérieur au nombre d'actionneurs, de sorte que la matrice puisse être inversée ou pseudo-inversée, et que les éventuels problèmes de conditionnement puissent être évités, mais ce n'est pas toujours le cas dans la pratique. De plus, il est possible de généraliser cette méthode à un cas plus complexe (conditions aux limites, formes etc...), mais il faudra faire des analyses modales expérimentales afin de constituer un modèle. Ceci peut causer des difficultés de mise en œuvre pratique (modes amortis, bruit, erreurs d'identification, pas d'automatisation possible...).

Ensuite, la théorie du retournement temporel est basée sur le principe d'invariance temporelle des équations aux dérivées partielles dans un milieu non amorti. En effet, si une structure est excitée en un point A et que l'onde est mesurée au point B, l'excitation en B et la mesure en A donnent donc la même fonction de réponse en fréquence. Même si l'invariance assure la robustesse des filtres, l'approximation de structure mince et faiblement amortie est une hypothèse de travail assez forte. Enfin, le coût de calcul est assez bas. Théoriquement, les réponses impulsionnelles doivent être mesurées entre chaque point de focalisation et actionneur. Si la position de la zone cible est connue, le nombre de mesures initiales sera très faible. La méthode peut également être sensible au bruit expérimental.

Enfin, le filtrage inverse offre plusieurs avantages par rapport aux autres méthodes évoquées précédemment. Tout d'abord, celle-ci est robuste car elle permet d'acquérir des informations sur la propagation des ondes dans l'ensemble du milieu. De plus, le modèle prend en compte toute la complexité de la structure réelle, notamment les actionneurs, les défauts, les conditions aux limites diverses. Ceci est possible car le travail de calcul des filtres s'effectue directement sur les données acquises brutes. Cela évite de se baser sur un modèle théorique ou de faire des identifications modales comme pour le MC (qui pourraient être fastidieuses sur un modèle très amorti). Cela permet aussi de choisir la taille du filtre en sous-échantillonnant dans le domaine fréquentiel l'inverse des transferts. Enfin, cette méthode est très intéressante pour sa facilité de mise en œuvre. Néanmoins, les points évoqués ci-dessus sont également sources d'inconvénients. En effet, il est nécessaire de réaliser plusieurs acquisitions expérimentales entre tous les points de mesures de la structure et les actionneurs, ce qui alourdit considérablement la mise en œuvre de la méthode. Que ce soit d'un point de vue coût expérimental, ou d'un point de vue traitement de données. De plus, la méthode pourrait être sensible au bruit, principalement lors de l'étape de pseudo-inversion, pouvant nécessiter une étape de régularisation.

3.4 Étude numérique des méthodes de focalisation

3.4.1 Structures étudiées

Afin de tester les méthodes décrites précédemment et de comparer leurs performances, une plaque simple et une plaque munie de raidisseurs sont choisies. Le polypropylène est choisi comme matériau ici, car c'est un matériau souvent utilisé pour les garnitures des voitures. Les dimensions de la plaque sont données dans la figure 3.2a. En outre, des raidisseurs d'une hauteur de 1 cm et d'une épaisseur de 3 mm sont ajoutés pour se rapprocher le plus possible des surfaces utilisées dans l'industrie automobile. En effet, les raidisseurs renforcent la plaque, décalent les modes propres vers des fréquences plus élevées et introduisent des modes locaux.

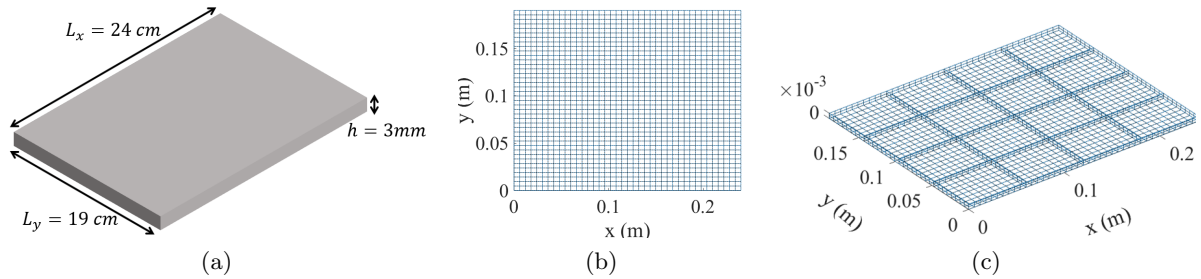


FIGURE 3.2 – (a) Dimensions de la plaque et (b) maillages de la plaque simple et (c) raidie.

TABLE 3.1 – Six premières fréquences propres et amortissement modaux pour la plaque simple.

Index	Eigen frequency (Hz)	Damping (%)
Mode (1,1)	127	4.2
Mode (2,1)	222	4,7
Mode (1,2)	292	3.8
Mode (2,2)	379.4	2.1
Mode (3,1)	379.9	2,1
Mode (3,2)	530	3

Le matériau utilisé est le polypropylène, avec un module d'Young de $E = 1,1\text{ GPa}$, un coefficient de Poisson de $\nu = 0,33$ et une densité de $\rho = 990\text{ kg/m}^3$. Les formes modales des structures sont calculées grâce à un modèle d'éléments finis implémenté dans le logiciel SDT (SDTools©, Structural Dynamics Toolbox [103]). Une analyse modale expérimentale a été réalisée conjointement pour identifier les amortissements modaux pour la plaque simple, disponible dans le tableau 3.1. L'identification modale a été réalisée en utilisant comme signal d'entrée un sinus balayé. Ensuite, l'acquisition des signaux s'est fait via un vibromètre laser. Les fonctions de transfert ont été calculées grâce à l'estimateur H_1 (ratio de la corrélation entre le spectre d'entrée et de sortie sur l'auto-corrélation de l'entrée), puis une paramétrisation pôle/résidu a été effectuée pour identifier les caractéristiques modales dans la bande de fréquence d'intérêt, ici 100 Hz - 800 Hz (le banc d'essai est décrit précisément à la sous-section 3.5.1). La plaque étudiée est relativement amortie et donc différente des cas les plus fréquemment traités dans la

littérature à savoir des structures très faiblement amorties telles que des plaques de métal [82] ou des verres de smartphones [80, 91].

La plaque est modélisée avec des éléments de type coque (shell). Les algorithmes de focalisation des ondes de flexion sont développés et mis en œuvre dans Matlab avec le logiciel SDT conjointement. Les maillages sont disponibles figure 3.2b et figure 3.2c. Pendant le reste de cette étude, le signal audio à reconstruire est un sinus balayé d'une durée de 2 secondes, couvrant des fréquences de 100 Hz à 800 Hz, échantillonné à 44,1 kHz. La gamme de fréquences choisie permet d'exciter les 6 premiers modes.

Dans les sections suivantes, nous allons présenter une étude paramétrique visant à comparer les trois méthodes théoriquement étudiées précédemment (section 3.3). Les paramètres à étudier sont :

- l'amortissement matériau et l'épaisseur, car le matériau des panneaux de porte de voitures est composé en général de polypropylène, avec une épaisseur et un revêtement variables,
- le nombre d'actionneurs, car seul un petit nombre peut être intégré pour des raisons d'encombrement,
- la complexité géométrique (plaque raidie contre plaque simple),
- la position et la taille de la forme cible.

Les trois méthodes sont comparées à un cas où aucun algorithme de contrôle n'est imposé (no control), qui consiste à actionner uniquement l'actionneur le plus proche de la zone cible.

3.4.2 Indicateurs clés de performance pour l'étude paramétrique

Quatre indicateurs clés de performance (ICP) originaux seront utilisés afin de comparer les trois méthodes précédemment présentées en faisant varier l'amortissement, le nombre d'actionneurs et la complexité géométrique sur la structure étudiée. Ces indicateurs sont décrits ci-dessous. Il faut garder à l'esprit que $u(x, y, t)$ est le déplacement transverse de la plaque et $U(x, y, f)$ sa transformée de Fourier.

Erreur de localisation : étant donné une forme cible reconstruite, le premier critère est la distance entre le centre de la forme cible et la position de l'amplitude maximale de la forme reconstruite. Ainsi, plus la distance est faible, plus la forme reconstruite est repositionnée avec précision d'un point de vue spatial.

Contraste spatial : le deuxième critère est le calcul du contraste entre l'énergie de la zone reconstruite (S_R) et l'énergie de la zone totale ($S_T = L_x \times L_y$), de sorte que :

$$C(f) = \frac{\int_{S_R} |U(x, y, f)|^2 dS}{\int_{S_T} |U(x, y, f)|^2 dS}. \quad (3.23)$$

Si $C(f) = 1$, alors toute l'énergie est présente dans la forme cible et aucune à l'extérieur, et si $C(f) = 0$, alors toute l'énergie est à l'extérieur de la forme cible.

Moyenne quadratique du déplacement : l'amplitude de la moyenne quadratique du dépla-

cement des ondes de flexion dans la gamme de fréquences concernée est définie par :

$$\langle |U(x, y)|^2 \rangle = \frac{1}{f_{max} - f_{min}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} |U(x, y, f)|^2 df, \quad (3.24)$$

Il donne un aperçu visuel de la capacité des algorithmes à focaliser les ondes de flexion dans la gamme de fréquences visée.

Variation de la phase quadratique moyenne : cet ICP correspond à la moyenne quadratique de la différence de phase entre le point (x_{max}, y_{max}) où le maximum de l'amplitude est atteint et le point courant (x, y) :

$$\Phi(x, y) = \frac{1}{f_{max} - f_{min}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} \text{phase} \left[\frac{U(x, y, f)}{U(x_{max}, y_{max}, f)} \right]^2 df. \quad (3.25)$$

Cet ICP donne un aperçu visuel de la capacité des algorithmes à focaliser les ondes de flexion avec une phase spatialement cohérente dans la gamme de fréquences visée.

3.4.3 Étude paramétrique pour la focalisation d'ondes de flexion

Influence de l'amortissement et de l'épaisseur de la plaque

Le cas considéré est celui d'une configuration d'actionneur (3×2) , une forme de taille $(0.25L_x, 0.3L_y)$ et une forme cible centrée à la position $(0.3L_x, 0.6L_y)$, comme indiqué dans la figure 3.4d. La figure 3.3 montre le contraste (figure 3.3a, figure 3.3c, figure 3.3e) et l'erreur de localisation (figure 3.3b, figure 3.3d, figure 3.3f) des trois algorithmes et pour le cas sans contrôle (figure 3.3g, figure 3.3h) en fonction simultanément des variations d'amortissement (de 1% à 6%) et des variations d'épaisseur (de 1 mm à 5 mm). Il est possible de constater que la méthode STIF localise toujours très efficacement les ondes (contraste élevé et faible erreur de localisation), et bien mieux avec des plaque épaisses. Pour les faibles épaisseurs, le contraste augmente avec l'amortissement, mais après 3 mm, l'amortissement a moins d'effets que l'épaisseur. À l'inverse, le contraste de la méthode TR est plus élevé et l'erreur de localisation plus faible avec des épaisseurs faibles (1 mm à 2 mm). Au-delà de cette valeur d'épaisseur, la capacité de focalisation est moins bonne. Pour ces deux épaisseurs, la performance augmente avec l'amortissement. Pour le MC, le contraste augmente de 0,4 à 0,7 avec le taux d'amortissement. Pour le cas sans contrôle, la plaque se déforme selon la dynamique de ses formes modales, de sorte que le contraste est toujours autour de 0,4 et que l'erreur de localisation varie de façon aléatoire. D'après ces courbes, le STIF est beaucoup plus performant que le cas sans contrôle, le MC est plus performant pour un amortissement et une épaisseur plus élevés, et le TR pour des plaques plus fines.

Effet de la disposition des actionneurs et de l'épaisseur de la plaque

Cette sous-section vise à étudier l'effet du nombre et de la disposition des actionneurs pour plusieurs épaisseurs. Avoir plus d'actionneurs pourrait être intéressant, car il n'est possible de contrôler qu'un nombre de modes (ou bande de fréquence) équivalent au nombre d'actionneurs, que ce soit pour le STIF, CM ou TR. Cependant, dans la perspective de l'application de ces

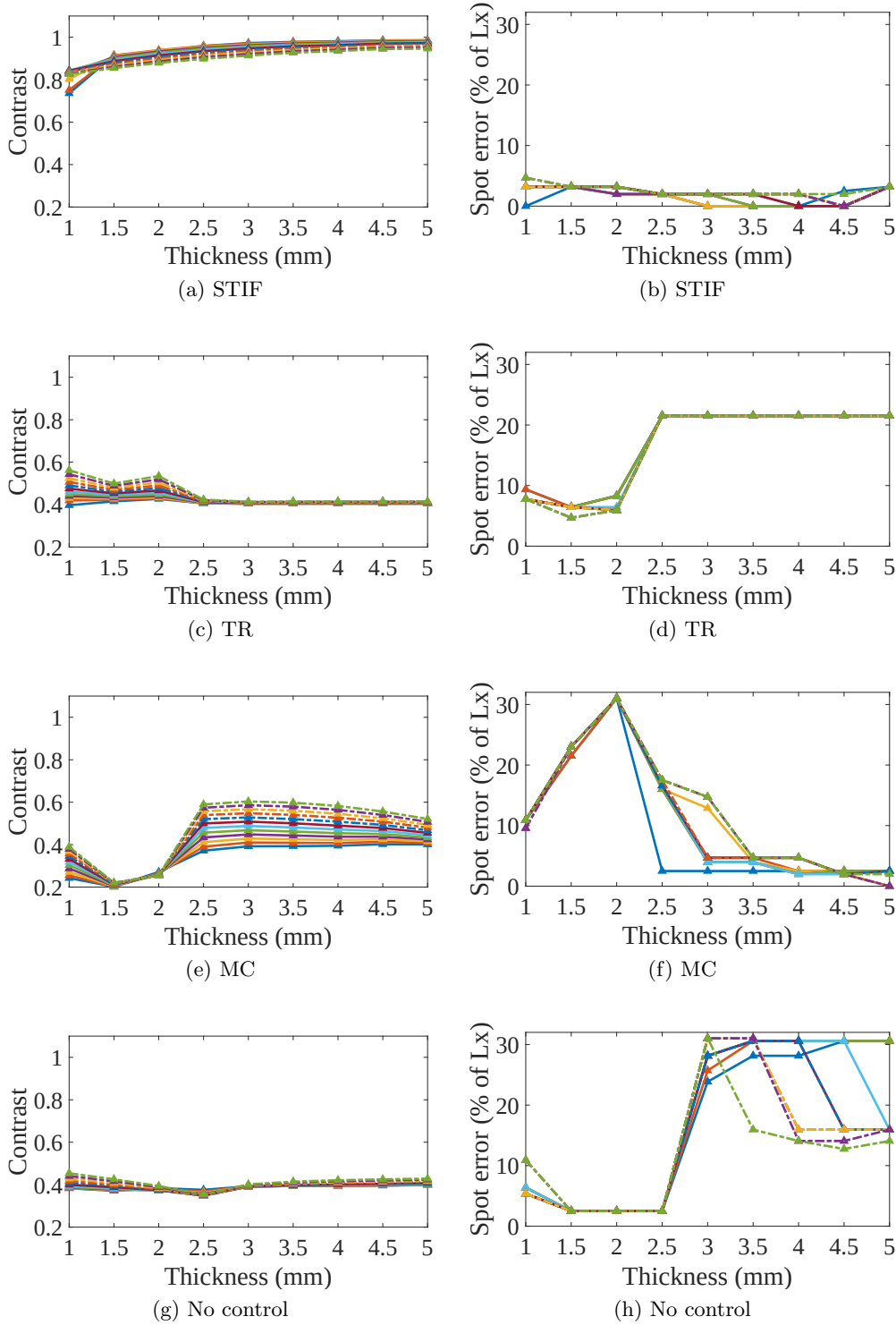


FIGURE 3.3 – Contraste et erreur de localisation pour les trois méthodes et sans contrôle en fonction de l'amortissement, respectivement : (— $\triangle$ 1%) (— $\triangle$ 1.5%) (— $\triangle$ 2%) (— $\triangle$ 2.4%) (— $\triangle$ 2.8%) (— $\triangle$ 3.3%) (— $\triangle$ 3.7%) (--- $\triangle$ 4.2%) (--- $\triangle$ 4.6%) (--- $\triangle$ 5%) (--- $\triangle$ 5.5%) (--- $\triangle$ 6%).

méthodes à des systèmes réels, une optimisation du nombre d'éléments actifs est nécessaire. La figure 3.4 montre les dispositions retenues des actionneurs, qui sont régulièrement espacées le long de x et y . La figure 3.5 montre le contraste et l'erreur de localisation pour les trois méthodes en fonction de l'épaisseur et pour les configurations choisies.

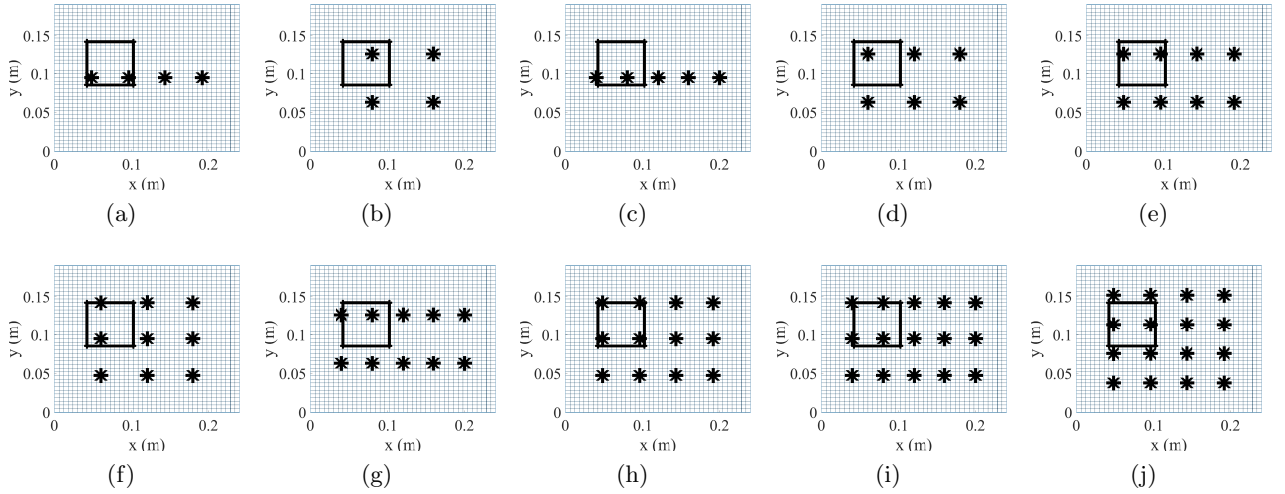


FIGURE 3.4 – Disposition des actionneurs sur la plaque, et forme cible à $(0.25L_x, 0.3L_y)$.

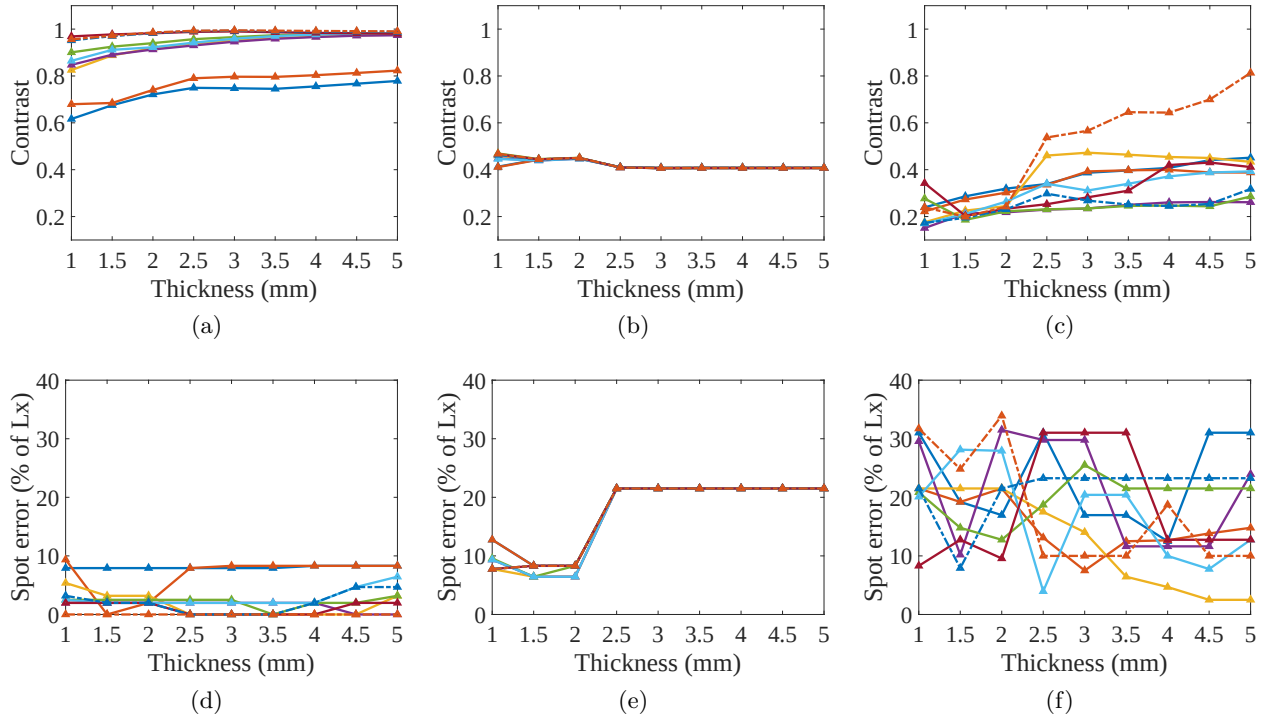


FIGURE 3.5 – Contraste et erreur de localisation pour ((a)(d) STIF, (b)(e) TR, and (c)(f) MC) en fonction du nombre d'actionneurs et de leurs disposition ainsi que de l'épaisseur, respectivement : (— Δ) 4(4×1) (— Δ) 5(5×1) (— Δ) 6(3×2) (— Δ) 8(4×2) (— Δ) 9(3×3) (— Δ) 10(5×2) (— Δ) 12(4×3) (--- Δ) 15(5×3) (--- Δ) 16(4×4)).

Selon la figure 3.5a, pour la méthode STIF, l'augmentation du nombre d'actionneurs permet d'augmenter le contraste et de diminuer l'erreur de localisation, quelle que soit l'épaisseur. En effet, pour les deux configurations où il n'y a qu'une ligne le long de x , le contraste varie de 0,6 à 0,8. En revanche, lorsque la configuration comporte au moins deux lignes d'actionneurs, le contraste est compris entre 0,8 et 1. Ce résultat peut s'expliquer par le fait que plus de modes sont excités lors de l'apprentissage de la dynamique. À l'inverse, pour le TR il y a une meilleure localisation entre 1 mm et 2 mm d'épaisseur. Pour ces valeurs d'épaisseur, les résultats sont meilleurs lorsque le nombre d'actionneurs augmente. Ceci peut s'expliquer parce qu'il y a plus d'informations sur la dynamique dans la construction de l'opérateur de propagation. En outre, dans le cas du contrôle modal, le contraste augmente en général avec l'épaisseur pour chaque configuration. En particulier, à partir de 3 mm, l'erreur de localisation de la configuration (3×2) diminue considérablement de 10 à 3 %, et le contraste est d'environ 0,5. Par conséquent, la forme cible est bien située mais avec quelques amplitudes parasites autour de la forme cible, ce qui diminue le contraste. De plus, la configuration (4×4) présente le contraste le plus élevé, soit 0,6 à 0,8 de 2,5 mm à 5 mm. Cela s'explique par le fait que le nombre maximal de modes possible de contrôler est de 16, ce qui augmente la précision de la méthode dans la bande de fréquence [100 Hz ; 800 Hz]. En conclusion, la méthode STIF présente les capacités de focalisation les plus hautes, et s'améliore avec le nombre d'actionneurs. La méthode TR n'est presque pas influencée par le nombre d'actionneurs, alors que la méthode MC en dépend fortement.

Influence du nombre et de la disposition en fonction de la fréquence

Cette sous-section présente le contraste et l'erreur de localisation en fonction de la fréquence, pour les mêmes dispositions d'actionneurs que figure 3.4. Pour le moment, seul le STIF sera détaillé (figure 3.6) pour plus de clarté, mais ces courbes seront explicitées plus en détail dans la suite en les comparant notamment aux autres méthodes.

La figure 3.6 montre que l'amplitude du contraste est directement liée au nombre d'actionneurs. Ainsi, le nombre d'actionneurs augmente le nombre de modes contrôlables et donc la bande de fréquence de contrôle. Quand le nombre d'actionneurs choisi est très inférieur au nombre de modes dans la bande de fréquence, par exemple 4-5, le contraste est inférieur à 0,8, c'est une bonne performance, mais qui reste dégradée par rapport aux autres cas. En effet, pour les cas 6-8-10, le contraste est plus élevé, mais la fréquence maximale de fonctionnement de l'algorithme est de 540 Hz, au-delà, le STIF ne fonctionne plus. En revanche, pour les cas 9-12-15-16, les contrastes sont tout aussi élevés, mais avec une bande de fréquence allant jusqu'à 800 Hz environ. Ceci peut-être expliqué par le nombre d'actionneurs, mais aussi la disposition. En effet, les cas 8-10 sont moins favorables quant à l'excitation de tous les ventres des modes de la plaque. Il est à noter que les chutes de contraste surviennent au niveau des fréquences propres.

Effet de la position et de la taille de la forme cible

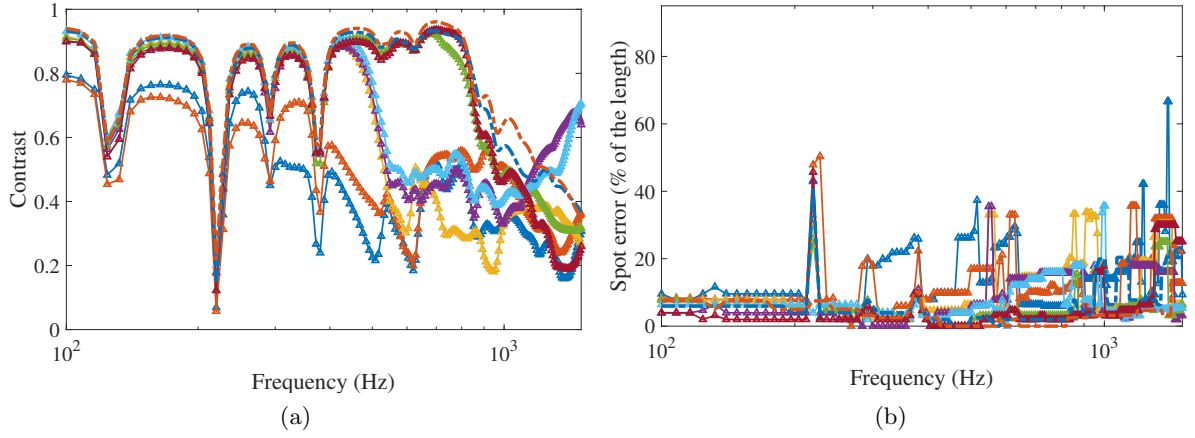


FIGURE 3.6 – (a) Contraste et (b) erreur de localisation obtenus avec la méthode STIF, en fonction de la fréquence, pour un nombre d'actionneurs et de leurs dispositions, respectivement : (— $\blacktriangle$ — $4(4 \times 1)$) (— $\blacktriangle$ — $5(5 \times 1)$) (— $\blacktriangle$ — $6(3 \times 2)$) (— $\blacktriangle$ — $8(4 \times 2)$) (— $\blacktriangle$ — $9(3 \times 3)$) (— $\blacktriangle$ — $10(5 \times 2)$) (— $\blacktriangle$ — $12(4 \times 3)$) (— $\blacktriangle$ — $15(5 \times 3)$) (— $\blacktriangle$ — $16(4 \times 4)$)).

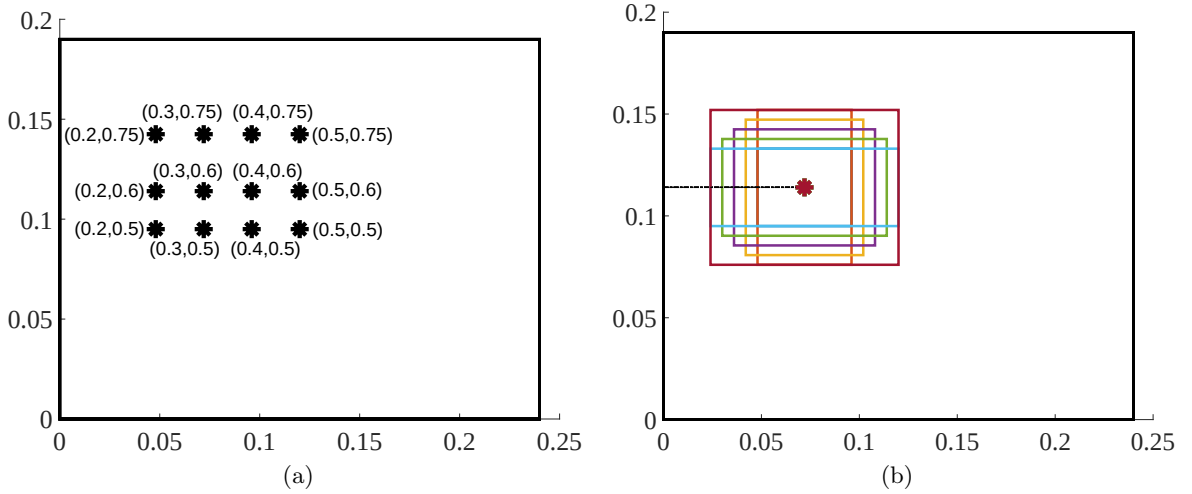


FIGURE 3.7 – (a) Position du centre et (b) taille des formes cibles.

Position de la forme cible Ce paragraphe permet d'étudier la taille et la position de la forme cible. Compte tenu des résultats présentés à la sous-section 3.4.3 et du petit nombre d'actionneurs en raison de limitations pratiques, la disposition des actionneurs utilisée ici est le (3×2) . La taille de la forme cible est de $(0.3L_x, 0.6L_y)$ et les coordonnées du centre varient de $0.2L_x$ à $0.5L_x$ le long de la direction x et de $0.5L_y$ à $0.75L_y$ suivant la direction y , et sont disponibles figure 3.7a.

La figure 3.8 présente les différents contrastes pour divers amortissements modaux et épaisseurs. Pour le STIF, le contraste obtenu est toujours supérieur à 7,5 et l'erreur de localisation est toujours inférieure à 10%, par conséquent, la méthode STIF n'est pas influencée par la forme cible et est toujours robuste dans ce cas. Inversement, à partir de 2.5 mm, le contraste

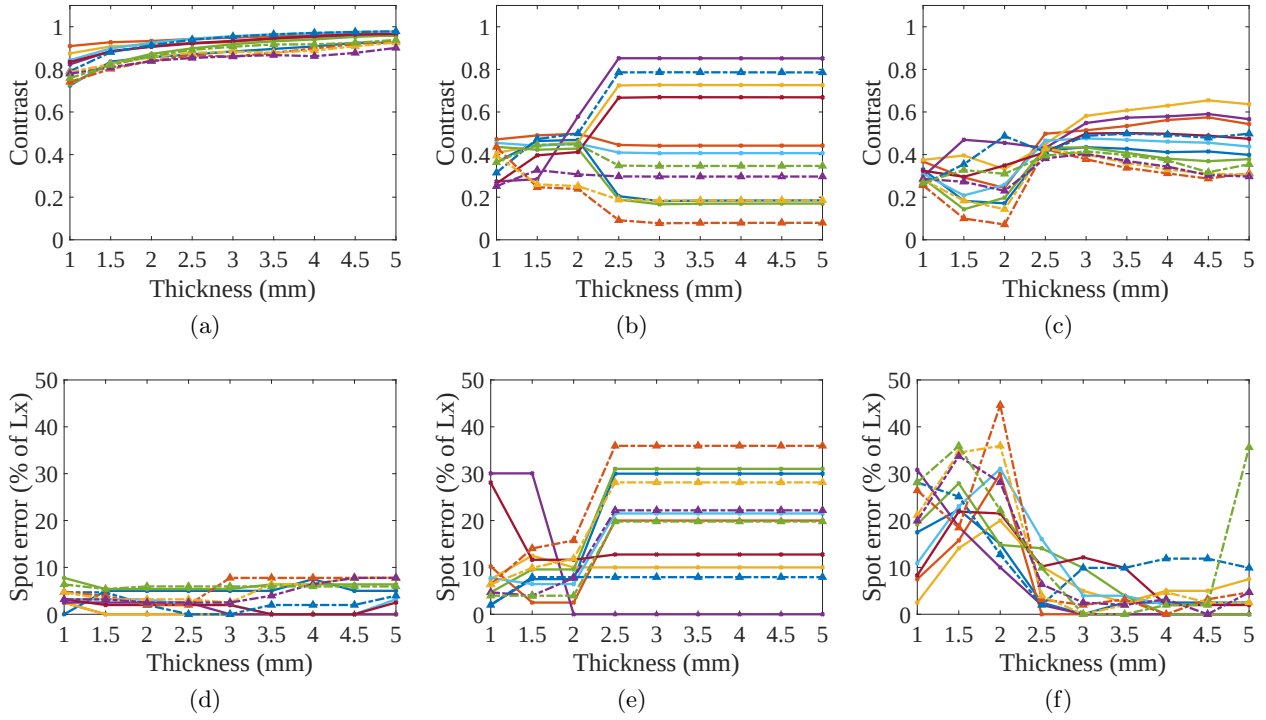


FIGURE 3.8 – Contraste et erreur de localisation pour ((a)(d) STIF, (b)(e) TR, and (c)(f) MC) suivant la taille et la position de la forme cible, respectivement à : (— $\bullet$ — 1(.2, .5)) (— $\blacktriangle$ — 2(.3, .5)) (— $\blacktriangledown$ — 3(.4, .5)) (— $\blacktriangleleft$ — 4(.5, .5)) (— $\blacktriangleright$ — 5(.2, .6)) (— $\blacktriangleup$ — 6(.3, .6)) (— $\blacktriangledown$ — 7(.4, .6)) (— $\blacktriangleleft$ — 8(.5, .6)) (— $\blacktriangleright$ — 9(.2, .75)) (— $\blacktriangleup$ — 10(.3, .75)) (— $\blacktriangleleft$ — 11(.4, .75)) (— $\blacktriangleright$ — 12(.5, .75)).

pour TR est supérieur à 0.7 et l'erreur de localisation inférieure à 15 % pour les configurations (3,4,7,8) où la forme cible est centrée sur le centre de la plaque. Lorsque la forme cible s'éloigne du centre de la plaque, les résultats de localisation sont détériorés. De plus, les configurations (2,3,4) donnent le contraste le plus élevé pour la méthode MC, au-dessus de 2.5 mm.

Taille de la forme cible Différentes tailles de formes cibles suivant x et y alternativement sont comparées, comme indiqué dans la figure 3.7b. Les tailles varient de (0.25) à (0.4) selon respectivement x et y et sont centrées en $(0.3L_x, 0.6L_y)$. Il y a au total 16 formes, soit plus rectangulaires, soit plus carrées. L'idée principale est d'étudier l'influence de la forme.

La figure 3.9 présente le contraste et l'erreur de localisation pour chaque méthode en fonction de l'épaisseur et de la position de la forme cible. La méthode du STIF montre également ici les meilleurs résultats avec un contraste supérieur à 0.75 pour chaque position et croissant avec l'épaisseur. De plus, l'erreur de localisation est également faible, toujours inférieure à 10 %. Ce résultat démontre la robustesse de la méthode car elle peut localiser pour n'importe quelle forme. Inversement, la méthode TR donne de meilleurs résultats pour des épaisseurs de 1 mm à 2 mm, où le contraste est d'environ 0.5, après quoi, même si le contraste augmente, l'erreur ponctuelle devient également beaucoup plus élevée. Enfin, le contraste pour le MC varie environ entre 0.3 et 0.6, selon la taille. Plus la taille est grande, plus le contraste augmente et l'erreur

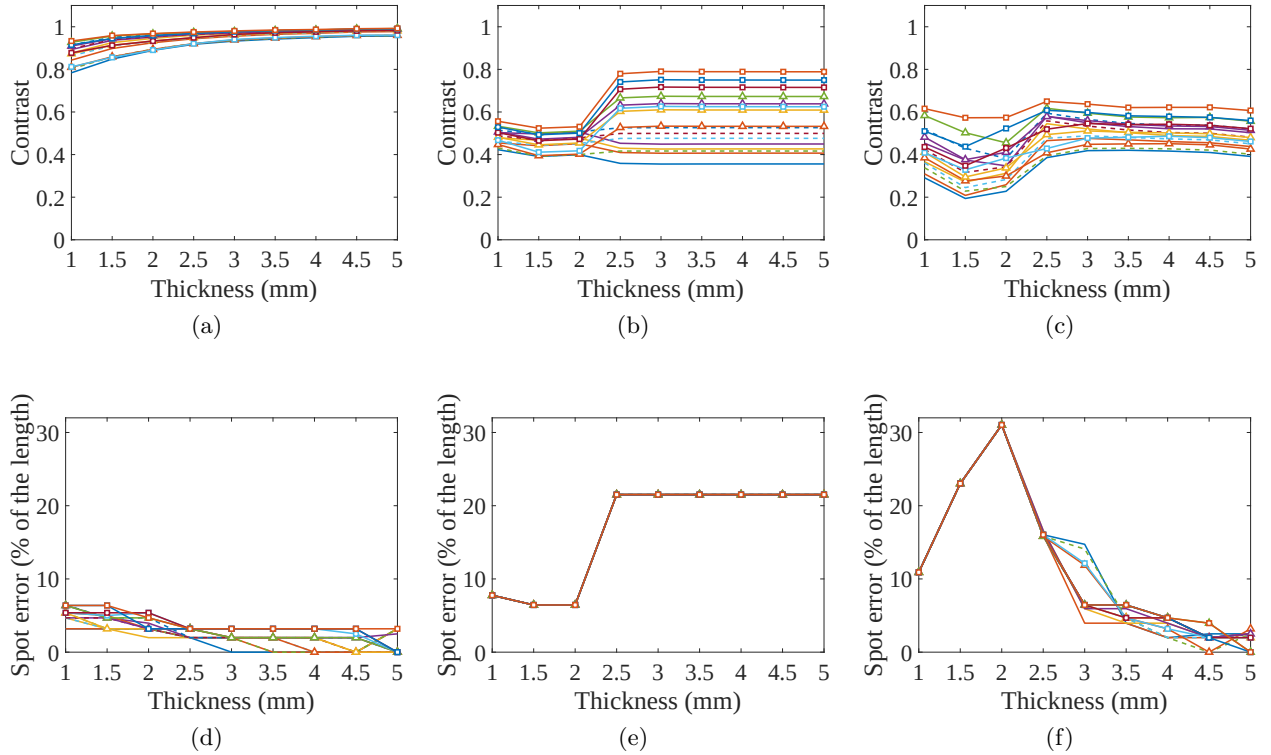


FIGURE 3.9 – Contraste et erreur de localisation pour ((a)(d) STIF, (b)(e) TR, and (c)(f) MC) suivant la taille de la forme cible : (— 1(.25, .25)) (— 2(.25, .3)) (— 3(.25, .35)) (— 4(.25, .4)) (--- 5(.3, .25)) (--- 6(.3, .3)) (--- 7(.3, .35)) (--- 8(.3, .4)) (—▲ 9(.35, .25)) (—▲ 10(.35, .3)) (—▲ 11(.35, .35)) (—▲ 12(.35, .4)) (—■ 13(.35, .25)) (—■ 14(.35, .3)) (—■ 15(.35, .35)) (—■ 16(.35, .4)).

diminue.

3.4.4 Exemples détaillés de focalisation d'ondes de flexion

Sur une structure simple

Dans cette partie, un exemple est détaillé afin d'illustrer les différentes méthodes présentées dans le domaine fréquentiel grâce à l'étude paramétrique. La forme cible et la disposition des actionneurs retenues sont ceux dans la figure 3.4d.

L'erreur de localisation et le contraste dans la bande de fréquence [100 Hz ; 800 Hz] pour chaque méthode et pour la plaque simple sont tracés dans la figure 3.10. Tout d'abord, la méthode STIF permet d'obtenir une performance de localisation très élevée, en comparaison avec les autres. En effet, elle montre une très faible erreur de localisation qui est d'environ 12 % de la longueur totale dans la région [100 Hz ; 220 Hz], et inférieure à 10 % au-dessus de 220 Hz jusqu'à 540 Hz environ (figure 3.10). Il est important de noter que cette fréquence de 540 Hz correspond à un phénomène important qui a été expliqué précédemment à la sous-section 3.4.3. C'est-à-dire que pour un nombre d'actionneurs donné, le même nombre de modes pourra être contrôlé, et l'algorithme fonctionnera efficacement dans la bande de fréquence contenant ces

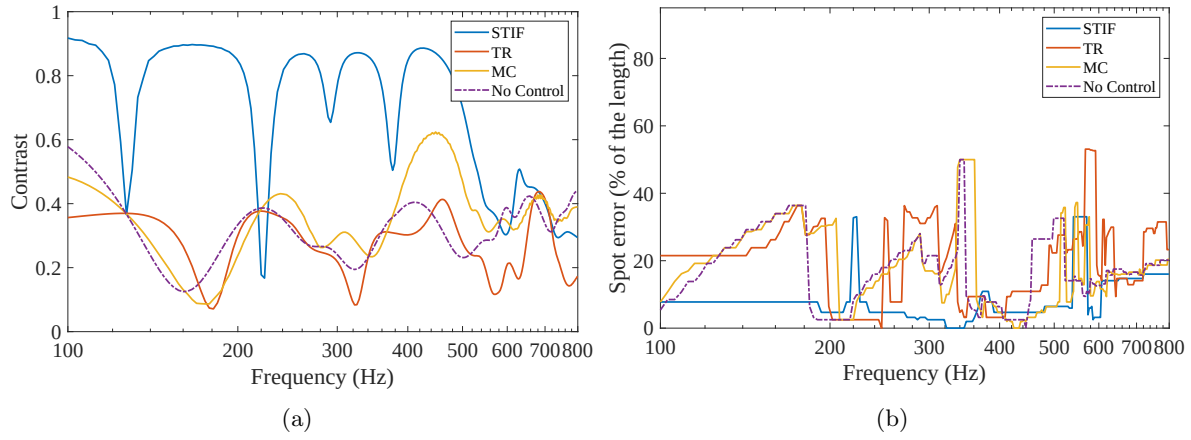


FIGURE 3.10 – (a) Contraste et (b) erreur de localisation pour la plaque simple.

