

50376
1996
380

SUJET DE THÈSE :

Présentée à l'Université des Sciences et Techniques de Lille

**OPTIMISATION D'ANTENNES COMPACTES DU TYPE
MULTITÊTE POUR ÉMISSION SONAR DE FORTE
PUISSANCE EN BASSES FRÉQUENCES**

Catherine BERNARD

Jury :

**Rapporteurs : M. GUYOMAR (INSA Lyon)
Mme BRUNEAU (Université du Mans)**

**Examineurs : M. MARTIN-LAUZER (GESMA, Brest)
M. TOCQUET (Thomson-Sintra, Valbonne)
M. DAMIEN (ENIC, Villeneuve d'Ascq)
M. DUBUS (ISEN, Lille)
M. DEBUS (ISEN, Lille)
M. BOUCHER (DCN/ING/SUD, Le Brusq)**



REMERCIEMENTS

Qu'il me soit permis de remercier un certain nombre de personnes que j'ai eu le plaisir de rencontrer au fil des ans et qui ont aidé à la réalisation de ces travaux.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur Luc TREHARD, chef du département Lutte-Sous-marine de DCN INGÉNIERIE SUD et à Monsieur Christian AUDOLY, chef de la division "Antennes" pour m'avoir accueilli au sein de ce laboratoire de recherche et permis d'y effectuer cette étude dans les meilleures conditions.

Je tiens à remercier chaleureusement Monsieur Didier BOUCHER, chef du groupe Antennes d'émission (ANEM) et coordinateur technique, d'avoir pris cette thèse sous sa responsabilité et contribué à son aboutissement. Je le remercie particulièrement pour son aide, sa compétence, ses conseils, et pour avoir accepté de participer à ce jury.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance à Monsieur Jean-Claude DEBUS, professeur et responsable du Département Acoustique à l'ISEN (Institut Supérieur d'Électronique du Nord), qui a suivi ce travail en tant que directeur de thèse. Je remercie également Monsieur Bertrand DUBUS, professeur à l'ISEN, pour sa participation au jury, ainsi que pour ses conseils.

Je tiens à remercier Monsieur DAMIEN, Professeur à l'ENIC (École Nationale d'Ingénieurs en Communication) de Villeneuve d'Ascq, qui m'a fait l'honneur de participer à ce jury de thèse et d'en accepter la présidence.

J'exprime ma gratitude à Monsieur MARTIN-LAUZER, Directeur du GESMA (Groupe d'Études Sous-Marines de l'Atlantique) pour sa participation en tant que membre du jury malgré ses lourdes charges.

Je suis très honorée de la participation, en tant que rapporteurs, de Madame Anne-Marie BRUNEAU, Professeur à l'Université du Maine, et de Monsieur Daniel GUYOMAR, Professeur à l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. Qu'ils trouvent ici l'expression de mes vifs remerciements.

Je tiens à associer à ces remerciements Monsieur Bernard TOCQUET, Directeur Technique de Thomson-Sintra à Valbonne, qui, malgré ses nombreuses activités, a accepté de faire partie de ce jury.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Messieurs Serge FAURE, Ingénieur du groupe ANEM et Jacky GARCIN, chef du groupe Acoustique au sein de la branche CTSN/DLSM, pour leurs conseils et leur disponibilité. Leurs compétences dans le domaine des transducteurs et de l'émission m'ont été d'un grand apport dans ces travaux.

Je remercie Philippe DUGAST, ingénieur en assistance technique au sein de la division Antennes, pour sa collaboration permanente lors de cette thèse, sa disponibilité et son aide, en particulier pour les questions concernant ATILA.

J'associe également à ces remerciements Thierry WINTZ et Daniel CAUCAT, techniciens au sein de la division, pour leur participation à ces travaux, et plus généralement les membres de la division et du centre qui m'ont apporté leur aide.

Je n'oublierai pas dans ces remerciements tous mes collègues de la DCN, stagiaires de thèses, scientifiques du contingent, techniciens, ingénieurs, qui ont su créer une excellente ambiance et dont les discussions amicales m'ont été profitables.

Enfin, j'aurai une pensée affectueuses pour mes proches, qui m'ont toujours encouragé, ainsi que pour ma famille, et mes parents en particulier. Par leur soutien et leur sacrifice, ils m'ont permis de poursuivre mes études et ont contribué, à leur manière, à l'aboutissement de ces travaux.

Je leur dédie modestement cet ouvrage.

CHAPITRE 2 : LES INTERACTIONS ACOUSTIQUES.....	32
2.1. INTRODUCTION.....	32
2.2. CAUSES ET EFFETS DES INTERACTIONS	32
2.2.1. Description du phénomène	32
2.2.2. Conditions favorisant les interactions.....	32
2.2.3. Conséquences des interactions sur les performances	33
2.3. CALCUL DES IMPÉDANCES MUTUELLES	34
2.3.1. Définition.....	34
2.3.2. Historique	35
2.3.3. Méthodes analytiques de calcul des impédances.....	36
2.3.4. Détermination des impédances à partir de mesures	41
2.4. INVENTAIRE DES SOLUTIONS.....	42
2.4.1. Solutions passives.....	43
2.4.1.1. Modifications de l'architecture de l'antenne	43
2.4.1.2. Méthode d'accord.....	44
2.4.1.3. Autres solutions proposées	44
2.4.2. Solution active d'asservissement.....	45
2.5. CONCLUSION.....	46
 CHAPITRE 3 : L'ANTENNE MULTITÊTE.....	 47
3.1. INTRODUCTION.....	47
3.2. DESCRIPTION GÉNÉRALE	47
3.2.1. L'antenne intégrée dans la chaîne d'émission.....	48
3.2.2. Description des différentes parties de l'antenne.....	49
3.2.3. Description des différentes configurations	51
3.3. MODÉLISATION DE L'ANTENNE PAR ATILA	52
3.3.1. Le code éléments finis ATILA.....	52
3.3.2. Description de la modélisation	53
3.4. REPRÉSENTATION DE L'ANTENNE PAR SCHÉMA ÉQUIVALENT	55
3.4.1. Détermination du schéma équivalent d'un transducteur dans l'air	56
3.4.2. Calcul analytique de l'impédance de rayonnement	57
3.4.3. Représentation d'une couronne à partir de calculs théoriques.....	58
3.4.4. Définition des principales performances de l'antenne à partir du schéma équivalent.....	59
3.5. SYSTÈMES DE MESURES.....	60
3.6. CONCLUSION.....	63

CHAPITRE 4 : FONCTIONNEMENT DE LA VERSION COMPACTE DE L'ANTENNE MULTITÊTE.....	64
4.1. INTRODUCTION.....	64
4.2. ANALYSE MODALE DE L'ANTENNE DANS L'AIR	64
4.2.1. Résultats avec ATILA.....	64
4.2.2. Résultats de mesures.....	66
4.3. ANALYSE HARMONIQUE DANS L'EAU	67
4.3.1. Niveau d'émission et impédance électrique	67
4.3.2. Directivités	69
4.3.3. Accélération.....	69
4.4. DÉTERMINATION DES IMPÉDANCES MUTUELLES	70
4.4.1. Principe.....	70
4.4.2. Application au cas de l'antenne	71
4.4.3. Détermination des impédances de rayonnement et du schéma équivalent à partir des impédances mutuelles.....	76
4.4.4. Comparaison avec les mesures	77
4.5. CONCLUSION.....	77
 CHAPITRE 5 : INFLUENCE DE LA GÉOMÉTRIE DE L'ANTENNE	 79
5.1. INTRODUCTION.....	79
5.2. INFLUENCE DE LA GÉOMÉTRIE DE LA CONTREMASSE	79
5.2.1. Influence d'un sectionnement de la contremasse	80
5.2.1.1. Analyse modale	80
5.2.1.2. Analyse harmonique.....	83
5.2.2. Contremasse sectionnée reliée par des entretoises.....	85
5.2.3. Contremasse fixée aux extrémités	87
5.2.4. Conclusion	88
5.3. INSERTION DE TUBES COMPLIANTS.....	88
5.3.1. Description et modélisation des tubes.....	88
5.3.2. Influence de la valeur de compressibilité	91
5.3.2.1. Niveau d'émission et rendement.....	91
5.3.2.2. Directivité	95
5.3.2.3. Impédance électrique	95
5.3.2.4. Accélération	95
5.3.3. Comparaison avec les mesures	96
5.3.4. Influence des supports.....	99
5.3.5. Conclusion	99
5.4. CONFIGURATIONS HAÛTE ET DOUBLE.....	100
5.4.1. Description	100