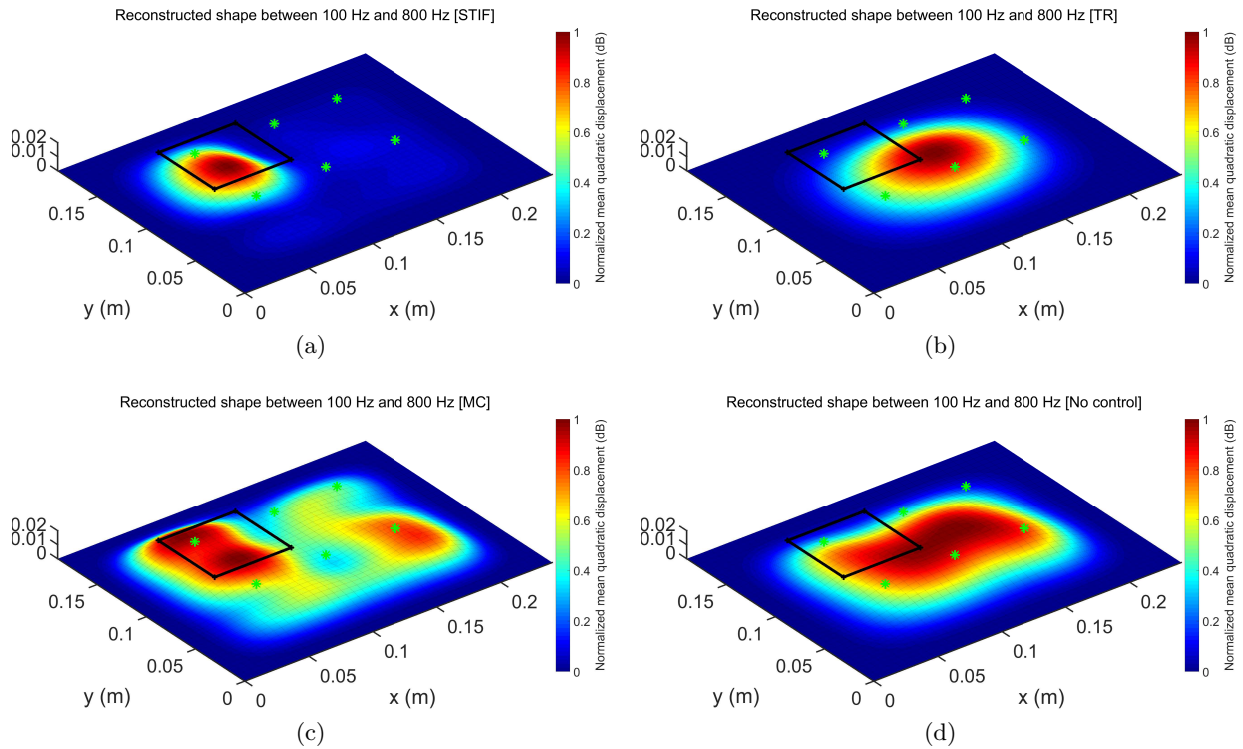


FIGURE 3.11 – Formes reconstruites avec le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.

modes. Ici, jusqu'à 540 Hz avec 6 actionneurs. De plus, le contraste chute de manière drastique aux fréquences modales, avec un pic de l'erreur à 220 Hz et un pic moindre autour de 380 Hz (figure 3.10). Cela correspond aux modes propres qui influencent largement la forme cible reconstruite. En effet, ce phénomène est naturel, mais peut être accentué par le placement d'actionneurs pour augmenter la contrôlabilité de ces modes spécifiques. Ainsi, la méthode STIF permet d'obtenir une focalisation précise de 100 Hz à 540 Hz. Pour les fréquences plus élevées, l'algorithme ne focalise plus les vibrations, pour cette configuration d'actionneurs bien

précise.

Il est intéressant de noter que pour le MC et pour le cas sans contrôle, les formes cibles sont également fortement influencées par les modes propres. En outre, selon les courbes d'erreur et de contraste, la méthode MC peut concentrer en moyenne les vibrations sur toute la bande de fréquences, mais est plus efficace entre 380 Hz et 500 Hz environ, et avec une forte influence du quatrième mode (2,2). Cependant, le cas sans contrôle est plus influencé par le mode (1,1) mais ne focalise pas sur toute la bande de fréquences. Le TR fonctionne également dans une bande étroite, avec un contraste maximal de 0,4, et une très forte influence de la forme du premier mode qui détermine la forme finale. Ceci est dû à l'amortissement élevé dans le matériau et l'épaisseur.

Un aperçu des résultats de focalisation obtenus dans la bande de fréquences d'intérêt est tracé à la figure 3.11 et à la figure 3.12, à travers respectivement la moyenne quadratique de l'amplitude du déplacement normalisée et la moyenne quadratique de la différence de phase. Au niveau de la figure 3.11, on peut voir que l'amplitude des vibrations est en moyenne beaucoup plus localisée en utilisant la méthode STIF que toute autre méthode. Et dans la figure 3.12, on peut conclure que la méthode STIF garantit en outre une variation de phase presque nulle dans la zone cible, ce qui signifie que tous les points de cette zone vibrent de manière cohérente dans l'espace. Ceci est également vrai dans ce cas pour la méthode TR, vrai dans une moindre mesure pour la méthode MC, et pas du tout pour le cas sans contrôle.

Effet de la complexité géométrique (raidisseurs)

La structure étudiée est maintenant la plaque avec des raidisseurs fixés dessus. L'idée principale est de voir quelle méthode fonctionnera le mieux sur une structure plus complexe, représentative de ce que l'on peut rencontrer dans les applications industrielles. De plus, les fréquences propres sont plus élevées qu'auparavant, de 154 Hz à 590 Hz, et les modes propres localisent de l'énergie entre les raidisseurs.

La figure 3.13 montre l'erreur de localisation et le contraste. Sur la bande de fréquence comprise entre 100 Hz et 800 Hz, la méthode STIF localise l'énergie dans la zone cible, comme dans le cas simple (figure 3.14a), mais avec un contraste plus faible compris entre 0.6 et 0.4. De plus, le contraste diminue aux fréquences où les modes apparaissent. Cependant, les valeurs plus élevées de l'erreur de localisation entre 270 et 380 Hz correspondent à des vibrations de forte amplitude sur les actionneurs autour de la zone cible, mais la forme est toujours reproduite avec un contraste très élevé. En outre, la méthode TR peut focaliser les ondes dans la bande de fréquence sélectionnée (figure 3.14b), mais elle ne maintient pas la forme correctement pour chaque fréquence. La méthode MC localise l'énergie alternativement près de la forme cible et entre les raidisseurs (figure 3.14c), mais ne fonctionne pas bien, car les formes des modes ne sont pas des modes de flexion classiques mais un mélange de modes globaux et locaux. Enfin, sans stratégie de contrôle, l'énergie est également confinée entre les raidisseurs près de la forme cible et montre une meilleure précision que MC et TR (figure 3.14d). L'apprentissage initial du

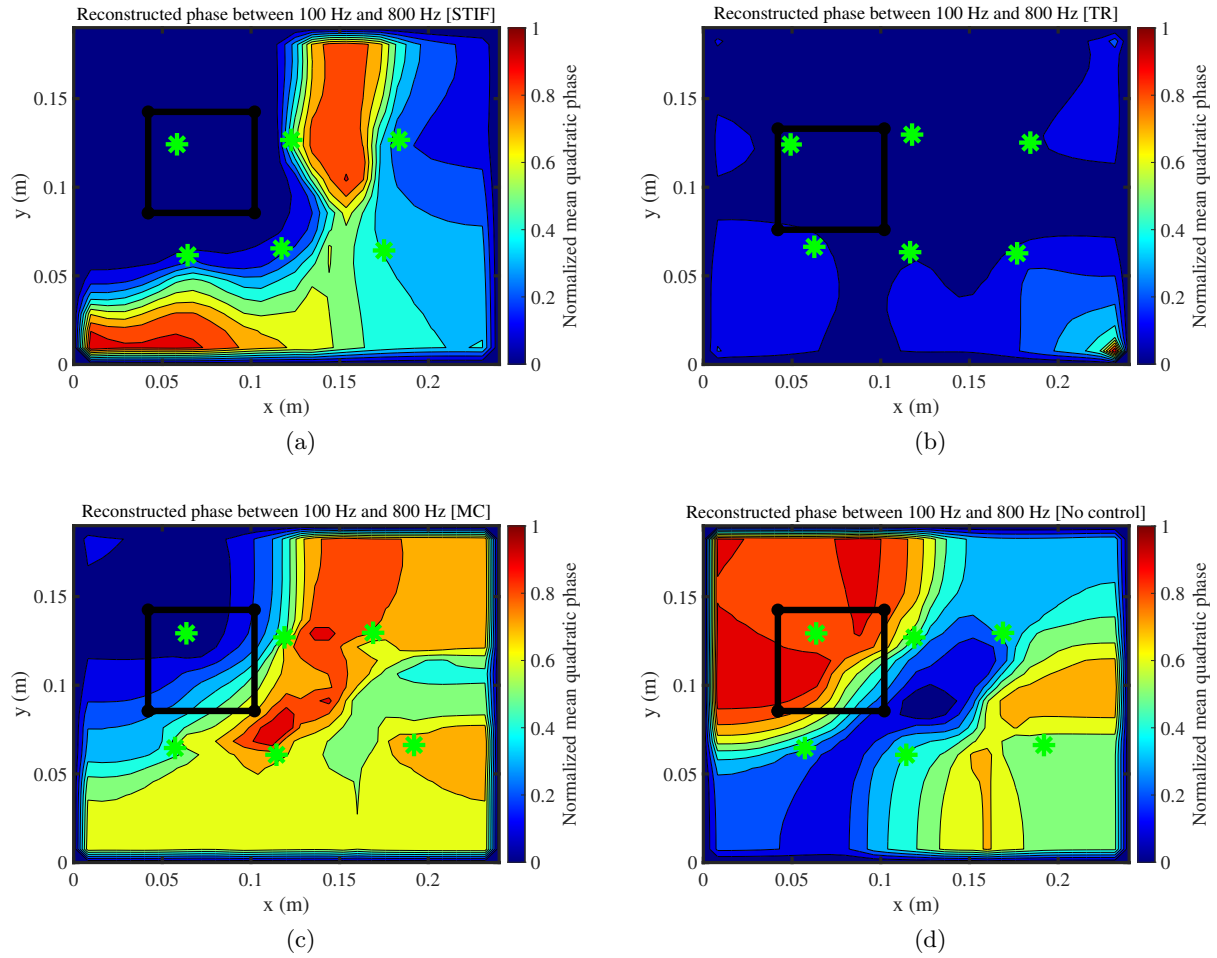


FIGURE 3.12 – Phases spatiales reconstruites avec le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.

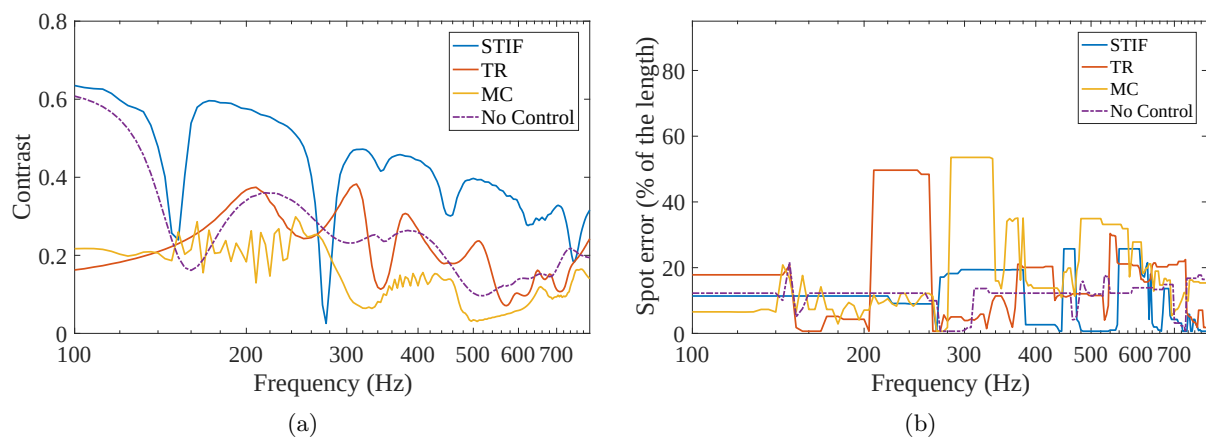


FIGURE 3.13 – (a) Contraste et (b) erreur de localisation pour la plaque avec raidisseurs.

comportement dynamique permet d'avoir une meilleure performance en termes de focalisation en considérant les modes locaux dans la dynamique, dans une bande de fréquence plus large.

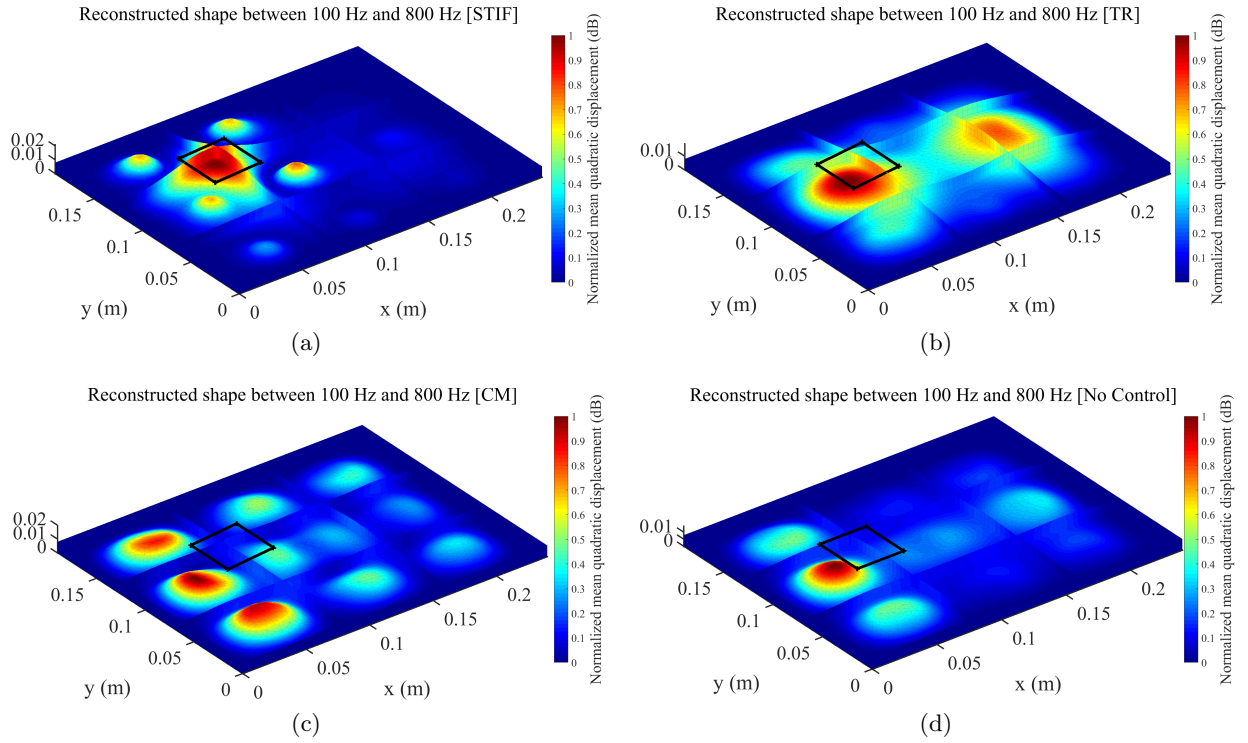


FIGURE 3.14 – Formes reconstruites pour la plaque raidie avec le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.

De même, la figure 3.15 montre la moyenne quadratique de la phase pour les différentes approches. On constate à nouveau que la méthode du STIF ne subie pratiquement aucune variation de phase dans la zone cible, ce qui signifie que tous les points de cette zone vibrent de manière cohérente dans l'espace. Cela n'est cependant plus vrai dans ce cas pour la méthode TR, la méthode MC et le cas de non contrôle car elles subissent la présence des raidisseurs.

3.4.5 Discussion

À propos des capacités de focalisation spatiale des méthodes étudiées

L'étude paramétrique précédente permet de comprendre l'influence de l'amortissement, de l'épaisseur de la plaque, de la disposition des actionneurs et de la forme cible sur les performances de chaque méthode. Les approches sont très sensibles à l'épaisseur car elle modifie la répartition des modes utilisés dans la bande de fréquences concernée, et à l'amortissement car il réduit les pics des modes. Plus le nombre d'actionneurs est important, plus le nombre de modes contrôlés sera important et meilleurs seront donc les résultats. Cependant, la disposition des actionneurs est également déterminante selon s'ils sont placés sur un nœud ou un ventre de vibration.

La méthode STIF, comparée au MC, est basée sur l'apprentissage de l'opérateur de propa-

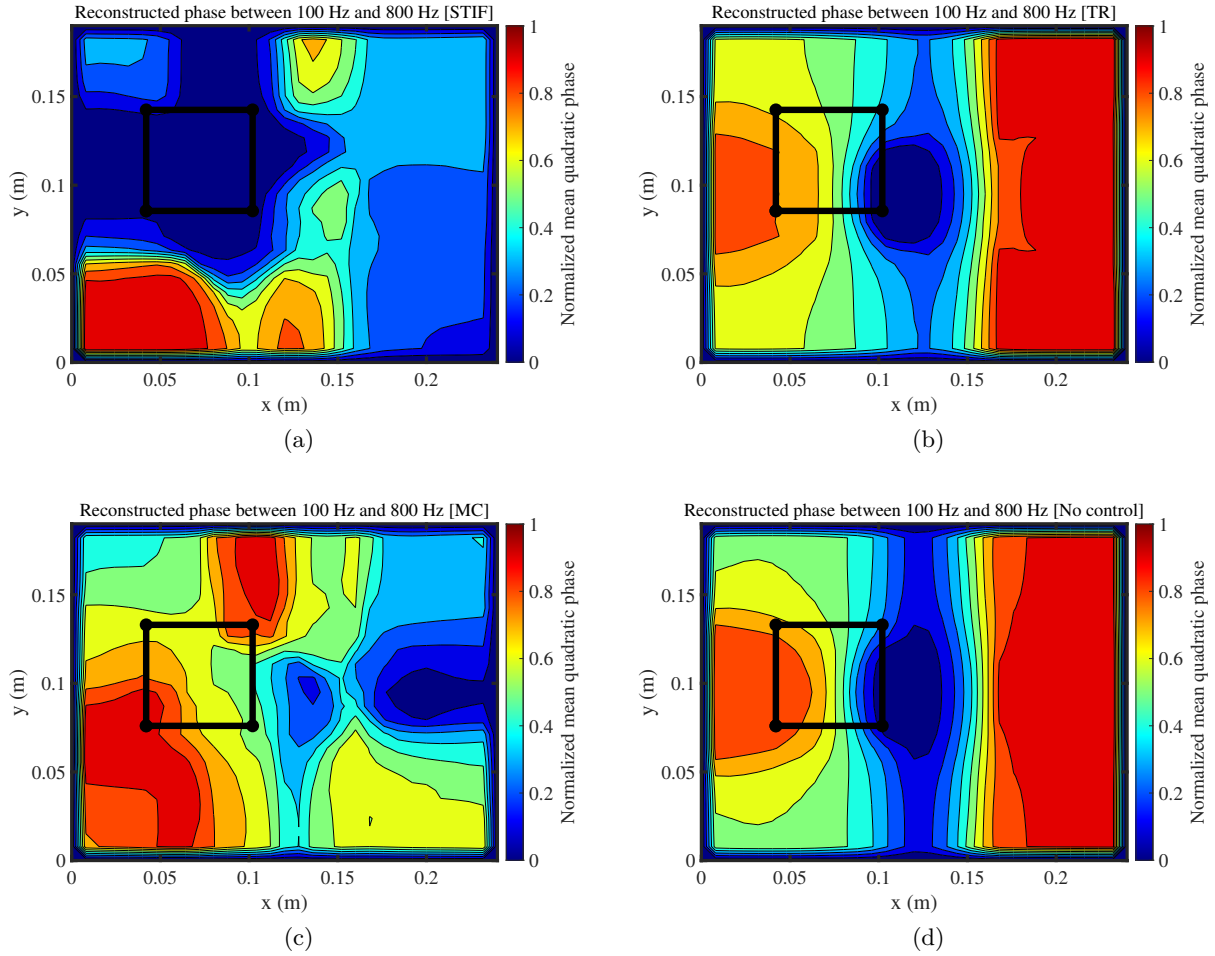


FIGURE 3.15 – Phases spatiales de la plaque raidie reconstruites avec le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.

gation entre chaque point d'observation et chaque actionneur. Les résultats de l'étude paramétrique permettent de montrer que la méthode STIF est toujours très robuste en raison de la grande quantité d'informations sur l'opérateur de propagation, donc, plus le nombre d'actionneurs est élevé, meilleurs seront les résultats de l'algorithme. Ceci s'explique par le calcul des filtres FIR obtenus directement via les transferts bruts, alors que pour le MC, il faut utiliser les équation théoriques (ou identifier les transferts) au préalable, ce qui peut-être fastidieux et non précis. En effet, dans ce cas où les modes sont très amortis, il peut y avoir des difficultés d'identification précise. De plus, il n'est pas possible d'automatiser la procédure contrairement au travail sur les transferts bruts (STIF). Cela signifie que le STIF est donc plus facile à mettre en œuvre que la méthode MC et permet de focaliser beaucoup mieux les ondes de flexion dans la bande de fréquence d'intérêt, comme le montre la figure 3.11a. En revanche, la méthode TR basée sur une connaissance partielle nécessite moins de temps de calcul que la méthode STIF, mais dans ce cas, elle est moins efficace que la méthode STIF et donne donc une précision de localisation plus faible (figure 3.11b). En effet, la méthode TR utilise quelques informations

disponibles sur les actionneurs, et doit être utilisée dans un milieu légèrement amorti et mince, car elle nécessite plusieurs réflexions sur les bords. C'est une des raisons pour lesquelles le TR fonctionne mieux pour les plaques minces que pour les plaques épaisses. Enfin, lorsqu'il n'y a pas de contrôle, l'énergie est répartie sur toute la plaque et il n'y a pas de focalisation (figure 3.11d). Il faut donc choisir un nombre minimal d'actionneurs permettant d'atteindre un objectif fixé. Car le nombre est aussi une contrainte industrielle.

L'analyse de la focalisation de l'énergie dans la zone cible ainsi que du mouvement global en phase de la forme cible, montre que pour le cas simple, les méthodes STIF et MC ont fourni une focalisation adéquate et spatialement cohérente, mais pour le cas avec raidisseurs, seule la méthode STIF a pu le faire.

À propos des capacités de focalisation temporelle des méthodes étudiées

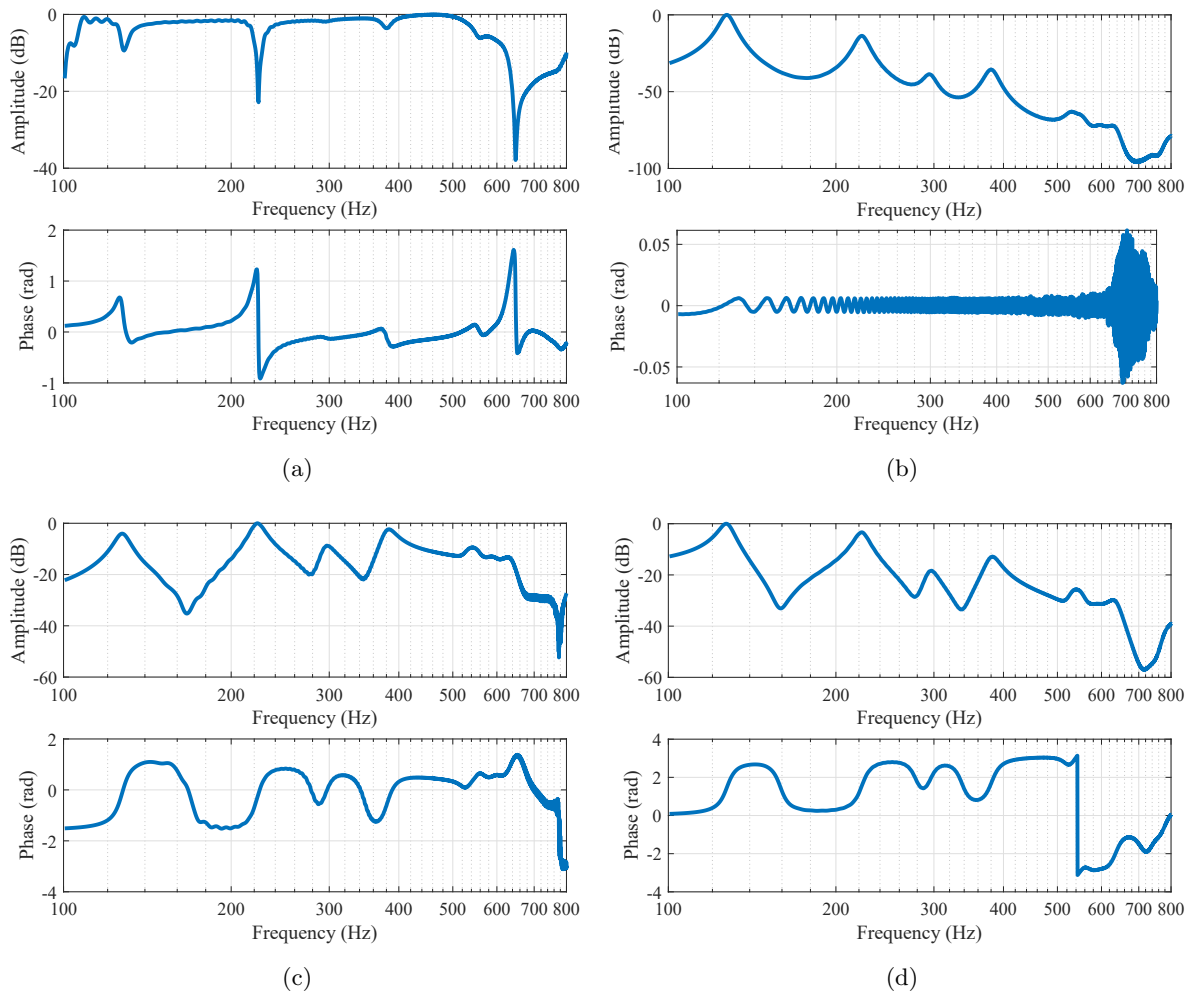


FIGURE 3.16 – Fonction de Réponse en Fréquence entre l'entrée audio désirée de type sinus balayé et le déplacement du point d'amplitude maximale au niveau de la forme cible, pour le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.

Après avoir étudié les algorithmes de focalisation des ondes de flexion en termes de potentiel spatial, cette sous-section illustre les propriétés de phase temporelle associées aux différentes méthodes étudiées. En effet, les caractéristiques du domaine temporel d'un signal doivent être contrôlées avec précision pour toute application audio. En pratique, nous sommes confrontés ici à des problèmes similaires à ceux rencontrés lors de l'utilisation de haut-parleurs conventionnels ou à base de panneaux. Ces problèmes sont associés i) au traitement du signal, ii) aux limitations matérielles et iii) aux propriétés du matériau (amortissement et comportement modal). Par conséquent, et comme pour tout autre dispositif de rendu audio, nous ne reproduisons pas entièrement la phase sur l'ensemble du spectre, mais nous nous en rapprochons le plus possible. Pour limiter l'impact des distorsions de phase liées au traitement du signal, des filtres FIR qui possèdent une phase linéaire et n'induisent donc qu'un retard global et indépendant de la fréquence ont été choisis pour mettre en œuvre les méthodes de focalisation spatiale. De plus, pour limiter l'impact des distorsions de phase liées au matériel, du matériel spécifique dédié à l'audio a été utilisé. Enfin, nous ne pouvons pas limiter l'impact du matériel vibrant en raison des modes existants et devons nous en accommoder comme c'est le cas pour les haut-parleurs traditionnels (modes de membrane dans la gamme des hautes fréquences) ou pour les haut-parleurs plans (modes de plaques dans la gamme des basses fréquences). En ce sens, l'approche proposée est donc similaire, en ce qui concerne les questions de phase, à toute autre approche audio haute fidélité et n'introduit pas de décalage de phase supplémentaire puisque les filtres FIR ont été retenus pour le traitement du signal.

Comme tout le processus de filtrage audio et le filtrage naturel par la structure hôte sont considérés ici comme linéaires, la forme d'onde de la réponse dans la zone ciblée est un sinus balayé filtré linéairement lorsque l'entrée considérée est une excitation de type sinus balayé. Plus précisément, selon (3.1), tous les points spatiaux de la zone cible devraient avoir une vibration correspondant exactement à cette excitation du signal sinusoïdal balayé. Cependant, en pratique et en raison du traitement du signal, des limitations matérielles et de la réponse modale de la structure qui sont inévitables dans tout dispositif de rendu audio (qu'il s'agisse d'un haut-parleur électrodynamique ou d'un haut-parleur plan), nous n'atteignons pas totalement cet objectif, mais nous nous en rapprochons le plus possible, comme le montre la figure 3.16. Cette figure représente l'amplitude de la réponse en fréquence entre le signal audio d'entrée de type sinus balayé et le déplacement du point ayant l'amplitude maximale dans la forme cible pour la plaque numérique simple. Pour le STIF, l'amplitude de la réponse en fréquence est comprise entre 0 dB et -2 dB jusqu'à 500 Hz, où la localisation n'est plus correctement réalisée comme discuté précédemment. De plus, des chutes d'amplitude peuvent être observées aux fréquences de résonance, ce qui montre que les modes influencent toujours la réponse de la plaque dans son ensemble. En outre, la même figure montre la phase après élimination de la tendance linéaire correspondant au retard global induit par les filtres FIR. L'influence des modes est toujours apparente dans la réponse de phase, avec des sauts de phase aux fréquences de résonance. Il est important de noter que dans ce cas de simulation, la méthode TR donne d'excellents résultats en ce qui concerne les problèmes de phase temporelle. Enfin, la compensation d'un tel

déphasage est quelque chose de très courant dans l'industrie audio et doit être gérée a posteriori par des filtres d'égalisation adéquats.

La taille des filtres est aussi primordiale pour le STIF et le TR. Ils sont obtenus par sous-échantillonnage fréquentiel des transferts traités. Plus le filtre contient de coefficients, plus la réponse sera précise. Dans cette étude les signaux à reconstruire ont été pré-filtrés. En revanche, dans une approche temps réelle, il faudrait réduire le maximum possible de coefficients des filtres tout en s'assurant que les performances restent inchangées.

3.5 Validation expérimentale

3.5.1 Dispositif expérimental

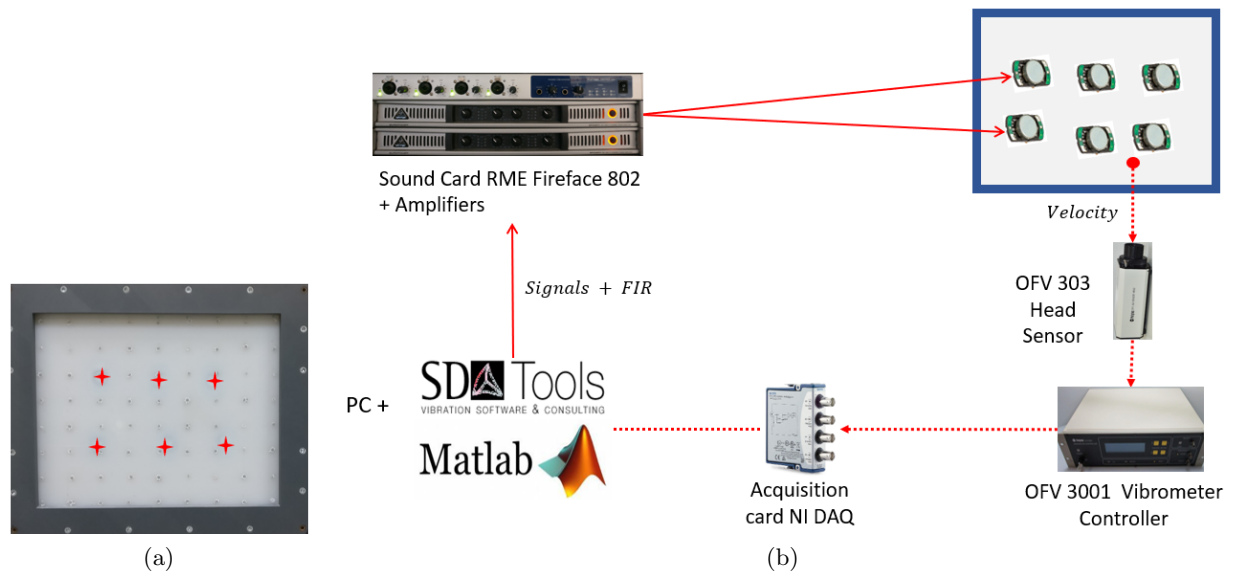


FIGURE 3.17 – (a) Plaque en polypropylène avec en rouge la position des actionneurs et (b) le dispositif expérimental utilisé.

Afin de valider les différentes méthodes, une campagne d'essai a été menée. La structure testée est la plaque en polypropylène fixée sur ses bords, avec les mêmes dimensions et propriétés mécaniques que les structures étudiées en simulation. Ce matériau est largement utilisé dans l'industrie automobile comme garniture des panneaux de porte de voitures. La plaque est actionnée par six excitateurs audio de marque *TEAX14C02-8* amplifiés par un amplificateur de chez *Berhinger EPQ304 Europower*. La génération des signaux est réalisée via Matlab et leurs traitements par une carte son de la marque *RME Fireface 802*. Le champ de vitesses de la plaque est scanné par un vibromètre à balayage laser, composé d'une caméra de scan OFV-303 et de son contrôleur OFV-3001, puis acquis par l'intermédiaire d'une carte d'acquisition de type *NIDaq USB 9234*. Le banc d'essai est décrit à la figure 3.17a.

La première étape consiste à apprendre la dynamique de la structure. A cette fin, une première analyse modale expérimentale a été réalisée. Chaque exciteur est successivement

actionné par un sinus balayé logarithmique dont la fréquence varie de 100 Hz à 2 kHz, pendant 5 s et échantillonné à 44,1 kHz. Le champ de vitesses est mesuré sur une grille de 72 points couvrant la plaque (figure 3.17b). Après l'étape d'apprentissage, les fonctions de réponse en fréquence sont calculées via l'estimateur H1, et l'opérateur de propagation est généré et pseudo-inversé de sorte que les filtres STIF et TR sont calculés par une routine développée sous Matlab selon le processus décrit à la sous-section 3.3.3. De plus, pour le STIF et le TR, les filtres obtenus à la sous-section 3.4.4 avec la phase d'apprentissage numérique seront utilisés pour apprécier leur performance sur un cas réel et donc la pertinence de l'utilisation d'un jumeau numérique. En ce qui concerne les filtres MC, une procédure d'identification est effectuée à l'aide du logiciel SDTools (les résultats sont présentés dans tableau 3.1) pour calculer les filtres. La taille de la forme cible est également de taille $(0.25L_x, 0.3L_y)$ et centrée en $(0.3L_x, 0.6L_y)$.

3.5.2 Validation expérimentale sur une plaque simple

Résultats en utilisant des données expérimentales

Premièrement, l'étude paramétrique a montré que plus le nombre d'actionneurs est important, plus les algorithmes sont efficaces. Ainsi, nous avons choisi d'utiliser 6 actionneurs avec la même disposition que l'exemple numérique précédent. C'est le nombre minimum d'actionneurs nécessaire permettant d'avoir une efficacité satisfaisante tout en s'adaptant aux conditions réelles de l'automobile. En effet, l'encombrement, la masse et la consommation d'énergie sont plusieurs facteurs qui obligent à réduire le nombre d'actionneurs.

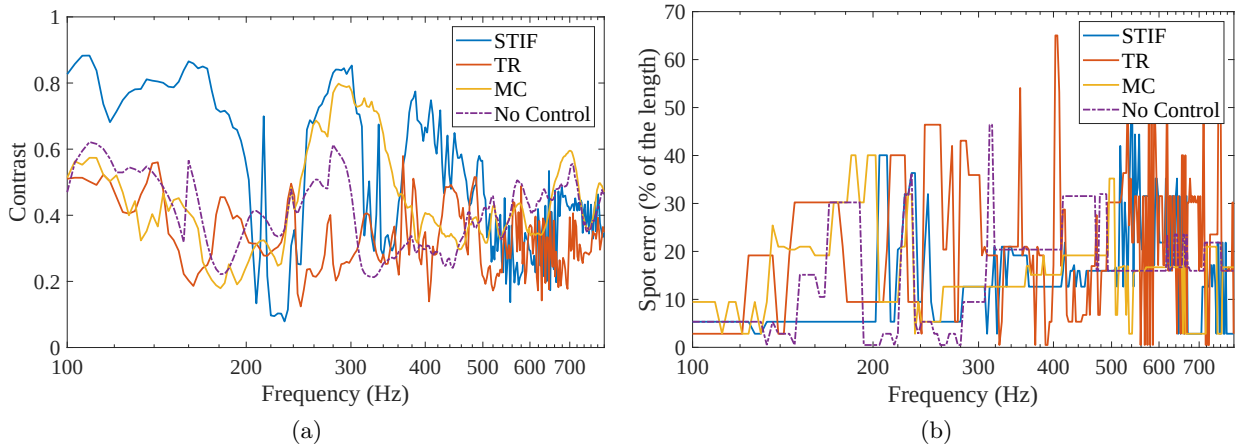


FIGURE 3.18 – (a) Contraste et (b) erreur de localisation pour la plaque expérimentale.

La figure 3.18 présente le contraste et l'erreur de localisation de la forme cible reconstruite. De même que la figure 3.19 présente le profil de la moyenne quadratique de la vitesse de la plaque entre 100 Hz et 800 Hz. Jusqu'à 500 Hz, le contraste de la méthode STIF varie entre 0.6 et 0.85, et diminue ensuite légèrement, sauf pour certaines fréquences. Ces fréquences où il y a une chute de contraste, correspondent à des formes modales de la plaque, comme le montrait l'exemple numérique. En outre, l'erreur de localisation est inférieure à 15 % jusqu'à 500 Hz,

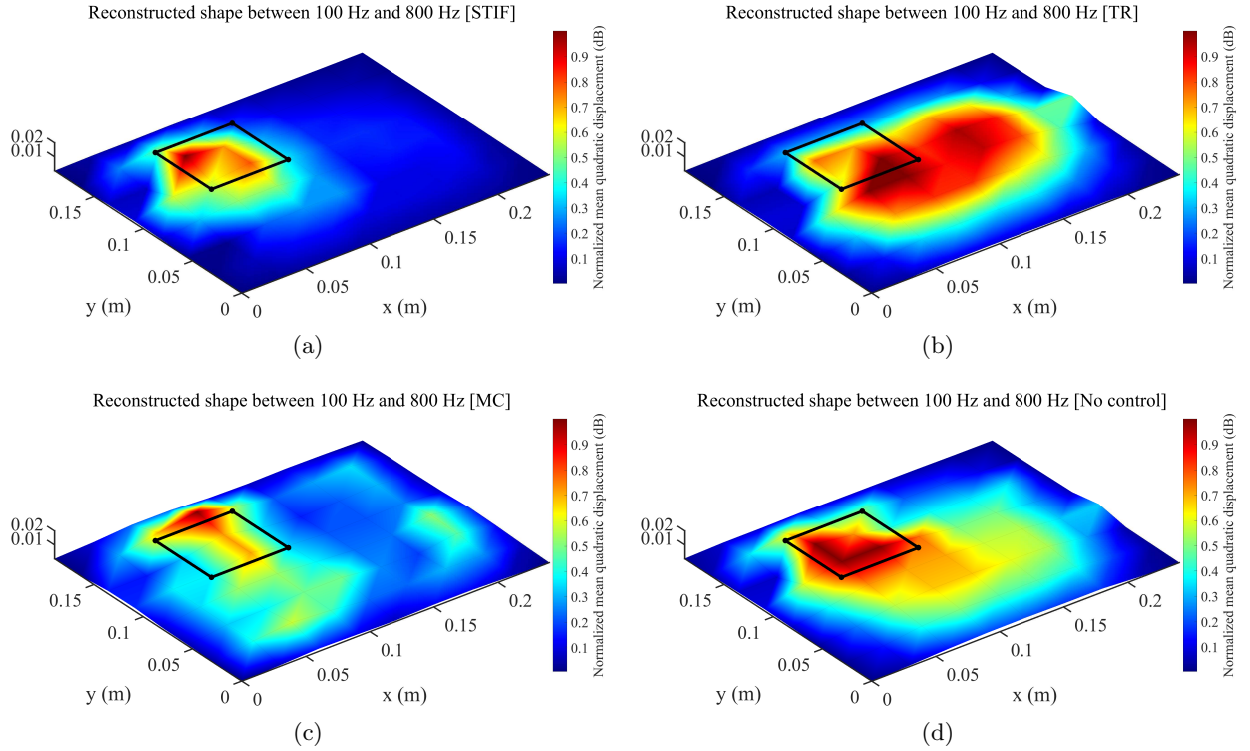


FIGURE 3.19 – Reconstruction de la forme expérimentale pour le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.

excepté pour les chutes brutales de fréquence où elle augmente. Après 500 Hz, la méthode perd de son efficacité, le contraste diminue entre 0.2 et 0.5 et l'erreur augmente fortement. De plus, le contraste obtenu par le MC oscille entre 0,2 et 0,8 mais la plupart du temps est supérieur à 0,4. En conséquence, la moyenne de la forme entre 100 Hz et 800 Hz montre des capacités efficaces de focalisation. Dans ce cas, le TR ne permet pas de localiser les ondes de flexion, en raison du milieu très amortissant, de l'épaisseur et du faible nombre d'actionneurs. Lorsqu'aucun contrôle n'est appliqué, le maximum d'énergie est localisé (principalement jusqu'à 300 Hz, et ensuite à des fréquences plus élevées) autour de la forme cible et donc de l'actionneur, même s'il y a une grande quantité d'énergie disséminée dans toute la plaque (figure 3.19d). Les résultats sont très similaires aux résultats numériques présentés dans la figure 3.10. La méthode est moins efficace après 500 Hz pour le STIF, tant sur le plan expérimental que numérique. De plus, il y a le même schéma d'évolution pour les trois autres méthodes. Ce phénomène a été expliqué précédemment à la sous-section 3.4.4. Cette étude expérimentale permet de montrer la bonne concordance entre les résultats numériques et expérimentaux.