5.4.2. Comparaison des résultats.....	100
5.4.3. Intérêt des deux configurations	103
5.5. IMBRICATION DES COURONNES	104
5.5.1. Résultats avec ATILA.....	104
5.5.2. Comparaison des résultats avec ATILA/EQI.....	107
5.5.2.1. Le logiciel ATILA/EQI.....	107
5.5.2.2. Comparaison des résultats entre ATILA et ATILA/EQI.....	107
5.5.2.3. Comparaison des résultats des versions compacte et imbriquée	110
5.5.3. Résultats de mesures.....	111
5.5.4. Synthèse.....	113
5.6. CONCLUSION.....	113

CHAPITRE 6 : OPTIMISATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ANTENNE

MULTITETE	115
6.1. INTRODUCTION.....	115
6.2. PONDÉRATION	115
6.2.1. "Superdirectivité"	116
6.2.1.1. Fonction de directivité.....	116
6.2.1.2. Optimisation de l'index.....	118
6.2.1.3. Application au cas de l'antenne.....	119
6.2.2. Influence d'une pondération en phase	121
6.2.3. Influence d'une pondération en amplitude.....	123
6.2.3.1. Pondération avec limitation en tension	123
6.2.3.2. Pondération avec limitation en contrainte	125
6.3. APPLICATION DE LA MÉTHODE CARSON	126
6.3.1. Principe.....	126
6.3.2. Équations du problème	127
6.3.3. Application à l'antenne Multitête.....	129
6.3.4. Accord avec limitation en tension.....	131
6.3.5. Simulation du circuit électrique	132
6.3.5.1. Alimentation par un générateur en tension	132
6.3.5.2. Alimentation par un générateur en courant.....	136
6.3.6. Influence sur la chaîne d'émission	137
6.3.7. Conclusion	137
6.4. MÉTHODE D'ASSERVISSEMENT	138
6.4.1. Principe et mise en oeuvre.....	138
6.4.1.1. Principe	138
6.4.1.2. Mise en oeuvre	139

6.4.2. Synthèse des travaux réalisés dans le cas d'un transducteur	
Tonpiliz.....	140
6.4.2.1. Maquette	140
6.4.2.2. Essais en cuve.....	142
6.4.3. Étude du système dans le cas de l'antenne	143
6.4.3.1. Fonction de transfert en boucle ouverte.....	143
6.4.3.2. Fonction de transfert en boucle fermée.....	145
6.4.4. Influence des émetteurs sur le système	146
6.4.5. Bilan	147
6.5. CONCLUSION.....	148
CHAPITRE 7 : BILAN ET PERSPECTIVES	149
LISTE DES FIGURES.....	151
LISTE DES PHOTOS.....	154
LISTE DES TABLEAUX.....	155
REFERENCES.....	156
BIBLIOGRAPHIE.....	166
ANNEXES	A1
Annexe 1 : Organisation d'un calcul avec ATILA.....	A2
Annexe 2 : Organisation d'un calcul avec ATILA/EQI	A4
Annexe 3 : Isopression dans le fluide pour la version compacte et la version avec tubes compliants.....	A5
Annexe 4 : Fonctionnement de l'émetteur GERDSM.....	A7
Annexe 5 : Calcul du rendement du câble en présence de la self d'accord	A8

INTRODUCTION

Cette thèse "Optimisation d'antennes compactes du type *Multitête* pour émission sonar de forte puissance en basses fréquences" a été préparée au sein du département Lutte Sous-Marine de la Direction des Constructions Navales (DCN INGÉNIERIE SUD) au Brusac, près de Toulon.

En matière de système sonar actif, les progrès accomplis ces dernières années ont conduit au développement d'antennes d'émission de forte puissance basses fréquences. Le but recherché est l'amélioration de la portée en détection. La conception de telles antennes pose cependant de sérieuses difficultés. Les puissances émises peuvent être améliorées par le développement de nouvelles céramiques. Le travail en basse fréquence entraîne quant à lui une augmentation de la taille des projecteurs. Lorsqu'on veut réaliser des antennes fonctionnant à des fréquences inférieures à 1 kHz, le volume des transducteurs devient rapidement prohibitif. Pour limiter le volume d'antenne, on cherche alors à miniaturiser les transducteurs et à réduire leur espacement. Cependant, cette concentration a pour conséquence une forte augmentation des interactions acoustiques entre les transducteurs exercées par l'intermédiaire du fluide. Ce phénomène provoque en particulier une dispersion des charges acoustiques qui pénalise le fonctionnement de l'antenne. Différentes recherches ont été effectuées afin de remédier à ce problème. A défaut de modifier la géométrie de l'antenne, le moyen le plus utilisé est un contrôle des vitesses des faces parlantes des transducteurs par une action sur les tensions fournies.

Dans le cadre du projet ATBF (Activation Très Basse Fréquence) de nouvelle génération, DCN/ING/SUD a développé une nouvelle antenne basse fréquence avec un rayonnement omnidirectionnel en gisement : *l'antenne Multitête*. Cette nouvelle antenne de forme cylindrique a été améliorée en terme de compacité par rapport à la version du SLASM. Elle n'est pas limitée en immersion et sa conception favorise des évolutions géométriques. Cependant, dans cette version, l'espacement réduit entre les transducteurs entraîne également des problèmes d'interactions qui limitent les performances de cette antenne. L'objet de cette thèse était donc de manière générale d'étudier le problème des interactions dans cette antenne et de tenter d'y remédier.

La thèse s'est donc déroulée selon trois axes. Dans un premier temps, le phénomène des interactions a été abordé de manière générale par une étude bibliographique afin d'évaluer le problème dans différentes situations et d'analyser les solutions proposées. Cette étude a été

appliquée au cas de l'antenne *Multitête* nouvellement développée. Le premier travail a été de décrire son fonctionnement en se servant des outils de modélisation (en particulier du code éléments finis ATILA). Nous avons ensuite étudié l'influence de modifications géométriques sur les performances, avant de nous intéresser à son optimisation qui consiste principalement à réduire les interactions existantes par un contrôle sur les vitesses.

Ce rapport de thèse est divisé en six parties. La première partie aborde les sonars actifs utilisés à forte puissance pour des émissions basses fréquences. Après avoir décrit la chaîne d'émission, on s'intéresse aux transducteurs et à leur groupement en antenne. Les différentes méthodes d'évaluation de performances de telles structures sont ensuite définies. Le deuxième chapitre aborde un des principaux problèmes liés à la réalisation d'antennes basses fréquences, à savoir celui des interactions acoustiques. Il réalise la synthèse des causes, des effets, des méthodes de calcul et des moyens de remédier à ce problème. Cette étude sur le phénomène d'interactions a été appliquée au cas concret de l'antenne *Multitête* décrite dans le troisième chapitre. Cette partie est également consacrée à la description des moyens mis en oeuvre pour l'évaluation des performances de cette antenne (modélisation par le code éléments finis ATILA, méthode des schémas équivalents et moyens de mesures). Les deux méthodes de modélisation sont validées par les mesures dans la quatrième partie. Un calcul des impédances mutuelles y est également effectué afin d'établir un schéma équivalent complet prenant en compte les interactions. Les performances de l'antenne étant connues dans sa version standard ou compacte, l'influence de modifications de la géométrie sur les performances de l'antenne est ensuite analysée dans la partie suivante. On constate que cette influence reste cependant limitée pour une optimisation du fonctionnement de l'antenne. Le sixième chapitre tente donc d'appliquer des méthodes qui ont pour but de mieux contrôler les vitesses. On conclut sur l'intérêt d'utiliser de tels procédés de contrôle pour obtenir un fonctionnement de l'antenne *Multitête* optimisé.

CHAPITRE I

LES ANTENNES D'ÉMISSION

CHAPITRE 1 : LES ANTENNES D'ÉMISSION

1.1. INTRODUCTION

Nous allons nous intéresser dans cette étude aux systèmes de détection sous-marins, c'est-à-dire aux Sonars. Le SONAR (SOund Navigation And Ranging) représente par définition toutes les techniques ayant recours à la propagation d'ondes acoustiques dans l'eau. Le domaine d'application de ces techniques est désigné sous le nom d"*acoustique sous-marine*".

Le sonar est utilisé à la fois dans les domaines civil et militaire. Les applications civiles sont par exemple l'aide à la navigation (positionnement de navire, mesure de profondeur, estimation des fonds marins...) pour la localisation des bancs de poissons ou l'étude des fonds marins. Les applications militaires regroupent entre autres le guidage des armes sous-marines (torpille), la détection ou la reconnaissance de mobiles.

Il existe deux grandes familles de sonar [1] : les systèmes passifs et les systèmes actifs. Les systèmes passifs cherchent uniquement à détecter les bruits rayonnés par une source (sous-marin ou bâtiment de surface par exemple). Cette technique est surtout employée par les sous-marins qui recherchent la discrétion. Les systèmes actifs, par contre, détectent les sources ou objets en émettant une onde acoustique et en analysant les échos réfléchis (*figure 1.1*). Ce système est notamment utilisé en lutte anti sous-marine par les bâtiments de surface. Le sonar actif peut être trempé, remorqué, ou sous dôme à bord de bâtiment de surface ou de sous-marin.

La discrétion de plus en plus grande des sous-marins a nécessité le développement de nouvelles solutions de détection.

Les progrès accomplis dans les systèmes passifs et l'amélioration des performances des transducteurs en basses fréquences ont redonné de l'intérêt aux systèmes actifs. Ce n'est que depuis les années 80 que ceux-ci se sont réellement développés pour les applications basses fréquences.

Les progrès accomplis en sonar actif permettent désormais de travailler à des fréquences de plus en plus basses et à des puissances élevées, de manière à réduire l'absorption du son dans l'eau ce qui entraîne une amélioration de la portée. On peut ainsi détecter des cibles de plus en plus furtives.

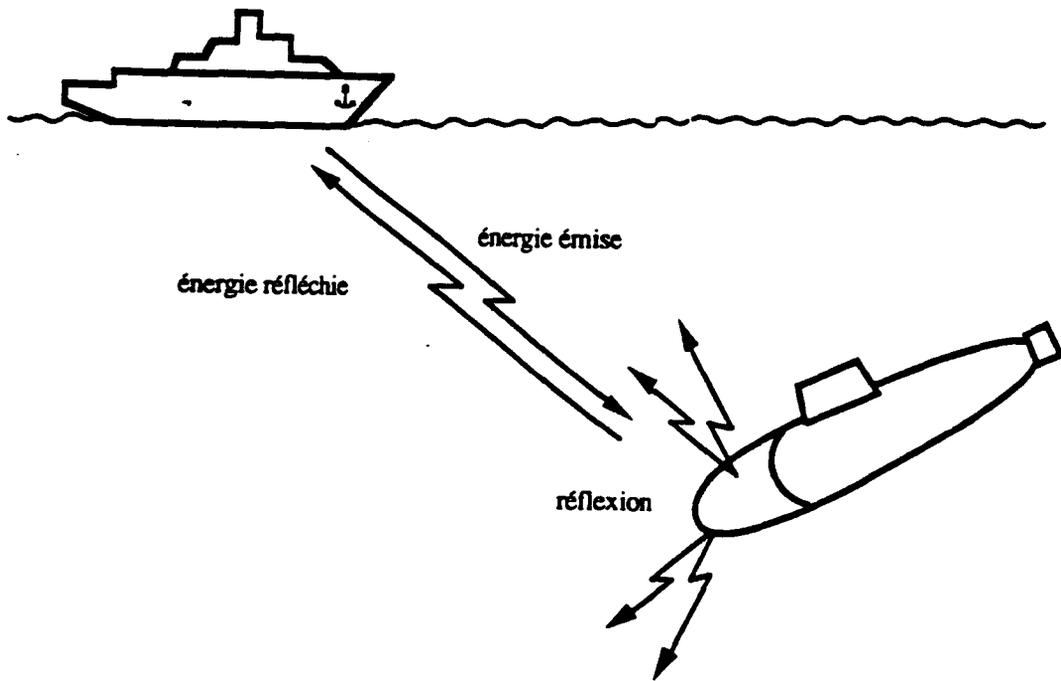


Figure 1.1 : Système sonar actif

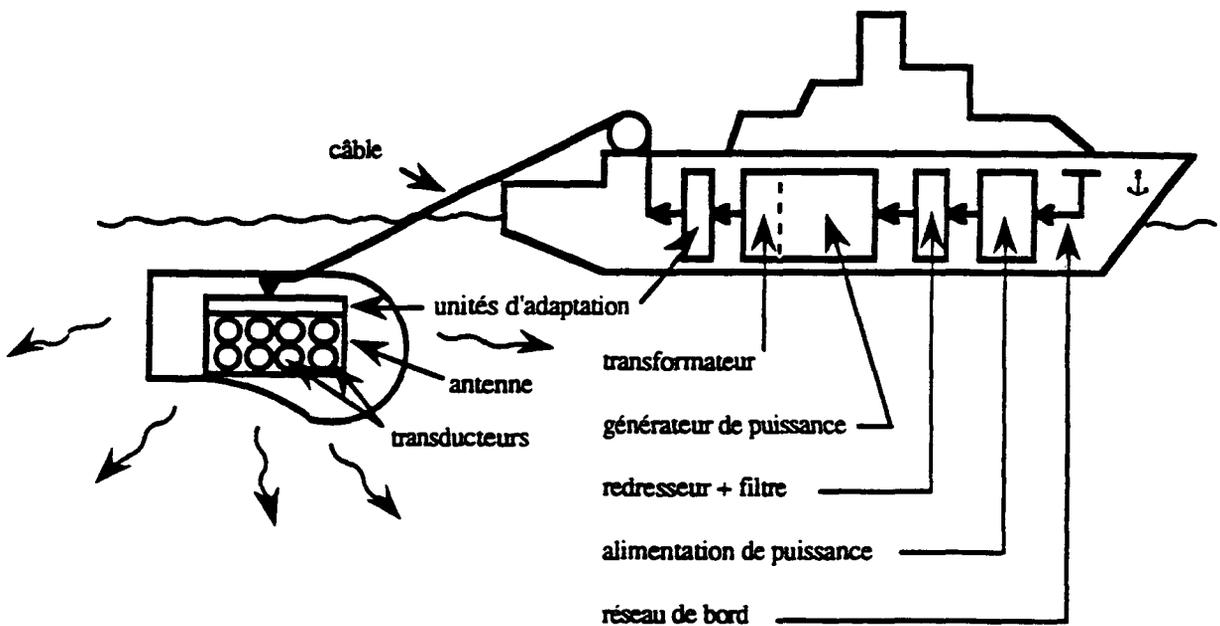


Figure 1.2 : Chaîne d'émission de sonar actif remorqué

Cet intérêt porté aux sonars basses fréquences est principalement dirigé vers deux types d'application [2] :

- En océanographie, ils permettent de mesurer les variations du temps de parcours sur des centaines de kilomètres des ondes acoustiques (tomographie) ou de déterminer sur de très longues distances le suivi des flotteurs utilisés pour l'analyse de la profondeur du fond de l'océan.
- Ils sont utilisés dans des systèmes sonar actifs pour la détection longue distance.

Une des principales différences entre ces deux applications est la puissance nécessaire au fonctionnement. En détection, l'onde effectue un trajet aller-retour et une partie de la puissance peut être absorbée par les cibles. Le niveau requis est donc supérieur à 220 dB (ref 1 μ Pa à 1m) contre 190 dB (ref 1 μ Pa à 1m) en tomographie.

1.2. LA CHAÎNE D'ÉMISSION SONAR

Dans cette étude, nous nous intéresserons exclusivement à la partie émission d'un sonar actif à émission/réception séparées. Nous nous placerons également dans le cas d'une antenne immergée dans un corps remorqué (antenne remorquée). Par la suite, nous nous concentrerons davantage sur l'antenne, mais nous allons commencer par la description de la chaîne d'émission qui permet à l'antenne de fonctionner.

La chaîne d'émission est l'ensemble électrotechnique chargé de convertir l'énergie de bord en une énergie de forme appropriée pour l'antenne d'émission. Elle peut se décomposer en trois parties principales [3,4,5]. L'alimentation prélève l'énergie, l'émetteur la convertit puis le câble et les unités d'adaptation se chargent de transmettre correctement cette énergie. La *figure 1.2* représente le schéma classique d'une chaîne.

1.2.1. L'alimentation

Le premier maillon de la chaîne d'émission est l'alimentation de puissance chargée de prélever l'énergie nécessaire du réseau de bord afin de fournir une tension continue aux émetteurs. La technologie la plus couramment utilisée est un convertisseur à machines tournantes qui couple un moteur asynchrone et un alternateur par un volant d'inertie. Bien que bruyant et volumineux, ce système limite l'appel de courant, et crée peu d'harmoniques sur le réseau.