Résultats en utilisant un jumeau numérique

Cette sous-section propose de se pencher sur l'utilisation d'un jumeau numérique au lieu d'apprendre la dynamique sur une structure réelle. En effet, les campagnes expérimentales impliquent une préparation lourde en termes de mise en place, de mise en œuvre et coûteuse

en temps de traitement (vu la quantité de données). De plus, elles introduisent un biais dû aux bruits. La méthode MC n'est pas présentée ici, car les filtres sont calculés en fonction de la connaissance des propriétés modales, et ici, les formes des modes basées sur le modèle analytique ou éléments finis et expérimentaux conduisent aux mêmes filtres.

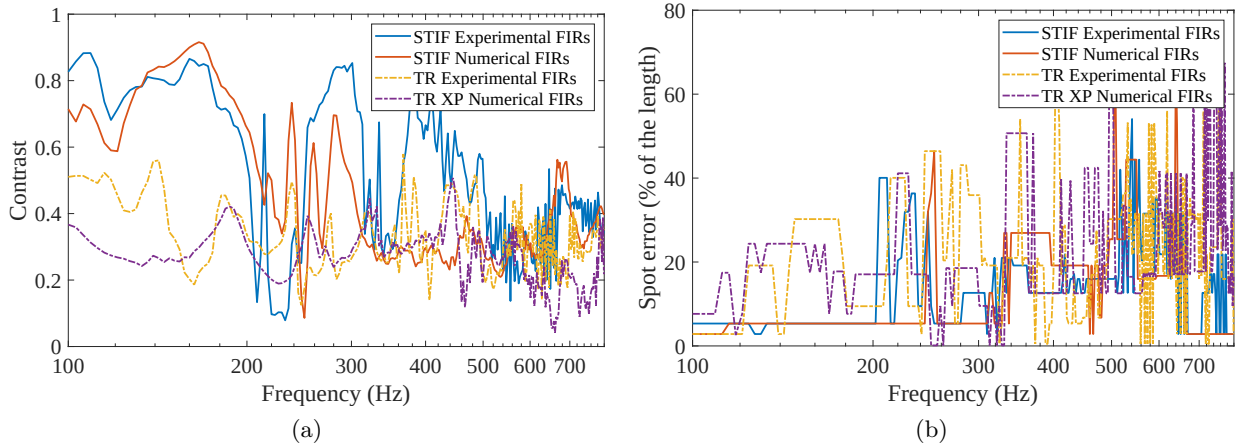


FIGURE 3.20 – (a) Contraste et (b) erreur de localisation pour la plaque expérimentale avec des filtres numériques vs expérimentaux pour le STIF et TR.

Ainsi, la figure 3.20 illustre la comparaison entre les résultats expérimentaux précédents et les résultats obtenus en utilisant des filtres numériques produits par la simulation et réinjectés sur la structure réelle. Le contraste du STIF est élevé comme pour le résultat expérimental jusqu'à 300 Hz, ce qui correspond à une forme de mode très typique. Par la suite, le contraste est compris entre 0.2 et 0.5 après 300 Hz et est approximativement le même que celui du STIF expérimental après 500 Hz. Cependant, le TR généré expérimentalement présente un contraste légèrement meilleur que le TR généré numériquement, mais reste faible par rapport aux autres méthodes. Ils présentent également la même forme reconstruite et le même modèle de contraste que l'étude numérique précédente. Les profils de vitesse dans la bande de fréquence d'intérêt sont disponibles à la figure 3.21.

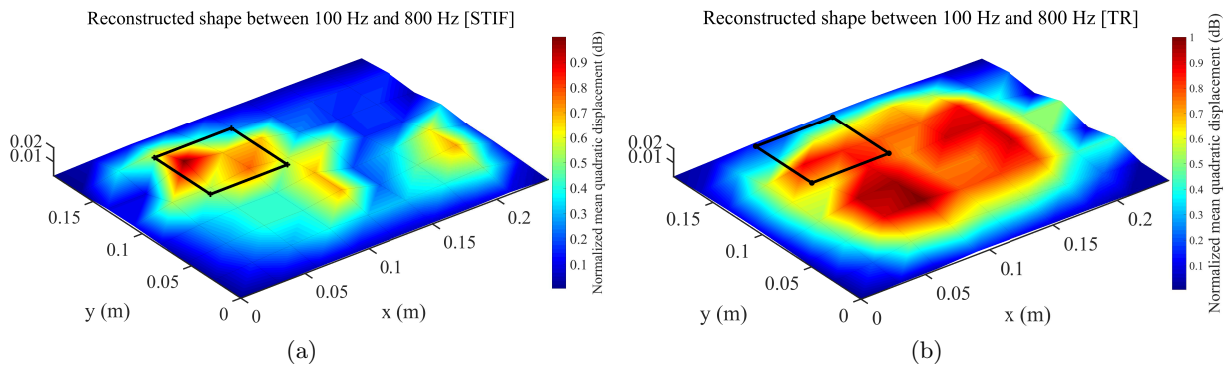


FIGURE 3.21 – Reconstruction de la forme expérimentale pour le (a) STIF, (b) TR, (c) MC et (d) sans contrôle.

Les résultats démontrent la possibilité d'apprendre avec le modèle numérique, qui peut présenter plusieurs avantages mentionnés ci-dessus. Ainsi, pour la méthode STIF, le modèle expérimental peut être traduit en un modèle éléments finis pour l'étape d'apprentissage.

3.5.3 Application sur une portière de voiture

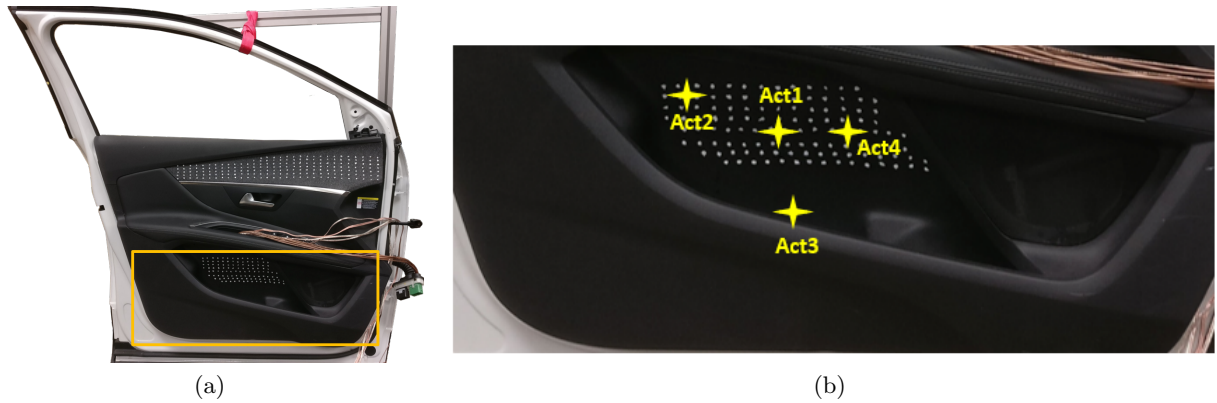


FIGURE 3.22 – (a) Le panneau de portière étudié ainsi que (b) la zone d'intérêt.

À présent, la méthode STIF est appliquée sur un panneau de porte de voiture de type Peugeot 3008 pour concentrer les vibrations sur une zone spécifique permettant de générer des basses fréquences. En focalisant les vibrations, nous espérons générer des basses de bonne qualité, en supprimant le comportement modal. Ici, 4 actionneurs électromagnétiques de type *PUI Audio ASX05408-HD-R* sont utilisés pour focaliser les vibrations, et permettront ainsi d'éviter le comportement modal en basses fréquences. Le même dispositif expérimental (sous-section 3.5.1) est utilisé, avec 102 points d'apprentissage collés sur la plaque pour scanner le profil du champ de vitesse. La figure 3.22 décrit le panneau de porte, les points d'apprentissage représentés par des stickers réfléchissants indiquant la zone de mesure et l'emplacement des actionneurs. Les méthodes TR et MC n'ont pas été utilisées en raison du faible nombre d'actionneurs utilisés ici, à cause de la petite surface disponible.

La moyenne quadratique de la vitesse sur la partie basse de la portière (voir la zone d'intérêt figure 3.22), obtenue en pilotant les actionneurs séparément, est tracée à la figure 3.23 entre 100 Hz et 500 Hz. De plus, la figure 3.24 montre le profil de vitesse de la forme reconstruite grâce à la méthode STIF entre 100 Hz et 500 Hz, utilisant ainsi les quatre actionneurs conjointement. La méthode STIF permet ainsi de localiser précisément les vibrations entre les actionneurs pour contrôler la forme du panneau de porte et augmenter les capacités de reproduction du son. En effet, cet algorithme permet de recentrer les vibrations au milieu afin d'éviter les distorsions dues aux différents effets de conditions aux limites.

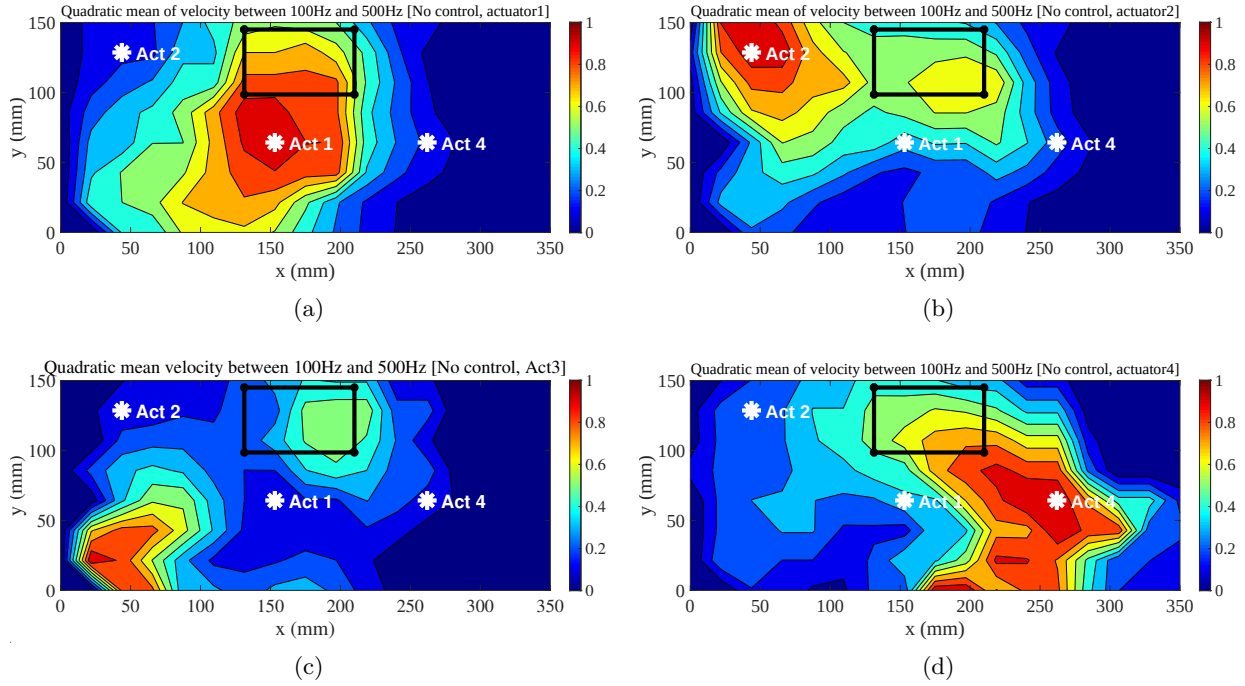


FIGURE 3.23 – Moyenne quadratique de la vitesse sur la partie basse de la portière entre 100 Hz et 500 Hz, en n’excitant que (a) l’actionneur 1, (b) l’actionneur 2, (c) l’actionneur 3 et (d) l’actionneur 4 respectivement (l’actionneur 3 ne pouvant être affiché ici).

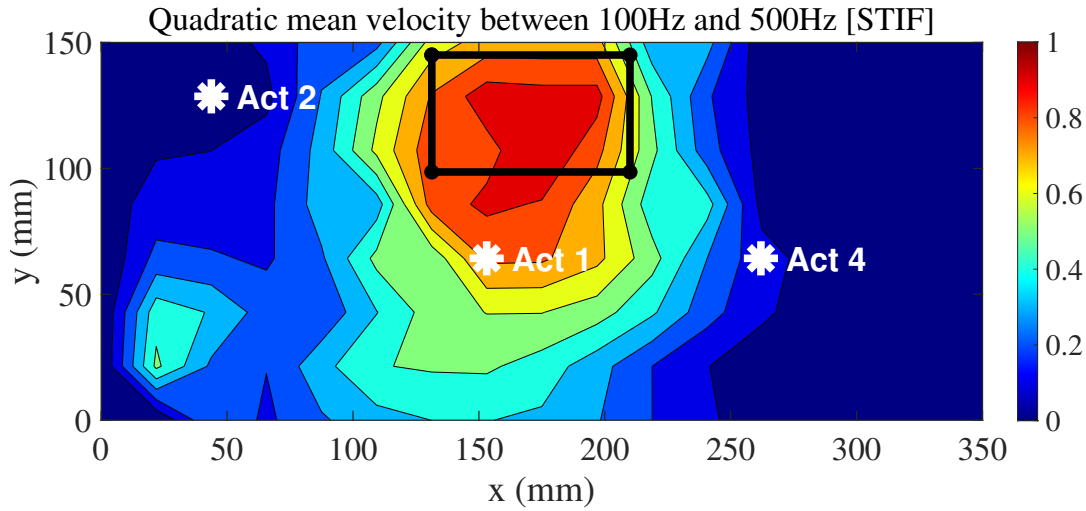


FIGURE 3.24 – Moyenne quadratique de la vitesse sur la partie basse de la portière entre 100 Hz et 500 Hz avec l’algorithme STIF (l’actionneur 3 ne pouvant être affiché ici).

3.6 Étude des non linéarités

Les distorsions harmoniques ressenties à l’écoute par des haut-parleurs classiques sont le fait des non-linéarités. En effet, il est important de pouvoir les quantifier afin de décider si une solution audio est viable ou non. Il existe des non linéarités dues aux actionneurs, que ce

soit haut-parleurs classiques ou bien excitateurs électrodynamiques. Elles sont dues au champ magnétique non uniforme et aux courants de Foucault et aux variations d'inductance avec le déplacement [104]. De plus, elles sont aussi de type « mécanique », avec un large déplacement de la bobine induisant une déformation du cône à hautes fréquences ainsi que des suspensions [105]. Dans le cas de haut-parleurs plans qui nous intéressent ici, ces non-linéarités sont dues aux actionneurs collés sur la plaque. La masse ajoutée ainsi qu'une éventuelle forte déformation au niveau de l'actionneur peut provoquer une déformation non-linéaire [106].

3.6.1 Modèle de Hammerstein en cascade pour la description des non linéarités

Il existe dans la littérature différents modèles permettant de modéliser et de quantifier ces non-linéarités d'un système vibro-acoustique. Les plus classiques sont les séries de Volterra [107]. Dans ce travail, le modèle de Hammerstein en parallèle sera utilisé [108], qui est une sous-classe du modèle de Volterra, appelé modèle de Volterra diagonal. Un schéma est disponible figure 3.25. La relation entrée sortie est modélisée par N branches parallèles, contenant chacune un terme non-linéaire suivi d'un noyau linéaire.

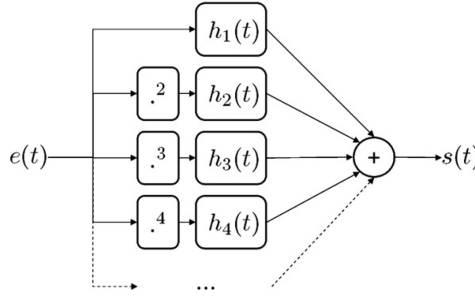


FIGURE 3.25 – Schéma bloc représentant un modèle de Hammerstein en cascade.

D'un point de vue mathématique, la relation entrée/sortie $s(t)$ s'écrit de la manière suivante :

$$s(t) = \sum_{n=1}^N h_n * e^n(t). \quad (3.26)$$

La sortie $s(t)$ du système est donc écrite sous la forme d'une somme de N produits de convolutions entre un noyau $h_n(t)$ (assimilé à une réponse impulsionnelle), et l'entrée $e(t)$ élevée à la puissance n correspondante, où la première réponse impulsionnelle correspond à la réponse linéaire du système, et les suivantes correspondent aux ordres des composantes non-linéaires. La famille $\{h_n(t)\}_{n \in \{2 \dots N\}}$ est appelée noyaux du modèle, et ces noyaux supposés intégrables. Le modèle de Hammerstein en parallèle est entièrement représenté par ces noyaux.

La méthode utilisée dans ce travail se base sur l'approche proposée par [109]. Elle permet d'identifier directement tous les noyaux $h_n(t)$ associés aux ordres n , sans problème numérique ou de conditionnement.

Pour identifier un système dans une bande de fréquence $[f_1, f_2]$ donnée, il convient de choisir un signal permettant de balayer toutes les composantes fréquentielles du système dans cette

même bande de fréquence. Le signal utilisé dans [109, 110] est un sinus balayé dont la fréquence évolue exponentiellement entre $f(0) = f_1$ et $f(T) = f_2$ en un temps T , [111, 112]. Mathématiquement, il s'écrit de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \forall t \in \mathbb{R} \quad e(t) &= \cos[\phi(t)], \\ \text{avec } \phi(t) &= 2\pi \frac{f_1 T}{\ln(f_2/f_1)} \left(e^{(t/T)\ln(f_2/f_1)} - 1 \right) - \pi/2. \end{aligned} \quad (3.27)$$

La quantité $e^i(t)$, peut-être réécrite à l'aide d'un développement de polynômes de Tchebychev :

$$\forall i \in \mathbb{R} \quad \cos^i[\phi(t)] = \sum_{k=0}^i C(i, k) \cos[k\phi(t)]. \quad (3.28)$$

Il a été démontré dans [109], qu'après quelques développements, il est possible d'obtenir pour la sortie :

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=1}^N (g_n * e)(t + \Delta t_k), \\ \text{avec } g_n(t) &= \sum_{k=1}^n C(k, n) h_k(t) \quad \text{et} \quad \Delta t_k = \frac{T_m \ln(k)}{\ln(f_2/f_1)}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Les $g_n(t)$ représentant la contribution de chaque noyau au niveau de l'harmonique n , pour identifier les noyaux $h_n(t)$, un inverse $y(t)$ du signal d'entrée $e(t)$ est calculé (de plusieurs façons possibles [6]) au sens de la convolution. L'application de l'inverse à l'équation (3.29) donne :

$$(y * s)(t) = \sum_{n=1}^N g_n(t + \Delta t_n). \quad (3.30)$$

Il est à noter que le temps T d'excitation et la bande de fréquence $[f_1, f_2]$ doivent être assez long pour capturer toute la dynamique, mais pas trop afin de ne pas augmenter le temps de calcul. Ainsi, ces valeurs permettront d'éviter le chevauchement des différentes réponses impulsionnelles $g_n(t)$ après application de l'inverse, les $g_n(t)$ étant obtenues par fenêtrage de (3.30). L'équation suivante permettra d'identifier complètement les noyaux $h_n(t)$:

$$\begin{aligned} [h_1(t) \dots h_N(t)]^T &= D \tilde{C}^T [g_1(t) \dots g_N(t)], \\ \text{avec } D &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A^{-1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A^{1-N} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.31)$$

La matrice $\tilde{C}^T$ représente la transposée de la matrice de Tchebychev C dont la première colonne et la première ligne ont été supprimées (voir [109]). Un schéma résumant toute la procédure est disponible dans la figure 3.26.

3.6.2 Application au calcul de la distorsion harmonique

Comme rappelé précédemment, l'étude des non-linéarités est primordiale dans l'audio. En général, celles-ci sont caractérisées par la THD ou « Total Harmonic Distortion ».

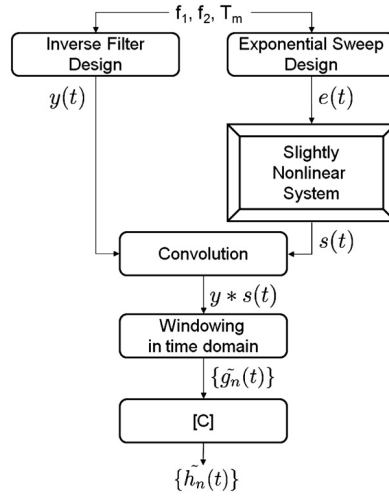


FIGURE 3.26 – Schéma résumant la stratégie d'extraction des non-linéarités, tiré de [109].

Pour illustrer ce concept, nous supposons que l'entrée est un signal de type sweep exponentiel, de 50 Hz à 1500 Hz durant 8s, et que la mesure est réalisée sur un actionneur quelconque sur l'exemple de la plaque étudiée précédemment (voir figure 3.17a). Le diagramme temps-fréquence donné à la figure 3.27, permet de voir les harmoniques de fréquences supérieures produites par le système en plus de la composante linéaire. Ici, l'amplitude du signal d'entrée a été volontairement amplifié afin de mettre en évidence les non-linéarités. Les amplitudes de ces

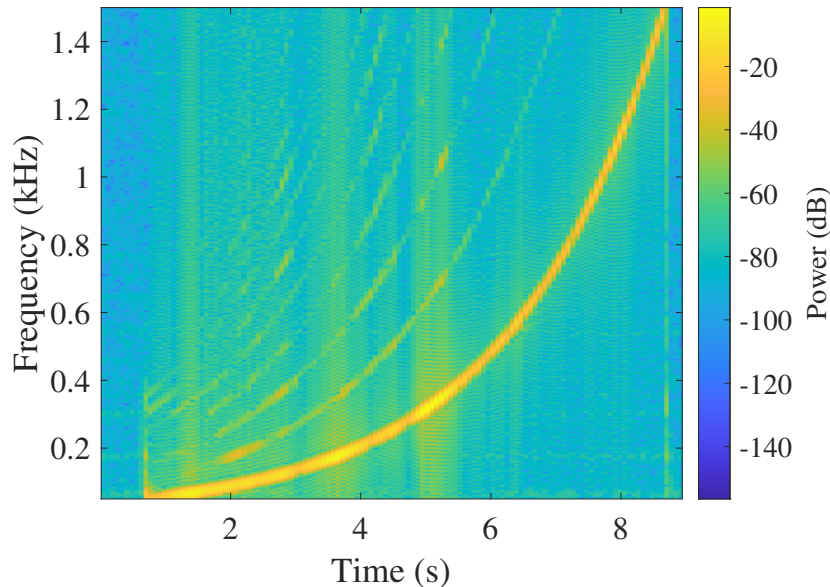


FIGURE 3.27 – Spectrogramme d'une réponse de plaque simple à un sinus balayé exponentiel.

harmoniques par rapport à l'amplitude de la fondamentale sont considérées comme représentatives de la non-linéarité de l'actionneur. La distorsion harmonique totale (THD) et la distorsion d'ordre n (HDn) permettent donc de quantifier ce phénomène [113]. Le THD est la racine carrée

du rapport entre la puissance contenue dans les harmoniques et la puissance contenue dans la fondamentale. Le HDn est équivalent mais pour la nième harmonique seulement.

Pour un signal d'entrée sinusoïdal $x = X \cos(2\pi f t p)$ qui entre dans une cascade de modèles de Hammerstein identifiés à l'amplitude X_0 , le signal de sortie $z(t)$ peut être écrit comme dans (3.32) en utilisant les équations (3.26) et (3.28) :

$$\begin{aligned} \Gamma_n(X, f) &= \sum_{k=1}^N \left(\frac{X}{X_0} \right)^k C(k, n) H_k(f), \\ \text{et } \Gamma_{Tot}(X, f) &= \sqrt{\sum_{n=1}^N |\Gamma_n(X, n f)|^2}. \end{aligned} \quad (3.32)$$

Ainsi, les taux de distorsions pour l'harmonique n ou total s'écrivent :

$$\begin{aligned} HD_n(X, f) &= \left| \frac{\Gamma_n(X, n f)}{\Gamma_{Tot}(X, f)} \right|, \\ \text{et } THD(X, f) &= \sqrt{\sum_{n=2}^N \left| \frac{\Gamma_n(X, n f)}{\Gamma_{Tot}(X, f)} \right|^2} \end{aligned} \quad (3.33)$$

La connaissance des noyaux dans la bande de fréquences $[f_1, f_2]$ permet de calculer directement le THD en utilisant l'équation (3.33).

3.6.3 Application sur une plaque simple

Les résultats temporels précédents sont repris ici et analysés. Nous présentons dans la figure 3.28 les résultats des distorsions harmoniques pour la plaque simple. Deux systèmes sont comparés, à savoir « plaque-actionneurs » avec « plaque-actionneurs-algorithme ». Les points d'observations sont le centre de la zone à reconstituer (voir sous-section 3.5.1), d'une part (figure 3.28a), et le centre de la plaque d'autre part (figure 3.28b), entre 100 Hz et 1500 Hz. Ceci va permettre de quantifier en plus des non-linéarités dues à la plaque et aux actionneurs, les éventuelles non-linéarités induites par l'ensemble des filtres FIR et matériel audio. Ici ne sera retenue que la méthode STIF car étant la plus efficace, en guise de simplification.

La figure 3.28 montre les courbes de THD en fonction de la fréquence pour la plaque simple, avec d'une part, l'effet de chaque actionneur séparément, puis l'effet des six actionneurs avec l'algorithme STIF. Globalement, il est à noter que les non linéarités sont assez basses pour chaque actionneur, sauf pour quelques pics mais toujours en dessous de 10 %. Cela pourrait s'expliquer par le serrage des boulons pour la réalisation de l'encastrement, ou bien du collage d'actionneurs qui représentent une masse ajoutée à la structure. Il est très important de noter que les mesures ont été effectuées avec le même niveau sonore global pour les différentes configurations. Ainsi, lorsque l'algorithme STIF fonctionne, les non-linéarités sont plus basses. Ce qui prouve que celles-ci n'introduisent pas de distorsions et donc restent compatibles du point de vue du rendu sonore spatialisé.

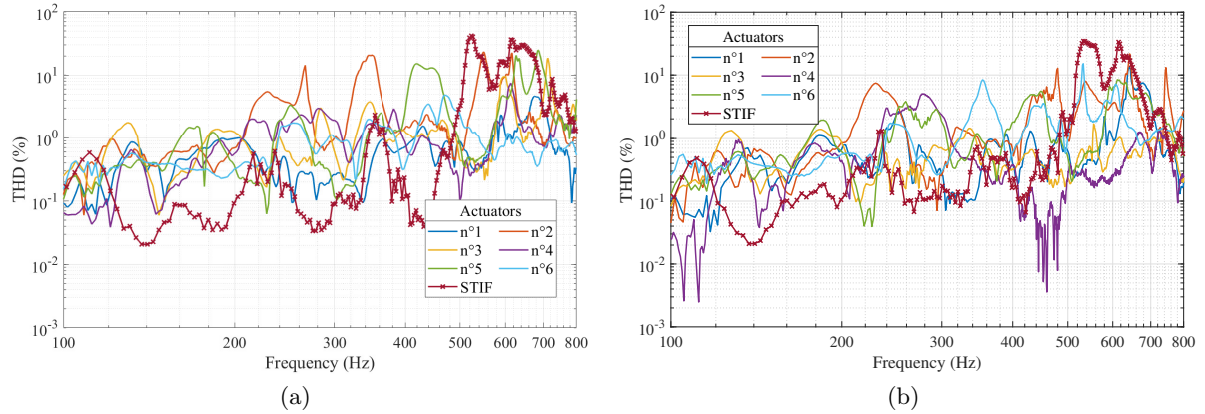


FIGURE 3.28 – THD en % pour la plaque, au milieu (a) de la zone à restituer, et (b) de la plaque.

3.6.4 Application à la portière

La figure 3.29 présente les mêmes quantités pour la portière, cette fois entre 50 Hz et 500 Hz. Les valeurs de THD sont inférieures dans leur ensemble, à 10 %. De la même manière

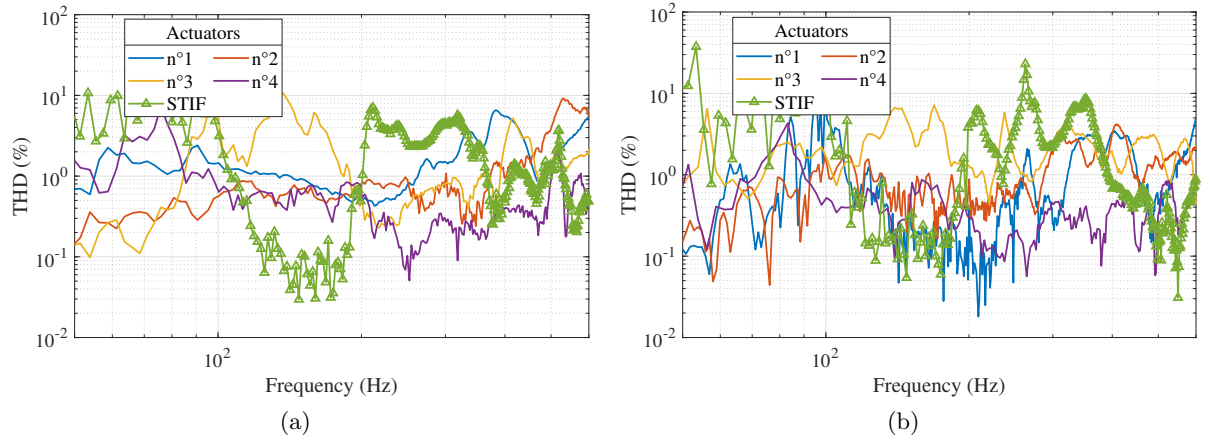


FIGURE 3.29 – THD en % pour la portière, au milieu (a) de la zone à restituer, et (b) de la plaque.

que pour l'exemple de la plaque simple, les mesures ont été effectuées avec le même niveau sonore global entre les différentes configurations. Pour l'algorithme STIF, le THD est du même niveau en moyenne que celui des autres actionneurs sauf dans la bande de fréquence entre 100 Hz et 200 Hz, où il est plus bas. Dans l'ensemble, comme pour la plaque, il n'y a pas d'introduction de non linéarités en ajoutant la méthode de focalisation spatiale STIF. Dans ce cas, les actionneurs équipant la portière induisent aussi une masse ajoutée non négligeable. De même, des phénomènes de talonnage intrinsèques aux actionneurs observés tendent à augmenter les distorsions.

3.6.5 Discussion

Les valeurs de THD précédentes montrent que l'algorithme STIF ainsi que la chaîne audio n'induisent pas plus de non-linéarités que le système mécanique « plaque-actionneur » lui-même. En effet, les FIRs ont été choisis dans ce sens car appartenant à la famille des filtres à phase linéaire, ils n'induisent pas de retard de phase et sont donc compatibles avec la reproduction sonore. Il reste la problématique de talonnage des actionneurs électrodynamiques en fonction de l'amplitude d'entrée. L'hypothèse retenue est que lorsque l'amplitude est un peu trop grande, la bobine atteint la saturation et provoque des non-linéarités qui peuvent induire des distorsions. Dans ce cas, un effort d'optimisation devra être fait à l'avenir afin d'éviter ce phénomène.

3.7 Conclusion

Pour conclure, trois méthodes de focalisation d'ondes ont été testées et adaptées aux ondes de flexion dans le cas de la reproduction sonore. Tout d'abord, elles ont été comparées sur la base d'un modèle numérique, puis validées sur un cas expérimental. Ensuite, le STIF a été reproduit sur un panneau de porte de voiture et montre de très bons résultats dans la bande de fréquence 100-500 Hz. Dans le contexte de l'industrie automobile et du rendu sonore spatialisé, il est évident que la méthode de filtrage inverse spatio-temporel est plus facile à mettre en œuvre et donne de meilleurs résultats que les autres, même sur une structure complexe. En effet, les filtres sont calculés sans connaissance préalable des conditions aux limites et du comportement dynamique théorique. Cependant, le coût de calcul est plus élevé, car la dynamique de la structure doit être apprise au préalable. En revanche, il a été démontré que l'étape d'apprentissage peut être effectuée grâce à un jumeau numérique et donne dans ce cas de bons résultats ouvrant la voie à une industrialisation de ces procédés. Un modèle de type éléments finis recalé peut servir de modèle d'apprentissage et être réutilisé ensuite pour la reproduction sonore. Au-delà d'une certaine fréquence où les méthodes focalisent mal, il suffirait d'exciter l'actionneur situé près de la forme cible. Principalement pour les structures très amorties et à haute fréquence. Plusieurs paramètres comme la densité modale, le nombre d'actionneurs et les caractéristiques de la forme de la cible ont été étudiés, car ils influencent les résultats de la localisation. Ces paramètres doivent être pris en compte, quelle que soit la complexité de la structure. Enfin, la méthode basée sur le filtrage inverse, qui fonctionne le mieux, ne provoque pas de non-linéarités supplémentaires dans les bandes de fréquences utiles. Ainsi, les distorsions ne se feront pas sentir d'un point de vue perceptif, autre que les actionneurs et la plaque, ou conditions aux limites.

En conséquence, certaines perspectives découlant de ces travaux peuvent être soulignées. Toujours dans le but d'élaborer des méthodes qui puissent être par la suite industrialisées, il est nécessaire de les robustifier vis-à-vis des conditions environnementales et de fonctionnements. En effet, des résultats prometteurs mais réalisés dans des conditions nominales peuvent hypothéquer le déploiement de ces méthodes. On doit donc tenir compte de la température et autres perturbations d'ordre vibroacoustique. Ainsi, une approche adaptative de type contrôle actif

doit être envisagée. C'est le propos du chapitre suivant.

De plus, il reste l'étude des réponses acoustiques de ces méthodes afin de mettre en évidence leurs performances en termes de rayonnement, et leur utilisation dans un cas de spatialisation sonore.

Finalement, il faut un retour sur la conception afin de lever plusieurs contraintes d'ordres structurelles importantes. Les résultats ont été obtenus sur des portières existantes, or il est important de faire une étape d'optimisation de forme afin que cette pièce soit adaptée le plus possible à la fonction d'émission acoustique visée.

4

Étude et compensation des effets de l'environnement extérieur sur les algorithmes de focalisation d'ondes de flexion

Résumé

Dans un contexte automobile, il y a des paramètres environnementaux à prendre en compte. Ce chapitre propose donc de compenser par des méthodes de contrôle actif ces effets sur l'algorithme de focalisation. Ils sont principalement au nombre de deux, à savoir la température et les vibrations parasites issues du moteur ou de la route. De ce fait, la première section traite des effets de la température sur les propriétés matériaux du polypropylène utilisé dans l'industrie automobile et sur la dynamique des structures associées, ainsi que la conception d'un jumeau numérique permettant de simuler fidèlement ces phénomènes. Une stratégie de compensation à base de réseaux de neurones a été mise en place pour compenser les effets sur les filtres permettant de réaliser la focalisation des ondes de flexion par inversion de l'opérateur de propagation spatio-temporel. La seconde section propose une stratégie de compensation des perturbations sur la focalisation d'ondes de flexion. Pour ce faire, une commande optimale LQG est mise en place et testée en simulation sur un cas d'étude.

Sommaire

4.1	Étude et compensation de la température	78
4.1.1	Introduction	78
4.1.2	Étude expérimentale de l'influence de la température sur un matériau de type polypropylène	80
4.1.3	Construction d'un modèle EF recalé prenant en compte les effets de la température	82
4.1.4	Influence de la température sur la méthode STIF et étude de la procédure de compensation associée	89
4.1.5	Discussion	95
4.2	Stratégie de rejet des perturbations	97
4.2.1	Introduction	97
4.2.2	Modélisation et simulation en boucle ouverte	100
4.2.3	Compensation des perturbations	101
4.3	Conclusion	109

4.1 Étude et compensation de la température sur les algorithmes permettant la focalisation d'ondes de flexion

4.1.1 Introduction

Motivations

La température à l'intérieur d'une voiture peut varier sur une plage extrêmement large (de -10°C à 60°C , selon la zone géographique et la saison) et ces variations de température ont un effet important sur les propriétés des matériaux (rigidité, amortissement, etc...) de la structure hôte. Ces effets doivent donc être bien compris et compensés pour un déploiement efficace et robuste des algorithmes de focalisation d'ondes de flexion. Plusieurs articles ont démontré les grandes variations du module de Young du polypropylène en fonction de la température [114, 115]. De plus, dans [116], les auteurs montrent une très forte influence de la température sur le module de Young, l'amortissement et aussi le coefficient de Poisson du poly(butylène téréphtalate), un matériau proche du polypropylène couramment utilisé dans l'industrie automobile. De plus, dans [117, 118], les auteurs ont démontré un décalage de fréquence vers les basses fréquences sur un pont (ouvrage d'art) lors d'une augmentation des températures. Le même phénomène de décalage de fréquences est également mis en évidence sur un bac à huile en polymère renforcé dans [119], via des essais dynamiques au marteau d'impact. De plus, une DMA a mis en évidence la baisse du module de Young lorsque la température augmente.

Compensation de la température dans des domaines proches

Dans des domaines différents du rendu sonore, mais impliquant toujours des ondes de propagation, plusieurs études ont été menées pour étudier l'effet de l'environnement (température, vent, humidité) sur la dynamique des structures afin de pouvoir compenser ces effets. Dans le cadre de la surveillance de la santé des structures aéronautiques composites, où les ondes de Lamb sont utilisées pour surveiller les dommages potentiels d'une structure, plusieurs méthodes de compensation de la température ont été proposées. Dans [120], les auteurs compensent les effets de la température par des méthodes basées sur la déformation temporelle dynamique et l'étirement temporel. Une autre approche supposant une compensation d'un déphasage et d'un facteur d'amplitude induits par la température est proposée dans [121]. En outre, l'inspection en temps réel des ponts dans le génie civil est une autre partie importante des études traitant de la compensation de la température. La question principale est d'établir un lien entre les fréquences propres de la structure et la température pour se débarrasser des effets thermiques, du vent ou de l'humidité. Plusieurs méthodes utilisent les régressions linéaires [122], les modèles de régression multilinéaire (MLR) [123] ou le modèle autorégressif à moyenne glissante (ARMA) [124]. Dans [125, 126], les auteurs ont comparé plusieurs modèles tels que le modèle dynamique auto-régressif (ARX), le modèle statique linéaire, bi-linéaire, quadratique et les po-

lynômes de troisième et quatrième ordre qui donnent les meilleures capacités de reproduction. D'autres études utilisent l'apprentissage machine pour mettre en place une cartographie entre la température et les fréquences propres, telles que les machines à vecteurs de support (SVM) [127] et les réseaux de neurones artificiels (ANN) [128, 129, 130]. Des études plus récentes [131] proposent une comparaison entre le MLR, le SVM et l'ANN pour une distribution non uniforme des températures dans la section transversale d'une poutre de béton et montrent que dans ce cas, le SVM est la méthode de régression la plus rapide. De plus, Jang et al. [132], ont comparé le MLR, l'algorithme du Random Forest, l'ANN et le SVM, sur un modèle numérique de pont dont les propriétés matériaux changent à l'aide de modèles de températures tels que celui présenté dans [117]. Enfin, un cadre bayésien capable de relier les propriétés modales au paramètre de dommage et à la température est proposé dans [133]. Les approches de compensation de la température dans ces domaines scientifiques voisins s'appuient donc largement sur des algorithmes d'apprentissage machine tels que les SVM ou ANN pour déterminer la relation non linéaire entre la température et les paramètres modaux des structures mises en œuvre. Dans le cas de la focalisation des ondes de flexion, aucune étude relative aux effets de la température et des moyens associés permettant de la compenser n'a, à notre connaissance, été rapportée dans la littérature. De cette étude de l'existant, les méthodes de type apprentissage machine semblent appropriées dans un tel contexte.

Objectifs

Nous proposons donc ici d'étudier les effets de la température sur une méthode de focalisation d'ondes de flexion appliquée à des matériaux représentatifs de l'industrie automobile et de développer une procédure associée basée sur le « machine learning » pour les compenser. La méthode de localisation des ondes de flexion étudiée est ici le filtrage inverse spatio-temporel (STIF) sous-section 3.3.3. Dans le contexte de la reproduction audio pour les applications automobiles, les exigences spécifiques de la méthode STIF sont les suivantes :

- La focalisation des ondes de flexion doit être précise d'un point de vue spatial et du point de vue de la phase du signal audio quelle que soit la température.
- La méthode de compensation proposée doit être robuste et peu coûteuse en termes de ressources de calcul, car intégrée dans un calculateur de voiture.
- La phase d'apprentissage doit être réalisée avec le minimum de données d'entrée, en raison des difficultés à réaliser plusieurs expériences in situ permettant d'apprendre le comportement dynamique de la structure pour différentes températures.