1.2.2. Les émetteurs

Après un passage à travers un redresseur puis un filtre, l'énergie est convertie en signal compatible avec l'antenne par l'intermédiaire du générateur de puissance ou émetteur. A partir d'informations de commande, il délivre un signal électrique alternatif d'amplitude et de fréquence désirées. On peut classer les émetteurs en deux familles : les amplificateurs et les générateurs. Les premiers sont en général des amplificateurs linéaires à transistors de classe A/B. Leur rendement est de l'ordre de 50% dans des conditions favorables. En puissance, ils ne dépassent pas le kilowatt. Ils sont utilisés lors de mesures ou d'essais en faible puissance. Les seconds sont des générateurs à grand rendement fournissant un signal de sortie non proportionnel à l'entrée. On distingue les générateurs résonants et non résonants. Ces derniers sont appelés synthétiseurs à paliers [6]. Ils sont constitués électroniquement par des ponts en H. La tension de sortie est formée par addition de signaux élémentaires de forme rectangulaire. Ils sont bien adaptés à l'alimentation de transducteurs piézoélectriques et peuvent fonctionner à de fortes puissances.

1.2.3. Le câble et les unités d'adaptation

Le troisième important maillon de cette chaîne est le câble ainsi que les unités d'adaptation. Le câble sert à transmettre le signal des émetteurs situés sur le bâtiment jusqu'au corps remorqué où est placée l'antenne. Il est en général composé de lignes coaxiales et atteint facilement plusieurs centaines de mètres. Il a une impédance spécifique qui doit être adaptée en amont avec les émetteurs et en aval avec les transducteurs. Deux unités d'adaptation composées chacune d'un transformateur et d'une inductance sont si nécessaire insérées de part et d'autre du câble. Côté transducteur, l'adaptation est utilisée pour diminuer, voire annuler la puissance réactive de la charge du transducteur fortement capacitive.

En aval de cette chaîne se trouvent finalement les transducteurs regroupés en antenne, dont le rôle est de transformer l'énergie électrique en énergie acoustique afin d'émettre les ondes dans le milieu fluide. C'est à cet élément primordial de la chaîne auquel nous allons maintenant nous intéresser.

1.3. TRANSDUCTEURS ET ANTENNES

1.3.1. Description et caractéristiques d'un transducteur

Le *transducteur* est l'élément central de tout appareil de détection sous-marine. Par définition, c'est un appareil capable de transformer une énergie électrique en énergie

acoustique et inversement. En émission, il a pour but, à partir d'une excitation électrique généralement, de générer une onde acoustique de fort niveau dans l'eau.

Les matériaux actifs composant les transducteurs sont principalement à effet magnétostrictif ou piézoélectrique, dépendant du type de conversion réalisée. Les matériaux magnétostrictifs (Terfenol) connaissent un regain d'intérêt pour des utilisations en basses fréquences, malgré leur non-linéarité. Parmi les matériaux utilisés pour la conversion électroacoustique, les plus fréquents sont les matériaux piézoélectriques. L'application d'un champ électrique sur ce type de cristaux provoque une déformation de ceux-ci proportionnelle au champ appliqué (effet inverse). Les principaux matériaux piézoélectriques utilisés pour la construction de transducteurs sont les céramiques ferroélectriques en raison de leur stabilité et de la grandeur des champs électriques applicables.

Un transducteur "classique" de base est constitué de quatre éléments [7] :

- Un moteur constitué par l'empilement de céramiques piézoélectriques polarisées. Le courant électrique est amené par des électrodes placées entre les céramiques. Les caractéristiques des céramiques vont déterminer les performances acoustiques du transducteur.
- Un pavillon qui assure le contact avec le milieu fluide en adaptant l'impédance entre les céramiques et le milieu. Ses dimensions et ses paramètres vont déterminer la fréquence de travail et la bande de fréquences.
- Une contremasse dont le rôle est de réduire la vibration arrière du moteur, et qui permet également de limiter la longueur des céramiques.
- Une tige de précontrainte chargée d'assurer la rigidité de l'ensemble tout en maintenant les céramiques en compression.

Les principales grandeurs caractéristiques d'un transducteur sont :

- La sensibilité à l'émission notée S_v . C'est la pression acoustique émise en champ lointain dans l'axe ramenée à 1m et obtenue en appliquant une tension d'un volt.
- La fréquence de résonance dans l'air et dans l'eau.
- Le rendement électroacoustique correspondant au rapport entre la puissance acoustique rayonnée et la puissance électrique fournie.
- La fonction de directivité associée à différentes fréquences.
- La tension maximale admissible par le transducteur limitée par la résistance mécanique des céramiques et le claquage diélectrique.
- L'encombrement, le poids et la limite en immersion doivent également être pris en compte.

Il est important lors de la conception d'un transducteur d'optimiser la résonance électromécanique de manière à transmettre à partir d'une limite en tension d'entrée la déformation maximale de la surface en contact avec l'eau. Pour les applications à forte immersion, on doit également définir la pression hydrostatique maximale que peut supporter le transducteur.

1.3.2. Description des transducteurs piézoélectriques actuels

1.3.2.1. Le Tonpilz

Le type de transducteurs le plus répandu est le Tonpilz [7]. Il est représenté *figure 1.3*. De conception simple, il présente un bon rendement. Il est fixé dans un boîtier, ce qui limite son immersion. Il fonctionne bien au dessus de 1-2 kHz. En deçà, il conduit à des structures trop volumineuses et lourdes.

1.3.2.2. Le flexensional

Outre le Tonpilz, un des principaux transducteurs fréquemment utilisés est le flexensional [8]. Il est utilisé en basses fréquences (jusqu'à 300 Hz) à forte puissance. On distingue sept classes de projecteurs de ce type. Le plus utilisé est le flexensional de type IV. Il est composé d'un moteur et d'une coque rayonnante de forme elliptique (*photo 1.1*). Le principe de fonctionnement est la transformation du mouvement longitudinal de la colonne de céramiques en un mouvement de flexion de la coque. La principale limitation de ce type de transducteurs est l'immersion. Les derniers flexensionaux développés ont évolué et permettent une immersion plus importante (pouvant atteindre 800 mètres) à l'aide d'un système de compensation.

1.3.2.3. Le Janus

Le transducteur Janus [9] est composé de deux pavillons (*photo 1.2*) montés à chaque extrémité d'une colonne de céramiques. Le tout est soit moulé dans une mousse de PVC, soit inséré dans un boîtier rigide. Il fonctionne comme un double Tonpilz. De conception simple, il permet pour un volume comparable de résonner à de plus faibles fréquences qu'un Tonpilz seul. Il présente cependant une capacité limitée en immersion. Le Janus-Helmholtz de conception voisine, est pour sa part formé d'un double Tonpilz avec une cavité intérieure remplie d'eau et de tubes, ce qui améliore la bande passante.

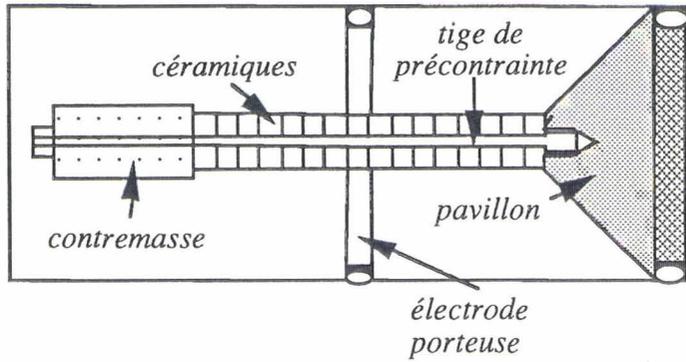


Figure 1.3 : Coupe d'un transducteur de type Tonpilz

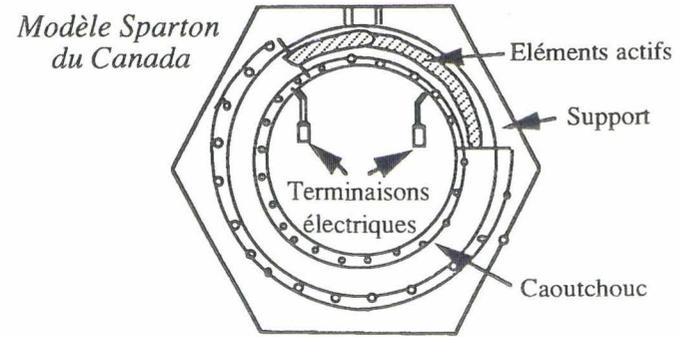


Figure 1.4 : Schéma d'un transducteur annulaire

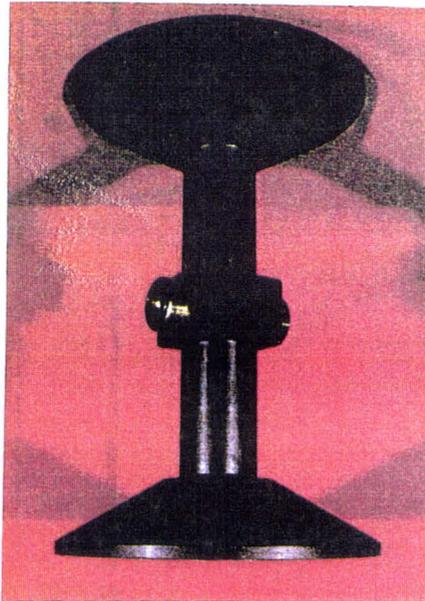


Photo 1.2 : Transducteur Janus

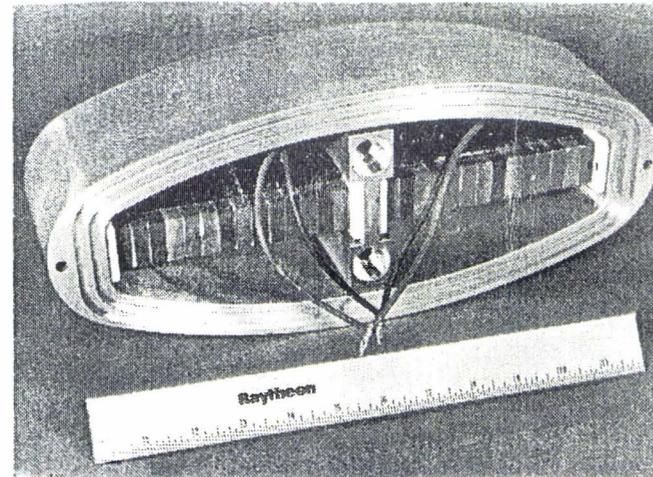


Photo 1.1 : Transducteur flexensional

1.3.2.4. Les transducteurs annulaires

Les transducteurs annulaires [7] se présentent sous la forme de tubes constitués d'un alignement de céramiques plates. L'anneau peut être polarisé radialement avec des électrodes sur les faces interne et externe (*figure 1.4*), ou tangentiellement avec des électrodes entre les céramiques. Ces transducteurs ont l'avantage d'avoir une immersion illimitée mais peuvent difficilement être utilisés à forte puissance. Leur technologie est également plus délicate à mettre en oeuvre.

En basses fréquences, différents problèmes se posent lors de la conception de tels transducteurs :

- La taille du projecteur inversement proportionnelle à la fréquence de travail.
- La résistance de rayonnement qui diminue pour un transducteur de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde. Le transducteur doit donc être fortement alimenté pour obtenir des puissances correctes. Le rendement est également moins important à ces fréquences.

1.3.3. Groupement en antennes de transducteurs

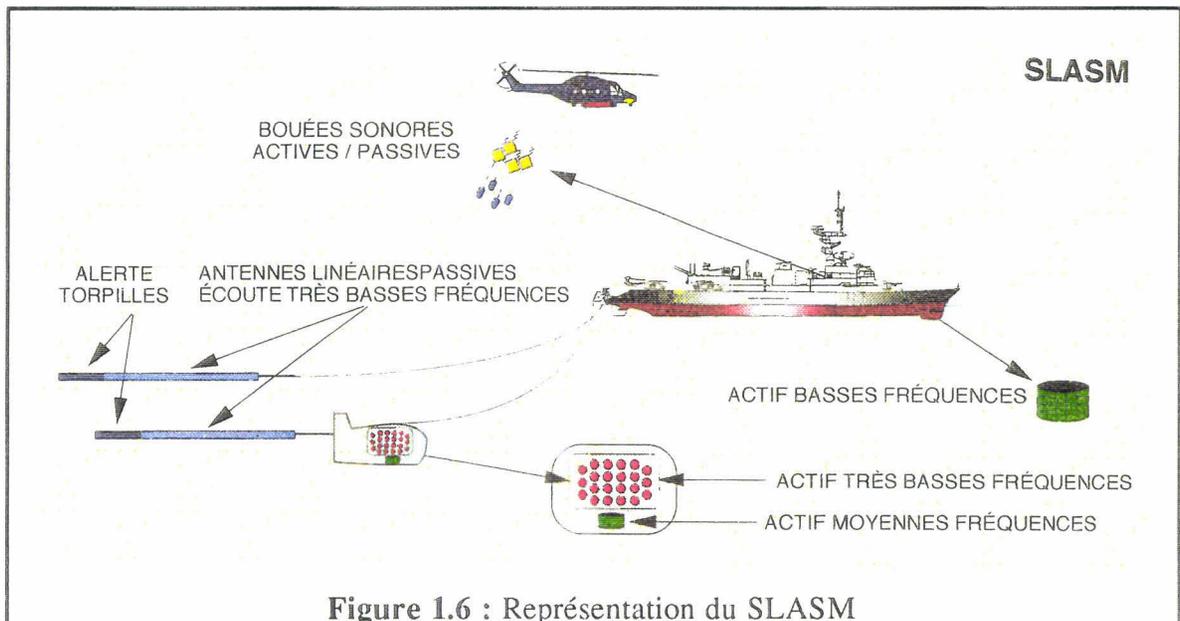
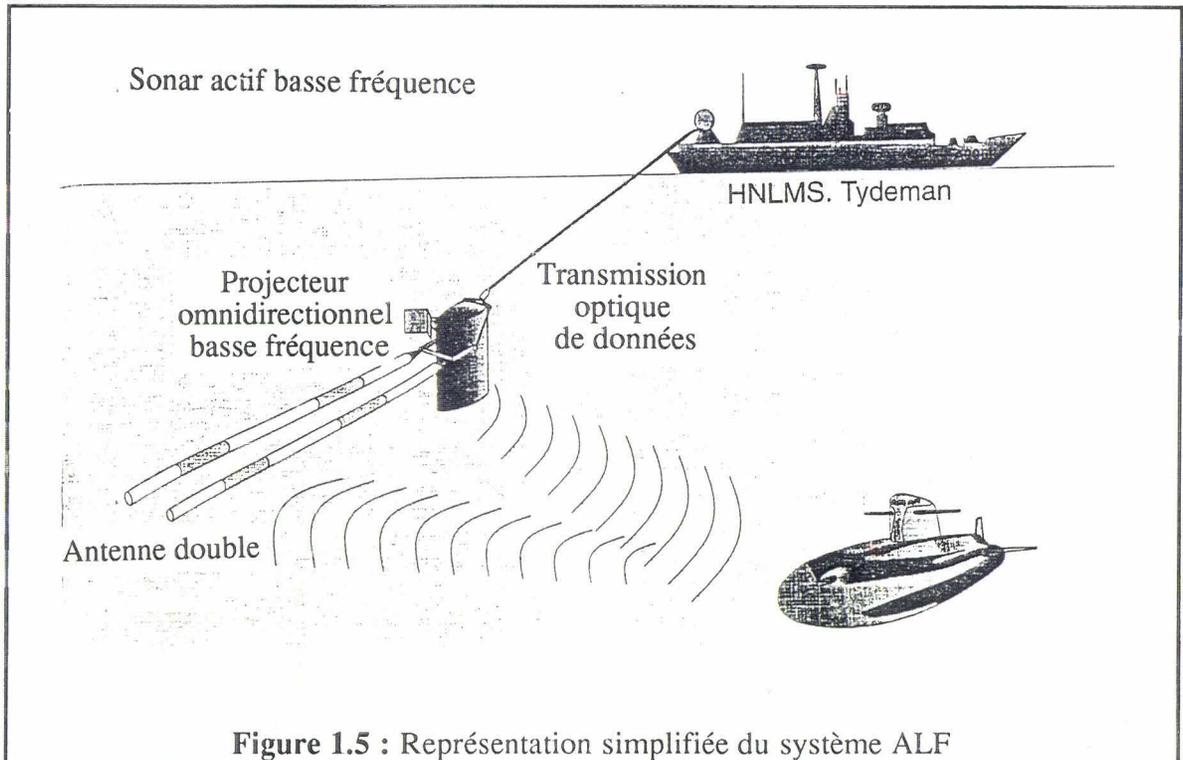
On désigne sous le nom d'*antenne* un regroupement de transducteurs électroacoustiques constituant des sources acoustiques élémentaires. Les antennes peuvent être linéaires, cylindriques, sphériques ou planes, et de taille différente suivant les objectifs de rayonnement acoustique souhaités. Généralement, le groupement en antenne est réalisé lorsque l'on recherche de fortes puissances ou une émission dans une direction particulière. Les transducteurs décrits dans le paragraphe précédent peuvent tous être associés en antenne. Lors d'un fonctionnement en basses fréquences, on cherche généralement à concevoir des structures relativement compactes et susceptibles d'être profondément immergées.