Par conséquent, les objectifs de cette première partie sont les suivants (voir figure 4.1) :

1. Mettre en place un processus expérimental basé sur le suivi et l'identification des modes qui permettra de caractériser l'effet de la température sur la dynamique d'une plaque en polypropylène vibrante représentative des applications automobiles (sous-section 4.1.2),
2. créer un modèle numérique recalé de la plaque en polypropylène à partir des mesures expérimentales précédentes, permettant d'en extraire la dépendance en température des paramètres du matériau, à savoir le module de Young, le facteur de perte, le coefficient

de Poisson et la masse volumique (sous-section 4.1.3),

3. utiliser ces lois de dépendances paramètres matériaux-températures pour quantifier l'influence de la température sur la méthode de focalisation d'ondes de flexion choisie (méthode STIF) utilisée sur le jumeau numérique conçu au chapitre 3 et paramétré en température,
4. et finalement, de compenser ces effets en mettant en place un réseau de neurones artificiel entraîné sur le jumeau numérique paramétré en température et capable de prédire les filtres STIF expérimentalement adéquats pour toute température de travail (sous-section 4.1.4).

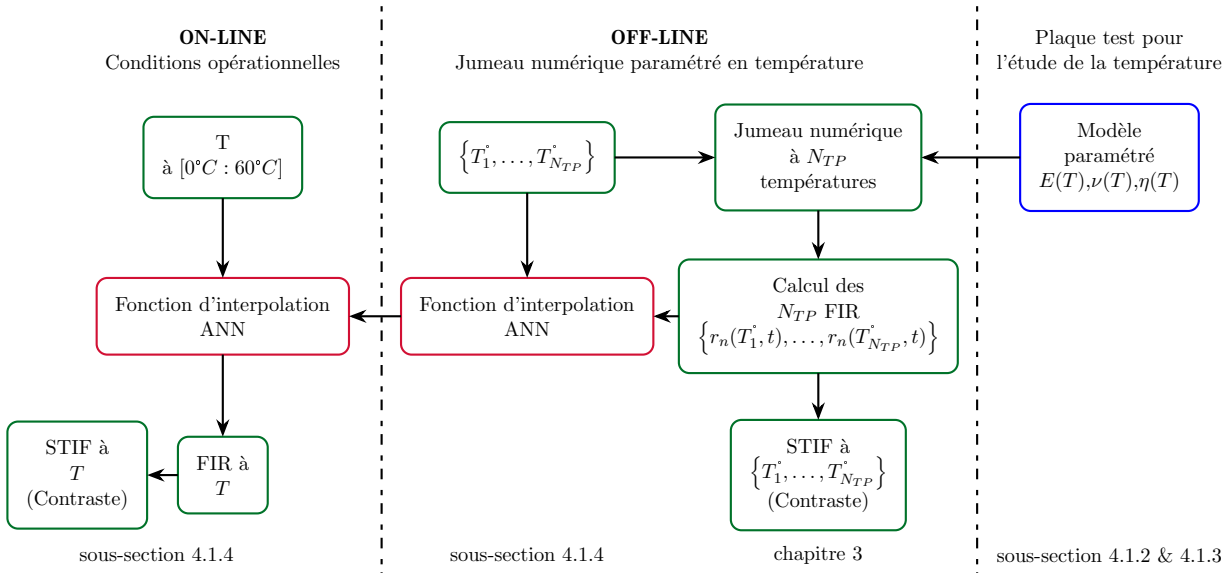


FIGURE 4.1 – Schéma global résumant la démarche utilisée dans cette section.

4.1.2 Étude expérimentale de l'influence de la température sur un matériau de type polypropylène

Cette sous-section présente une méthodologie permettant d'étudier la dépendance en température d'un matériau de type polypropylène.

Banc d'essai et modèle EF associé

Une plaque rectangulaire en polypropylène de $24\text{cm} \times 19\text{cm} \times 3\text{mm}$ représentative des garnitures utilisées dans l'automobile sera utilisée pour étudier l'effet de la température sur les paramètres modaux de la plaque et donc le comportement dynamique. Elle est supposée homogène et isotrope. La figure 4.2a montre la plaque insérée dans une étuve. Son modèle éléments finis associé est présenté à la figure 4.2b à des fins de comparaison.

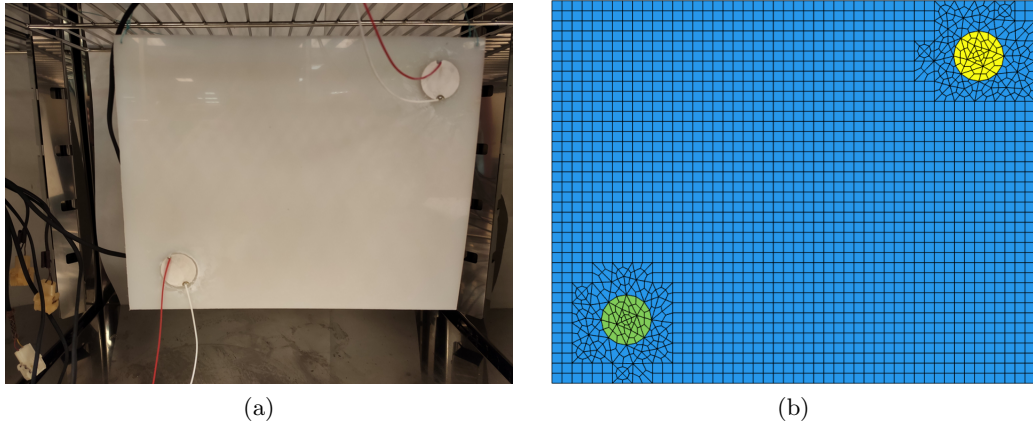


FIGURE 4.2 – (a) Plaque utilisée munis de PZTs et (b) son modèle EF associé.

Comme indiqué dans la figure 4.2a, la plaque étudiée est placée dans une étuve thermo régulée, ce qui permet d'appliquer une variation de température contrôlée sur la plaque. Il est important de noter que l'on suppose que la plaque est homogène, isotrope et est assez fine pour qu'il n'y ait pas de gradient de température durant les cycles de refroidissement et de chauffe. La plaque est soumise à un cycle de température de 3 heures, variant de 0°C à 60°C, avec une pente de 0.4°C/min pendant laquelle la température est acquise en temps réel. La plaque est équipée de deux éléments piézoélectriques, celui du haut à droite permettant de l'exciter dynamiquement et celui du bas à gauche d'acquérir la déformation correspondant aux ondes se propageant dans la plaque. Les éléments piézoélectriques ont été disposés de manière à maximiser l'observabilité et la contrôlabilité modale [134]. Enfin, la plaque est suspendue à la grille du four par des cordes de nylon. Ce qui permet de se rapprocher le plus possible des conditions aux limites de type « libre-libre » en découplant la plaque de son support.

L'expérience consiste à envoyer un sinus balayé de fréquence variant entre 100 Hz à 1500 Hz, échantillonné à 8500 Hz, à travers le PZT supérieur droit, et à acquérir la réponse de la plaque à l'aide du second PZT. Le matériel d'acquisition est composé d'un rack NI-cDAQ-9178, permettant de déclencher le signal, et d'une carte d'acquisition NI-9234 montée sur celui-ci pour acquérir les signaux d'entrée et de sortie tous les 2°C. Le schéma résumant le protocole expérimental est décrit dans la figure 4.3.

Résultats

Les résultats expérimentaux correspondant à la tension de sortie du PZT en fonction du temps et de la température sont donnés dans la figure 4.4a. De plus, la figure 4.4b exhibe l'amplitude et la phase des réponses fréquentielles (FRF), calculées grâce à l'estimateur

$$\hat{H}_1(f) = \hat{G}_{yu}(f)\hat{G}_{uu}(f)^{-1}, \quad (4.1)$$

où $\hat{G}_{yu}(f)$ représente l'inter-spectre de l'entrée u et de la sortie y , et $\hat{G}_{uu}(f)$ représente l'auto-spectre de l'entrée u [135].

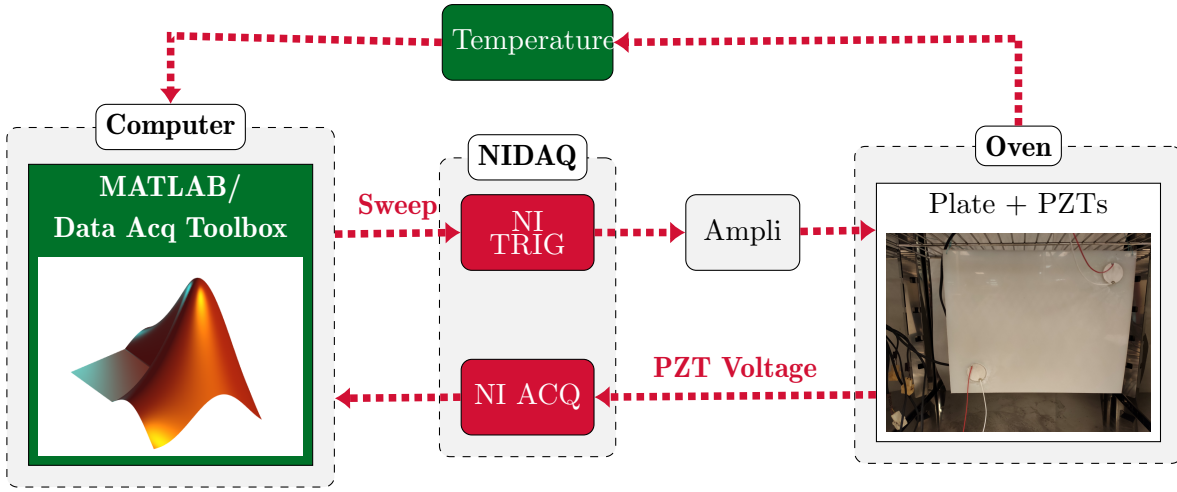


FIGURE 4.3 – Schéma résumant le protocole expérimental.

Dans la bande de fréquence [100 Hz ; 1500 Hz], on peut noter un décalage significatif des fréquences propres. En effet, il y a une forte diminution des fréquences lorsque la température augmente. Par exemple, le mode situé à environ 900 Hz à 10.1°C diminue jusqu'à approximativement 700 Hz à 40°C. De plus, le pic d'amplitude diminue jusqu'à 22.5°C, et augmente à partir de cette température, formant une sorte de « courbe en U ». De plus, la largeur du mode devient plus épaisse puis étroite à nouveau. Tous ces résultats montrent un effet significatif de la température sur la dynamique de la plaque qui est liée à une évolution de ses propriétés matériaux : plus la température est élevée, plus le matériau devient mou. Ce qui est attendu et intuitif.

4.1.3 Construction d'un modèle EF recalé prenant en compte les effets de la température

Vue d'ensemble de la procédure

Le schéma résumant l'approche adoptée dans la suite de cette étude pour construire un modèle EF recalé représentant le comportement dynamique de la plaque en polypropylène en fonction de la température est présenté dans la figure 4.5. Cette partie est dédiée à la présentation du post-traitement des données expérimentales acquises précédemment. La première étape est l'extraction des paramètres modaux de la structure, tel que les fréquences propres expérimentales $f_p(T)$ et les coefficients d'amortissement $\xi_p(T)$, grâce à une procédure d'identification modale (désignée dans la littérature comme Analyse Modale Expérimentale) qui sera explicitée ci-dessous. Au cours de la deuxième étape, un modèle éléments finis de la plaque équipée de PZTs (Noliac NCE51 [136]) ainsi que de leur colle est construit, à base d'éléments de type coque. Ce modèle permet le calcul des fonctions de transfert entre les PZTs pour plusieurs ensembles de paramètres (E, ν, ξ) . Enfin, une fonction coût est définie, basée sur la minimisation

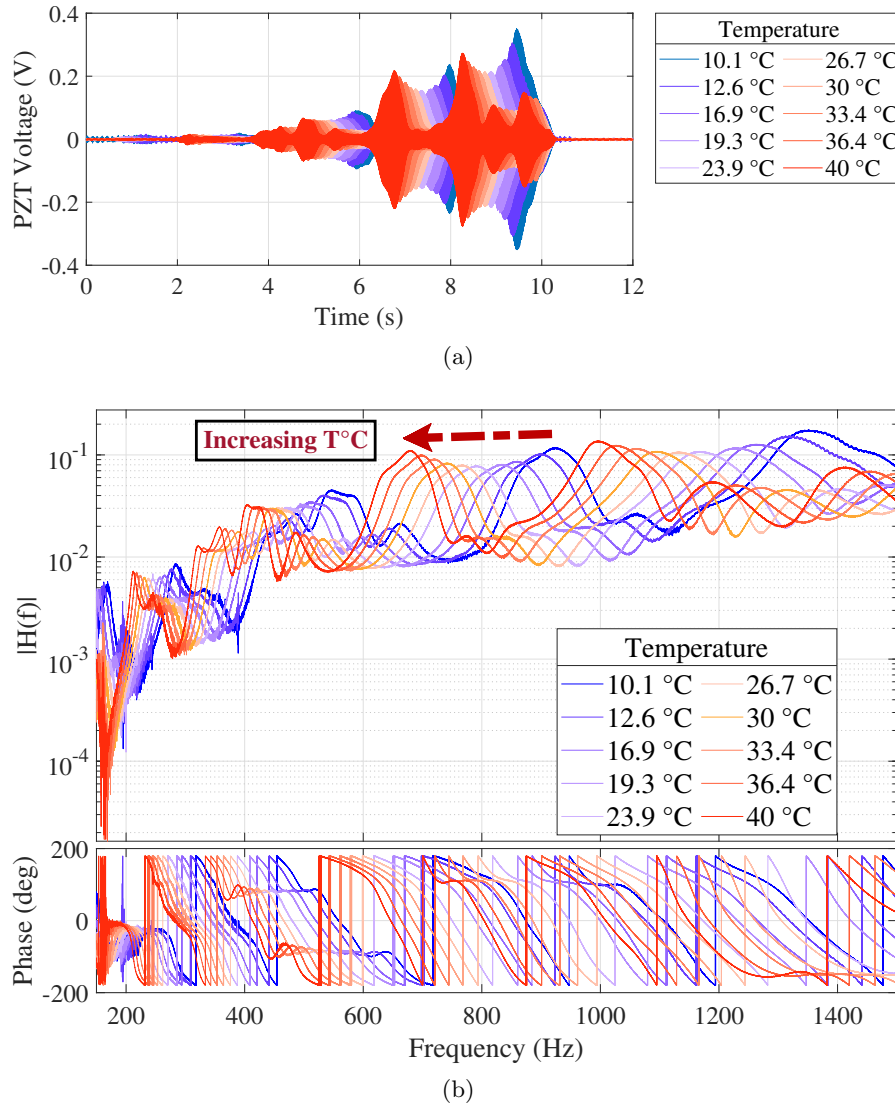


FIGURE 4.4 – (a) Évolution de la réponse du PZT inférieur gauche dans le domaine temporel et (b) fonction de réponse en fréquence entre les deux PZTs, pour plusieurs températures.

de l'erreur relative entre les FRFs expérimentales identifiées et recalées. L'objectif principal, in fine, est d'obtenir la dépendance en température des paramètres matériaux du polypropylène.

Extraction des paramètres modaux

Plusieurs méthodes d'estimation pour l'identification modale sont disponibles dans la littérature. L'idée est de trouver un modèle correspondant aux données expérimentales pour obtenir les paramètres modaux associés. L'une des plus populaires est l'algorithme nommé « Eigensystem Realization Algorithm » (ERA) [137], principalement utilisé dans le génie civil. Une autre méthode largement utilisée dans l'industrie est la méthode p-LSCF (polyreference Least Square Complex Frequency) [138], distribué par Siemens Test Lab sous l'appellation commerciale PolyMAX. À partir d'un ensemble initial de pôles provenant du modèle et/ou d'une première

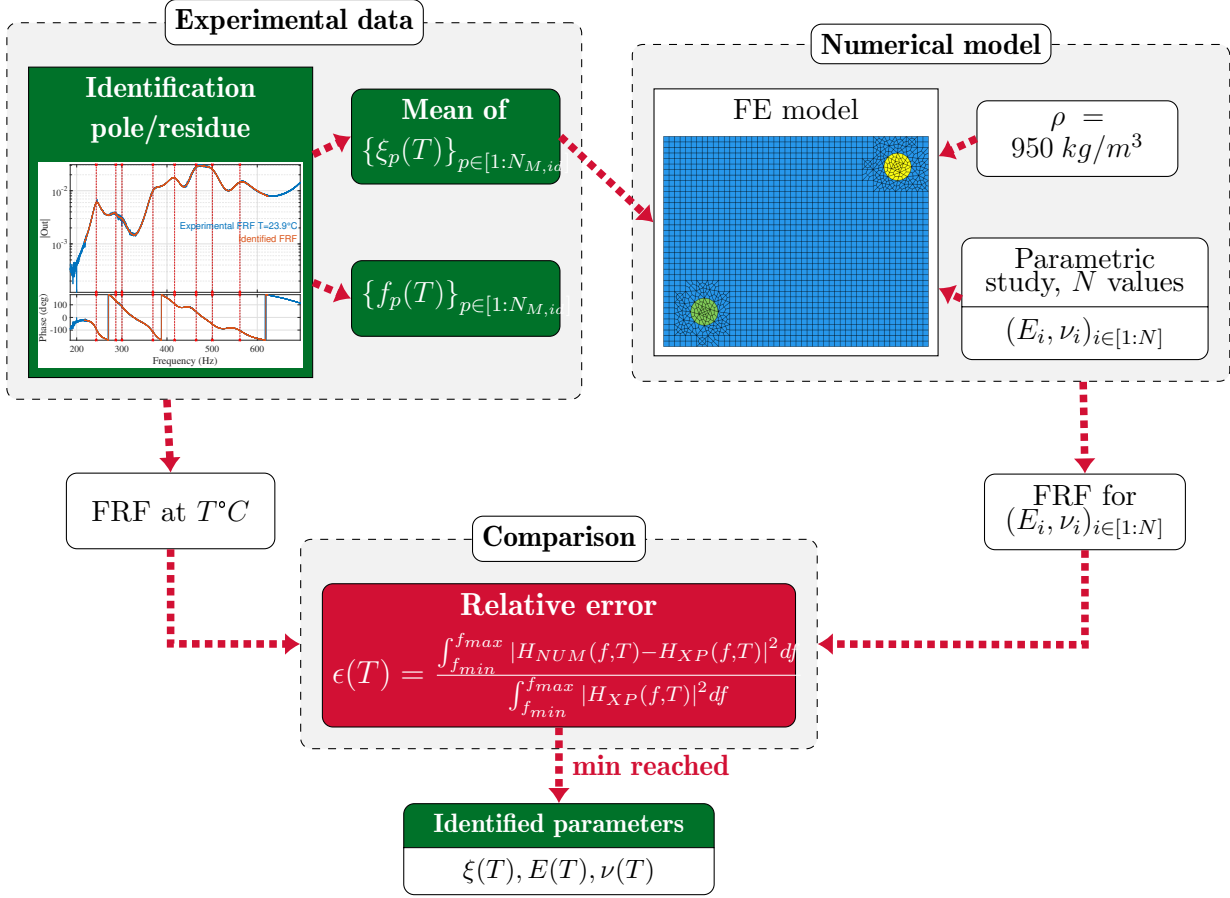


FIGURE 4.5 – Schéma résumant l'approche pour le recalage de modèle.

identification expérimentale locale, [139] propose d'améliorer leurs précisions en utilisant la paramétrisation pôle/résidu à travers une optimisation non-linéaire des pôles et résidus. Ce modèle sera détaillé plus bas. Plus de détails concernant ces méthodes et les procédures associées sont fournis dans [139, 140, 141].

En partant du modèle classique d'un système mécanique du second ordre à coefficients réels, on peut montrer [139] que la relation entre les entrées et les sorties peut être exprimée sous la forme suivante :

$$[H_{id}(s)] = \sum_{j \in \text{identified}} \left(\frac{[R_j]}{s - \lambda_j} + \frac{[\bar{R}_j]}{s - \bar{\lambda}_j} \right) + [F(s)] + [E(s)], \quad (4.2)$$

cette paramétrisation est appelée modèle pôle/résidu avec $s = i\omega$, ω la pulsation et λ_j le pôle j . Le résidu s'écrit $[R_j] = \{c\phi_j\}\{\phi_j^T b\}$, à savoir le produit entre le vecteur colonne $\{c\phi_j\}$ (observabilité modale aux capteurs) et le vecteur ligne $\{\phi_j^T b\}$ (contrôlabilité modale aux actionneurs). Dans la littérature, $\{c\phi_j\}$ représente la forme propre $\{\phi_j\}$ et $\{\phi_j^T b\}$ le facteur de participation modal $\{L_j\}$.

Comme l'identification ne porte que sur des bandes spécifiques, la somme (4.2) est tronquée. Le terme $E(s)$ appelé flexibilité prend en compte la contribution des modes de fréquence supérieure (terme asymptotique constant pour le ratio déplacement/force) et $F(s)$ appelé inertie prend en compte la contribution des modes de fréquence inférieure tels que les modes de corps rigide (terme asymptotique en $1/s^2$).

Tout d'abord, une étape d'initialisation est réalisée en choisissant un premier ensemble de pôles, par exemple en effectuant une identification locale par « peak picking » ou en utilisant toute technique d'identification modale (p-LSCF par exemple). À partir de ce choix initial, la prochaine étape consiste à effectuer une optimisation non linéaire des paramètres λ_j pour atteindre le minimum de la fonction de coût conduisant à un ensemble optimisé de pôles et de résidus associés :

$$J(R_j(\lambda_j), E, F) = \left| [H(s)]_{test} - \sum_{j=1}^{NM} \left(\frac{[R_j]}{s - \lambda_j} + \frac{[\bar{R}_j]}{s - \bar{\lambda}_j} \right) + \frac{[F]}{s^2} + [E] \right|^2. \quad (4.3)$$

où $[H(s)]_{test}$ est la FRF expérimentale comparée au modèle « pôle/résidu ». L'ensemble de la procédure est réalisée sous Matlab en utilisant la toolbox SDT (SDTools©, Structural Dynamics Toolbox [103]).

La figure 4.6 présente un exemple d'identification utilisant l'interface graphique d'identification modale SDT : en bleu est affichée la FRF expérimentale et en rouge les transferts synthétisés par les pôles/résidus identifiés (avec les pôles en trait rouge vertical). Cette procédure est effectuée pour chaque température, et les pôles identifiés sont stockés au fur et à mesure. On constate que les pics sont très larges, ce qui entraîne un couplage modal entre les modes proches et rend l'identification assez délicate pour cette structure en polypropylène.

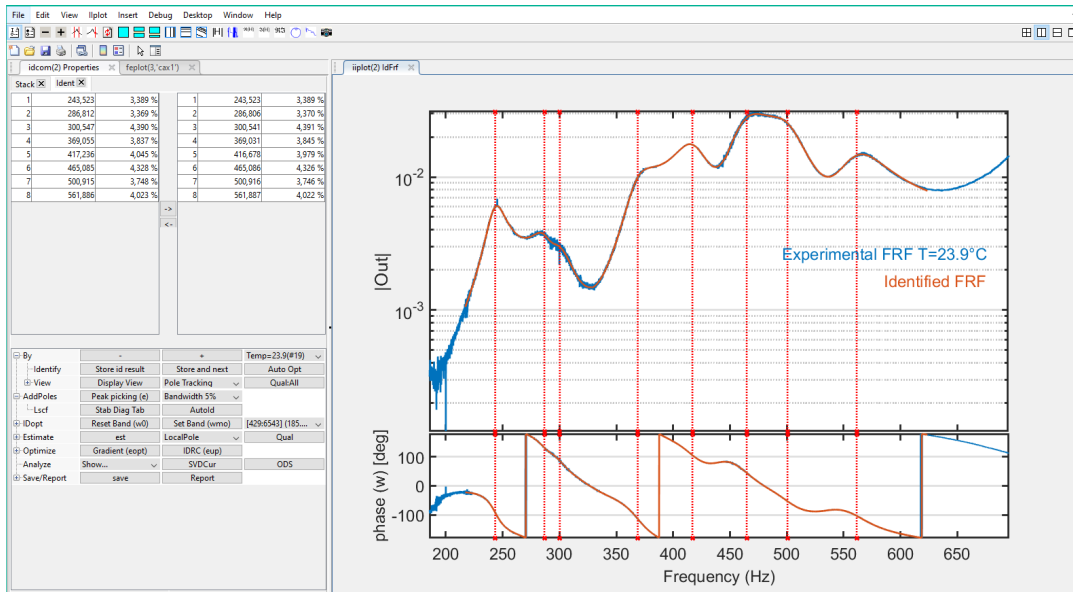


FIGURE 4.6 – Exemple d'identification modale sur SDT.

Les huit fréquences propres extraites couvrent la bande de fréquence [307 Hz, 715 Hz] à 0°C et [182 Hz, 416 Hz] à 60°C. Les résultats de l'identification sont tracés dans la figure 4.7, montrant l'amortissement absolu $\xi(T)$ et l'évolution de la fréquence relative $(f(T_i) - f(T_{ref}))/f_{ref}$ avec la température ($T_{ref}=25.4^\circ\text{C}$). On constate que la fréquence est fortement décroissante avec la température, avec une évolution similaire pour les huit modes. La fréquence relative est environ 30% plus élevée à 0°C et environ 20% plus basse à 60°C que la valeur prise à la température de référence $T_{ref}=25.4^\circ\text{C}$. On note de plus que l'évolution des modes est très similaire, ce qui est attendu puisque le matériau peut être considéré comme isotrope et que l'on a donc une dépendance à l'évolution du module d'Young $E(T)$ qui impacte tous les modes de façon équivalente. Les faibles écarts peuvent s'expliquer par un certain degré éventuel d'anisotropie, un gradient de température dans la plaque ou bien un biais d'identification. De surcroît, les coefficients d'amortissement augmentent de 2%-2.5% jusqu'à 3.5%-5% à environ 20°C, puis diminuent sous 2%. Par conséquent, il existe une relation entre l'amortissement et l'évolution de la fréquence. Plus l'amortissement est élevé, plus l'évolution de la fréquence est rapide. Ces constatations sont classiques dans l'analyse de la température, voir les références cités en introduction [119, 116].

Ces résultats seront utilisés dans la sous-section suivante pour créer un modèle EF recalé prenant en compte la dépendance en température.

Procédure de recalage de modèle

Après avoir construit un modèle éléments finis, il est crucial de s'assurer de sa fidélité par rapport aux données expérimentales. À cette fin, la corrélation « calculs/essais » permet de mettre à jour les paramètres du modèle de façon à se conformer aux essais. Plus de détails sur les procédures de recalages de modèles sont disponibles dans [142]. Il existe plusieurs fonctions objectives qui peuvent être utilisées pour comparer les données expérimentales et numériques : i) la norme quadratique sur les erreurs en fréquence, et/ou l'erreur de corrélation de forme avec le MAC (Modal Assurance Criterion [143]); ii) l'erreur en énergie; iii) la comparaison entre les FRFs expérimentales et numériques. C'est cette dernière approche qui a été choisie. Elle présente plusieurs avantages, tels que la capacité de traiter des modèles amortis et une densité modale élevée (le travail est fait directement sur les transferts bruts).

Les hypothèses retenues pour cette étude sont celles d'une plaque à géométrie simple avec un matériau homogène et isotrope. Par conséquent, il y a quatre paramètres matériaux à mettre à jour : la densité ρ , le module de Young complexe $E(1 + j\eta)$, et le coefficient de Poisson ν . Premièrement, connaissant la dimension de la plaque ($24\text{cm} \times 19\text{cm} \times 3\text{mm}$) et de la masse après pesée (130 g), la densité du matériau est de $\rho = 950 \text{ kg/m}^3$. Deuxièmement, seule la partie réelle E du module de Young complexe est à mettre à jour. En effet, dans le cas de matériaux homogènes et isotropes, il existe une relation directe entre l'amortissement modal ξ et le facteur de perte $\eta = 2\xi$. L'amortissement visqueux ξ choisi comme étant la moyenne des amortissements visqueux correspondant aux huit premiers modes identifiés.

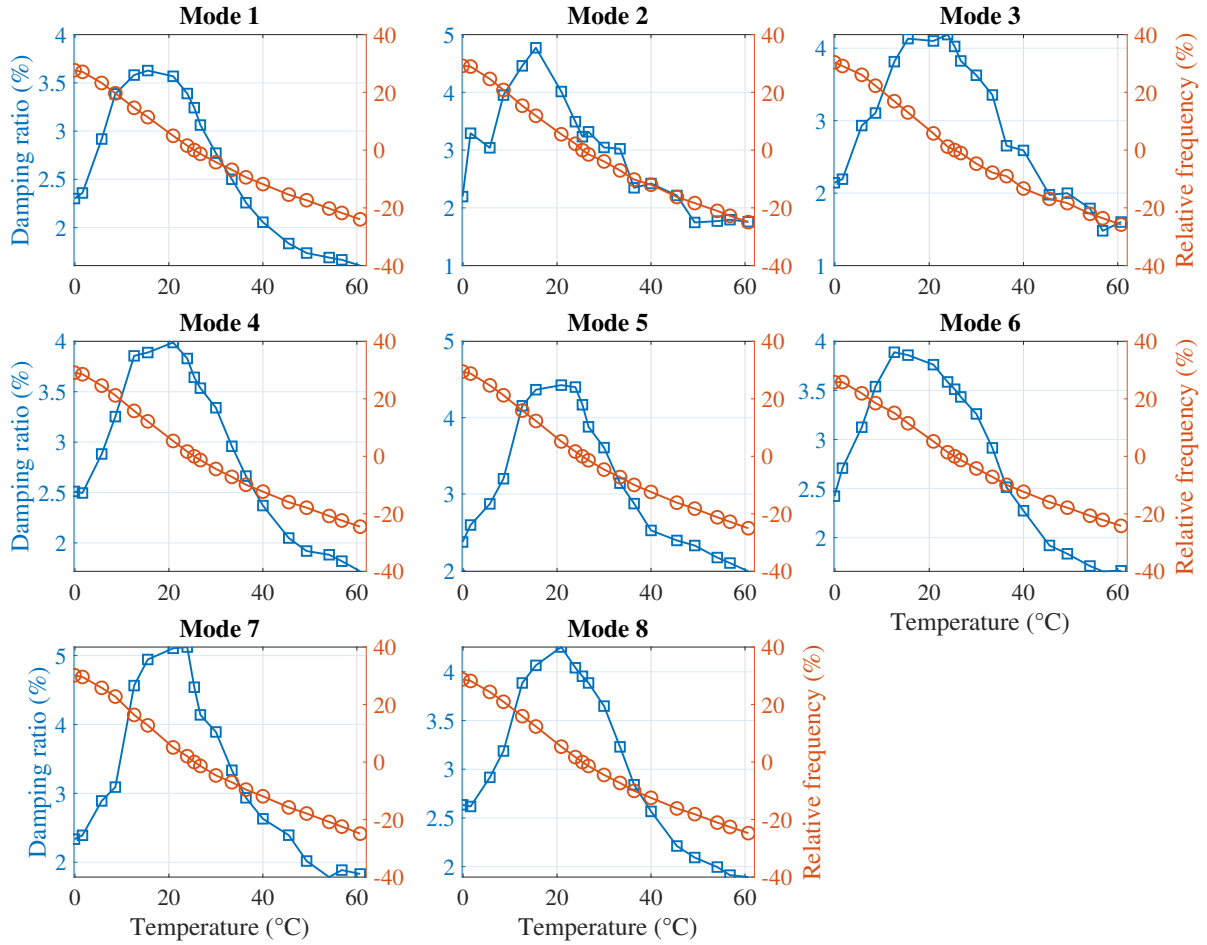


FIGURE 4.7 – Évolution des taux d’amortissement et des fréquences propres pour les huit premiers modes en fonction de la température, à partir de l’identification modale.

Ainsi, les deux paramètres restants E et ν seront déterminés de telle sorte que l’erreur suivante soit minimisée :

$$E(T), \nu(T) = \operatorname{argmin} \frac{\int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |H_{NUM}(f, T, E(T), \nu(T)) - H_{XP}(f, T)|^2 df}{\int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |H_{XP}(f, T)|^2 df}, \quad (4.4)$$

avec $H_{NUM}(f, T, E(T), \nu(T))$ la FRF numérique dépendant de la température, de la fréquence, du module de Young et du coefficient de Poisson. $H_{XP}(f, T)$ désignant la FRF expérimental et dépend de la température et de la fréquence. Il n’est pas courant de mettre à jour le coefficient de Poisson dans la littérature, mais cela a un impact très important sur les modes dans ce cas test. Ceci va être analysé dans les paragraphes qui suivent.

Résultats du recalage de modèle

Les résultats du recalage du modèle pour deux températures sont donnés à la figure 4.8, à savoir pour $T = 5.7^\circ\text{C}$ et $T = 33.4^\circ\text{C}$, et sont superposées avec la FRF expérimental correspondant. Les FRF du modèle recalé sont très similaires aux FRF expérimentales, tant en termes

d'amplitude que de phase. Ces FRF montrent que le polypropylène composant la plaque est très amorti, ce qui entraîne des pics très larges et donc des modes qui se combinent entre eux.

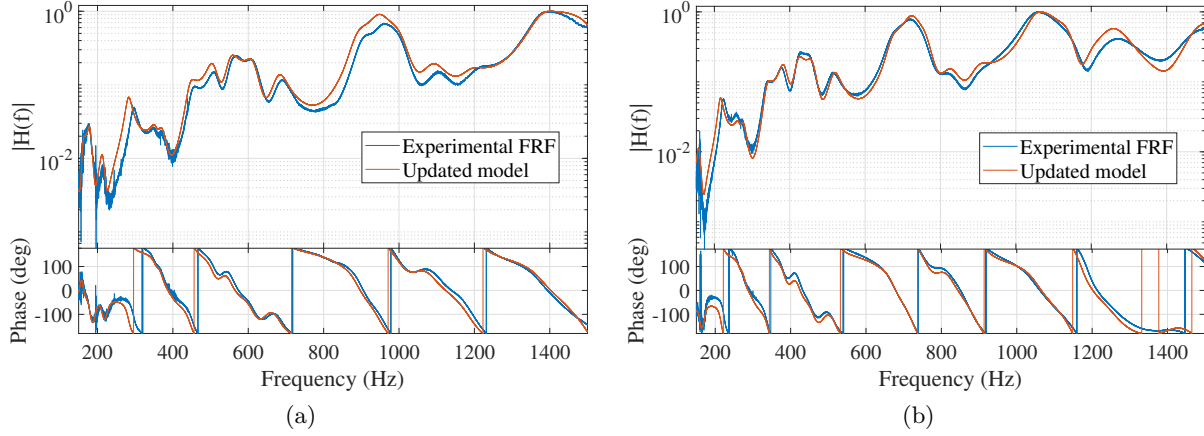


FIGURE 4.8 – Superposition du modèle recalé et expérimental pour (a) $T = 5.7^{\circ}\text{C}$ et (b) $T = 33.4^{\circ}\text{C}$.

Le facteur de perte η et le module de Young E sont présentés à la figure 4.9a et le coefficient de Poisson à la figure 4.9b. On peut observer que le module de Young varie fortement avec la température. En effet, le polypropylène devient de plus en plus mou avec la température, entraînant une diminution de la rigidité de 3.25 GPa à 0°C à 1 GPa à 60°C . Le facteur de perte est maximal dans l'intervalle $[10^{\circ}\text{C}, 20^{\circ}\text{C}]$ avec une valeur de 8.5%. Il diminue à l'extérieur, avec une valeur de 4.8% à 0°C et de 3.5% environ à 60°C . Ces valeurs sont très élevées en raison du matériau, ce qui rend l'identification et la mise à jour plus difficiles comme indiqué précédemment.

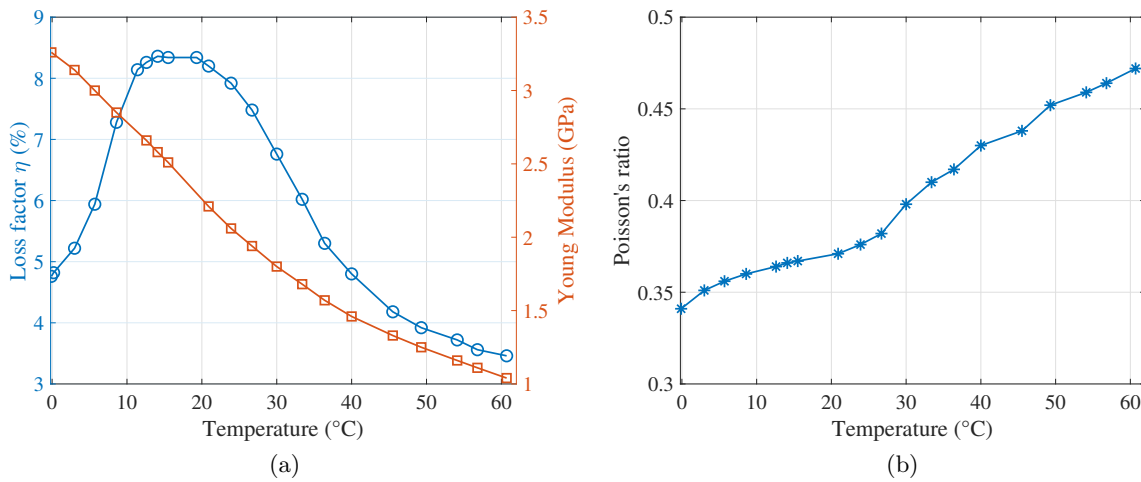


FIGURE 4.9 – Résultats du recalage de modèle : (a) le module de Young et l'amortissement (b) le coefficient de Poisson en fonction de la température.

Comme évoqué précédemment, il n'est pas courant dans la littérature d'actualiser le co-

efficient de Poisson. Pour rappel, ce coefficient représente la déformation d'un matériau dans une direction perpendiculaire à la direction de chargement. Cependant, afin d'obtenir un bon accord entre les FRFs expérimentales et numériques, le réglage de ce paramètre a été crucial dans cette étude. Il a été constaté qu'il passe de la valeur classique de 0,34 à environ 0,475. Par conséquent, les variations de ce paramètre sont très importantes et doivent être prises en compte. Il convient de mentionner l'étude [116], où la variation du coefficient de Poisson avec la température est étudiée de manière expérimentale grâce à un extensomètre à contact biaxial. Les résultats présentés sont cohérents avec ceux obtenus ici en termes de variation et d'ordre de grandeur du module d'Young et du coefficient de Poisson.

L'excellent accord entre les données expérimentales et le modèle numérique permettra de prédire avec une précision acceptable l'effet de la température sur l'algorithme de focalisation des ondes de flexion. C'est l'objet de la section suivante.

4.1.4 Influence de la température sur la méthode STIF et étude de la procédure de compensation associée

Comme expliqué précédemment à la sous-section 3.3.3, la méthode STIF nécessite une phase d'apprentissage où la dynamique de la structure doit être apprise pour plusieurs températures. Ainsi, si nous prenons comme exemple un panneau de porte de voiture, pour un nombre de températures N_{TP} donné allant de 0°C à 60°C, nous devons effectuer et traiter $N_{TP} \times N_{capteurs} \times N_{actionneurs}$ mesures au vibromètre laser. Pour surmonter ces limitations, l'idée principale ici est de remplacer les N_T expériences par un nombre plus réduit, et de trouver une fonction permettant de déterminer un filtre associé à une température quelconque dans l'intervalle [0°C,60°C]. Ainsi, dans notre cas, les conditions réelles sont remplacées par des expériences numériques en utilisant le jumeau numérique recalé défini au chapitre 3 et sous-section 3.4.4, et qui est mis à jour à l'aide des lois de dépendance en température des paramètres matériaux.

Focalisation des ondes de flexion avant compensation de la température

Dans un premier temps, il est important d'évaluer les performances de l'algorithme STIF en tenant compte de l'influence de la température. Nous repassons donc au jumeau numérique construit au chapitre 3, sous-section 3.4.4. La plaque, les actionneurs ainsi que le maillage sont conservés.

Pour ce faire, un filtre FIR est construit à 20°C (pour les 6 actionneurs), en utilisant les propriétés matériaux identifiés précédemment, disponibles au tableau 4.1.

TABLE 4.1 – Propriétés matériaux pour la plaque en PP à 20°C.

Température	E (GPa)	ν	η (%)	ρ (kg/m ³)
20°C	2.26	0.37	8.2	950

Ensuite, la procédure de focalisation d'ondes de flexion étudiée à la sous-section 3.4.4 est

utilisée. Les filtres FIR à 20°C sont appliqués sur la plaque jumeau numérique qui est soumise à plusieurs températures comprises entre 0°C et 60°C, tous les 5°C. Les contrastes et les erreurs de localisation (définis à la sous-section 3.4.2) de l'algorithme sont présentés à la figure 4.10, pour 0°C, 20°C, 40°C, 60°C.