Face au regain d'intérêt porté au sonar actif depuis les années 80, différents systèmes d'activation ont été développés :

- British Aerospace a réalisé sa première version commercialisée avec ATAS (Active Towed Array Sonar) fonctionnant à quelques kilohertz et constituée d'une antenne basses fréquences linéaire [10]. Cette solution a été reprise par plusieurs pays en raison de sa flexibilité notamment. Les allemands, en particulier, ont repris ce programme en construisant deux démonstrateurs : une antenne composée de quatre anneaux "free-flooded" avec la

collaboration de SPARTON (Canada) et une antenne réalisée à partir de flexextensionaux avec British Aerospace [11]. Ces systèmes fonctionnent à 950 Hz pour un niveau sonore de 217 à 218 dB.

- Parmi les premiers systèmes développés, on peut citer également l'ALOFTS de EDO Corporation [10].



- En 1991, un nouveau projet expérimental ALF (*figure 1.5*) a démarré avec la collaboration de RNLN (Royal Netherlands Navy) et de Thomson Sintra ASM pour la réalisation [12]. La fréquence de fonctionnement de l'antenne d'émission est également voisine de 1kHz.
- La Marine française a pour sa part envisagé le développement du projet ATBF (Activation Très Basse Fréquence) depuis une quinzaine d'années, avec la conception du système sonar SLASM (*figure 1.6*).

1.4. ÉVALUATION DES PERFORMANCES DES ANTENNES

La modélisation des antennes est très utile lors de leur conception car elle évite de fabriquer des structures peu performantes, ou peut aussi par ses prévisions éviter la destruction des céramiques en présence d'interactions par exemple. L'évaluation de performances [13] peut se faire dans un premier temps en utilisant des modèles simples, comme les schémas équivalents. Lorsque les structures deviennent plus complexes ou lorsque davantage de précision est demandée, ces modèles deviennent insuffisants et on fait alors appel à des méthodes numériques basées sur les méthodes des éléments finis ou des équations intégrales pour la partie fluide. D'autres solutions évoquées dans le dernier paragraphe couplent plusieurs méthodes afin d'optimiser la résolution du problème.

1.4.1. Méthodes des schémas équivalents à constantes localisées [14]

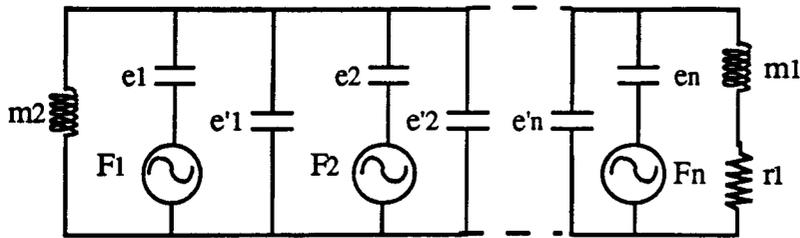
Dans ces méthodes de schémas équivalents, on effectue l'analogie entre les phénomènes mécaniques, électriques et acoustiques afin de modéliser par des éléments électriques les différentes parties du transducteur. Cette analogie est décrite dans le tableau suivant.

Grandeur mécanique	Grandeur électrique	Grandeur acoustique
Force (F)	Tension (U)	Pression sonore p
Vitesse (v)	Courant (i)	Vitesse (v)
Impédance (F/v)	Impédance (U/i)	Impédance (p/v)
Masse (m)	Inductance (L)	
Frottement (Rm)	Résistance (R)	Rayonnement
Élasticité (e)	Capacité (C)	

Tableau 1.1 : Équivalence entre les grandeurs électriques, mécaniques et acoustiques

On considère dans cette modélisation que le mouvement est exclusivement unidimensionnel. On néglige les mouvements latéraux. Le transducteur est assimilé à un ressort tendu entre

deux masses (*figure 1.7*). Ce ressort se décompose en une série de ressorts élémentaires représentant les céramiques. Celles-ci sont donc assimilées à des élasticités de masse négligeable. Les deux masses représentent le pavillon et la contremasse, dont on néglige les élasticités. On suppose que les dimensions du matériau sont petites devant la longueur d'onde : la vitesse de l'onde n'est pas modifiée dans le matériau.



F_1, F_2, F_n : Forces engendrées par les n céramiques
 d'élasticités e_1, e_2, e_n
 e'_1, e'_2, e'_m : Élasticités des électrodes
 m_1, m_2 : masses du pavillon et de la contremasse
 r_1 : Résistance de rayonnement

Figure 1.7 :
 Représentation
 mécanique
 simplifiée d'un
 transducteur
 immergé

Par analogie électromécanique, le transducteur est alors modélisé par un circuit électrique (*figure 1.8*). La partie "transducteur" est représentée par une impédance mécanique et une impédance électrique. La conversion électromécanique est modélisée par un transformateur. La partie rayonnante est assimilée à une impédance comprenant une partie résistive (résistance) et une masse d'eau (inductance).

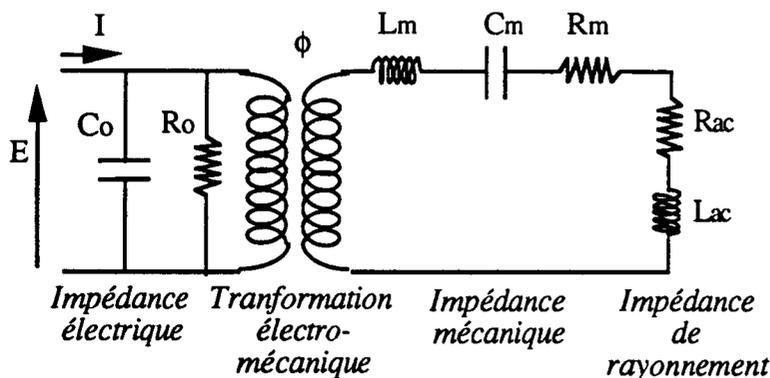


Figure 1.8 :
 Représentation
 électrique d'un
 transducteur
 immergé de type
 Tonpiz

Cette méthode très approximative est en limite de validité dans de nombreux cas, en particulier sur les fréquences de travail : en effet, chaque partie du transducteur est assimilée à un seul élément (masse ou élasticité), ce qui empêche de décrire un mode de résonance propre à l'un des composants. La modélisation est donc limitée autour de la fréquence de résonance fondamentale de la structure.

1.4.2. Modèle "onde plane"

1.4.2.1. Principe

Cette méthode de schéma équivalent à constantes réparties ou modèle "onde plane" est moins approximative que la précédente. Voisine des méthodes de matrices de transfert, elle fait appel à la théorie des lignes [7] en utilisant les équations de propagation. Dans les conditions d'hypothèse, l'onde acoustique rayonnée est supposée plane.

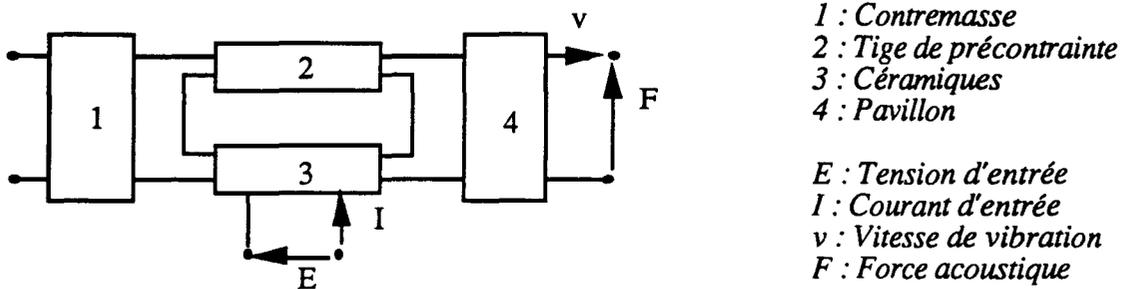


Figure 1.9 : Représentation d'un transducteur par la méthode "onde plane"

On prend en compte le caractère réparti de l'élasticité et de la masse dans les différentes pièces. On forme alors des quadripôles équivalents reliant les forces et les vitesses d'entrée et de sortie pour chaque élément (*figure 1.9*). On obtient des matrices de transfert (ou matrices des impédances) équivalentes dont il existe des expressions analytiques pour des éléments géométriques simples (cône, cylindre ...). Par cette méthode, les limitations en fréquence sont moindres, la représentation reste exacte jusqu'à des fréquences assez élevées. Par ailleurs, des développements limités au premier et deuxième ordre des expressions analytiques des impédances réparties permettent de revenir à des schémas équivalents à constantes localisées.