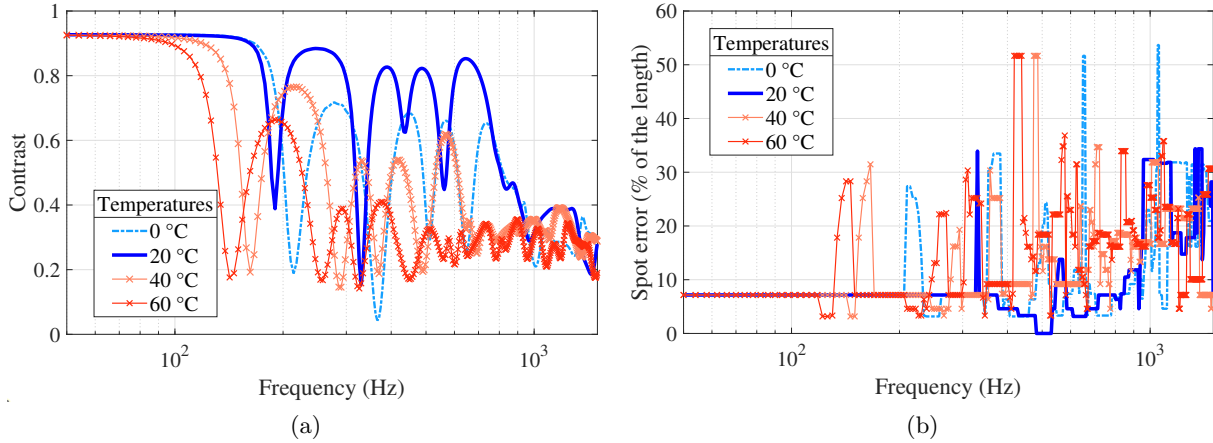


FIGURE 4.10 – (a) Contraste et (b) erreur de localisation pour plusieurs températures, avec apprentissage à $T = 20^\circ\text{C}$.

On remarque que la méthode STIF ne fournit des capacités de focalisation optimales que pour la température d'apprentissage de $T = 20^\circ\text{C}$. Sinon, les performances sont fortement dégradées au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la température d'apprentissage. Pour cette raison, la section suivante présentera une méthode basée sur un réseau de neurones artificiels (Artificial Neural Network ou ANN), permettant d'établir les relations non-linéaires entre la température et les coefficients FIR du STIF, afin de pouvoir les adapter à une température donnée.

Présentation de la stratégie de compensation

Cette sous-section traite d'une stratégie de compensation permettant de prendre en compte l'influence de la température. Des filtres FIR sont calculés pour différentes températures, en utilisant le jumeau numérique paramétré en température. D'un point de vue pratique, il est possible de calculer chaque FIR associé à une température tous les $N_T^\circ\text{C}$ entre 0°C et 60°C, et ensuite d'entraîner un réseau de neurones qui lui permettra de déterminer le filtre FIR pour toute température comprise dans cet intervalle. Ces filtres peuvent être obtenus par des expériences sur une structure réelle, ou bien dans notre cas par un jumeau numérique recalé et paramétré en température. Ce réseau de neurones sera stocké dans le calculateur de la voiture par exemple. Ainsi, lorsque le capteur de température détecte une variation de température, le filtre à la température associée est automatiquement déterminé par le réseau de neurones et chargé.

La stratégie de compensation choisie est donc basée sur l'utilisation de réseaux de neurones

artificiels (ANN). Les ANNs sont bien adaptés à notre contexte car ils permettent de concevoir une fonction d'estimation des sorties d'un système non-linéaire à entrées-sorties multiples, en utilisant des nœuds ou (neurones) inter-connectés dans une structure faite de plusieurs couches. Les données d'entrée sont divisées en trois groupes, à savoir l'entraînement, la validation et le test. Le groupe d'entraînement est utilisé pour l'apprentissage, la validation pour estimer les capacités de généralisation. Le groupe de test fournit alors un aperçu des performances sans influencer sur l'apprentissage. La méthode est basée sur l'optimisation de coefficients appelés biais et poids qui minimisent une fonction de performance basée sur l'ensemble de données d'apprentissage [144]. Cette fonction de performance est définie comme l'erreur entre les sorties du réseau ANN et les sorties cibles correspondantes. Dans le cas d'une petite quantité de données et d'ensembles de données bruitées, et pour éviter le problème du « sur-apprentissage », une méthode basée sur la régularisation bayésienne [145] sera utilisée.

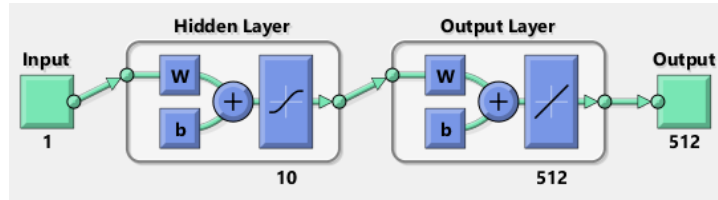


FIGURE 4.11 – Réseau de neurones artificiels sous Matlab.

Le réseau de neurones est constitué d'une couche d'entrée correspondant aux températures $\{T_1^\circ, \dots, T_{N_{TP}}^\circ\}$. Dans notre cas, la couche cachée est composée de 10 nœuds, et l'influence du nombre de nœuds retenus sera analysée grâce à une étude paramétrique par la suite. De plus, la couche de sortie est composée des 512 coefficients FIR correspondants à chaque température d'entrée, $\{r_n(T_1^\circ, t), \dots, r_n(T_{N_{TP}}^\circ, t)\}$. Ces filtres sont calculés pour un actionneur n via le jumeau numérique paramétré en température. Les températures d'entrées et les sorties correspondantes sont choisies tous les 5°C. La fonction d'activation de la couche cachée est une fonction tangente sigmoïde et celle de la couche de sortie est une fonction linéaire. Dans cette étude, l'ANN est entraîné grâce à la toolbox de Matlab « Artificial Neural Network » avec l'algorithme de régularisation bayésienne pour optimiser les biais et les poids (figure 4.11).

Par ailleurs, l'erreur relative entre le FIR réel et le FIR reconstruit via l'ANN pour une température T et pour un actionneur n , est donnée par :

$$ER(T) = 100 \times \frac{\int_0^t (r_n^{NN}(t, T) - r_n^{réel}(t, T))^2 dt}{\int_0^t (r_n^{réel}(t, T))^2 dt}. \quad (4.5)$$

Ce qui permettra de quantifier les capacités de reproduction de l'ANN entraîné, sur une série de données de validation.

Résultats pour les ANNs entraînés

Afin de vérifier la capacité de généralisation des ANNs entraînés et de choisir le meilleur nombre de nœuds, un ensemble de filtres FIR correspondant à des températures allant de 0°C à 60°C tous les 0.25°C sont calculés via le jumeau numérique.

Pour commencer, à titre d'illustration, l'erreur relative Eq. (4.5) est tracée à la figure 4.12 tous les 0.25°C pour les filtres FIR relatifs à chaque actionneur, et pour une couche cachée contenant 10 nœuds. Premièrement, l'erreur relative est toujours inférieure à 0.9% pour chaque température et pour les 6 actionneurs, ce qui constitue globalement une erreur très faible. Deuxièmement, on constate que l'erreur est minimale aux températures d'apprentissage, sauf pour certaines températures utilisées par l'algorithme d'optimisation pour le test. Comme par exemple à 20°C pour l'actionneur 4 ou à 50°C pour l'actionneur 3. On peut en conclure que les ANNs entraînés permettent de reproduire très précisément l'ensemble des coefficients FIR pour une température d'entrée donnée.

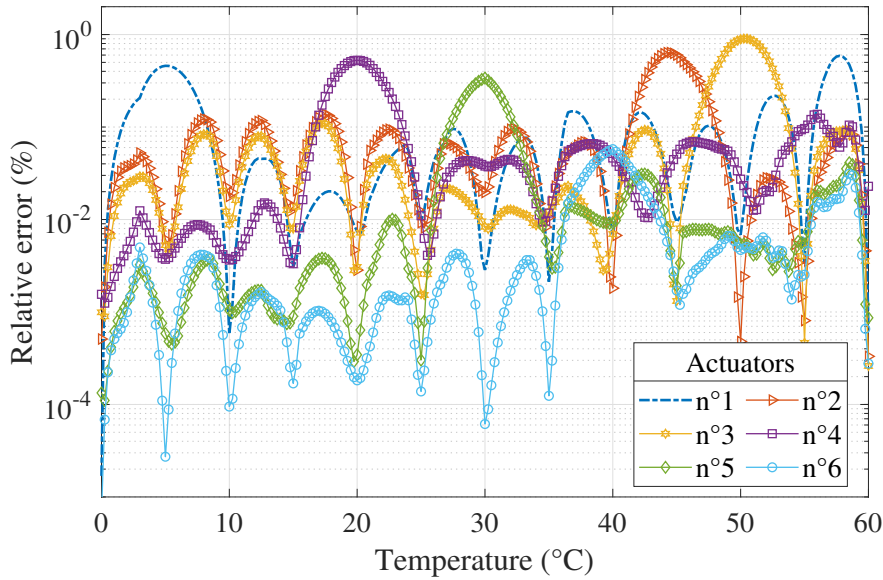


FIGURE 4.12 – Erreur de prédiction pour les six ANNS correspondant aux six actionneurs.

Par conséquent, l'évolution des coefficients FIR en fonction de la température en 3D est représentée dans la figure 4.13, illustrant la nature non-linéaire des FIRs, et la difficulté de trouver une fonction reliant les entrées/sorties sans apprentissage machine.

Focalisation des ondes de flexion après compensation de la température

La figure 4.14 montre le contraste et l'erreur de localisation après compensation de la température, en utilisant les ANNs déterminés précédemment. Nous pouvons voir que pour chaque température, le contraste et l'erreur montrent des performances maximales. De plus, on remarque que la bande de fréquence de restitution est variable. En effet, la partie sur l'identification a montré qu'il y a un décalage des fréquences propres par rapport à la température de référence ($T_{ref}=25.4^{\circ}\text{C}$), ce qui explique qu'en raison des propriétés inhérentes au matériau, il y a une limitation physique à la restitution du contraste.

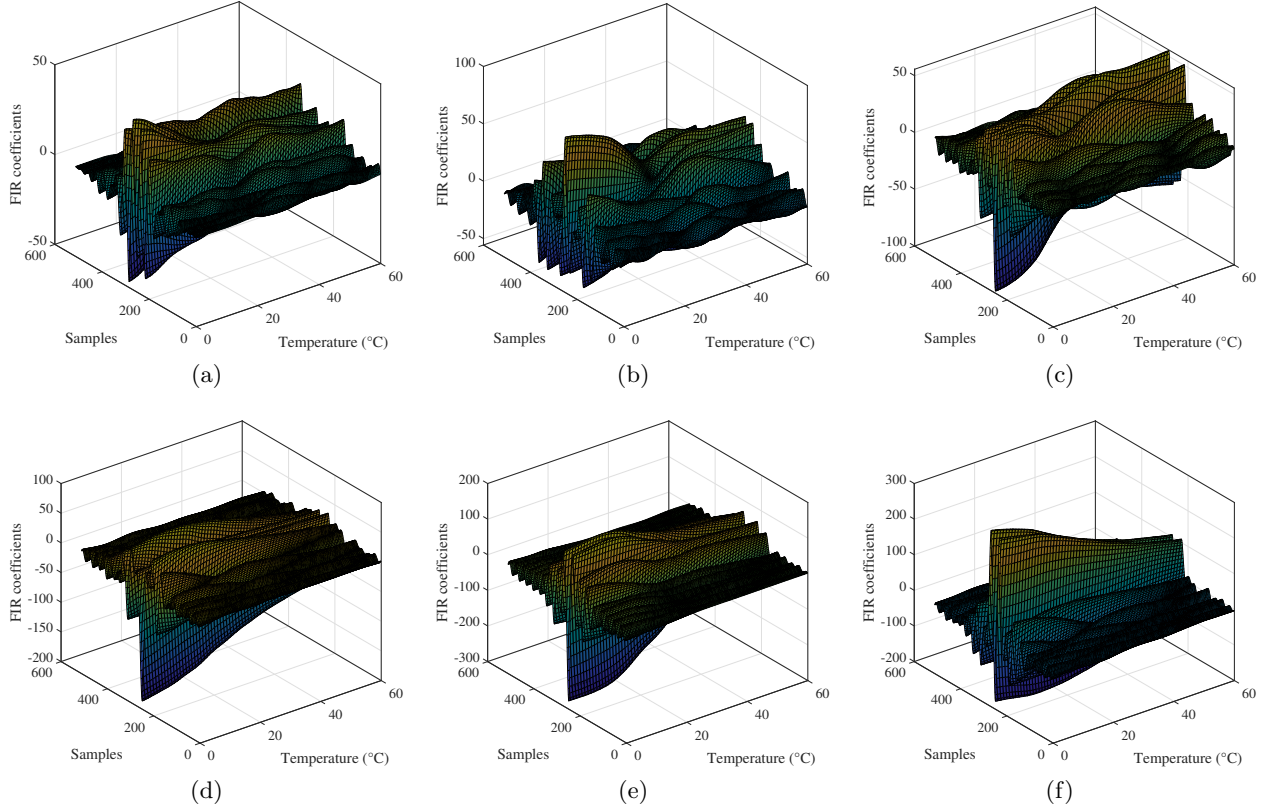


FIGURE 4.13 – FIR Reconstitués par les ANNs entraînés, en fonction de la température.

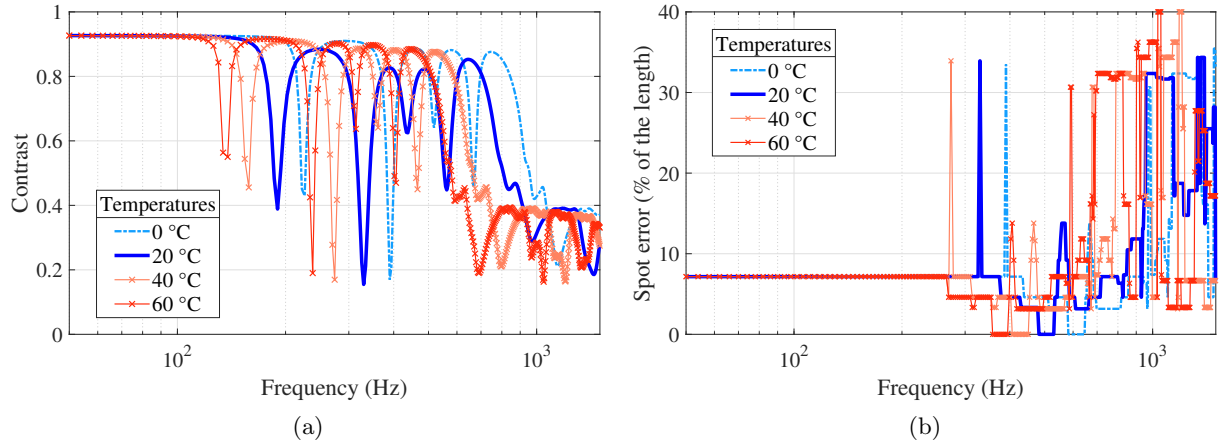


FIGURE 4.14 – (a) Contraste et (b) erreur de localisation après compensation.

Discussion sur le choix des paramètres pour la phase d'apprentissage

Nous présentons dans ce qui suit une étude paramétrique afin d'optimiser l'étape d'apprentissage, en termes de compromis entre la quantité de données d'entrée et les performances souhaitées.

Pour évaluer la capacité de généralisation globale des ANNs en fonction du nombre de

nœuds, nous calculons la moyenne quadratique des erreurs relatives (ER) définies par l'équation (4.5) sur les températures de validation ($0^{\circ}\text{C} : 0.25^{\circ}\text{C} : 60^{\circ}\text{C}$), pour 6 à 16 nœuds. Les résultats sont disponibles à la figure 4.15. Il en ressort que pour 9 nœuds, la moyenne pour chaque

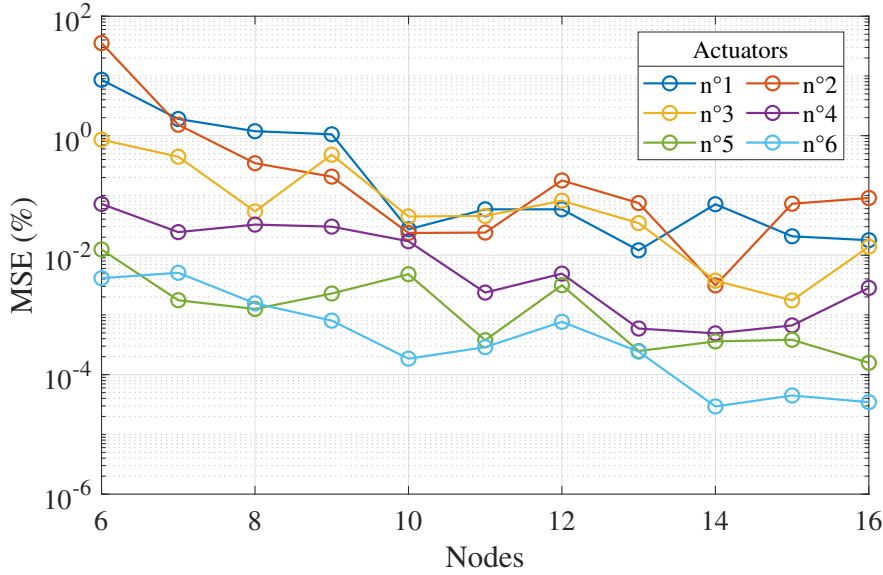


FIGURE 4.15 – Moyenne quadratique des erreurs relatives sur les données de validation pour 6 à 16 nœuds.

actionneur est inférieure à 1%, et à partir de 10 nœuds elle est inférieure à 0.1%. Ce qui valide notre choix de retenir dix nœuds. Par ailleurs, le temps de calcul varie beaucoup, de 1 heure pour 10 nœuds à 7-9 heures pour 16 nœuds. Lors de l'étape d'entraînement, les données pour l'entraînement, la validation et le test sont choisies au hasard par l'algorithme d'inférence bayésienne. Ainsi, selon le choix initial, la solution convergera plus ou moins rapidement et plus ou moins précisément.

De même, le nombre de températures initiales pour l'apprentissage est crucial afin de garantir une bonne capacité de généralisation. Plus l'intervalle entre les températures d'apprentissage est faible, meilleure sera la capacité de généralisation. Ainsi, trois apprentissages ont été effectués pour des jeux de données dont les températures sont espacées tous les 2°C , 5°C et 8°C respectivement, pour chaque actionneur et pour 14 nœuds. La figure 4.16 montre la moyenne quadratique de l'erreur relative sur les températures de validation pour ces trois jeux de données différents. Cet espacement de 5°C entre chaque température d'apprentissage est un bon compromis entre le coût de la procédure expérimentale, le coût de l'entraînement de l'ANN et la précision de celui-ci.

Plus encore, le nombre de coefficients FIR utilisés pour reproduire la forme cible est également crucial. Le nombre de 512 coefficients est choisi parce qu'il permet de reproduire efficacement le contraste et qu'il est assez bas pour une mise en œuvre temps réel. En prenant moins de 512 coefficients, les ANNs sont entraînés plus rapidement mais le contraste est mal reproduit. En revanche, plus le nombre de coefficients est élevé, plus les apprentissages seront coûteux en

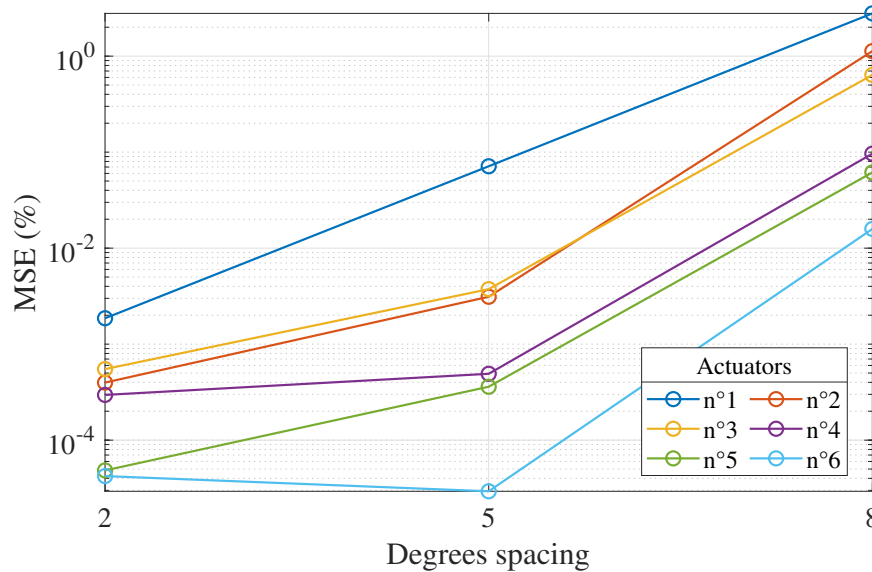


FIGURE 4.16 – Moyenne quadratique des erreurs relatives sur les données de validation pour 14 nœuds, et pour trois intervalles de températures d'entrée (2°C, 5°C, 8°C).

terme de capacité de calcul et de mémoire. En effet, il faut environ 7-9 heures pour 16 nœuds, avec 512 coefficients, selon les conditions initiales (le temps de calcul peut-être plus ou moins élevé)¹. Comme ces calculs sont effectués en « off-line », il n'y aura pas de conséquences quant à l'utilisation en condition opérationnelle.

4.1.5 Discussion

En conclusion, une étude sur les effets de la température sur une méthode de focalisation d'ondes de flexion dans une structure en forme de plaque en polypropylène, et une procédure de compensation basée sur un jumeau numérique ont été validées. La première étape est la réalisation d'une étude qualitative de l'influence de la température sur une plaque test réelle et constituée du matériau cible. Ainsi, cette plaque a été placée dans un four et soumise uniformément à différentes températures allant de 0°C à 60°C. Une identification modale basée sur la paramétrisation pôle/résidu a permis d'extraire les paramètres modaux en fonction de la température. Ensuite, une corrélation calcul/essai est effectuée pour extraire la dépendance des paramètres matériaux à la température. Cette dépendance du matériau à la température est ensuite injectée dans une plaque jumeau numérique qui est a été modélisée au chapitre 3 pour étudier la focalisation des ondes de flexion.

Le jumeau numérique mis en place au chapitre 3 et paramétré en température, est ensuite utilisé pour étudier l'influence de la température sur l'algorithme STIF. En effet, les filtres FIR calculés pour T=20°C sur ce jumeau numérique et appliqués à d'autres températures montrent que le STIF ne fonctionne que pour la température utilisée lors de l'apprentissage. Ainsi, des ANNs ont été conçus pour établir une fonction entre les températures et les filtres FIR associés,

1. le type de processeur utilisé : Intel(R) Xeon(R) Gold 6138 CPU

permettant de charger et d'utiliser les filtres adéquats à la température des garnitures d'habitacles de voiture. De plus, l'entraînement de l'ANN dépend de la taille des filtres FIR et de la quantité des données d'entraînement. Donc, pour 512 coefficients, la capacité de généralisation est vérifiée avec des données d'apprentissage espacées de 5°C. Cet espacement est un bon compromis entre la précision, le coût de calcul et l'effort nécessaire pour la réalisation expérimentale.

Quelques limitations doivent néanmoins être soulignées. Tout d'abord, il serait judicieux de tester la focalisation des ondes de flexion avec compensation de température sur un cas test réel puis sur une portière de voiture. Pour des raisons expérimentales pratiques cela n'a pas été possible dans le cadre de ce travail. Notamment la capacité à faire des essais au laser tout en faisant varier la température de manière précise. De plus, la prise en compte de la température est statique, il serait aussi judicieux d'étudier l'impact d'un gradient de température si il y a évolution rapide de celle-ci ou bien sur une structure plus complexe. Enfin, il faudrait aussi tenir compte des autres paramètres que l'on a du mal à maîtriser (évolution des couplages, fatigue des éléments structurels de la voiture,...), avec des éléments piézoélectriques permettant de surveiller l'état de santé de la structure en question par exemple.

4.2 Stratégie de rejet des perturbations

4.2.1 Introduction

Motivations

Une voiture est soumise à plusieurs sollicitations, que ce soit des bruits causés par le moteur ou par la route. Malgré les efforts mis lors de l'isolation passive des garnitures, il subsiste encore des bruits affectant les vibrations des différentes pièces constituant l'intérieur de l'habitacle. D'après [146], ces perturbations se situent en basses fréquences, et en plus des sollicitations au niveau des matériaux, s'accompagne une gêne acoustique, comme des pressions au niveau des oreilles et affectant le corps entier. C'est donc la même gamme de fréquence qui est visée dans le contrôle des ondes de flexions pour le rendu sonore. Toujours d'après [146], un moteur de type V8 tournant à 2200 tr/min, produit une fréquence de 148 Hz, pouvant pénétrer dans l'habitacle.

L'idée principale est donc d'élaborer une méthode de rejet de ces perturbations pouvant affecter les performances de l'algorithme STIF. Pour ce faire, une nouvelle architecture d'actionneurs est mise en œuvre et testée sur une plaque témoin (figure 4.17). Elle est réalisée en deux temps et en utilisant deux groupes d'actionneurs. Dans un premier temps, 5 excitateurs ont pour objectif de mettre en œuvre la méthode STIF, indiqués sur la figure 4.17, avec la forme cible visée. En les plaçant de cette manière, l'actionneur du milieu va principalement reproduire le signal audio désiré, et les excitateurs autour, plus petits, permettront de maximiser les performances de l'algorithme (en réduisant les réflexions dues aux conditions aux limites). Dans un second temps, d'autres excitateurs (surlignés en marron à la figure 4.17) sont placés autour de la forme cible. Ils sont dédiés au contrôle actif vibratoire. Ils ont pour rôle de maintenir le déplacement de la plaque le plus proche possible de la forme cible voulue en étouffant les perturbations vibratoires.

L'approche proposée est basée sur un schéma de commande composé d'une boucle de rétroaction (ou feedback) pour le contrôle actif vibratoire (ici une loi linéaire quadratique) permettant un rejet spatial des perturbations qui peuvent affecter la zone de focalisation, qui elle sera excitée à travers l'algorithme STIF (action d'anticipation).

Les différentes stratégies de réduction de vibrations de plaques

Il est important de noter que jusqu'ici, l'approche utilisée au chapitre 3 a été une approche par anticipation ou feedforward. Le but était d'imposer une fonction de forme à maintenir en espace, et en phase pour un signal audio donné. Ici, nous allons combiner les deux approches, à savoir feedforward et feedback. La présente section permet un bref rappel bibliographique sur les méthodes permettant de contrôler les vibrations sur des structures de type plaques.

Dans le cas du contrôle actif des structures, les stratégies de commande sont en général

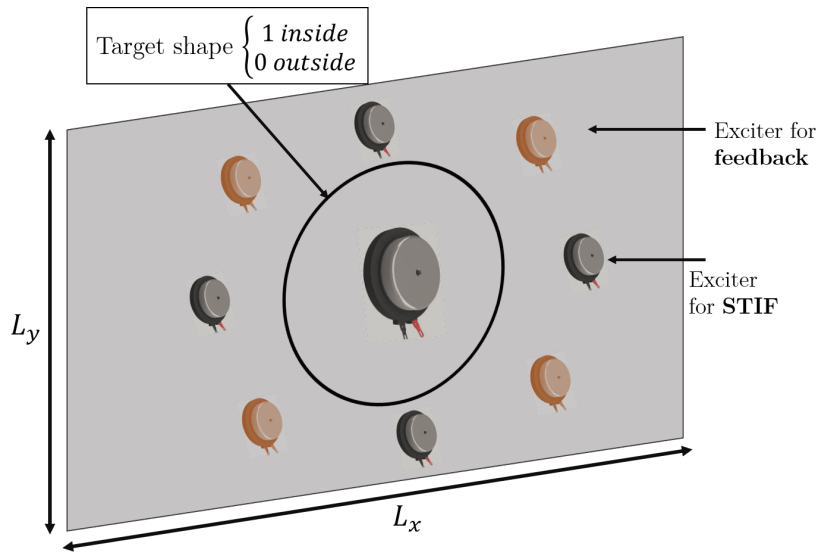


FIGURE 4.17 – (a) Schéma montrant la disposition des différents actionneurs.

conçues dans deux cadres précis. Le premier est le contrôle spatial de forme, et le second est le rejet des perturbations. Dans ce second cas, on parle de contrôle actif pour la réduction des vibrations de flexion en basse fréquence (ou de bruits si les perturbations sont hautes fréquences) où le but est de rejeter les perturbations externes et d'atténuer les niveaux vibratoires. Ces objectifs peuvent être atteints en utilisant deux stratégies de loi de commande possibles. La première est la commande par retour de sortie ou « output feedback ». La seconde est la commande par anticipation ou « feedforward ».

Feedforward : Premièrement, le feedforward est une structure de commande en boucle ouverte. En effet, la mesure des perturbations est effectuée au préalable afin de servir d'entrée au correcteur dans le cas de la réduction de vibrations. Dans le cas d'un suivi de référence, c'est la performance désirée qui sert à concevoir ce correcteur. Cette commande a été utilisée dans le **chapitre 3**, où les filtres de type FIR ont été calculés en intégrant au préalable les caractéristiques de la structure ainsi que la forme cible à reconstituer.

Plusieurs études s'intéressent à la réduction de vibrations dans les plaques notamment avec des éléments piézoélectriques. Ainsi, Petitjean et al. [147] utilisent un filtre de type LMS à référence filtré « filtered-X LMS » [148] pour réduire la pression rayonnée par une plaque, avec des éléments piézoélectriques et microphones. Cette méthode consiste en un filtrage, adaptatif car les filtres sont mis à jour au cours du temps, et un feedforward car le chemin entre la perturbation et l'actionneur (chemin de référence) est calculé au préalable. Lorsque le chemin de référence n'est pas connu, celui-ci est estimé via une boucle de retour, cette méthode est nommée loi de commande par modèle interne (IMC), voir par exemple [149] dans le cas de réduction de nuisances sonores d'un moteur).

Dans [150], les auteurs proposent de réduire les vibrations d'une plaque composite avec des éléments piézoélectriques, à l'aide d'un feedforward et d'une minimisation de la norme

H_2 du transfert entre la perturbation et la vitesse en tous points de la plaque (0Hz-300Hz). D'autres approches utilisant les réseaux de neurones afin d'identifier les chemins de références sont proposées dans [151, 152].

Finalement, des travaux comme ceux décrits dans [153], se sont intéressés au contrôle adaptatif/feedforward afin de réduire une zone de bruit. Ils ont utilisé un filtre modal (plus de détails dans [154]) permettant de définir un objectif spatial, qui est ensuite couplé à un algorithme de type LMS à référence filtrée afin d'étouffer le son d'une zone spécifique de l'espace.

Feedback : Le contrôle actif est une technique qui se situe au croisement de la mécanique des structures et de l'automatique. Dans le cadre d'une application industrielle, les éléments actifs de la structure (actionneurs, capteurs) sont souvent des céramiques piézoélectriques, car elles n'apportent pas de modifications sensibles de masse. Récemment, le contrôle actif a connu un grand développement et a surtout bénéficié des progrès réalisés en électronique, informatique, dans l'intégration des capteurs et actionneurs et dans l'évolution des méthodes de commande [155, 76]. Sa mise en place nécessite deux étapes préliminaires avant l'élaboration de la loi de commande. La première étape comprend la modélisation du comportement dynamique de la structure ainsi que celui de ses éléments actifs. La deuxième étape consiste à réduire le modèle précédent. En effet, pour passer des outils de modélisation numérique utilisés en mécanique à ceux utilisés en automatique (représentation d'état), il est souvent nécessaire de réduire la taille du modèle de la structure active (voir annexe A). Or, ajoutée aux incertitudes de modélisation, aux conditions aux limites et aux bruits de mesures, cette réduction affecte les performances réelles de la régulation et peut entraîner des instabilités. Ce phénomène est communément appelé *spillover*. Lors de l'élaboration de la loi de commande il faut tenir compte des impératifs de robustesse.

On trouve dans la littérature un nombre conséquent d'approches traitant du problème de contrôle actif [156]. Ainsi, on peut citer l'approche Positive and Negative Position Feedback [157, 158], ou le contrôle résonnant [159] et enfin la commande H_2 et H_∞ robuste où on distinguera les approches robustes classiques [156] de l'approche spatiale [160]. Une comparaison entre une commande LQ et H_2 sur une poutre composite est disponible dans [161].

Dans nos travaux, nous nous sommes principalement intéressés à la commande LQG (sous la forme standard, tout en gardant à l'esprit qu'il est possible de reformuler la commande LQG en un problème H_2). Ainsi, nous développons une méthode originale où nous proposons une « méthode mixte », qui utilise une commande optimale par retour d'état LQG [162] afin de réduire les vibrations des modes tout en assurant les performances d'un algorithme de focalisation d'ondes de flexion (feedforward).

Objectifs

Nous proposons donc ici de compenser les perturbations basses fréquences affectant les performances d'une méthode de localisation d'ondes de flexion appliquée à des matériaux représentatifs de l'industrie automobile. Comme dans la section précédente, la méthode utilisée

est l'algorithme STIF. Le but sera donc de mettre en place une commande par retour d'état LQG couplée à l'algorithme STIF (bloc « Plate model+FIR » à la figure 4.21), s'approchant au maximum de la forme spatiale cible à maintenir au cours du temps.

Dans ce qui suit, la sous-section 4.2.2 présentera la modélisation du problème sous forme de système d'état ainsi que la performance de l'algorithme STIF (action d'anticipation), permettant la focalisation des ondes de flexion de notre cas applicatif. Ensuite, la sous-section 4.2.3 traitera de la conception de la boucle de rétroaction (ici commande LQG), permettant un rejet de vibration afin de garantir les objectifs en matière de forme cible. Une validation sera de même présentée sur le même cas applicatif.

4.2.2 Modélisation et simulation en boucle ouverte

Modèle étudié

Afin de mettre en place la stratégie de contrôle actif, le système est d'abord modélisé par une approche EF. Le maillage de ce modèle EF est disponible à la figure 4.18b, avec 20 mailles suivant x et 20 mailles suivant y de type coques. Les cinq actionneurs travaillant pour l'algorithme STIF en anticipation et les quatre utilisés pour la rétroaction sont aussi sur la même figure figure 4.18b. Dans ce cas, les capteurs sont placés au niveau des actionneurs travaillant en anticipation (en bleu sur la figure 4.18b). Donc ici nous n'avons pas d'éléments co-localisés. Les actionneurs travaillant en rétroaction sont en rouge.

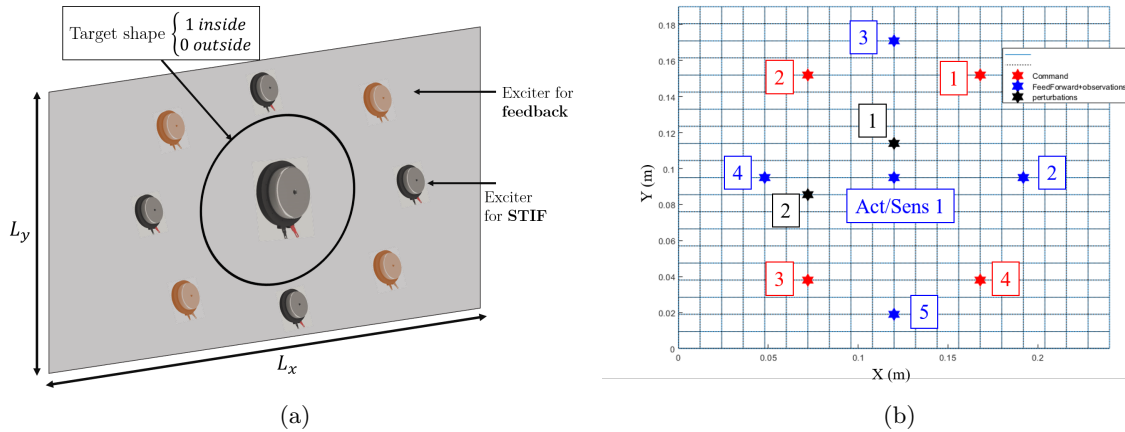


FIGURE 4.18 – (a) Structure avec la position des éléments actifs et (b) maillage EF associé.

On rappelle que la plaque est de dimensions $24\text{cm} \times 19\text{cm} \times 3\text{mm}$, homogène et isotrope, avec $E = 1.1 \text{ GPa}$, $\rho = 990 \text{ kg/m}^3$ et $\nu = 0.33$. Ce modèle élément finis, dont le maillage est affiché figure 4.18b avec les actionneurs et capteurs, est ensuite transformé en un système d'état après réduction de modèle (projection sur base modale), en suivant les étapes disponibles dans l'annexe A.

Ainsi, le système d'état formé par deux équations à savoir l'équation d'état et l'équation

d'observation s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_{fb}u_{fb}(t) + B_{ff}u_{ff}(t) + B_d d(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du_{fb}(t) \end{cases} \quad (4.6)$$

où $x(t) \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur d'état et $A \in \mathbb{R}^{n,n}$ la matrice d'état.

On note n_{fb} , n_{ff} et n_d le nombre d'actionneurs dédiés spécifiquement à la commande en retour d'état, à la reconstruction de la forme cible et du signal audio par feedforward, et à la perturbation respectivement. Ainsi, les vecteurs $u_{fb}(t) \in \mathbb{R}^{n_{fb}}$, $u_{ff}(t) \in \mathbb{R}^{n_{ff}}$ et $d(t) \in \mathbb{R}^{n_d}$ représentent respectivement les entrées. Les matrices de commande correspondantes sont notées $B_{fb} \in \mathbb{R}^{n,n_{fb}}$, $B_{ff} \in \mathbb{R}^{n,n_{ff}}$ et $B_d \in \mathbb{R}^{n,n_d}$. Elles permettent de représenter spatialement la disposition des actionneurs et leur couplage avec les modes propres de la structure.

L'équation d'observation est composée du vecteur de sortie $y(t) \in \mathbb{R}^{n_s}$ et de la matrice d'observation $C \in \mathbb{R}^{n_s,n}$, permettant de représenter cette fois-ci la disposition des observations sur la plaque. Enfin, la matrice $D \in \mathbb{R}^{n_s \times n_a}$ comporte les réponses statiques du système permettant de compenser la dynamique de la structure à haute fréquence.

Résultats de focalisation en boucle ouverte

Notre stratégie de rejet de perturbation qui doit permettre de garantir une focalisation spatiale découplée des vibrations extérieures et donc un rendu sonore plus performant et plus agréable à l'oreille se base en premier lieu sur une simulation en boucle ouverte. Les termes $u_{fb}(t)$ et $d(t)$ sont donc pris dans un premier temps nul.

Pour rappel, les positions des actionneurs permettant de focaliser les ondes de flexion (donc travaillant exclusivement en feedforward) sont données à la figure 4.18b.

Ainsi, un signal de type sinus balayé durant 1s, dont la fréquence varie de 100 Hz à 500 Hz et échantillonné à 10 kHz est filtré par des FIR afin de reproduire la forme cible visible à la figure 4.20 en blanc. Cette forme est centrée en $(0.5Lx, 0.5Ly)$ et de taille $(0.3Lx, 0.3Ly)$.

La figure 4.19 montre le contraste et l'erreur de localisation de la même manière qu'au **chapitre 3**. Le contraste est toujours compris entre 0.9 et 1, excepté au niveau de 127 Hz avec une chute drastique qui montre l'influence du mode (1,1). De même, l'erreur de localisation est toujours en dessous de 2%, sauf un pic à 28% autour de la même fréquence, signe du même mode. Il en ressort donc que la méthode STIF dans ce cas permet de reconstruire avec une très grande précision la forme cible.

La figure 4.20 exhibe la moyenne du déplacement sur la bande de fréquence [100 Hz, 500 Hz], montrant une parfaite reconstruction de la forme cible.

Une fois les performances en boucle ouverte étudiées et validées, la sous-section suivante présente l'étape de conception de la commande optimale retour d'état.

4.2.3 Compensation des perturbations

Cette partie s'intéresse à la conception d'une commande optimale par retour d'état (LQG) afin de rejeter les perturbations qui viendraient perturber les performances de l'algorithme

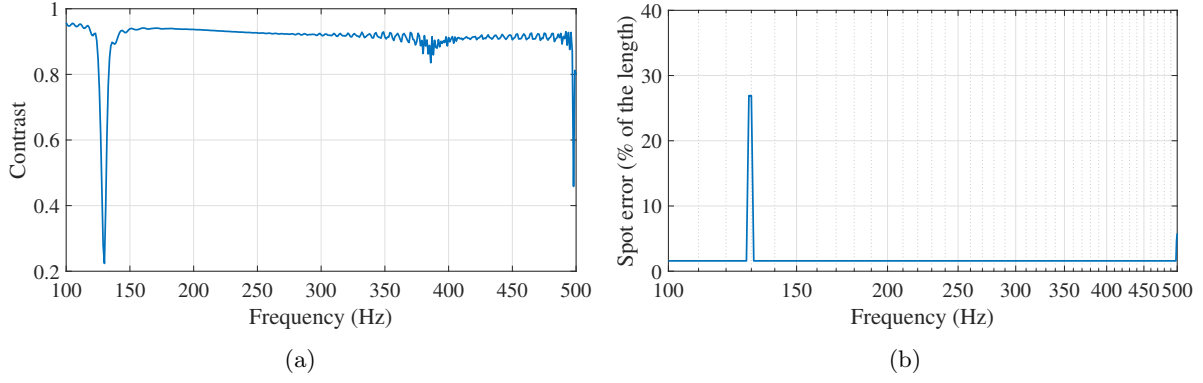


FIGURE 4.19 – (a) Contraste et (b) erreur en localisation pour la méthode STIF.