1.4.2.2. Outils informatiques

Les États-Unis ont développé quelques codes de calcul basés sur le modèle "onde plane" :

SEADUCER : Steady state Evaluation and Analysis of transDUCER

TEA : Transducer Element Analysis [15]

TAC : Transducer Analysis Computer [16]

Ces trois programmes utilisent globalement le même processus.

Celui du code TEA peut se décrire en trois étapes :

- Description des dimensions et des paramètres du matériau pour chaque pièce du modèle.
- Calcul de la matrice linéaire des impédances pour chaque partie, cette matrice reliant les forces et les vitesses aux deux extrémités de la pièce et, dans le cas de matériaux actifs, calcul de la tension et du courant aux bornes.
- Combinaison des matrices individuelles dans une matrice d'éléments d'impédances composées en vue de déterminer l'interconnexion physique des différents éléments.

En résumé, ce programme fournit une ossature pour la création de modèles de transducteurs. Ensuite, il calcule les différentes propriétés acoustiques, électriques et mécaniques pour ces modèles.

Le programme TEA utilise 25% des sous-programmes de SEADUCER. Il est plus restrictif mais plus facile à utiliser. SEADUCER est en effet applicable à d'autres domaines comme l'optique, l'électronique ... Le programme TRN, basé sur la même méthode, a été développé plus récemment par les États-Unis également.

Concernant les transducteurs flexensionaux, des programmes spécifiques ont été réalisés. Il s'agit principalement du programme FIRST (Flexensional Integrated Ring Shell Transducer) basé sur une description électroacoustique du modèle. Ce programme inclut l'analyse des interactions et différentes options comme le contrôle en vitesse. Un autre programme, FLEXT5A, voisin de FIRST s'intéresse également au cas de flexensionaux. Ces deux logiciels ont été développés au NUSC (Naval Underwater Systems Center) aux États-Unis.

En Grande-Bretagne, des programmes basés sur cette méthode ont été développés par l'A.U.W.E (Admiralty Underwater Weapon Establishment) [17]. Par exemple, le programme ANALYSIS permet de déduire les valeurs des composants du circuit équivalent du transducteur. L'Université de Birmingham a pour sa part développé le programme TRANSCAD [18].

En France, THOMSON-CSF a réalisé le logiciel VIBRA permettant de modéliser un transducteur Tonpilz et utilisant le modèle "onde plane". La société SINAPTEC a développé le programme ASTRE [19] utilisant également ce modèle.

Dans les années 1970, un programme plus complet que ceux décrits précédemment a été réalisé. Il s'agit de TTOP : Transmitting Train Of Programs [20]. Ce programme permet d'effectuer une analyse complète électro-mécano-acoustique de différents cas d'antennes (cylindre, sphère pulsante, anneaux...). On y utilise la méthode "onde plane" complétée par

des modèles analytiques. Cinq versions ont été développées à ce jour. La dernière version comporte neuf programmes séparables exécutables. Actuellement, des efforts sont faits pour réaliser une interface avec CHIEF [21], ainsi que pour prendre en compte les projecteurs multi-modes [22].

En conclusion, ces deux méthodes de schémas équivalents ont l'avantage, par rapport aux méthodes numériques, de gagner du temps en résolution par leur simplicité. Elles permettent par exemple de choisir ou de suggérer un modèle, de traiter seulement une partie d'un problème complexe ou d'inclure de manière simple des éléments électriques dans le système. Cependant, ces méthodes sont trop limitées pour traiter des cas plus difficiles comme les problèmes bi- ou tridimensionnels, où une prise en compte de la structure entière (par maillage notamment) est nécessaire. Elles sont également insuffisantes lorsqu'une plus grande précision de calcul est demandée. Les modes de flexion et de courbure ne sont pas pris en compte. Par ailleurs, l'hypothèse de linéarité devient rapidement non valable dans la plupart des matériaux actifs électriques de forte puissance, ce qui limite la représentation de la vibration du transducteur (ceci est également vrai dans certaines méthodes numériques).

1.4.3. Méthode des éléments finis

Face à des problèmes plus complexes, et des demandes en calcul de plus en plus précises, les méthodes de schémas équivalents sont inadaptées. On fait alors appel à des méthodes numériques, qui permettent de traiter des structures géométriques quelconques et de forme complexe, d'inclure des matériaux ou des champs de déplacement difficiles à prendre en compte analytiquement. Elles permettent également de déterminer le comportement du transducteur en dehors de la résonance fondamentale pour des modes plus élevés. Ces méthodes ont cependant le handicap d'être "mécaniques", de manquer de sens physique (contrairement aux schémas équivalents, on ne peut pas calculer rapidement ou prévoir à priori les performances).

1.4.3.1. Description de la méthode

La méthode des éléments finis est la méthode numérique de calcul de structures la plus couramment utilisée, surtout dans le cas de structures tridimensionnelles complexes. Cette méthode [2] consiste à découper (mailler) la structure à étudier en un certain nombre d'*éléments finis* de forme géométrique simple. On définit des noeuds aux frontières qui permettent de relier les éléments. Les quantités physiques à déterminer (déplacement ou potentiel par exemple) sont d'abord calculées à ces noeuds. Les valeurs à l'intérieur des éléments sont alors exprimées comme combinaisons des valeurs aux différents noeuds de

l'élément, ceci par l'utilisation de fonctions d'interpolation comme base. Afin d'obtenir suffisamment de précision, la dimension des éléments maillés doit être inférieure à un certain rapport de longueur d'onde. Pour déterminer les quantités physiques de la structure, on résout simultanément l'équation du mouvement de la structure entière, l'équation de Poisson pour les matériaux piézoélectriques et l'équation d'Helmholtz pour le rayonnement du fluide lorsque celui-ci est présent. Lorsque l'on prend en compte le couplage fluide/structure, il faut ajouter à ces équations les conditions aux limites. Pour résoudre ce système d'équations différentielles, on utilise le principe du Lagrangien : la minimisation du Lagrangien par rapport aux inconnues du problème (déplacement, potentiel, fonction d'onde) conduit à un système matriciel que l'on peut résoudre numériquement. Par cette méthode, on peut notamment réaliser une analyse modale, statique ou harmonique de structures élastiques, piézoélectriques ou magnétostrictives.

1.4.3.2. Principaux codes de calcul

Les principaux logiciels développés à partir de cette méthode et spécialisés dans la modélisation de transducteurs sonar sont les suivants [2] :

- ATILA (Analyse de Transducteurs par Intégration des équations de Laplace), développé par l'ISEN à Lille pour la France [23].
- MAVART (Model to Analyse Vibrations and Acoustic Radiation of Transducers) développé au Canada par la DREA (Defence Research Establishment Atlantic).
- MARTSAM, développé aux États-Unis par le NUSC.
- PAFEC (Program for Automatic Finite Element Computation), développé en Grande-Bretagne pour la DRA (Defence Research Agency).

Ces différents programmes sont constamment améliorés afin d'y inclure de nouveaux types d'éléments ou de nouvelles techniques numériques.

1.4.4. Autres méthodes de calcul de structures

Parallèlement à cette méthode très utilisée des éléments finis, il existe deux méthodes voisines parfois utilisées dans les calculs de transducteurs.

1.4.4.1. Méthode des différences finies [13]

Cette méthode permet, en utilisant la formulation des différences centrées, de transformer les équations différentielles du problème en un système d'équations matricielles. Les cas traités par cette technique sont spécifiques : ils concernent notamment les transducteurs

flexensionaux et les transducteurs haute fréquence. De plus, cette technique ne permet pas toujours de traiter le rayonnement acoustique, qui devra donc être pris en compte par une autre méthode puis couplé.

1.4.4.2. Méthode variationnelle de Rayleigh-Ritz

La méthode de Rayleigh-Ritz [13] envisage, à partir des équations différentielles du système, de chercher les fonctions qui rendent stationnaires ces quantités. On considère dans ce cas une structure piézoélectrique et le rayonnement n'est pas pris en compte. Une technique variationnelle est ainsi proposée par Robinson [24] dans le cas du flexensional. Le principe consiste à déterminer une fonction caractérisant par exemple le déplacement ou le potentiel. A partir d'une fonction d'essai, on estime les quantités physiques du problème, et on ajuste la fonction de départ par un processus d'itérations.

1.4.5. Calcul du rayonnement

Lorsque les techniques de calcul sont prévues uniquement pour la structure, ou lorsque les résultats concernant le fluide sont inexacts, il est nécessaire de connaître d'une manière analytique ou numérique le rayonnement de la structure. Le calcul analytique se fait en général à partir de la formulation d'Helmholtz, mais on peut également envisager d'autres méthodes.