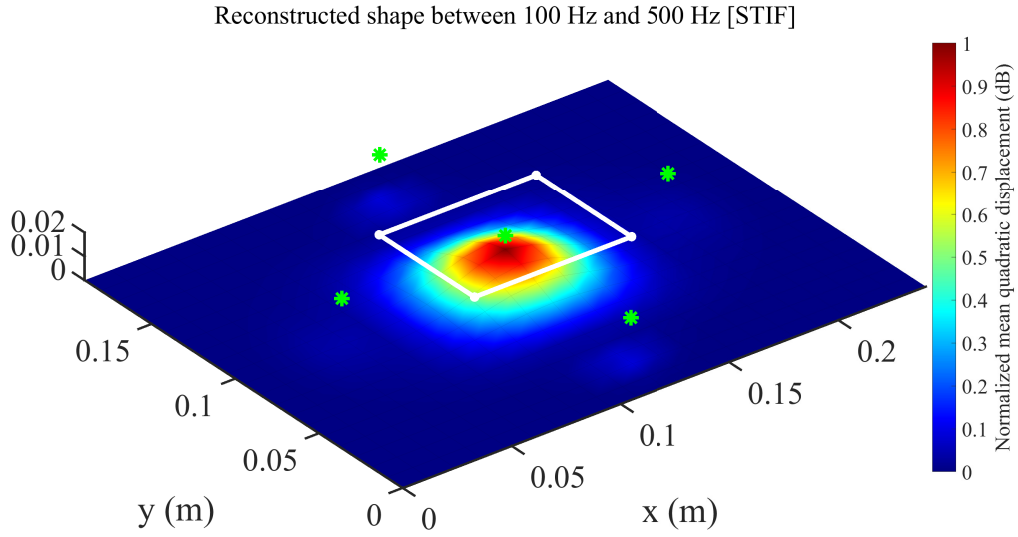


FIGURE 4.20 – Reconstruction de la forme cible avec le STIF en boucle ouverte.

STIF.

Commande par retour d'état de type LQ

Cette commande est basée sur la connaissance du modèle sous forme de système d'état. Le signal de commande $u_{fb}(t)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$u_{fb}(t) = -Kx(t), \quad (4.7)$$

où K est la matrice de gain du retour d'état à déterminer.

Ainsi, le système (4.6) devient :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A - B_{fb}K)x(t) + B_{ff}u_{ff}(t) + B_d d(t) \\ y(t) = (C - DK)x(t) \end{cases} \quad (4.8)$$

permettant ainsi de supprimer les effets des perturbations en boucle fermée.

Plusieurs techniques peuvent-être utilisées pour déterminer cette matrice de gain K , à savoir le placement de pôles, ou bien par optimisation d'un critère de performance [162]. Ici ce gain sera calculé par minimisation d'un critère quadratique. Afin de réaliser une commande par retour d'état, il est nécessaire de s'assurer de la disponibilité du vecteur d'état, ce qui n'est en pratique presque pas possible (bijection entre le nombre de capteurs et les composantes du vecteur d'état). On utilise alors un estimateur ou observateur d'état permettant de le reconstruire (totalement ou partiellement) en utilisant les informations disponibles à savoir les mesures et les signaux de commande. Dans le cas linéaire et grâce au principe de séparation, l'élaboration de l'observateur peut se faire indépendamment de celle du correcteur.

Dans cette partie du travail de thèse, nous avons choisi d'utiliser une commande optimale LQG couplée à un estimateur d'état de type filtre de Kalman [162, 163]. La représentation d'état du système est alors décrite par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_{fb}u_{fb}(t) + B_{ff}u_{ff}(t) + B_d d(t) + w(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du_{fb}(t) + v(t) \end{cases} \quad (4.9)$$

avec $w(t)$ et $v(t)$ les bruits liés au processus et à la mesure respectivement. Dans ce qui suit, la synthèse LQG est une stratégie de commande basée sur le retour dynamique de sorties, qui combine un retour d'état LQ et un filtre de Kalman.

Synthèse de l'observateur d'état

Le filtre de Kalman est une approche classiquement utilisée pour estimer l'état des systèmes stochastiques. C'est un estimateur Bayésien qui permet de tenir compte des différents bruits (processus et mesure). Ces bruits gaussiens peuvent être interprétés, au travers de leurs variances, comme une image de la confiance qu'on a sur notre modèle dynamique et celui d'observation. L'état est reconstruit à partir des mesures $y(t)$ et de la commande $u(t)$. Soit un système décrit par la représentation d'état $\{A, B, C, D\}$ suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + v(t) \end{cases} \quad (4.10)$$

avec les bruits $w(t)$ et $v(t)$ liés au processus et la mesure respectivement, ajoutés au système d'état. Ces bruits sont de moyennes nulles et leurs variances vérifient : $E(w) = E(v) = 0$, $E(w w^T) = Q_L$, $E(v v^T) = R_L$, $E(w v^T) = N$.

L'estimateur de Kalman est donné par l'expression suivante :

$$\hat{\dot{x}}(t) = (A - LC)\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - Du(t)), \quad (4.11)$$

où L est le gain de Kalman calculé afin de minimiser la variance de l'erreur d'estimation de l'état du système en régime permanent.

Le critère mathématique que l'on cherche à minimiser s'écrit :

$$P = \lim_{x \rightarrow \infty} E((x - \hat{x})(x - \hat{x})^T). \quad (4.12)$$

Le gain du filtre de Kalman [164, 165] L est donné par :

$$L = PC^T R_L^{-1}. \quad (4.13)$$

Ou P est obtenu par la résolution de l'équation de Riccati suivante :

$$AP + PA^T - PC^T R_L^{-1} CP + Q_L = 0, \text{ et } P = P^T \geq 0. \quad (4.14)$$

Les matrices Q_L et R_L prennent en compte les erreurs liées à des problèmes de modélisation et à la présence de bruits et qualité des mesures. En effet, la matrice Q_L donne un poids à la confiance associée au modèle dynamique et la matrice R_L à celle associée aux mesures.

Synthèse de la commande LQG

Cet estimé $\hat{x}(t)$ du vecteur d'état est ensuite utilisé comme retour pour le problème de commande optimale. C'est-à-dire le problème qui consiste à trouver la matrice de gain K telle que

$$u_{fb}(t) = -K\hat{x}(t), \quad (4.15)$$

minimisant la fonction coût quadratique, écrite dans un horizon de minimisation infini :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} \left(x(t)^T Q x(t) + u_{fb}(t)^T R u_{fb}(t) \right) dt. \quad (4.16)$$

La matrice $R > 0$ (semi-définie positive) et la matrice $Q \geq 0$ (définie positive) sont des matrices de pondération. Elles permettent de régler la dynamique en boucle fermée, et leurs choix seront discutés dans la suite. Pour un choix de Q et R , la fonction coût J Eq. (4.16) possède un unique minimum obtenu par la résolution de l'équation algébrique de Riccati :

$$SA + A^T S - SBR^{-1}B^T S + Q = 0, \quad (4.17)$$

avec la solution S permettant d'accéder directement à la matrice de gain optimale :

$$K = R^{-1}B^T S. \quad (4.18)$$

Avec la commande $u_{fb} = -Kx$, l'équation dynamique de l'observateur est alors donné par :

$$\dot{\hat{x}} = [A - B_{fb}K - L(DK - C)]\hat{x} + Ly. \quad (4.19)$$

et sa matrice de transfert par :

$$\hat{C}(p) = K(pI - A + B_{fb}K + L(DK - C))^{-1}L. \quad (4.20)$$

Il est alors facile de montrer que la représentation d'état en boucle fermée est donnée par le système augmenté suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - B_{fb}K & B_{fb}K \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & B_{ff} & B_d \\ -LD & B_{ff} & B_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{fb} \\ u_{ff} \\ d \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

où $e_s = x - \hat{x}$ représente l'erreur d'estimation. Dès lors que $(A - B_{fb}K)$ et $(A - LC)$ sont stables (*i.e.* à valeurs propres strictement négatives), le système en boucle fermée est stable (voir [165]).

Les matrices Q et R sont paramétrées pour pénaliser les variables d'état ainsi que le signal de commande. En effet, R permet de tenir compte des contraintes (dynamique, saturations) sur le signal de commande imposées par le cahier des charges. De la même manière, le choix de Q porte sur le réglage de la dynamique du vecteur d'état (si certaines composantes ont des dynamiques plus lentes que d'autres par exemple).

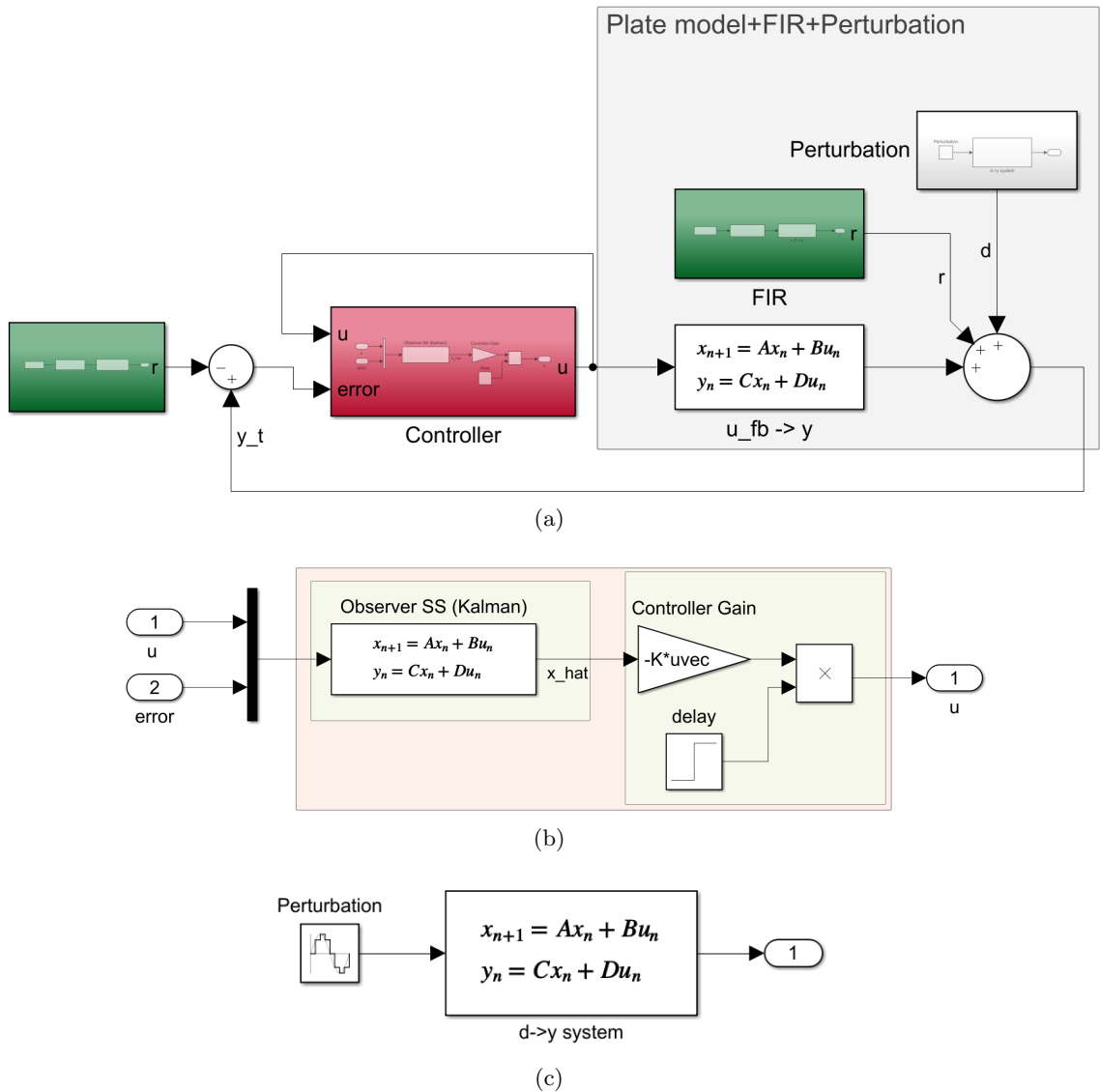


FIGURE 4.21 – Implémentation sur Simulink de (a) la structure finale avec boucle de contrôle, de (b) la commande et de (c) la perturbation.

Résultats

Dans cette sous-section, la synthèse LQG est mise en place et est testée sur l'exemple numérique introduit en début de partie. Le but est de se mettre le plus possible dans les conditions réelles d'utilisation. Ainsi, les deux premiers modes de vibrations sont excités (en mimant des vibrations basses fréquences qui peuvent provenir du moteur ou de l'environnement extérieur) afin de perturber l'algorithme de focalisation d'ondes de flexions, puis de vérifier les performances de la commande LQG.

La synthèse LQG a été réalisée sous le logiciel MATLAB/Simulink. Les résultats présentés dans la suite ont été obtenus pour : $R = 10^{-5}I_{n,n}$ et $Q = 10^8 I_{n,n}$.

Dans un premier temps, une perturbation de type sinus excitant le premier mode à 127 Hz est appliquée au milieu de la plaque. Le signal à reconstruire en feedforward est un sinus balayé de 1s, allant de 100 Hz à 500 Hz. Le signal de référence r est donc constitué des cinq valeurs de déplacements aux capteurs après application du feedforward.

La figure 4.22 montre la réponse temporelle de la plaque aux capteurs pour le système en boucle ouverte (FIR), boucle ouverte avec perturbations et ensuite avec application de la commande LQG. La figure 4.23 montre les transferts $H(f)$ entre le sinus balayé en entrée du feedforward et les cinq points d'observations, pour le système en boucle ouverte (FIR), boucle ouverte avec perturbations et ensuite avec application de la commande LQG.

En fréquentiel, pour les cinq points d'observation, la commande amène une réduction au niveau du mode de plus de 15 dB. C'est aussi flagrant en temporel où le correcteur force le système à suivre la référence tout en réduisant très fortement l'impact du premier mode.

Dans un second temps, les mode 1 et 2 sont excités pour voir si la commande permet d'étouffer deux modes. Les résultats sont disponibles à la figure 4.24 en temporel et à la figure 4.25 en fréquentiel. Sur les actionneurs/capteurs 2 et 4, où sont visibles les modes 1 et 2 excités, le mode 1 est réduit de plus de 15 dB et le mode 2 de plus de 20 dB. On voit donc que lorsque les deux modes sont étouffés, l'algorithme STIF ne voit que très peu dégradé ses performances.

Conclusion

Une stratégie originale de contrôle actif a été mise en place afin de compenser les éventuelles perturbations venant affecter les performances de l'algorithme STIF permettant de focaliser les ondes de flexion. Après une revue de la littérature sur les méthodes de contrôle par feedforward et feedback, une commande de type LQG a été choisie. En effet, elle se base sur un modèle et est donc très accessible physiquement. Bien que dans cette partie la commande est testée sur un exemple numérique, la conception d'un observateur d'état (Filtre de Kalman) permet d'appliquer cette commande à un cas d'étude réel. Lorsque les deux premiers modes de la plaque sont excités, il est montré que la commande rejette ces perturbations, avec une réduction de plus de 15 dB pour le premier et 20 dB pour le second, tout en maintenant la focalisation des

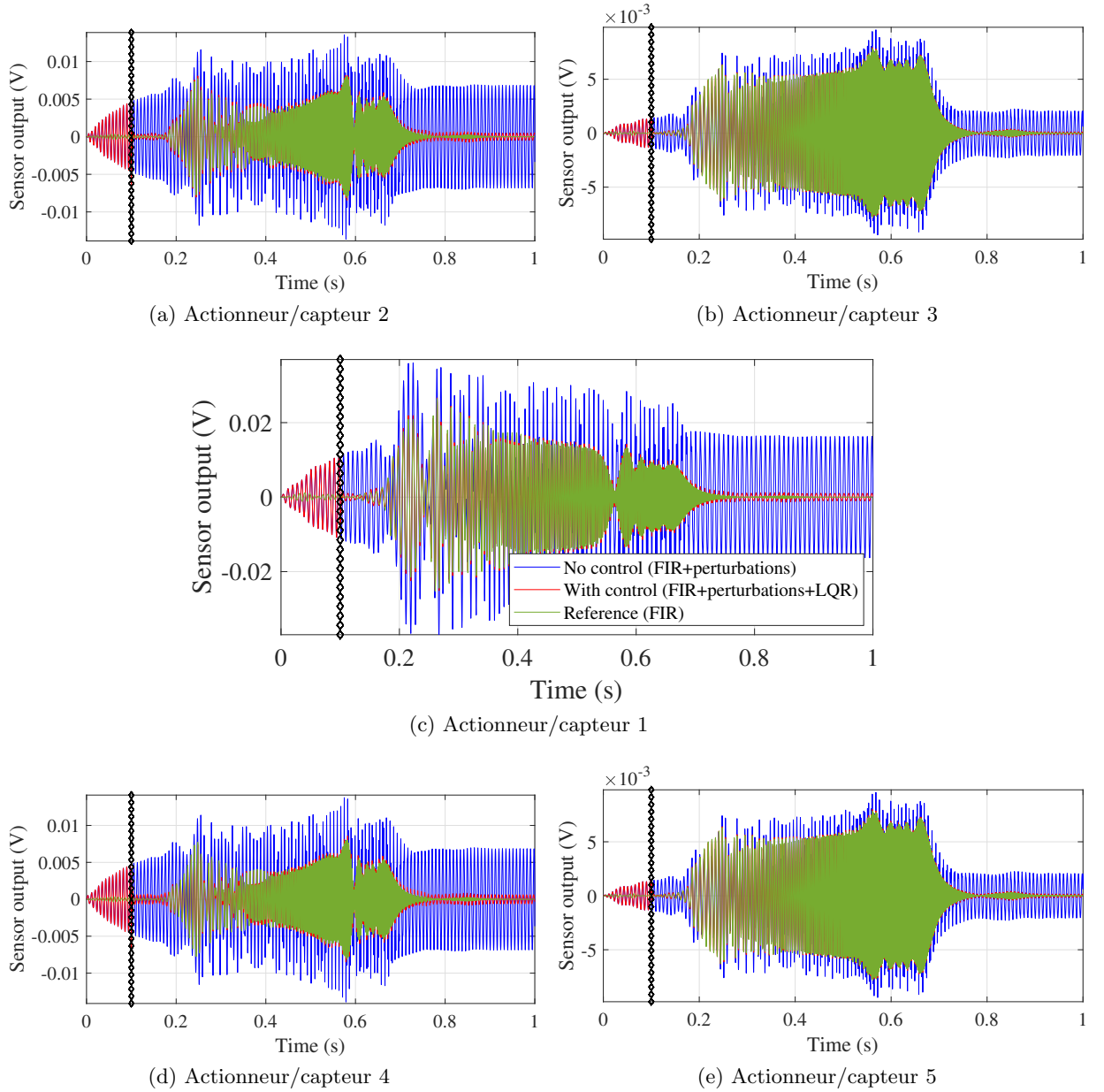


FIGURE 4.22 – Réponses temporelles de la plaque au niveau des cinq points de mesures. La courbe verte correspond à la référence sans perturbations (uniquement le STIF), la courbe bleue représente le STIF avec une perturbation, et l'action du régulateur LQR est tracée en rouge. Le trait vertical noir faisant référence au début de l'activation de la commande.

ondes avec le feedforward. Cependant, pour prendre en compte les incertitudes du modèle a priori, il faudrait aller vers une commande robuste de type H_∞ . Même si (faute de temps) la validation pour la partie contrôle actif est restée à un niveau de simulation, la procédure peut être déployable sans problème majeur. En partant du modèle numérique EF recalé, un premier modèle réduit peut être obtenu. Ce modèle qui sera utilisé pour l'élaboration de la commande LQG peut être validé à travers une procédure d'identification expérimentale en conditions réelles.

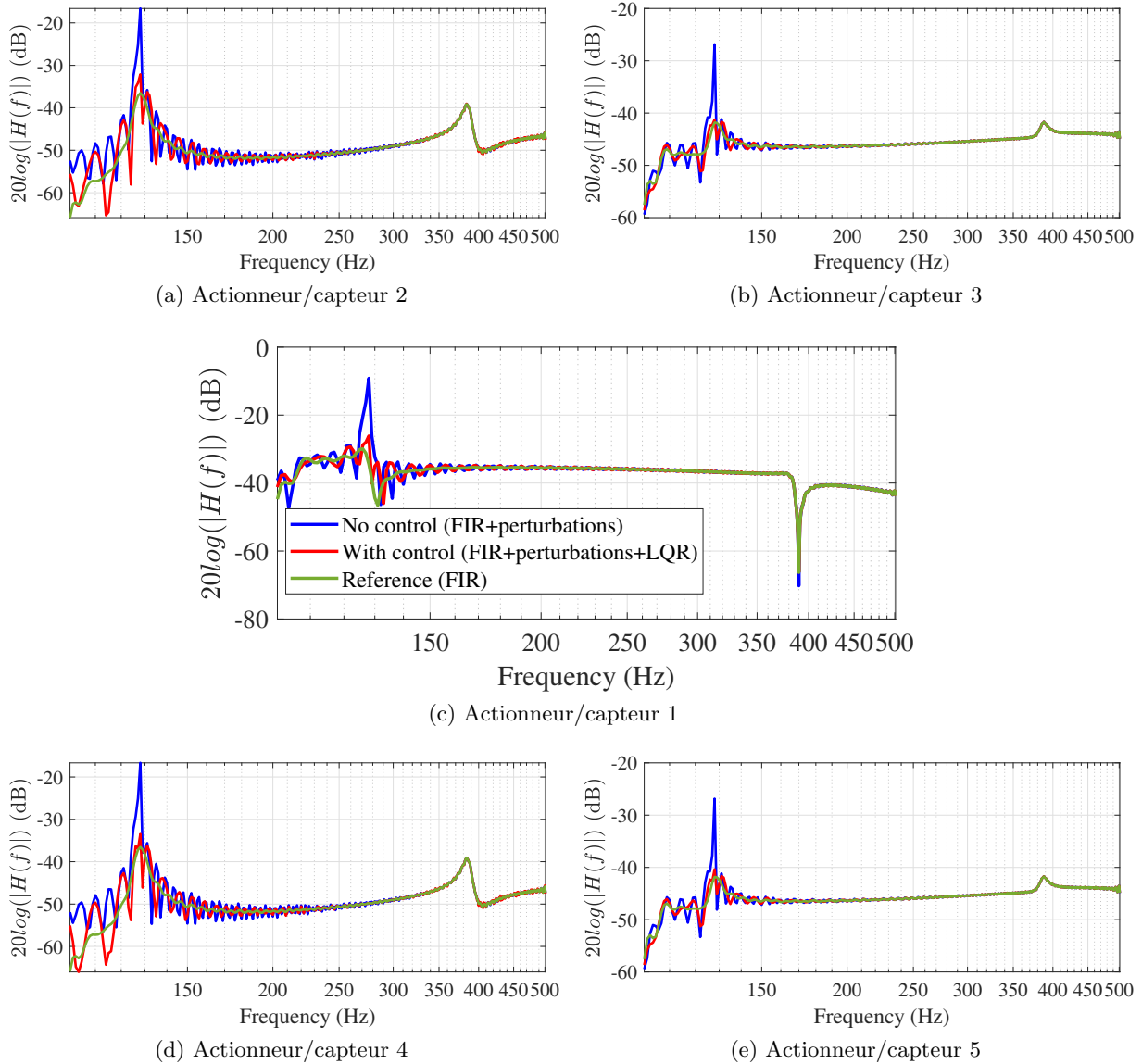


FIGURE 4.23 – Transferts entre le sinus balayé en entrée des actionneurs et les cinq points d'observations. La courbe verte correspond à la référence sans perturbations (uniquement le STIF), la courbe bleue représente le STIF avec une perturbation, et l'action du régulateur LQR est tracée en rouge.

L'approche utilisée dans ce travail a consisté en une approche basée sur des modèles utilisant des transferts points à points. Ainsi, une prochaine étape consistera en l'utilisation d'une commande spatiale de type H_∞ , utilisant des modèles distribués sur l'ensemble du domaine de la structure.

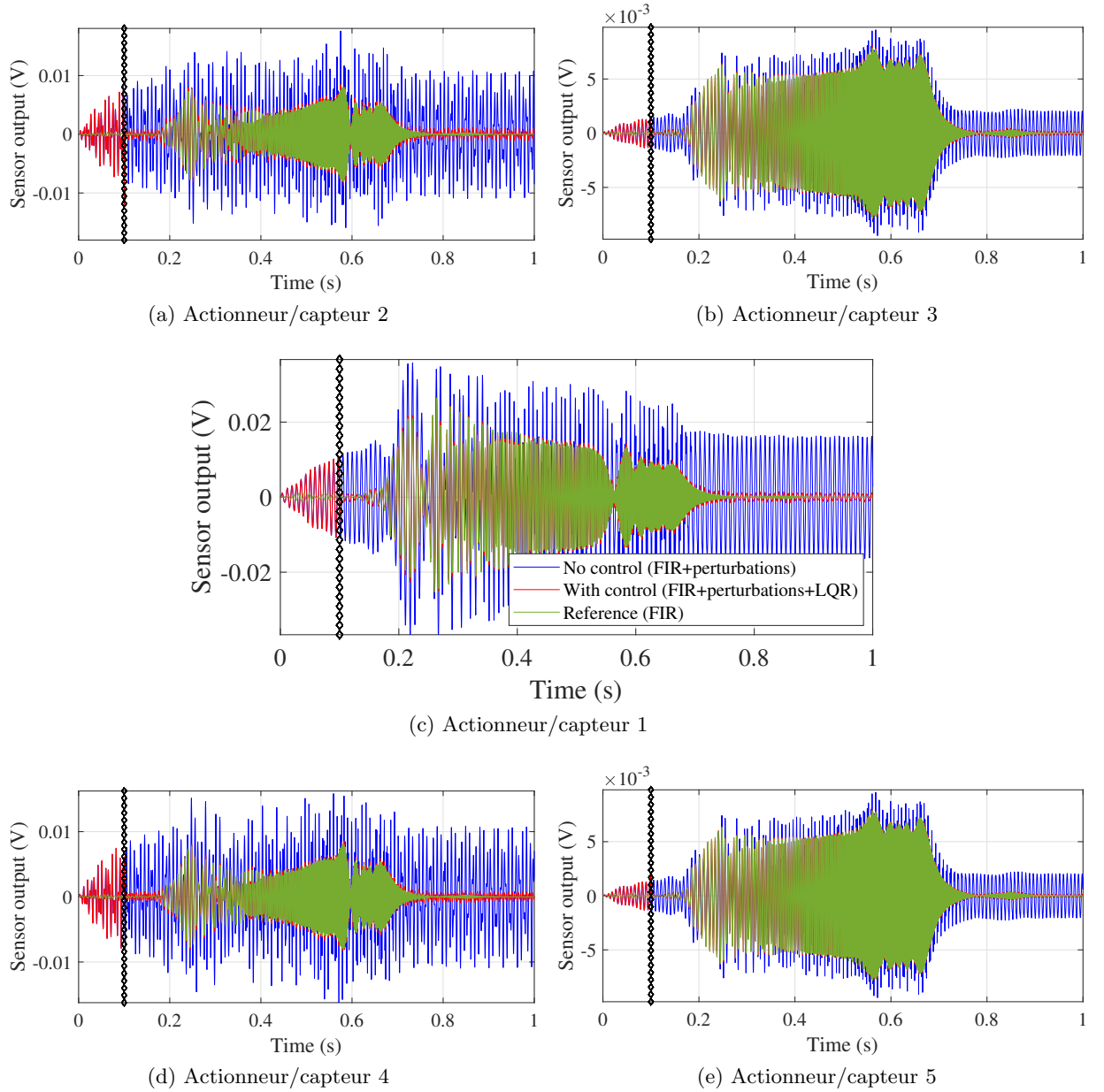


FIGURE 4.24 – Réponses temporelles de la plaque au niveau des cinq points de mesures. La courbe verte correspond à la référence sans perturbations (uniquement le STIF), la courbe bleue représente le STIF avec deux perturbations, et l'action du régulateur LQR est tracée en rouge. Le trait vertical noir faisant référence au début de l'activation de la commande.

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre deux méthodologies ont été mises en place afin de compenser les effets de l'environnement dans la focalisation d'ondes de flexion. Le première effet étant la température. Ainsi, une méthode basée sur le suivi et l'identification expérimentale de modes a été mise en place afin d'extraire une loi de dépendance entre les paramètres matériaux et la température.

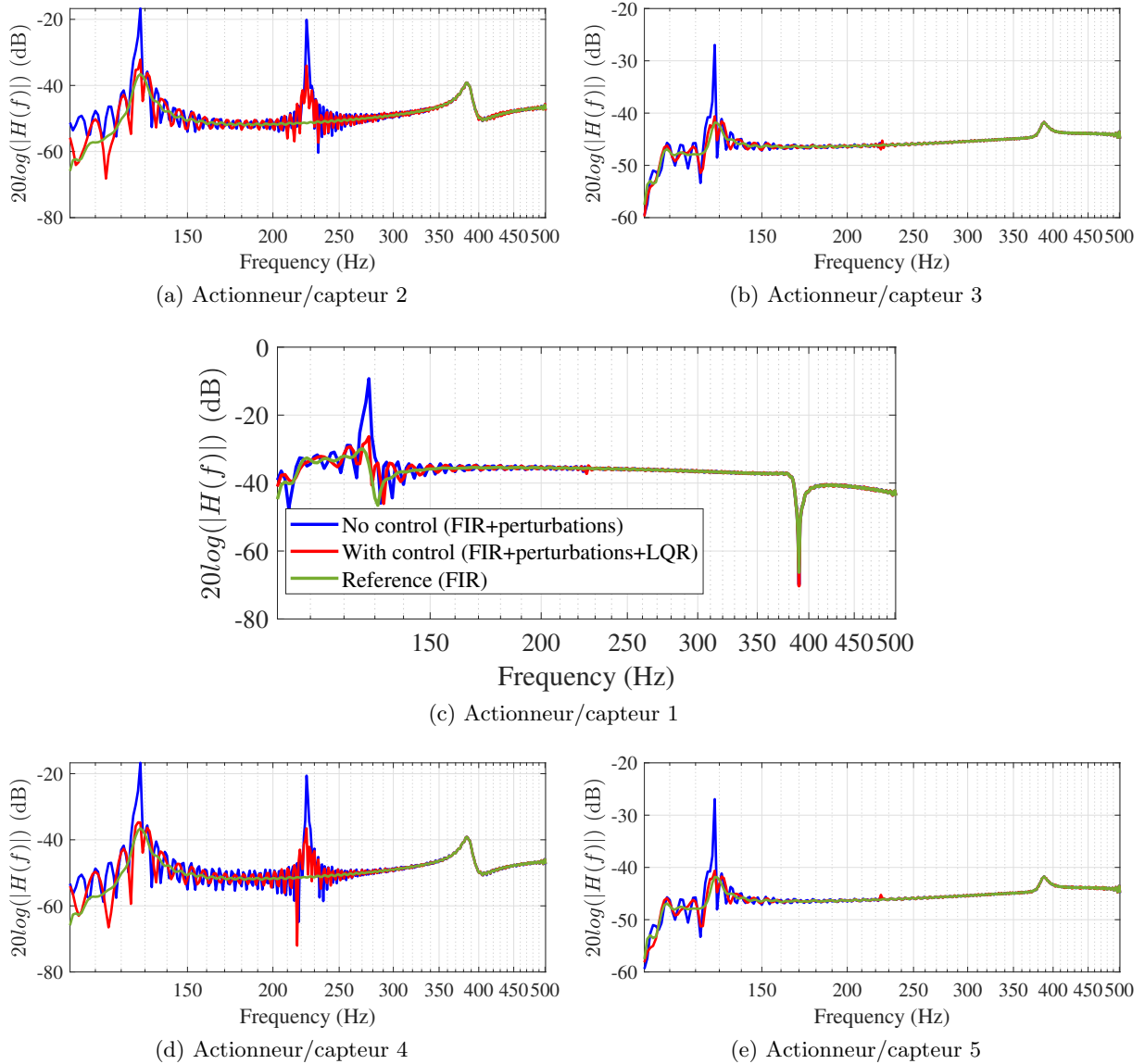


FIGURE 4.25 – Transferts entre le sinus balayé en entrée des actionneurs et les cinq points d'observations. La courbe verte correspond à la référence sans perturbations (uniquement le STIF), la courbe bleue représente le STIF avec deux perturbations, et l'action du régulateur LQR est tracée en rouge.

Ensuite, ceci a permis de paramétrer un jumeau numérique en température pour prédire les filtres FIR d'une méthode de focalisation d'ondes de flexion en fonction de la température. Enfin, un réseau de neurones est entraîné afin d'apprendre la relation non-linéaire entre la température et les filtres FIR, et donc d'être en mesure d'adapter ces filtres à la température adéquate.

Le second effet étudié et compensé met en jeu les vibrations à basses fréquences. De ce fait, une première étape a été de définir un cas test numérique avec une forme cible et un signal audio à maintenir au niveau de la plaque. Ensuite, une commande optimale LQG a été conçue

afin de rejeter les perturbations créées sur les deux premiers modes propres, tout en maintenant la consigne de départ.

5

Conclusion et perspectives

Sommaire

5.1	Conclusion	113
5.1.1	Focalisation ondes de flexion	114
5.1.2	Effets environnementaux	115
5.1.3	Ouverture sur le rendu sonore	115
5.2	Perspectives	116

5.1 Conclusion

Le travail effectué pendant cette thèse visait à proposer et valider des solutions alternatives aux haut-parleurs électrodynamiques classiquement utilisés dans l'automobile et qui soient compatibles avec le rendu sonore spatialisé.

Le chapitre 2 nous permet dans un premier temps de dégager les différentes caractéristiques physiques relatives aux vibrations et rayonnements de plaques. Ensuite, une étude bibliographique et technologique a permis de répertorier et classer les différentes technologies de rendu sonore spatialisé, tout en mettant en exergue les différents points positifs et les inconvénients. Les principaux avantages des DMLs, MAPs, et LaMAPs sont leur faible encombrement, et donc la capacité à former un environnement immersif large avec un nombre de sources conséquents. Or, les DMLs possèdent aussi des faiblesses, notamment leur comportement modal à basse fréquence induisant des pics marqués dans le spectre de fréquence ainsi que des distorsions. Des chercheurs ont proposé des panneaux plus grands (les MAPs et LaMAPs) pour éviter ces phénomènes de vibrations modales, les équipant de plusieurs actionneurs gouvernés par des signaux différents. Or le phénomène d'interférences est omniprésent.

Fort de ce constat, l'axe de travail principal qui a été adopté est le contrôle vibratoire de pièces d'habitacles de voiture afin d'en faire des sources rayonnant comme des pistons plans. Ainsi, en contrôlant de manière précise l'état vibratoire de la structure, nous pourrions reproduire la meilleure source sonore possible. Ces sources seront ensuite compatibles avec des méthodes de rendu sonore spatialisé, qui elles nécessitent en premier lieu des sources omnidi-

rectionnelles idéalement. Pour répondre à ce défi, nous avons investigué deux axes principaux. A savoir la focalisation d'ondes de flexion dans des structures de type plaque. Ensuite, vient la compensation des effets de l'environnement extérieur afin de garantir la bonne focalisation des ondes de flexion.

5.1.1 Focalisation ondes de flexion

Dans le chapitre 3, nous avons étudié trois méthodes de focalisation d'ondes qui ont été adaptées pour les ondes de flexion. Elles ont été présentées sous un formalisme unifié et ont été comparées à l'aide d'ICP, sur une plaque test numérique. C'est le STIF qui présente les meilleures performances pour le cas de la restitution audio. Il permet de focaliser précisément dans une bande de fréquence (où le nombre de modes est égal au nombre d'actionneurs) spatialement les vibrations mais aussi la phase du signal audio. En effet, les filtres utilisés sont à phase linéaire, et étant donc adaptés à l'audio. De plus, une analyse des non-linéarités montre que le STIF n'en introduit pas plus qu'un système de haut-parleurs plans classiques.

Une validation des trois méthodes sur un cas réel a ensuite été conduite, utilisant premièrement des données expérimentales pour l'apprentissage, confirmant les résultats numériques. Ensuite, les méthodes STIF et TR ont été appliquées sur la même plaque physique utilisant des données apprises sur un modèle numérique. Ainsi, les filtres de l'algorithme STIF peuvent être calibrés par l'intermédiaire d'un jumeau numérique et fournissent des résultats très intéressants. Ceci permet de faciliter l'industrialisation de ces méthodes. Enfin, le STIF a été utilisé avec succès sur un panneau de porte de Peugeot 3008, montrant des résultats préliminaires d'utilisation et d'industrialisation possible de ce type de technologies dans l'industrie automobile.

Un inconvénient du STIF est qu'il nécessite un nombre élevé de mesures, ce qui peut être un frein à un déploiement industriel. Mais nous avons montré qu'un apprentissage sur un jumeau numérique est toutefois possible offrant des perspectives intéressantes. La taille des FIR est obtenue en sous échantillonnant l'opérateur de propagation inversé en fréquence. Il faut donc faire attention à choisir un nombre suffisant de coefficients pour garantir une reproduction optimale tout en réduisant le coût de calcul.

Nous nous sommes concentrés sur l'aspect vibratoire. Une grande partie du travail a consisté en la mise en place de simulations numériques et de bancs d'essais afin de mettre en œuvre ces algorithmes. En effet, nous étions partis du postulat que le fait de contrôler finement les garnitures de voiture permettra in fine d'accéder à un meilleur rendu sonore. Or, dû entre autre aux conditions sanitaires, il y a eu un manque de validation acoustique et d'une éventuelle égalisation afin de tirer parti au mieux de ces nouveaux types de haut-parleurs. De surcroît, une comparaison à des haut-parleurs existants est nécessaire, d'un point de vue autant objectif que subjectif.

5.1.2 Effets environnementaux

La plage de variation de températures dans une voiture en fonction du lieu géographique peut varier de -10°C à 60°C . Il existe aussi des vibrations basses fréquences induites par le moteur et la route provoquant des perturbations sur les garnitures et un inconfort sonore. Ainsi, le chapitre 4 nous a permis d'étudier les influences de ces effets environnementaux sur la méthode de focalisation d'ondes de flexion STIF.

Nous avons commencé par mettre en place une méthode de suivi et d'identification modale afin d'extraire la dépendance en température des paramètres matériaux d'une plaque en polypropylène, en utilisant un four thermorégulé. Un effet sur le décalage des fréquences propres est visible ainsi que sur le module de Young, le facteur de perte et le coefficient de Poisson, rendant l'apprentissage du STIF à la température ambiante non compatible pour les autres températures.

De ce fait, un jumeau numérique initialement défini au chapitre 3 a ensuite été paramétré en température afin de calculer les filtres et simuler le STIF en fonction de la température. Un réseau de neurones a permis de créer un lien non-linéaire entre les FIRs en fonction de la température, et peut être utilisé pour charger les bons FIR aux bonnes températures. Il reste cependant à étudier expérimentalement l'effet d'un gradient de température spatial, ou d'un changement brutal de température. De même, les effets des conditions aux limites et imperfections des structures en jeux devront être étudiés.

Le second effet environnemental compensé est l'effet des vibrations perturbant les méthodes de focalisation d'ondes de flexion, dans la même gamme des basses fréquences que la plage de fonctionnement du STIF. L'idée a été d'utiliser une commande par retour d'état de type LQG couplé au STIF. Il s'avère qu'il est possible de maintenir de bonnes performances pour l'algorithme de focalisation tout en étouffant les vibrations parasites. Les deux premiers modes ont été atténués de plus de 15 dB. Même si la validation est restée à un niveau de simulation, la procédure peut être déployée sur des structures réelles. En partant du modèle numérique EF recalé, un premier modèle réduit peut être obtenu. Ce modèle qui sera utilisé pour l'élaboration de la commande LQG peut être validé à travers une procédure d'identification expérimentale en conditions réelles.

5.1.3 Ouverture sur le rendu sonore

Des travaux préliminaires relatifs au rayonnement des méthodes de focalisation d'ondes de flexion sont décrits en annexe B. Ainsi, un calcul du rayonnement des méthodes de focalisation d'ondes de flexion est étudié via les intégrales de Rayleigh. Ensuite, une démarche d'application d'une méthode de spatialisation de champs sonores appelée transaural est proposée et décrite. Les résultats sont encourageants et nécessitent un effort supplémentaire pour arriver à des simulations consistantes. En effet, les simulations sont multi-physiques et complexes, qui nécessitent des développements et optimisations spécifiques. Des travaux sont actuellement en cours de développement au sein de l'équipe DYSCO du laboratoire PIMM.

5.2 Perspectives

Au début du projet SOURCE, le choix technologique de départ a été de partir d'une portière de voiture existante et de l'instrumenter d'actionneurs piézoélectriques ou électrodynamiques, pour des raisons de process logistique. Or, ces structures sont conçues pour des applications bien précises à savoir l'accueil d'un haut-parleur de dimension et de taille non négligeable. Nous avons utilisé des exemples numériques simples de plaques pour l'étude paramétrique. Or, pour la suite il faudrait travailler sur la rétro-conception de panneaux de portes afin de déterminer une géométrie et des propriétés matériaux permettant une performance acoustique optimale tout en conservant les caractéristiques de résistance au choc et à la fatigue. Un modèle EF recalé décrivant avec précision le panneau de portière et ses conditions aux limites complexes devra aussi être mis en place afin de faire de l'optimisation de forme et ensuite servir de jumeau numérique. Ceci permettra d'alléger la mise en place de l'algorithme STIF.

De plus, le matériau choisi dans ce cas est le polypropylène. Celui-ci est fortement amorti et rayonne un son plutôt qualifié de « chaud ». Or, des matériaux possédant plus de brillance d'un point de vue acoustique pourraient être testés comme des vitres, ou des structures de type fibres de carbones par exemple.

Le projet SOURCE, freiné par l'épidémie de Covid-19, n'a pas pu permettre de répondre aux questions de type rendu sonore. Comme expliqué en annexe C, des écoutes subjectives encourageantes ont montré l'intérêt de l'algorithme STIF sur une portière de voiture d'un point de vue perceptif. En revanche, des mesures objectives et écoutes subjectives dans une voiture test en condition réelle initialement planifiées n'ont finalement pas pu avoir lieu. Ces expériences sont très importantes dans la mesure où elles permettent de vérifier le ressenti des usagers. Ainsi, les futurs travaux menés devront après optimisation des sources sonores, prendre en compte l'aspect perceptif, en déployant des algorithmes d'égalisation et de spatialisation dans un habitacle entier.

A

Passage du modèle EF au système d'état

Cette annexe a pour but de préciser la construction des systèmes d'états des modèles éléments finis utilisés tout le long du manuscrit et comment ils ont été simulés. Les développements suivants sont basés sur le document [103].

Pour commencer, il faut partir de l'équation de la dynamique classique obtenue après discrétisation éléments finis :

$$[M]\{\ddot{q}(t)\} + [C]\{\dot{q}(t)\} + [K]\{q(t)\} = \{F(t)\}, \quad (\text{A.1})$$

$\{q(t)\}$ étant le vecteur des degrés de libertés de taille n , $[M], [C], [K]$ les matrices de masse, d'amortissement et de raideur de taille $n \times n$, et $\{F(t)\}$ le vecteur des chargements extérieurs.

Le terme d'entrée $\{F(t)\}$ peut se décomposer sous la forme :

$$\{F(t)\} = [b]\{u(t)\}, \quad (\text{A.2})$$

avec $[b]$ une matrice spatiale représentant le chargement indépendante du temps et le vecteur $\{u(t)\}$ l'expression temporelle du chargement.

Pour les sorties, il est possible de définir le vecteur $\{y(t)\}$ par l'équation d'observation :

$$\{y(t)\} = [c]\{q(t)\}, \quad (\text{A.3})$$

avec $[c]$ contenant les sorties à observer.

Le système d'état s'écrit donc [103] :

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} \dot{q} \\ \ddot{q} \end{Bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M^{-1}K & -M^{-1}C \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} q \\ \dot{q} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1}b \end{bmatrix} \{u\} \\ \{y\} &= \begin{bmatrix} c & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} q \\ \dot{q} \end{Bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Or ce modèle n'est jamais utilisé, principalement à cause du fait que la matrice M n'est pas toujours inversible, et mène à un système d'état difficile à intégrer numériquement.

Ainsi, une étape de réduction de modèle est effectuée. Après avoir calculé un certain nombre NM de modes propres ϕ_j pertinent dans la bande de fréquence d'intérêt, une correction statique T_C est rajoutée, prenant en compte la contribution des modes à haute fréquence tronqués, et formant la base modale de taille $N \times N_R$:

$$[T] = [[\phi_1 \dots \phi_{NM}] [T_C]]. \quad (\text{A.5})$$

Les modes propres calculés vérifient les relations d'orthogonalité par rapport à la masse et à la raideur :

$$\{\phi_i\}^T [M] \{\phi_j\} = \delta_{ij} \quad , \quad \{\phi_i\}^T [K] \{\phi_j\} = \delta_{ij} \omega_j^2 \quad (\text{A.6})$$

Pour ce qui est de la matrice d'amortissement, nous choisissons un amortissement modal proportionnel tel que :

$$\{\phi_i\}^T [C] \{\phi_j\} = \delta_{ij} 2\xi_j \omega_j. \quad (\text{A.7})$$

Soit un vecteur de coordonnées généralisées $\{p(s)\}$ de taille N_R , en posant :

$$\{q(s)\} = [T] \{p(s)\}, \quad (\text{A.8})$$

En réinjectant A.8 dans A.4, et en multipliant à gauche par T^T , nous obtenons le système d'état réduit suivant :

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} \dot{p} \\ \ddot{p} \end{Bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & I \\ -[\Omega_j^2] & -[\Gamma] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} p \\ \dot{p} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \phi^T b \end{bmatrix} \{u\} \\ \{y\} &= [c\phi \quad 0] \begin{Bmatrix} p \\ \dot{p} \end{Bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

avec Ω_j la matrice des fréquences propres au carré et Γ la matrice d'amortissement. Dans notre cas, un modèle d'amortissement modal proportionnel ξ est choisi.

De plus, il est possible de mettre la correction statique dans une matrice $[D]$ plutôt que dans la base modale, tel que :

$$\{y\} = [c\phi \quad 0] \begin{Bmatrix} p \\ \dot{p} \end{Bmatrix} + [D] \{u\}. \quad (\text{A.10})$$

La toolbox SDT (Structural Dynamic Toolbox) [103], permet avec la fonction *fe2ss* de faire cette étape de création de système d'état à partir d'un modèle EF. Ensuite la fonction *lsim* de Matlab permet d'effectuer le calcul temporel dynamique.

B

Spatialisation

Cette annexe a pour but de présenter des résultats préliminaires relatifs au rayonnement des méthodes de focalisation des ondes de flexion. Pour commencer, un calcul du rayonnement des méthodes est effectué via les intégrales de Rayleigh. Ensuite, une démarche d'application d'une méthode de spatialisation de champs sonores appelée « transaural » est présentée.

B.1 Validation acoustique des méthodes de focalisation d'ondes de flexion

Cette section s'intéresse à la validation acoustique des algorithmes présentés précédemment, au chapitre 3, section 3.4. Une fois le contrôle spatial effectué, il faut vérifier si le rayonnement répond aux exigences énoncées dans le chapitre d'introduction, à savoir le caractère omnidirectionnel et réponse plate en fréquence. Pour ce faire, des intégrales de Rayleigh sont utilisées pour calculer le rayonnement de plaque soumises aux algorithmes de spatialisation.

Pour rappel, la forme de la cible consiste en un rectangle mesurant $(0, 25L_x; 0, 3L_y)$ et centré à $(0, 3L_x; 0, 6L_y)$. De plus, le signal audio à reconstruire est un sinus balayé d'une durée de 2 secondes, de 100 Hz à 800 Hz, échantillonné à 44.1 kHz. Le nombre d'actionneurs et leur disposition sont disponibles à la figure B.1.

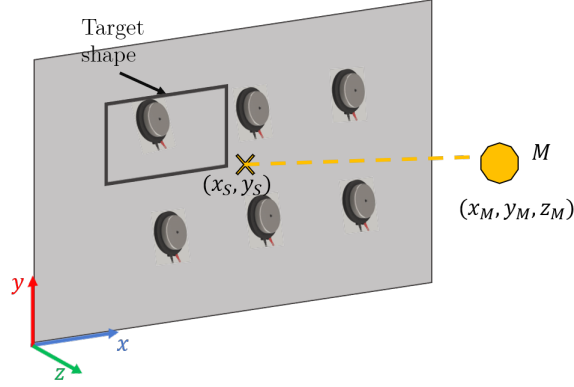
B.1.1 Intégrales de Rayleigh

Soit $u(r_S, t)$ le déplacement transversal de la plaque et $U(r_S, f)$ sa transformée de Fourier, où $r_S = (x_S, y_S)$ un point de la plaque. Le son émis par une plaque bafflée dans un fluide, en un point d'observation $r = (x_M, y_M, z_M)$ est calculé à l'aide de l'intégrale de Rayleigh, définie par :

$$P(r, f) = \frac{\omega^2 \rho_0}{2\pi} \iint_S \frac{U(r_S, f) e^{-jk|r-r_S|}}{|r-r_S|} dS(r_S), \quad (\text{B.1})$$

où $\rho_0 = 1.2 \text{ kg/m}^3$ la masse volumique de l'air, $c_0 \approx 343 \text{ m/s}$ la vitesse du son dans l'air.

Le niveau sonore de pression ou Sound Pressure Level (SPL) est calculé de la manière



(a) STIF

FIGURE B.1 – Schéma de principe de la plaque et des actionneurs, avec la forme cible, et le point d'observation.

suivante :

$$SPL(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{|P(r, f)|^2}{P_{ref}^2} \right), \quad P_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} Pa, \quad (B.2)$$

où, $P_{ref} = 20 \mu Pa$, qui est approximativement le seuil audible de l'oreille humaine à 1 kHz.

B.1.2 Résultats

Les résultats des simulations dans la bande de fréquence de contrôle 100 Hz - 800 Hz, sont donnés à la figure B.2. Le point d'observation est situé à 1 m en face du centre de la forme cible.

Nous pouvons constater que l'algorithme STIF permet de se rapprocher le mieux d'une source de type piston, en effet la réponse est plutôt lisse et l'influence des modes très peu présente. Il faut ensuite utiliser une stratégie d'égalisation afin de pouvoir avoir le même gain dans toute la bande de fréquence. Le MC suit aussi la même tendance mais reste très marqué par ses modes. Pour ce qui est du TR et en l'absence de contrôle, ces méthodes fournissent des courbes SPL très marquées par les modes de rayonnement.

B.2 Méthodes de reconstruction de champs sonores

Cette section permet d'étudier la méthode de spatialisation basée sur le transaural. L'idée est de tester les capacités de cette méthode sur un exemple simple basé sur des sources ponctuelles et ensuite étendre cela à une plaque rayonnant via l'algorithme STIF.

B.2.1 Transaural

L'objectif du transaural est de restituer les HRTFs des personnes en utilisant deux haut-parleurs (voir figure B.3). Les HRTFs ou « Head Related Transfer Functions » sont les fonctions de transferts entre une source sonore et les oreilles, filtrées par la tête et le torse. Étant donné qu'il y a deux oreilles et deux haut-parleurs pour la restitution, il existe quatre chemins. Il est

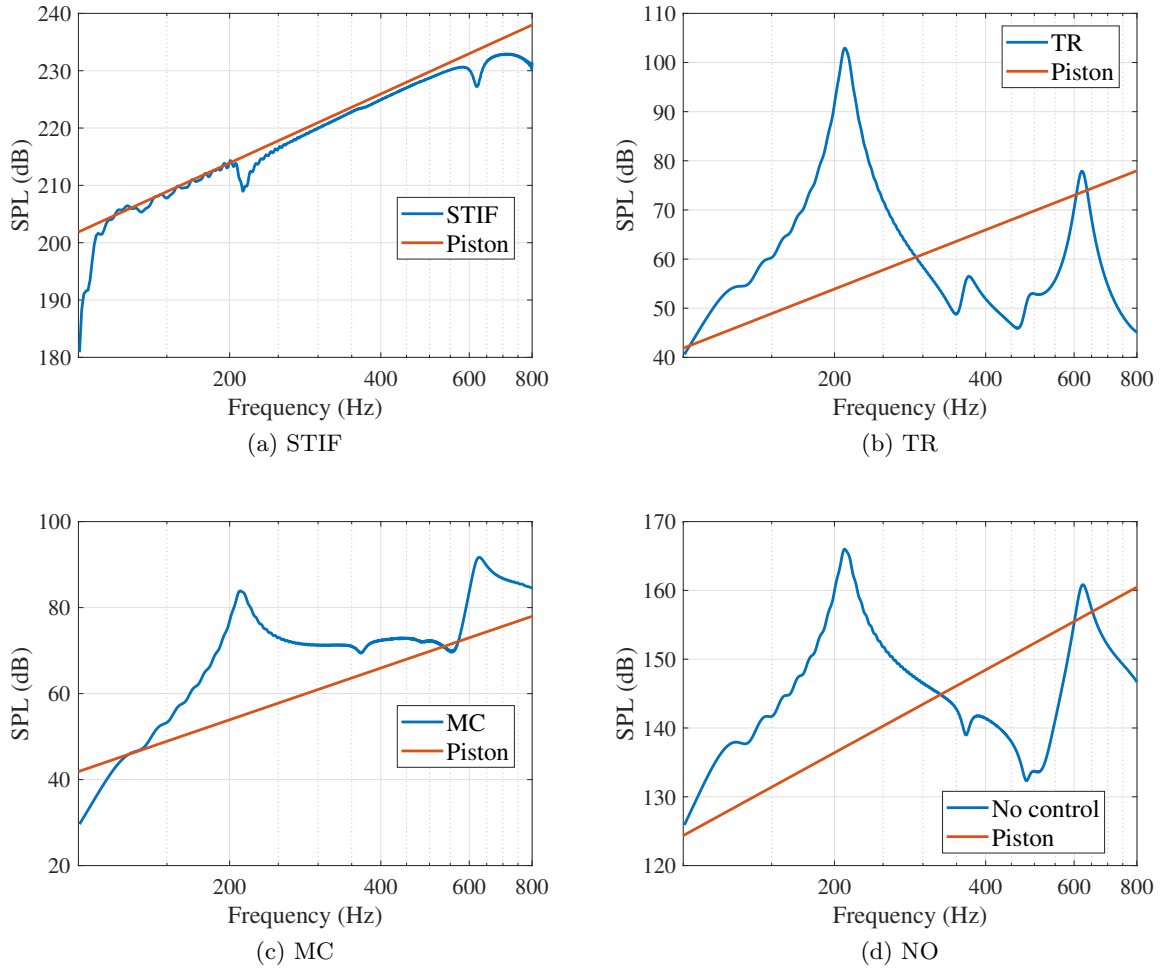


FIGURE B.2 – Pression rayonnée en face de la source cible, pour les quatre méthodes.

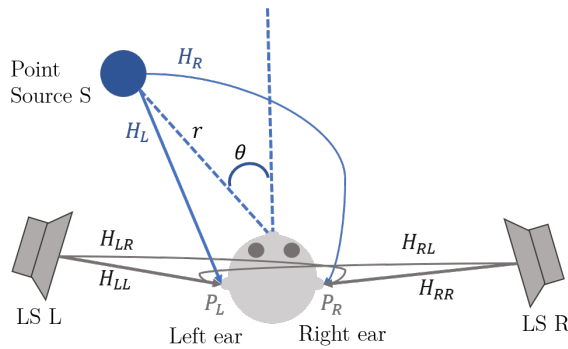


FIGURE B.3 – Schéma illustrant les différents chemins à annuler pour le transaural.

donc nécessaire de mettre en place des filtres permettant d'annuler les chemins croisés. Cette méthode est basée sur la reproduction des chemins H_L et H_R entre la source virtuelle S et les oreilles gauche et droite de l'auditeur [15, 166]. Les pressions au niveau des oreilles gauche et droite s'écrivent :

$$\begin{cases} P_L = H_L \cdot S \\ P_R = H_R \cdot S \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Soit H_{LR} et H_{LL} les chemins entre le haut-parleur gauche « LS L » et les oreilles, et H_{RL} et H_{RR} les chemins entre le haut-parleur droit « LS R » et les oreilles. Ainsi, le principe d'annulation des chemins croisés permet d'écrire :

$$\begin{cases} H_L \cdot S = C_L \cdot H_{LL} \cdot S + C_R \cdot H_{RL} \cdot S \\ H_R \cdot S = C_L \cdot H_{LR} \cdot S + C_R \cdot H_{RR} \cdot S \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

La résolution du système (B.4) donne :

$$d = H_{LR} \cdot H_{RL} - H_{LL} \cdot H_{RR} \quad (\text{B.5})$$

Les filtres à imposer aux haut-parleurs sont :

$$\begin{cases} C_L = (H_R \cdot H_{RL} - H_L \cdot H_{RR}) / d \\ C_R = (H_L \cdot H_{LR} - H_R \cdot H_{LL}) / d \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Finalement, en prenant les transformées de Fourier inverse, les signaux à alimenter aux haut-parleurs sont donc :

$$\begin{cases} s_L(t) = c_L(t) * s(t) \\ s_R(t) = c_R(t) * s(t) \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

B.2.2 Application numérique sur un cas simple

Une analyse multiphysique est effectuée sur Abaqus/Standard. Les maillages utilisés ainsi que différentes configurations sont disponibles aux figures figure B.4 et figure B.5. Des conditions aux limites absorbantes de type PML « Perfect Matching Layer » sont appliquées sur les bords du fluide.

Les propriétés matériaux de l'air sont un coefficient K_f de 0.142 MPa et une densité de $\rho_f = 1.2 \text{ kg/m}^3$, menant à une vitesse du son dans l'air de 344 m/s. La tête est modélisée par une sphère rigide.

Un schéma d'intégration de type Newton implicit est utilisé.

Le maillage de type tétraédrique est composé de 16661 éléments et de 24873 nœuds.

Phase d'apprentissage

Premièrement, la pression acoustique rayonnée par la source S et reçu au niveau des oreilles ainsi que les SPL des HRTFs sont tracés à la figure B.6. Elles sont normalisées par P_{ref} pour plus de sens physique.

De même, les fonctions de transferts entre les haut-parleurs et les oreilles sont données à la figure B.7.

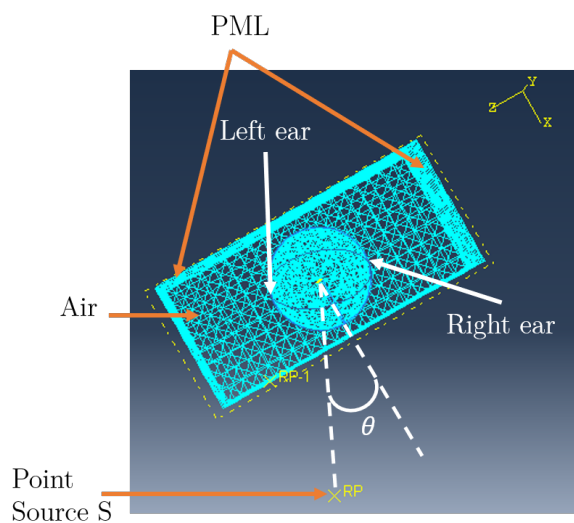


FIGURE B.4 – Maillage pour l'apprentissage et le calcul des différents chemins.

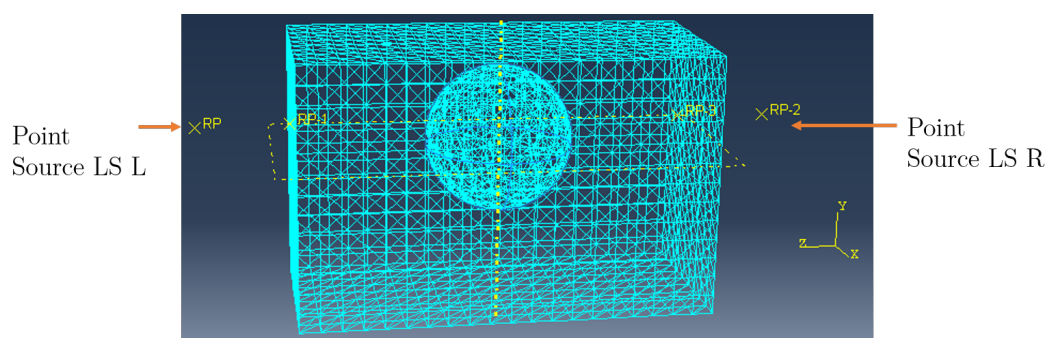


FIGURE B.5 – Maillage pour la restitution transaural.

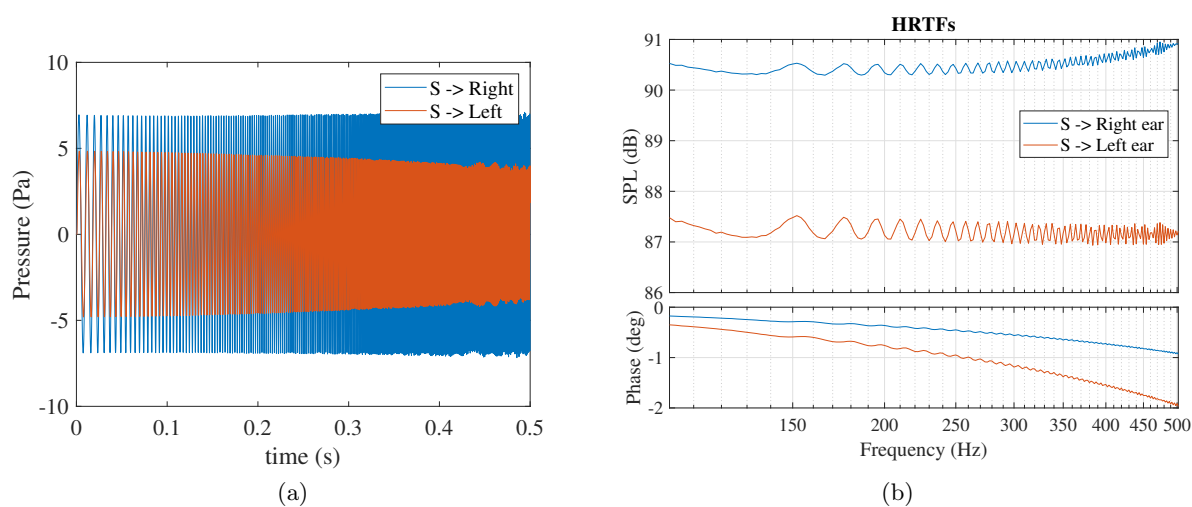


FIGURE B.6 – (a) Pression acoustique reçue au niveau des oreilles. (b) SPL entre la source et les oreilles.

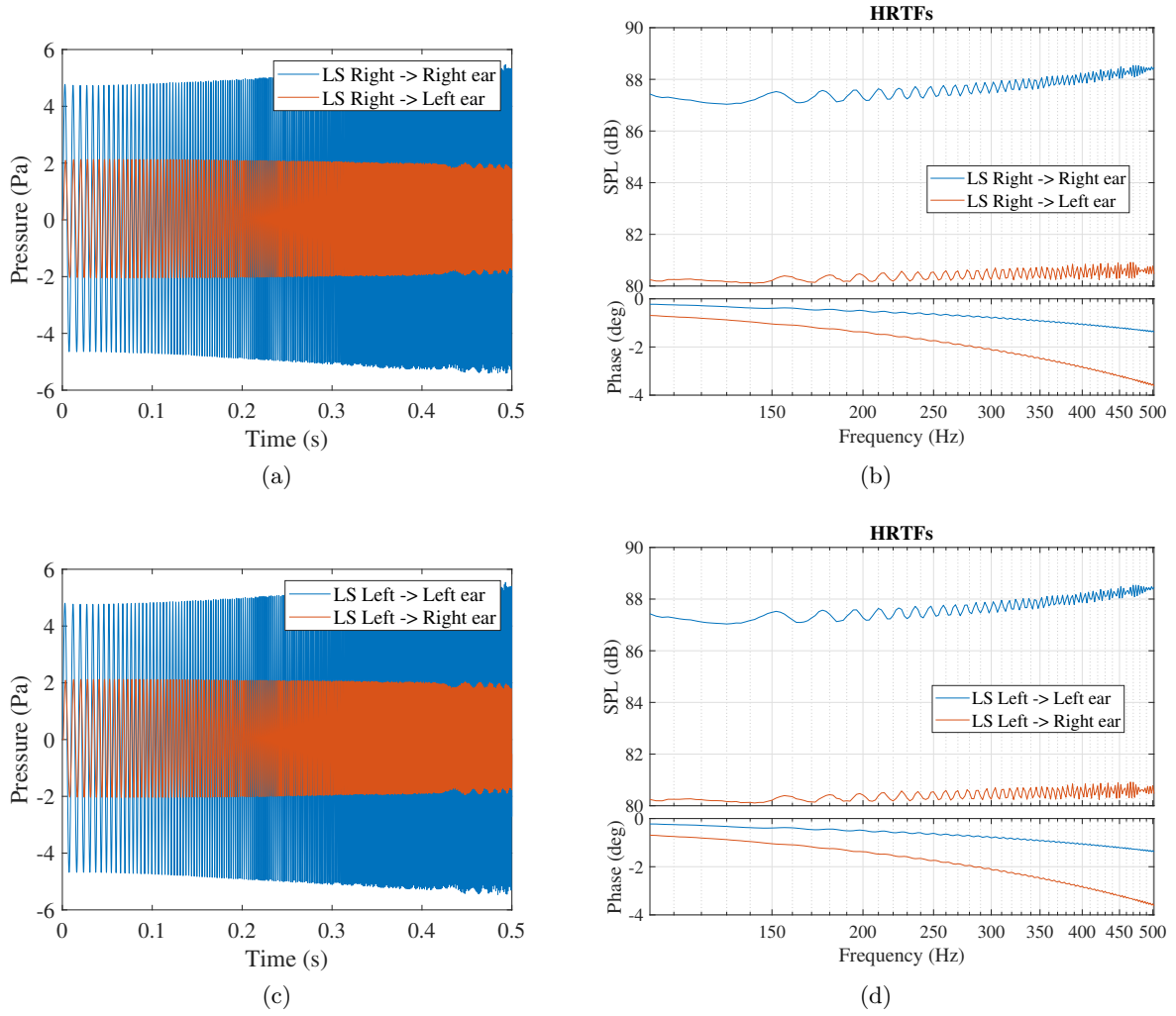


FIGURE B.7 – (a),(c) Pression acoustique rayonnée par le LS droit (resp. LS gauche) et reçue au niveau des oreilles. (b),(d) Transferts entre le LS droit (resp. LS gauche) et les oreilles.

La méthode transaural décrite précédemment est de ce fait utilisée et mène aux résultats donnés à la section suivante.

De plus, nous définissons l'« Intereural Level Difference » (ILD) et l'« Intereural Time Difference » (ITD), tel que :

$$ILD(f) = \left| \frac{HRTF_L}{HRTF_R(f, \theta)} \right|, \quad (B.8)$$

et

$$ITD(f) = \frac{1}{2\pi f} \text{phase} \left[\frac{HRTF_L}{HRTF_R(f, \theta)} \right]. \quad (B.9)$$

Ils permettent de quantifier la différence d'amplitude et de retard du signal audio perçu au niveau des oreilles.

Résultats

Le résultat tracé ci-dessous présente l'application de la méthode transaural après application des filtres. Le signal reconstitué est le même sweep que pour l'apprentissage. De plus, le terme

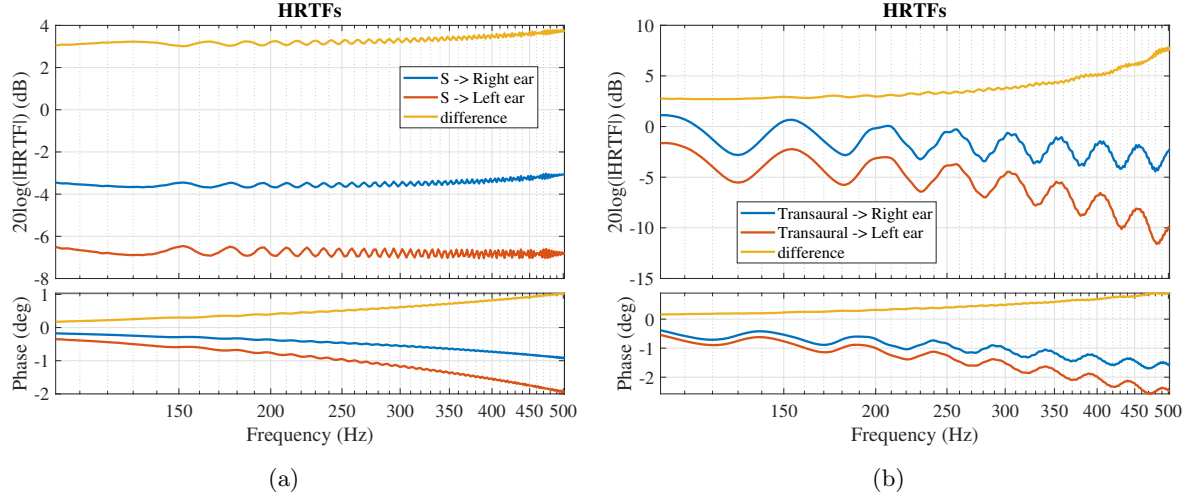


FIGURE B.8 – ITD et ILD entre les oreilles gauche et droite pour (a) la source S et (b) le cas reproduit par transaural.

« difference » présenté correspond à l'ITD (pour la phase) et à l'ILD (pour le gain).

Ces résultats montrent que les chemins peuvent être annulés, mais nécessitent un effort supplémentaire pour reproduire correctement le champ de pression au niveau des oreilles. Ils sont encourageants et à l'heure de l'écriture de ces lignes, des simulations sont toujours en cours.

B.2.3 Application numérique sur un cas mettant en jeu l'algorithme STIF

L'exemple décrit dans cette partie permet d'étudier la possibilité de spatialisation avec les haut-parleurs plans étudiés dans ce manuscrit. Ainsi, les sources ponctuelles précédentes sont remplacées par des plaques actionnées par l'algorithme STIF. Cette sous-section présente la démarche déployée qui reste similaire à la précédente (figure B.9), et ensuite le maillage utilisé (figure B.10). Sur la plaque est imposé des conditions aux limites de type déplacement transversal, qui se résument au champ de déplacements de la plaque commandée par l'algorithme STIF. L'air est aussi entouré de PML, et contient 20695 noeuds, avec une distance entre noeuds de 0.029 m.

Dans ce cas aussi des simulations de validation prometteuses sont toujours en cours.

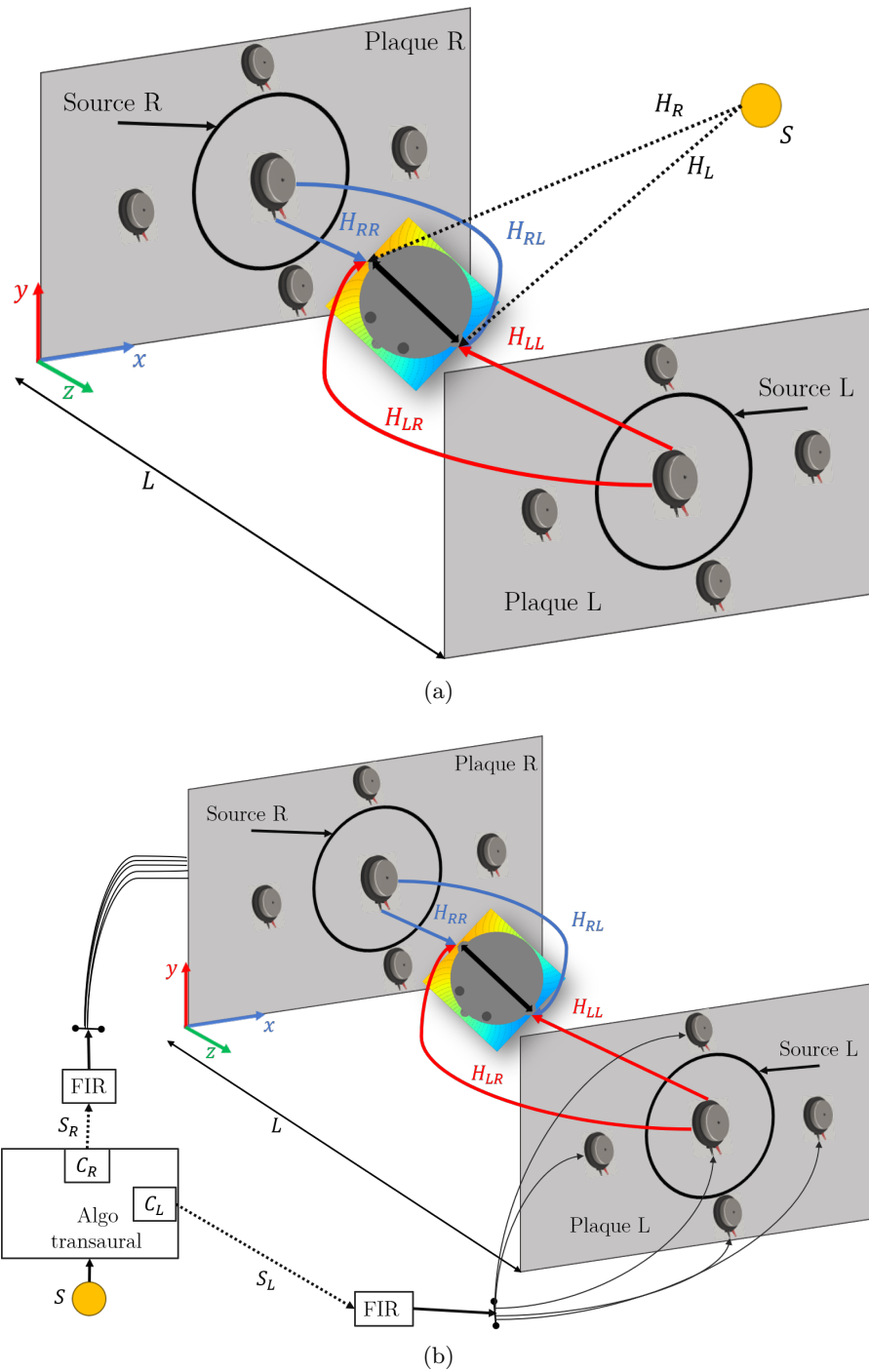


FIGURE B.9 – (a) Schéma de principe du transaural avec les chemins à annuler et la source à reproduire. (b) Schéma du principe transaural final avec spatialisation du son.

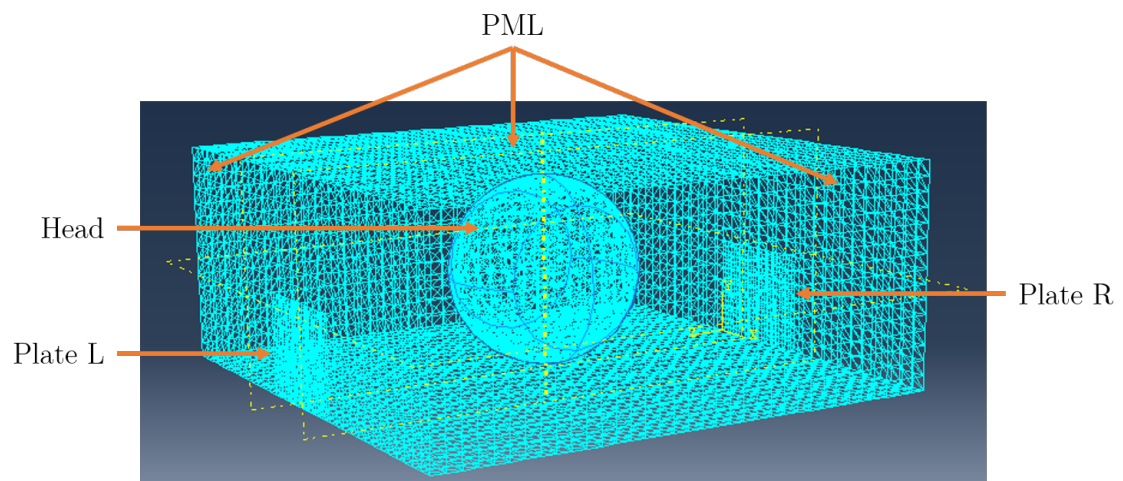
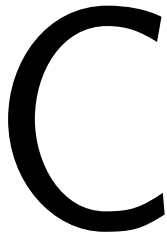


FIGURE B.10 – Maillage de la tête dans l'air entouré des deux plaques servant de haut-parleurs.



Démonstrateur du projet SOURCE

C.1 Démonstrateur

Cette annexe présente le prototype qui a été élaboré durant le projet SOURCE ainsi que les différentes briques technologiques apportées par les différents acteurs. Le but est de réaliser des tests subjectifs afin de comparer les portières fonctionnalisées (MCS) et les haut-parleurs utilisés traditionnellement dans l'automobile, disponible sur une seconde voiture test.

Ainsi, plusieurs semaines de mise en place, d'interfaçage et de réglages ont été effectués avec un ingénieur du son d'Arkamys. D'abord, pour synchroniser le matériel appartenant aux différents partenaires (figure C.2). Ensuite, pour travailler sur la scène sonore afin de fournir un rendu sonore le plus agréable possible. Par exemple, les haut-parleurs servant à restituer les différentes fréquences sont égalisés afin d'équilibrer leurs contributions, et les basses fréquences sont « spatialement élevées » vers le haut de l'habitacle.

La figure C.1 présente la portière avant de la Peugeot 3008 modifiée, ainsi que le placement des actionneurs.

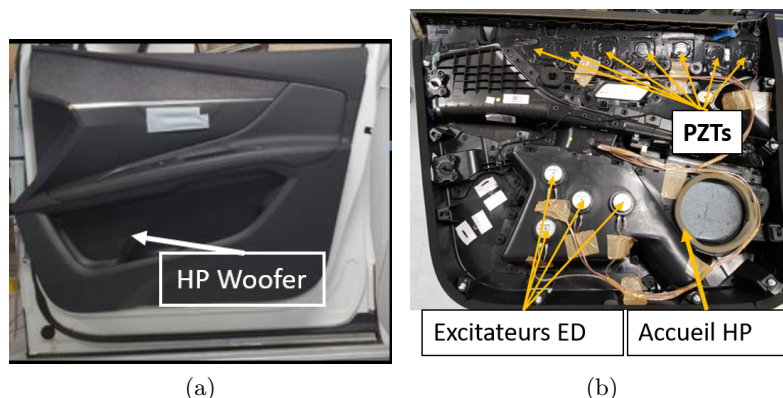


FIGURE C.1 – (a) Portière de Peugeot 3008 et (b) intérieur de la garniture munie des éléments actifs.

Les deux portières avant sont instrumentées (avec l'aide du CEA) chacune par 4 excitateurs audio dans la partie basse, de type *PUI - TEAX14C02-8*, et amplifiés par des amplificateurs

de chez *Berhinger EPQ304 Europower*. La partie haute est équipée de 5 buzzers PZTs aussi de chez PUI, alimentés par des conditionneurs conçus au CEA pour l'occasion.

Les différentes voies sont gérées par une carte son de la marque *RME Fireface 802* connectée à un convertisseur AN/NA de type *ferrofish - pulse 16* via une connectique ADAT (optique).

Les différentes voies sont adressées via une interface SIMULINK développée pour l'occasion. Ainsi que la génération des FIR, et des gains de calibrations.

De surcroît, la figure C.2 montre le montage expérimental complet.

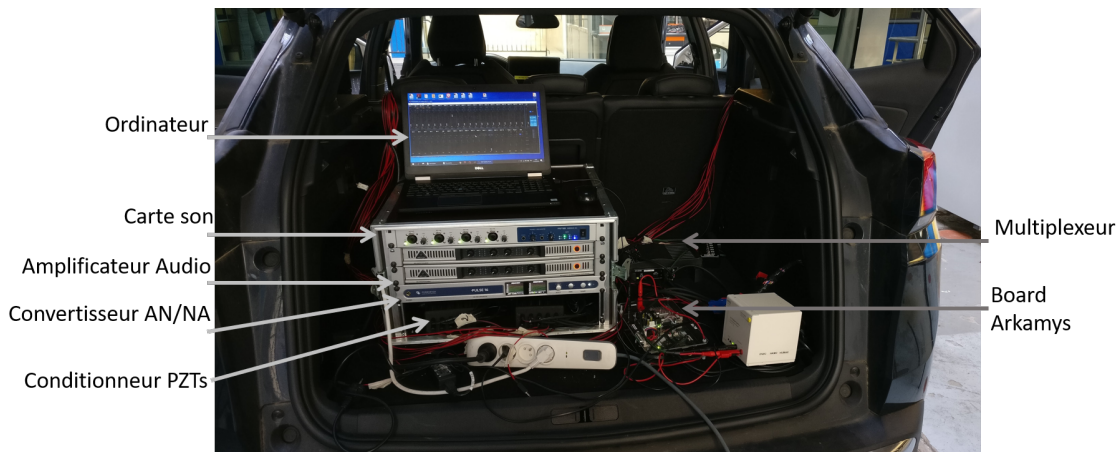


FIGURE C.2 – Setup utilisé pour piloter les prototypes de portières haut-parleurs.

C.2 Observations

Bien que le rendu sonore de notre démonstrateur reste éloigné d'un haut-parleur focal, destiné et optimisé en vue d'applications de type Hi-Fi, nous parvenons à produire des sons comparables à des entrées de gamme. De plus, cette expérience nous aura aussi permis de comparer notre portière fonctionnalisée avec et sans algorithme STIF. Il s'avère que l'algorithme STIF permet d'avoir de meilleurs basses que sans filtre. En revanche, la limitation principale reste le talonnage des excitateurs audio, arrivés à saturation. Le niveau sonore est donc toujours limité pour éviter les distorsions liées à ce talonnage. Ces résultats préliminaires sont très encourageants et ouvrent de nouvelles perspectives de développement.

Bibliographie

- [1] P. Samarasinghe, T. Abhayapala, Room transfer function measurement from a directional loudspeaker, 2016, pp. 1–5. doi:10.1109/IWAENC.2016.7602969.
- [2] B. Pueo, J. J. López, J. Escolano, L. Hörchens, Multiactuator panels for wave field synthesis: Evolution and present developments, *J. Audio Eng. Soc* 58 (12) (2011) 1045–1063.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=15745>
- [3] M. M. Boone, W. P. J. de Bruijn, On the applicability of distributed mode loudspeaker panels for wave field synthesis-based sound reproduction, in : *Audio Engineering Society Convention* 108, 2000.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=9173>
- [4] M. M. Boone, Multi-actuator panels (maps) as loudspeaker arrays for wave field synthesis, *J. Audio Eng. Soc* 52 (7/8) (2004) 712–723.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=13014>
- [5] J. Escolano, J. J. López, B. Pueo, G. Ramos, On large multiactuator panels for wave field synthesis applications, in : *Audio Engineering Society Convention* 124, 2008.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=14584>
- [6] M. Rébillat, Vibrations de plaques multi-exciteurs de grandes dimensions pour la création d’environnements virtuels audio-visuels : approches acoustique, mécanique et perceptive., Ph.D. thesis, École Polytechnique, Palaiseau (November 2011).
- [7] M. Rébillat, E. Corteel, B. F. Katz, X. Boutillon, From vibration to perception: using Large Multi-Actuator Panels (LaMAPs) to create coherent audio-visual environments, in : *S. F. d’Acoustique (Ed.), Acoustics 2012*, Nantes, France, 2012.
URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00742133>
- [8] B. Pueo, J. A. López, J. Moralejo, J. J. López, Vibrational behavior of high aspect ratio multiactuator panels, in : *Audio Engineering Society Convention* 128, 2010.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=15359>
- [9] B. Pueo, Analysis and enhancements of multiactuator panels for wave field synthesis reproduction, Ph.D. thesis, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia (July 2008).

- [10] J. Jung, C.-H. Jeong, J. S. Jensen, Spectrally smooth and spatially uniform sound radiation from a thin plate structure using band gaps, *Journal of Sound and Vibration* 471 (2020) 115187. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2020.115187>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X20300183>
- [11] D. Olivier, K. Gérald, S. Clément, Design of a circular clamped plate excited by a voice coil and piezoelectric patches used as a loudspeaker, *journal of vibration and acoustics* 135 (2013) 13. doi:10.1115/1.4024215.
- [12] D. A. ANDERSON, Driver-array based flat-panel loudspeakers : theoretical background and design guidelines, Ph.D. thesis, University of Rochester, Rochester, N.Y. (2017).
- [13] A. J. Berkhout, D. de Vries, P. Vogel, Acoustic control by wave field synthesis, *The Journal of the Acoustical Society of America* 93 (5) (1993) 2764–2778. arXiv:<https://doi.org/10.1121/1.405852>, doi:10.1121/1.405852.
URL <https://doi.org/10.1121/1.405852>
- [14] V. Pulkki, virtual sound source positioning using vector base amplitude panning, *journal of the audio engineering society* 45 (6) (1997) 456–466.
- [15] H. Møller, reproduction of artificial-head recordings through loudspeakers, *journal of the audio engineering society* 37 (1/2) (1989) 30–33.
- [16] M. A. Gerzon, ambisonics in multichannel broadcasting and video, *journal of the audio engineering society* 33 (11) (1985) 859–871.
- [17] J. Daniel, Représentation de champs acoustiques, application à la transmission et à la reproduction de scènes sonores complexes dans un contexte multimédia (01 2000).
- [18] D. d. Vries, Wave field synthesis : History, state-of-the-art and future (invited paper), in : 2008 Second International Symposium on Universal Communication, 2008, pp. 31–35. doi:10.1109/ISUC.2008.21.
- [19] R. Rabenstein, S. Spors, Spatial aliasing artifacts produced by linear and circular loudspeaker arrays used for wave field synthesis, in : *Audio Engineering Society Convention* 120, 2006.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=13515>
- [20] N. Harris, M. J. Hawksford, The distributed-mode loudspeaker (dml) as a broad-band acoustic radiator, in : *Audio Engineering Society Convention* 103, 1997.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=7253>
- [21] U. Horbach, D. de Vries, E. Corteel, Spatial audio reproduction using distributed mode loudspeaker arrays, in : *Audio Engineering Society Conference : 21st International Conference : Architectural Acoustics and Sound Reinforcement*, 2002.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=11196>

- [22] M. Kuster, D. De Vries, D. Beer, S. Brix, Structural and acoustic analysis of multiactuator panels, *J. Audio Eng. Soc* 54 (11) (2006) 1065–1076.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=13887>
- [23] N. Benbara, M. Rebillat, N. Mechbal, Bending waves focusing in arbitrary shaped plate-like structures: Application to spatial audio in cars, *Journal of Sound and Vibration* 487 (2020) 115587. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2020.115587>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X20304193>
- [24] N. Benbara, M. Rebillat, N. Mechbal, Bending waves focusing in arbitrary shaped plate-like structures, in : 9th ECCOMAS Thematic Conference on Smart Structures and Materials, International Centre for Numerical Methods in Engineering (CIMNE), Paris, France, 2019, pp. 503–514.
- [25] N. Benbara, M. Rebillat, N. Mechbal, Bending waves focusing in arbitrary shaped plate-like structures : application to spatial audio, in : 23rd International Congress on Acoustics, ICA, Aachen, Germany, 2019, pp. 1–8.
- [26] L. Cremer, M. Heckl, B. Petersson, *Structure- Borne Sound : Structural Vibrations and Sound Radiation at Audio Frequencies* (Springer Berlin Heidelberg, 2005).
- [27] A. Leissa, *Vibration of Plates*, 1969.
- [28] A. Mitchell, C. Hazell, A simple frequency formula for clamped rectangular plates, *Journal of Sound and Vibration* 118 (2) (1987) 271 – 281. doi:[https://doi.org/10.1016/0022-460X\(87\)90525-6](https://doi.org/10.1016/0022-460X(87)90525-6).
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0022460X87905256>
- [29] E. Balmes, *Viscoelastic vibration toolbox, User Manual*, sdttools (2017).
- [30] A. Le Bot, V. Cotoni, Validity diagrams of statistical energy analysis, *Journal of Sound and Vibration* 329 (2) (2010) 221–235. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2009.09.008>.
URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X09007329>
- [31] M. Bruneau, T. Scelo, *Fundamentals of Acoustic*, ISTE, London, 2006.
- [32] C. Fuller, S. Elliott, P. Nelson, 8 - active structural acoustic control. i plate systems, in : C. Fuller, S. Elliott, P. Nelson (Eds.), *Active Control of Vibration*, Academic Press, London, 1996, pp. 223 – 276. doi:<https://doi.org/10.1016/B978-012269440-0/50008-X>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B978012269440050008X>
- [33] B. David, Caractérisations acoustiques de structures vibrantes
par mise en atmosphère raréfiée.
Méthodes d'estimation relatives aux fréquences et amortissements des modes propres.
Applications en acoustique musicale., Theses, Université Pierre

- et Marie Curie - Paris VI, 31/01/06 (Jul. 1999).
URL <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00011508>
- [34] D. H. Hurlburt, The complete response function and system parameters for a loudspeaker with passive radiator, *J. Audio Eng. Soc* 48 (3) (2000) 147–163.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=12074>
- [35] R. Small, Direct-radiator loudspeaker system analysis, *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics* 19 (4) (1971) 269–281. doi:10.1109/TAU.1971.1162200.
- [36] J. Panzer, N. Harris, Distributed-mode loudspeaker radiation simulation, in : *Audio Engineering Society Convention* 105, 1998.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=8397>
- [37] M. R. Bai, C. Huang, Optimization and implementation of piezoelectric radiators using the genetic algorithm, *The Journal of the Acoustical Society of America* 113 (6) (2003) 3197–3208. arXiv:<http://asa.scitation.org/doi/pdf/10.1121/1.1568944>, doi:10.1121/1.1568944.
URL <http://asa.scitation.org/doi/abs/10.1121/1.1568944>
- [38] B. Mingsian, Optimal implementation of miniature piezoelectric panel speakers using the taguchi method and genetic algorithm 126 (2004) 359–369.
- [39] M. R. Bai, Y. K. Tsai, Optimizing piezoelectric panel speakers using the simulated annealing algorithm, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C : Journal of Mechanical Engineering Science* 225 (3) (2011) 548–557. arXiv:<https://doi.org/10.1243/09544062JMES2339>, doi:10.1243/09544062JMES2339.
URL <https://doi.org/10.1243/09544062JMES2339>
- [40] E. Y. Prokofieva, K. V. Horoshenkov, N. Harris, The acoustic emission of a distributed mode loudspeaker near a porous layer, *The Journal of the Acoustical Society of America* 111 (6) (2002) 2665–2670. arXiv:<https://doi.org/10.1121/1.1476687>, doi:10.1121/1.1476687.
URL <https://doi.org/10.1121/1.1476687>
- [41] G. Bank, N. Harris, The distributed mode loudspeaker-theory and practice, in : *Audio Engineering Society Conference : UK 13th Conference : Microphones & Loudspeakers*, 1998.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=7985>
- [42] J. A. S. Angus, Distributed mode loudspeaker polar patterns, in : *Audio Engineering Society Convention* 107, 1999.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=8115>

-
- [43] V. P. Gontcharov, N. P. R. Hill, Diffusivity properties of distributed mode loudspeakers, in : Audio Engineering Society Convention 108, 2000.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=9243>
- [44] G. Bank, The intrinsic scalability of the distributed mode loudspeaker (dml), in : Audio Engineering Society Convention 104, 1998.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=8438>
- [45] J. A. S. Angus, Distributed mode loudspeaker resonance structures, in : Audio Engineering Society Convention 109, 2000.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=9121>
- [46] M. J. Hawksford, N. Harris, Spatial bandwidth of diffuse radiation in distributed-mode loudspeakers, in : Audio Engineering Society Convention 111, 2001.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=9826>
- [47] B. M. Fazenda, M. R. Avis, W. J. Davies, Low frequency room excitation using distributed mode loudspeakers, in : Audio Engineering Society Conference : 21st International Conference : Architectural Acoustics and Sound Reinforcement, 2002.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=11201>
- [48] H. Azima, N. Harris, Boundary interaction of diffuse field distributed-mode radiators, in : Audio Engineering Society Convention 103, 1997.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=7144>
- [49] N. Harris, V. Gontcharov, M. J. Hawksford, Measurement and simulation results comparing the acoustics of various direct radiators in the presence of a dominant specular reflection, in : Audio Engineering Society Convention 109, 2000.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=9123>
- [50] N. Harris, M. J. Hawksford, Modelling room interaction for pistonic and distributed-mode loudspeakers in both frequency and time domains, in : Audio Engineering Society Convention 114, 2003.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=12544>
- [51] N. Harris, S. Flanagan, M. J. Hawksford, Stereophonic localization in rooms, comparing conventional and distributed-mode loudspeakers, in : Audio Engineering Society Convention 105, 1998.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=8386>
- [52] N. Harris, S. Flanagan, M. J. Hawksford, Stereophonic localization in the presence of boundary reflections, comparing specular and diffuse acoustic radiators, in : Audio Engineering Society Convention 104, 1998.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=8496>

- [53] J. J. Lopez, B. Pueo, M. Cobos, Conventional and distributed mode loudspeaker arrays for the application of wave-field synthesis to videoconference (2008).
- [54] W. van Rooijen, Distributed mode loudspeakers for wave field synthesis, Master's thesis, Faculty of Applied Science, Technical University Delft, Delft, the Netherlands (2001).
- [55] E. Corteel, U. Horbach, R. Pellegrini, Multichannel inverse filtering of multiexciter distributed mode loudspeakers for wave field synthesis, in : Audio Engineering Society Convention 112, 2002.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=11361>
- [56] É. Corteel, K.-V. Nguyen, O. Warusfel, T. Caulkins, R. Pellegrini, Objective and subjective comparison of electrodynamic and MAP loudspeakers for Wave Field Synthesis, in : DAGA 2007, DEUTSCHE GESELLSCHAFT FÜR AKUSTIK, Stuttgart, Germany, 2007, pp. –, cote interne IRCAM : Corteel07d.
URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01106259>
- [57] B. Pueo, G. Ramos, J. J. Lopez, Strategies for bass enhancement in multiactuator panels for wave field synthesis, Applied Acoustics 71 (8) (2010) 722 – 730. doi:<https://doi.org/10.1016/j.apacoust.2010.03.003>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0003682X10000605>
- [58] B. Pueo, J. Lopez, J. Escolano, Edge boundary conditions impact on the radiation of multiactuator panels for multichannel audio reproduction 94 (2008) 754–764.
- [59] B. Pueo, J. J. López, G. Ramos, J. Escolano, Efficient equalization of multi-exciter distributed mode loudspeakers, Applied Acoustics 70 (5) (2009) 737 – 746. doi:<https://doi.org/10.1016/j.apacoust.2008.09.005>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0003682X08002016>
- [60] J. J. López, M. Cobos, B. Pueo, Experiments on the perception of elevated sources in wave-field synthesis using hrtf cues, in : Audio Engineering Society Convention 128, 2010.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=15367>
- [61] B. Pueo, J. Escolano, J. J. Lopez, G. Ramos, A note on the filtering equalization in large multiactuator panels, in : 2009 17th European Signal Processing Conference, 2009, pp. 799–803.
- [62] B. Pueo, J. Escolano, J. J. López, S. Bleda, Analysis of edge boundary conditions on multiactuator panels, in : Audio Engineering Society Convention 123, 2007.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=14303>
- [63] H. K. Kam TY, Jiang CH, Vibro-acoustics of flat-panel speakers with attached lumped masses, Recent Patents Mech Eng 5 (2012) 194–207.

- [64] S. Zhang, Y. Shen, X. Shen, J. Zhou, Model optimization of distributed-mode loudspeaker using attached masses, *J. Audio Eng. Soc* 54 (4) (2006) 295–305.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=13678>
- [65] G. Lu, Y. Shen, Model optimization of orthotropic distributed-mode loudspeaker using attached masses, *The Journal of the Acoustical Society of America* 126 (5) (2009) 2294–2300. arXiv:<https://doi.org/10.1121/1.3212943>, doi:10.1121/1.3212943.
URL <https://doi.org/10.1121/1.3212943>
- [66] G. Lu, Y. Shen, Z. Liu, Optimization of orthotropic distributed-mode loudspeaker using attached masses and multi-exciter, *The Journal of the Acoustical Society of America* 131 (2) (2012) EL93–EL98. arXiv:<https://doi.org/10.1121/1.3672642>, doi:10.1121/1.3672642.
URL <https://doi.org/10.1121/1.3672642>
- [67] S. Wrona, M. Pawelczyk, X. Qiu, Shaping the acoustic radiation of a vibrating plate, *Journal of Sound and Vibration* 476 (2020) 115285. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2020.115285>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X20301164>
- [68] C. H. Yin X.W., Acoustic radiation from a laminated composite plate excited by longitudinal and transverse mechanical drives, *ASME. J. Appl. Mech.* 76 (4) (2009) 5.
- [69] C. Jiang, Y. Chang, T. Kam, Optimal design of rectangular composite flat-panel sound radiators considering excitation location, *Composite Structures* 108 (2014) 65 – 76. doi:<https://doi.org/10.1016/j.compstruct.2013.09.005>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263822313004522>
- [70] C. Jiang, T. Kam, Y. Chang, Sound radiation of panel-form loudspeaker using flat voice coil for excitation, *Applied Acoustics* 116 (2017) 375 – 389. doi:<https://doi.org/10.1016/j.apacoust.2016.10.009>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0003682X1630322X>
- [71] T. Kam, C. Jiang, B. Lee, Vibro-acoustic formulation of elastically restrained shear deformable stiffened rectangular plate, *Composite Structures* 94 (11) (2012) 3132 – 3141. doi:<https://doi.org/10.1016/j.compstruct.2012.04.031>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263822312002061>
- [72] D. ANDERSON, M. HEILEMANN, M. BOCKO, Optimized driver placement for array-driven flat-panel loudspeakers, *Archives of Acoustics* 42 (1) (2017).
URL <http://acoustics.ippt.gov.pl/index.php/aa/article/view/1820>
- [73] S. Woodard, Methods to increase sound fidelity and quality produced from piezoelectric devices, *Journal of Sound and Vibration* 280 (1) (2005) 127 – 140. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2004.10.011>

- org/10.1016/j.jsv.2003.12.039.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X04000604>
- [74] M. Bédard, A. Berry, Development of a directivity-controlled piezoelectric transducer for sound reproduction, *Journal of Sound and Vibration* 311 (3) (2008) 1271–1285. doi:
<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2007.10.016>.
URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X07008218>
- [75] A. Preumont, *Vibration Control of Active Structures: An Introduction, Solid Mechanics and Its Applications*, Springer Netherlands, 2011.
URL <https://books.google.fr/books?id=MUQUQyB4bEUC>
- [76] A. Preumont, A. François, P. D. Man, V. Piefort, Spatial filters in structural control, *Journal of Sound and Vibration* 265 (1) (2003) 61 – 79. doi:[https://doi.org/10.1016/S0022-460X\(02\)01440-2](https://doi.org/10.1016/S0022-460X(02)01440-2).
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X02014402>
- [77] C. Fuller, S. Elliott, P. Nelson, 6 - active control of vibration in structures, in : C. Fuller, S. Elliott, P. Nelson (Eds.), *Active Control of Vibration*, Academic Press, London, 1996, pp. 153 – 183. doi:<https://doi.org/10.1016/B978-012269440-0/50006-6>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780122694400500066>
- [78] K. C. Sahu, J. Tuhkuri, Active structural acoustic control of transmitted sound through a double panel partition by weighted sum of spatial gradients, *Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control* 36 (1) (2017) 27–42. arXiv:<https://doi.org/10.1177/0263092317693479>, doi:10.1177/0263092317693479.
URL <https://doi.org/10.1177/0263092317693479>
- [79] D. Halim, G. Barrault, B. S. Cazzolato, Active control experiments on a panel structure using a spatially weighted objective method with multiple sensors, *Journal of Sound and Vibration* 315 (1) (2008) 1–21. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2008.01.037>.
URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X08000837>
- [80] J.-H. Woo, J.-G. Ih, Vibration rendering on a thin plate with actuator array at the periphery, *Journal of Sound and Vibration* 349 (2015) 150 – 162. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2015.03.031>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X15002497>
- [81] E. Enferad, C. giraud audine, G. Frédéric, M. Amberg, B. Semail, Generating controlled localized stimulations on haptic displays by modal superimposition, *Journal of Sound and Vibration* 449 (03 2019). doi:10.1016/j.jsv.2019.02.039.
- [82] M. C. Heilemann, D. Anderson, M. F. Bocko, Sound-source localization on flat-panel loudspeakers, *J. Audio Eng. Soc* 65 (3) (2017) 168–177.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=18552>

- [83] M. Heilemann, D. Anderson, M. F. Bocko, Equalization of localized sources on flat-panel audio displays, in : Audio Engineering Society Convention 143, 2017.
URL <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=19268>
- [84] M. Fink, Time reversal of ultrasonic fields. i. basic principles, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control 39 (5) (1992) 555–566. doi:10.1109/58.156174.
- [85] M. Fink, C. Prada, Acoustic time-reversal mirrors, Inverse Problems 17 (1) (2001) R1.
URL <http://stacks.iop.org/0266-5611/17/i=1/a=201>
- [86] S. Yon, M. Tanter, M. Fink, Sound focusing in rooms: The time-reversal approach, The Journal of the Acoustical Society of America 113 (3) (2003) 1533–1543. arXiv:<https://doi.org/10.1121/1.1543587>, doi:10.1121/1.1543587.
URL <https://doi.org/10.1121/1.1543587>
- [87] M. Fink, D. Cassereau, A. Derode, C. Prada, P. Roux, M. Tanter, J.-L. Thomas, F. Wu, Time-reversed acoustics, Reports on Progress in Physics 63 (12) (2000) 1933.
URL <http://stacks.iop.org/0034-4885/63/i=12/a=202>
- [88] G. Montaldo, M. Tanter, M. Fink, Real time inverse filter focusing through iterative time reversal, The Journal of the Acoustical Society of America 115 (2) (2004) 768–775. arXiv:<https://doi.org/10.1121/1.1636462>, doi:10.1121/1.1636462.
URL <https://doi.org/10.1121/1.1636462>
- [89] C. Heaton, B. E. Anderson, S. M. Young, Time reversal focusing of elastic waves in plates for an educational demonstration, The Journal of the Acoustical Society of America 141 (2) (2017) 1084–1092. arXiv:<https://doi.org/10.1121/1.4976070>, doi:10.1121/1.4976070.
URL <https://doi.org/10.1121/1.4976070>
- [90] C. Hudin, J. Lozada, V. Hayward, Localized tactile stimulation by time-reversal of flexural waves : Case study with a thin sheet of glass, in : 2013 World Haptics Conference (WHC), 2013, pp. 67–72. doi:10.1109/WHC.2013.6548386.
- [91] C. Hudin, J. Lozada, V. Hayward, Localized tactile feedback on a transparent surface through time-reversal wave focusing, IEEE Transactions on Haptics 8 (2) (2015) 188–198. doi:10.1109/TOH.2015.2411267.
- [92] Y. Kahana, P. A. Nelson, O. Kirkeby, H. Hamada, A multiple microphone recording technique for the generation of virtual acoustic images, The Journal of the Acoustical Society of America 105 (3) (1999) 1503–1516. arXiv:<https://doi.org/10.1121/1.426690>, doi:10.1121/1.426690.
URL <https://doi.org/10.1121/1.426690>

- [93] M. Tanter, J.-L. Thomas, M. Fink, Time reversal and the inverse filter, *The Journal of the Acoustical Society of America* 108 (1) (2000) 223–234. [arXiv:https://doi.org/10.1121/1.429459](https://doi.org/10.1121/1.429459), doi:10.1121/1.429459.
URL <https://doi.org/10.1121/1.429459>
- [94] M. Tanter, J.-F. Aubry, J. Gerber, J.-L. Thomas, M. Fink, Optimal focusing by spatio-temporal inverse filter. i. basic principles, *The Journal of the Acoustical Society of America* 110 (1) (2001) 37–47. [arXiv:https://doi.org/10.1121/1.1377051](https://doi.org/10.1121/1.1377051), doi:10.1121/1.1377051.
URL <https://doi.org/10.1121/1.1377051>
- [95] J.-F. Aubry, M. Tanter, J. Gerber, J.-L. Thomas, M. Fink, Optimal focusing by spatio-temporal inverse filter. ii. experiments. application to focusing through absorbing and reverberating media, *The Journal of the Acoustical Society of America* 110 (1) (2001) 48–58. [arXiv:https://doi.org/10.1121/1.1377052](https://doi.org/10.1121/1.1377052), doi:10.1121/1.1377052.
URL <https://doi.org/10.1121/1.1377052>
- [96] S. Yon, M. Tanter, M. Fink, Sound focusing in rooms. ii. the spatio-temporal inverse filter, *The Journal of the Acoustical Society of America* 114 (6) (2003) 3044–3052. [arXiv:https://doi.org/10.1121/1.1628247](https://doi.org/10.1121/1.1628247), doi:10.1121/1.1628247.
URL <https://doi.org/10.1121/1.1628247>
- [97] T. Gallot, S. Catheline, P. Roux, M. Campillo, A passive inverse filter for green’s function retrieval, *The Journal of the Acoustical Society of America* 131 (1) (2012) EL21–EL27. [arXiv:https://doi.org/10.1121/1.3665397](https://doi.org/10.1121/1.3665397), doi:10.1121/1.3665397.
URL <https://doi.org/10.1121/1.3665397>
- [98] C. Hudin, S. Panëels, Localisation of vibrotactile stimuli with spatio-temporal inverse filtering, in : D. Prattichizzo, H. Shinoda, H. Z. Tan, E. Ruffaldi, A. Frisoli (Eds.), *Haptics : Science, Technology, and Applications*, Springer International Publishing, Cham, 2018, pp. 338–350.
- [99] L. Pantera, C. Hudin, Multitouch vibrotactile feedback on a tactile screen by the inverse filter technique : Vibration amplitude and spatial resolution, *IEEE Transactions on Haptics* PP (2020) 1–1. doi:10.1109/TOH.2020.2981307.
- [100] J.-H. Woo, J.-G. Ih, Y. Park, Comparison of two vibro-acoustic inverse methods to radiate a uniform sound field from a plate, *Journal of Sound and Vibration* 458 (2019) 445 – 457. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2019.06.031>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X19303700>
- [101] J.-H. Woo, J.-G. Ih, Generation of a virtual speaker and baffle on a thin plate controlled by an actuator array at the boundary, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* PP (2019) 1–1. doi:10.1109/TMECH.2019.2906376.

- [102] K.-H. Lee, J.-G. Ih, A simulation study on the array control of a rectangular panel speaker for improving the sound radiation performance, *Journal of Sound and Vibration* 488 (2020) 115631. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2020.115631>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X20304624>
- [103] *Structural Dynamics Toolbox (for use with MATLAB)*, SDTools, Paris, France, <https://www.sdtools.com/> (Sep 1995-2019).
- [104] N. J. Harris, M. O. J. Hawksford, Introduction to distributed mode loudspeakers (dml) with first-order behavioural modelling, *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems* 147 (3) (2000) 153–157. doi:10.1049/ip-cds:20000390.
- [105] N. Quaegebeur, A. Chaigne, Nonlinear vibrations of loudspeaker-like structures, *Journal of Sound and Vibration* 309 (1) (2008) 178–196. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2007.06.040>.
URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X07004415>
- [106] P. Ribeiro, M. Petyt, Non-linear free vibration of isotropic plates with internal resonance, *International Journal of Non-Linear Mechanics* 35 (2) (2000) 263–278. doi:[https://doi.org/10.1016/S0020-7462\(99\)00013-X](https://doi.org/10.1016/S0020-7462(99)00013-X).
URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S002074629900013X>
- [107] H. M., Phénomènes non linéaires, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1999, Ch. Chapitre 3 : Séries de Volterra.
- [108] M. Reed, M. Hawksford, Identification of discrete volterra series using maximum length sequences, *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings -* 143 (1996) 241 – 248. doi:10.1049/ip-cds:19960726.
- [109] M. Rébillat, R. Hennequin, Étienne Corteel, B. F. Katz, Identification of cascade of hammerstein models for the description of nonlinearities in vibrating devices, *Journal of Sound and Vibration* 330 (5) (2011) 1018–1038. doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2010.09.012>.
URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X10006176>
- [110] A. Novak, L. Simon, P. Lotton, F. Kadlec, Modeling of nonlinear audio systems using swept-sine signals : Application to audio effects, *Proceedings of the 12th International Conference on Digital Audio Effects, DAFx 2009* (10 0002).
- [111] A. Farina, Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique, *Journal of the Audio Engineering Society. Audio Engineering Society* (february 2000).
- [112] S. Norcross, J. Vanderkooy, A survey of the effects of nonlinearity on various types of transfer-function measurements, *Journal of the Audio Engineering Society. Audio Engineering Society* (october 1995).

- [113] E. Czerwinski, A. Voishvillo, S. Alexandrov, A. Terekhov, Multitone testing of sound system components-some results and conclusions part 2 : Modeling and application, *Journal of the Audio Engineering Society*. Audio Engineering Society 49 (2001) 1181–1192.
- [114] M. L. Manchado, L. Valentini, J. Biagiotti, J. Kenny, Thermal and mechanical properties of single-walled carbon nanotubes–polypropylene composites prepared by melt processing, *Carbon* 43 (7) (2005) 1499 – 1505. doi:<https://doi.org/10.1016/j.carbon.2005.01.031>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0008622305000771>
- [115] B. Alcock, N. Cabrera, N.-M. Barkoula, C. Reynolds, L. Govaert, T. Peijs, The effect of temperature and strain rate on the mechanical properties of highly oriented polypropylene tapes and all-polypropylene composites, *Composites Science and Technology* 67 (10) (2007) 2061 – 2070. doi:<https://doi.org/10.1016/j.compscitech.2006.11.012>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0266353806004465>
- [116] S. Pandini, A. Pegoretti, Time and temperature effects on poisson’s ratio of poly(butylene terephthalate), in : *Express Polymer Letters*, Vol. 5, 2011, pp. 685–697. doi:10.3144/[expresspolymlett.2011.67](https://doi.org/10.3144/expresspolymlett.2011.67).
- [117] E. Balmes, M. Corus, D. Siegert, Modeling thermal effects on bridge dynamic responses (Feb. 2006).
- [118] E. Balmès, M. Basseville, F. Bourquin, L. Mevel, H. Nasser, F. Treyssède, Merging Sensor Data from Multiple Temperature Scenarios for Vibration Monitoring of Civil Structures, *Structural Health Monitoring* 7 (2) (2008) 129–142. doi:10.1177/1475921708089823.
URL <https://doi.org/10.1177/1475921708089823>
- [119] M. Zerrad, R. Rinaldi, B. Eller, N. Totaro, Influence of the Micro- and Macro-Structural Parameters on the Dynamic Behavior of Structures Made of Polymers Reinforced with Short Glass Fibers, in : *10th International Styrian Noise, Vibration & Harshness Congress : The European Automotive Noise Conference*, Graz, Austria, 2018. doi:10.4271/2018-01-1501.
URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01896746>
- [120] A. Douglass, J. Harley, Dynamic time warping temperature compensation for guided wave structural health monitoring, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control* PP (2018) 1–1. doi:10.1109/TUFFC.2018.2813278.
- [121] C. Fendzi, M. Rébillat, N. Mechbal, M. Guskov, G. Coffignal, A data-driven temperature compensation approach for structural health monitoring using lamb waves, *Structural Health Monitoring* 15 (5) (2016) 525–540. arXiv:<https://doi.org/10.1177/1475921716650997>, doi:10.1177/1475921716650997.
URL <https://doi.org/10.1177/1475921716650997>

- [122] Y. Xia, H. Hao, G. Zanardo, A. Deeks, Long term vibration monitoring of an rc slab: Temperature and humidity effect, *Engineering Structures* 28 (3) (2006) 441 – 452. doi:<https://doi.org/10.1016/j.engstruct.2005.09.001>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0141029605003172>
- [123] H. Sohn, M. Dzwonczyk, E. G. Straser, A. S. Kiremidjian, K. H. Law, T. Meng, An experimental study of temperature effect on modal parameters of the alamosa canyon bridge, *Earthquake Engineering and Structural Dynamics* 28 (8) (1999) 879–897. doi:[https://doi.org/10.1002/\(SICI\)1096-9845\(199908\)28:8<879::AID-EQE845>3.0.CO;2-V](https://doi.org/10.1002/(SICI)1096-9845(199908)28:8<879::AID-EQE845>3.0.CO;2-V).
- [124] B. Peeters, G. D. Roeck, One-year monitoring of the Z24-Bridge : environmental effects versus damage events, *Earthquake Engineering & Structural Dynamics* 30 (2) (2001) 149–171. doi:[https://doi.org/10.1002/1096-9845\(200102\)30:2<149::AID-EQE1>3.0.CO;2-Z](https://doi.org/10.1002/1096-9845(200102)30:2<149::AID-EQE1>3.0.CO;2-Z).
- [125] P. Moser, B. Moaveni, Environmental effects on the identified natural frequencies of the Dowling Hall Footbridge, *Mechanical Systems and Signal Processing* 25 (7) (2011) 2336–2357. doi:[10.1016/j.ymssp.2011.03.005](https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2011.03.005).
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0888327011001233>
- [126] B. Moaveni, I. Behmanesh, Effects of changing ambient temperature on finite element model updating of the Dowling Hall Footbridge, *Engineering Structures* 43 (2012) 58–68. doi:[10.1016/j.engstruct.2012.05.009](https://doi.org/10.1016/j.engstruct.2012.05.009).
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0141029612002453>
- [127] Y. Q. Ni, X. G. Hua, K. Q. Fan, J. M. Ko, Correlating modal properties with temperature using long-term monitoring data and support vector machine technique, *Engineering Structures* 27 (12) (2005) 1762–1773. doi:[10.1016/j.engstruct.2005.02.020](https://doi.org/10.1016/j.engstruct.2005.02.020).
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0141029605002221>
- [128] Y. Q. Ni, H. F. Zhou, J. M. Ko, Generalization Capability of Neural Network Models for Temperature-Frequency Correlation Using Monitoring Data, *Journal of Structural Engineering* 135 (10) (2009) 1290–1300. doi:[10.1061/\(ASCE\)ST.1943-541X.0000050](https://doi.org/10.1061/(ASCE)ST.1943-541X.0000050).
- [129] H. Li, S. Li, J. Ou, H. Li, Modal identification of bridges under varying environmental conditions: Temperature and wind effects, *Structural Control and Health Monitoring* 17 (5) (2010) 495–512. doi:<https://doi.org/10.1002/stc.319>.
URL <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/stc.319>
- [130] H. F. Zhou, Y. Q. Ni, J. M. Ko, Constructing input to neural networks for modeling temperature-caused modal variability: Mean temperatures, effective temperatures, and principal components of temperatures, *Engineering Structures* 32 (6) (2010) 1747–1759. doi:[10.1016/j.engstruct.2010.02.026](https://doi.org/10.1016/j.engstruct.2010.02.026).
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0141029610000799>

- [131] W. Shan, X. Wang, Y. Jiao, Modeling of Temperature Effect on Modal Frequency of Concrete Beam Based on Field Monitoring Data (Feb. 2018). doi:<https://doi.org/10.1155/2018/8072843>.
URL <https://www.hindawi.com/journals/sv/2018/8072843/>
- [132] J. Jang, A. W. Smyth, Data-driven models for temperature distribution effects on natural frequencies and thermal prestress modeling, *Structural Control and Health Monitoring* 27 (2) (2020) e2489. doi:<https://doi.org/10.1002/stc.2489>.
URL <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/stc.2489>
- [133] R. Hou, X. Wang, Q. Xia, Y. Xia, Sparse Bayesian learning for structural damage detection under varying temperature conditions, *Mechanical Systems and Signal Processing* 145 (2020) 106965. doi:10.1016/j.ymssp.2020.106965.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0888327020303514>
- [134] D. Ewins, *Modal Testing : Theory and Practice*, 1984.
- [135] A. Simpkins, *System identification : Theory for the user*, 2nd edition (ljung, l.; 1999) [on the shelf], *IEEE Robotics Automation Magazine* 19 (2) (2012) 95–96. doi:10.1109/MRA.2012.2192817.
- [136] Noliac nce51 datasheet, <http://www.noliac.com/products/materials/nce51>.
- [137] J.-N. Juang, R. S. Pappa, An eigensystem realization algorithm for modal parameter identification and model reduction, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics* 8 (5) (1985) 620–627. arXiv:<https://doi.org/10.2514/3.20031>, doi:10.2514/3.20031.
URL <https://doi.org/10.2514/3.20031>
- [138] B. Peeters, H. Van der Auweraer, P. Guillaume, J. Leuridan, The PolyMAX Frequency-Domain Method: A New Standard for Modal Parameter Estimation?, iSSN : 1070-9622 Issue : 3-4 Pages : 395-409 Publisher : Hindawi Volume : 11 (2004). doi:<https://doi.org/10.1155/2004/523692>.
URL <https://www.hindawi.com/journals/sv/2004/523692/>
- [139] E. Balmes, Frequency domain identification of structural dynamics using the pole/residue parametrization, in : *International Modal Analysis Conference*, 1996, pp. 540–546.
- [140] G. Martin, E. Balmes, T. Chancelier, Characterization of identification errors and uses in localization of poor modal correlation, *Mechanical Systems and Signal Processing* 88 (2017) 62 – 80. doi:<https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2016.11.006>.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0888327016304691>
- [141] G. Martin, *Méthode de corrélation calcul/essai pour l'analyse du crissement*, Theses, Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM (Mar. 2017).
URL <https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-01553827>

-
- [142] M. I. Friswell, J. E. Mottershead, Finite Element Model Updating in Structural Dynamics, 1995. doi:<https://doi.org/10.1007/978-94-015-8508-8>.
- [143] R. Allemang, The modal assurance criterion - twenty years of use and abuse, *Journal of Sound and Vibration* 37 (2003) 14–23.
- [144] G. Cybenko, Approximation by superpositions of a sigmoidal function, *Mathematics of Control, Signals and Systems* 2 (1989) 303–314.
- [145] D. J. C. MacKay, A Practical Bayesian Framework for Backprop Networks, *Neural Computation* 4 (1992) 448–472.
- [146] C. Roberts, Low Frequency Noise from Transportation Sources (2010) 9.
- [147] B. Petitjean, I. Legrain, F. Simon, S. Pauzin, Active control experiments for acoustic radiation reduction of a sandwich panel: Feedback and feedforward investigations, *Journal of Sound and Vibration* 252 (1) (2002) 19–36. doi:<https://doi.org/10.1006/jsvi.2001.4022>.
URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X01940222>
- [148] B. Widrow, E. Walach, Adaptive Inverse Control, Prentice Hall 1996.
- [149] L. P. de Oliveira, B. Stallaert, K. Janssens, H. Van der Auweraer, P. Sas, W. Desmet, Nex-lms: A novel adaptive control scheme for harmonic sound quality control, *Mechanical Systems and Signal Processing* 24 (6) (2010) 1727–1738. doi:<https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2010.01.004>.
URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0888327010000373>
- [150] Y. K. Lee, D. Halim, Vibration control experiments on a piezoelectric laminate plate using spatial feedforward control approach, in : 2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601), Vol. 3, 2004, pp. 2403–2408 Vol.3. doi: 10.1109/CDC.2004.1428764.
- [151] R. R. Jha, C. He, A comparative study of neural and conventional adaptive predictive controllers for vibration suppression, *Smart Materials and Structures* 13 (2004) 811. doi: 10.1088/0964-1726/13/4/019.
- [152] H. Ji, K. Matsuta, X. Shen, Active noise isolation of a plate structure without using acoustic sensors, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 19 (2008) 325–332. doi:10.1177/1045389X07083181.
- [153] H. Iwamoto, N. Tanaka, A. Sanada, Wave-filter-based approach for generation of a quiet space in a rectangular cavity, *Mechanical Systems and Signal Processing* 100 (2018) 570–587. doi:10.1016/j.ymssp.2017.07.050.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S088832701730420X>

- [154] A. Preumont, A. François, P. De Man, V. Piefort, Spatial filters in structural control, *Journal of Sound and Vibration* 265 (1) (2003) 61–79. doi:10.1016/S0022-460X(02)01440-2.
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X02014402>
- [155] L. Meirovitch, J. Bennighof, Modal control of traveling waves in flexible structures, *Journal of Sound and Vibration* 111 (1) (1986) 131 – 144. doi:[https://doi.org/10.1016/S0022-460X\(86\)81428-6](https://doi.org/10.1016/S0022-460X(86)81428-6).
URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022460X86814286>
- [156] W. Gawronski, *Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures*, Mechanical Engineering Series, Springer New York, 2004.
URL <https://books.google.fr/books?id=GRp0lk6LrXMC>
- [157] S. O. R. Moheimani, B. J. G. Vautier, B. Bhikkaji, Experimental implementation of extended multivariable ppf control on an active structure, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 14 (3) (2006) 443–455. doi:10.1109/TCST.2006.872532.
- [158] S.-M. Kim, S. Wang, M. J. Brennan, Comparison of negative and positive position feedback control of a flexible structure, *Smart Mater. Struct.* 20 (1) (2010) 015011, publisher : IOP Publishing. doi:10.1088/0964-1726/20/1/015011.
URL <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0964-1726/20/1/015011/meta>
- [159] E. Pereira, S. S. Aphale, V. Feliu, S. O. R. Moheimani, Integral resonant control for vibration damping and precise tip-positioning of a single-link flexible manipulator, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 16 (2) (2011) 232–240. doi:10.1109/TMECH.2009.2039713.
- [160] N. Mechbal, E. Nobrega, Spatial H_∞ Approach to Damage Tolerant Active Control, working paper or preprint (Jan. 2015).
URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01102749>
- [161] N. Mechbal, Simulations and experiments on active vibration control of a composite beam with integrated piezoceramics (01 2005).
- [162] L. Qiu, *Essentials of robust control* : Kemin zhou, john c. doyle prentice-hall, englewood cliffs, nj, 1998, isbn : 0-13-790874-1., *Automatica* 38 (2002) 910–912.
- [163] G. Franklin, J. Powell, M. Workman, *Digital control of dynamic systems-third edition* (01 2006).
- [164] R. Kálmán, R. Bucy, New results in linear filtering and prediction theory, *Journal of Basic Engineering* 83 (1961) 95–108.
- [165] J. Hespanha, *Linear Systems Theory*, 2009.

- [166] E. Méaux, S. Marchand, Synthetic Transaural Audio Rendering (STAR): a Perceptive Approach for Sound Spatialization, in : International Conference on Digital Audio Effects (DAFx), Birmingham, United Kingdom, 2019, pp. 205–212.
URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-02297498>

Résumé : L'objectif de cette thèse est de proposer et de valider des solutions alternatives aux haut-parleurs électrodynamiques classiquement utilisés dans l'automobile qui soient compatibles avec le rendu sonore spatialisé. L'idée directrice est de faire directement vibrer et rayonner des garnitures intérieures équipées d'actionneurs (électrodynamiques ou piézoélectriques) en y focalisant des ondes de flexion. Trois méthodes de focalisation de la littérature ont ainsi été formalisées dans un cadre commun et adaptées aux applications audio. Une étude paramétrique a été menée pour les comparer numériquement et expérimentalement à l'aide d'indicateurs de performances dédiés. La méthode de focalisation la plus efficace est l'inversion spatio-temporelle de l'opérateur de propagation. Elle nécessite un apprentissage préalable de la dynamique de la structure expérimentalement coûteux. Une validation expérimentale des capacités de focalisation de cette méthode a été effectuée sur une portière de voiture. L'apprentissage par le biais d'un jumeau numérique au lieu de données expérimentales a de plus été validé. Les variations de température entre 10°C et 60°C existantes dans un habitacle de voiture ont ensuite été considérées. Les propriétés dynamiques de la structure hôte (constituée de polypropylène en général) varient en effet largement dans cette plage de température. Une stratégie de compensation de la température basée sur un jumeau numérique entraînant un réseau de neurones a été mise en place et validée numériquement. De plus, les bruits et vibrations dus au moteur et à la route perturbent également la focalisation. Une commande en boucle fermée a été mise en place afin de garantir les performances de l'algorithme de focalisation tout en éliminant ces perturbations.

Mots clés : Focalisation d'ondes de flexion, Traitement du signal, Problèmes inverses, Rendu sonore spatialisé, Jumeau numérique, Contrôle actif

Abstract : The main objective of this thesis is to propose alternative solutions to classical electrodynamic loudspeakers used in the automobile industry being compliant with spatial sound rendering. The idea is to make indoor garnishments equipped with actuators (electrodynamic or piezoelectric) vibrating and radiating sound by focusing bending waves inside them. Firstly, three wave focusing methods have been formalized in a common framework and adapted to audio applications. A parametric study was conducted to compare them using dedicated key performance indexes. It turns out that the most efficient method in this context is the inversion of the spatio-temporal propagation operator which requires a prior experimental learning of the structure dynamics. An experimental validation of the focusing abilities of this method has been achieved on a car door. Learning through a numerical twin instead of time-consuming experimental data has also been validated. Then temperature variations between -10°C and 60°C existing car have been considered. The dynamic properties of the host structure (made of polypropylene in general) indeed vary widely in this temperature range. A temperature compensation strategy based on digital twins feeding neural networks has therefore been implemented. In addition, noise and vibrations due to the engine and the road can impact bending wave focusing. A closed loop strategy is therefore used to guarantee the performance of the focusing algorithm while eliminating those disturbances.

Keywords : Bending wave focusing, Advanced signal processing, Inverse problems, Spatial sound rendering, Digital Twin, Active control