1.4.5.1. Formulation mathématique des équations intégrales

On se place dans le cas général d'un volume quelconque (représentant le transducteur) délimité par une surface Γ et entouré du fluide d'extension infinie. D'un point de vue théorique, les équations décrivant le modèle sont [25] :

-> L'équation d'Helmholtz :

$$(1) \quad \Delta p(x) + k^2 p(x) = 0 \quad (x \text{ est un point quelconque du volume extérieur})$$

-> Les conditions aux limites :

$$(2) \quad \left[\frac{\delta p(x)}{\delta \eta_\tau} \right]_{x=\tau} = -j \rho \omega v(\tau) \quad \text{Continuité du déplacement normal}$$

$$(3) \lim_{r \rightarrow \infty} \int_S \left[\frac{\delta p(x)}{dr} + j k p(x) \right]^2 dS = 0 \quad \text{Condition de rayonnement de Sommerfeld}$$

Avec k : nombre d'onde = ω/c

ρ : masse volumique du milieu

η_τ : vecteur normal à la surface dirigé vers l'extérieur

$v(\tau)$: vitesse normale au point τ appartenant à la surface

S : sphère de rayon r entourant la surface

A partir de la pression et de la vitesse normale à la surface de la structure, les trois équations précédentes doivent permettre de déterminer la pression en tout point de l'espace.

On introduira également par la suite la fonction de Green en espace libre :

$$G(x,y) = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{jk d(x,y)}}{d(x,y)} \quad \text{où } d(x,y) \text{ est la distance entre les points } x \text{ et } y \text{ quelconques}$$

Formulation intégrale intérieure et extérieure

De manière générale, à partir des équations précédentes, on peut écrire les formules classiques d'Helmholtz qui relient la pression et la vitesse. On introduit la fonction de Green et on considère un point σ appartenant à la surface et un point x quelconque de l'espace.

$$\int \left\{ p(\sigma) \frac{\partial G(x,\sigma)}{\partial \eta_\sigma} - \frac{\partial p(\sigma)}{\partial \eta_\sigma} G(x,\sigma) \right\} \partial S(\sigma) = \begin{cases} p(x) & \text{si } x \text{ est extérieur à } S \quad (a) \\ p(x)/2 & \text{si } x \text{ appartient à } S \quad (b) \\ 0 & \text{si } x \text{ est intérieur à } S \quad (c) \end{cases}$$

La méthode de résolution la plus simple consiste à déterminer la pression en utilisant l'équation intégrale de surface (b). La pression à la surface connue, on peut alors remonter à la pression en tout point de l'espace par l'équation extérieure (a). Pour résoudre numériquement l'équation de surface, on transforme l'intégrale en somme en divisant la surface du transducteur en N surfaces élémentaires de pression et vitesse constantes. Il suffit donc ici pour la résolution de représenter la surface par un maillage. Cette méthode est appelée "Boundary Element Method" ou BEM. Elle possède l'inconvénient d'avoir plusieurs solutions pour certains nombres d'onde. Ces cas correspondent aux fréquences irrégulières. Pour surmonter ce problème, différentes approches ont été proposées.

1.4.5.2. Programmes de calcul utilisant les équations intégrales

Le programme de calcul SHIP (Simplified Helmholtz Integral Program) [26] basé sur le modèle décrit précédemment a été développé aux États-Unis par le NRL (National Research Laboratory). Ce programme est limité à l'analyse d'éléments axisymétriques excités de manière axisymétrique.

Shenderov et Kozyrev [27] ont également développé un programme de calcul voisin de SHIP qui leur permet de calculer les impédances de rayonnement d'un cylindre fini.

Afin de remédier au mieux au problème des fréquences irrégulières, les codes intègrent diverses méthodes :

- Schenck [25] envisage d'ajouter aux N équations du problème de surface un certain nombre d'équations du problème intérieur, correspondant à des points intérieurs pour lesquels la pression n'est pas nulle (solutions triviales). On obtient alors un système surdimensionné de $(M+N)$ équations à N inconnues liant pressions et surfaces, que l'on résout en utilisant les moindres carrés. Cependant, par cette méthode, on ne connaît pas à l'avance le nombre d'équations supplémentaires nécessaires pour obtenir une solution correcte.

Cette méthode connue sous le nom de CHIEF (Combined Helmholtz Integral Equation Formulation) a été implémentée par le NOSC (Naval Ocean Systems Center) [22]. Il en existe également une version Basic Micro-CHIEF. Par ailleurs, quelques améliorations ont été apportées par la suite à ce logiciel, concernant notamment la condition de champ nul de l'équation intégrale intérieure ou la sélection des points intérieurs [28].

- Une autre approche (méthode de champ nul) est de compléter le système d'équations par M^2 équations de champ nul déduites de l'équation d'Helmholtz intérieure [29] :

$$\int \left\{ p(\sigma) \frac{\delta \psi_m^n[\sigma]}{\delta \eta} - \frac{\delta p[\sigma]}{\delta \eta} \psi_m^n(\sigma) \right\} dS(\sigma) = 0 \quad \text{pour } 0 \leq m \leq M-1 \text{ et } n \leq M$$

Les ψ_m^n sont des fonctions d'onde sphériques harmoniques divergentes, solutions de l'équation d'onde. Si la pression $p(\sigma)$ satisfait simultanément ces M^2 équations, les fréquences irrégulières inférieures ou égales à l'ordre M sont supprimées. Dans cette technique de champ nul, le nombre d'équations supplémentaires est donc prédéfini par le nombre de fréquences à supprimer, ce qui assure l'unicité des solutions.

Au niveau informatique, le code EQI (Equation Intégrale) a été développé par l'ISEN en utilisant cette méthode de combinaison équation intégrale/champ nul [30]. Les valeurs sont calculées aux noeuds des éléments de la surface.

- Enfin, pour résoudre ce problème de non-unicité des solutions, Burton et Miller [31] utilisent la technique suivante : ils proposent de combiner l'équation intégrale de surface et sa dérivée normale. Cette combinaison permet d'obtenir une solution unique si le facteur multiplicatif de l'équation dérivée est correctement choisi.

1.4.5.3. Autres méthodes de calcul du rayonnement

En dehors des équations intégrales, la principale méthode numérique permettant de calculer le rayonnement est celle des éléments finis. De la même manière que pour la structure, on peut modéliser le fluide environnant en maillant un domaine sphérique autour du transducteur. Une condition limite anéchoïde approximative est appliquée qui évite les réflexions d'ondes acoustiques. La variable nodale est le champ de pression [2].

Une alternative est l'utilisation d'éléments infinis [32] : on étend les éléments finis fluides à l'infini dans une ou plusieurs directions. Les fonctions d'interpolation sont multipliées par une fonction d'atténuation (exponentielle décroissante, fonction en $1/r$...) satisfaisant la condition de rayonnement.

En utilisant la méthode des schémas équivalents, on prend en compte le fluide en ajoutant au schéma de la structure des masses locales (évaluation analytique) ou exactes (calcul à partir du modèle "onde plane"), ces dernières s'avérant de bonnes approximations en basses fréquences.

La méthode DAA (Doubly Asymptotic Approximation) incorpore le fluide d'une manière approximative. Elle considère l'équation intégrale du fluide comme une série en limite de basses et hautes fréquences et fait une interpolation dans la région intermédiaire [33]. Les résultats de cette méthode sont satisfaisants pour des ordres de développement des séries suffisamment élevés.

1.4.6. Méthodes mixtes

Les différentes méthodes présentées sont parfois peu optimisées lorsqu'elles sont utilisées pour modéliser entièrement l'ensemble fluide-structure. Il peut être alors plus judicieux

d'utiliser des combinaisons entre ces différentes méthodes afin d'améliorer la précision, la mise en oeuvre ou le temps de calcul.

1.4.6.1. Couplage avec le modèle "onde plane"

Une méthode combinant les éléments finis et le modèle "onde plane" a été développée par le GERDSM et l'ISEN [34] afin d'obtenir des résultats relativement précis avec des temps de calcul relativement courts. Dans un premier temps, une analyse modale complète de la structure (transducteurs Tonpilz) est effectuée par les deux approches. Comme des modes de flexion apparaissent pour le pavillon, celui-ci est modélisé par éléments finis. Par contre, on remarque que les céramiques ont un mouvement du type onde plane. Cette méthode est donc utilisée pour modéliser cette partie. Au niveau de l'interface, on lie les valeurs nodales de la force et du champ de déplacement par une impédance mécanique.

1.4.6.2. Couplage éléments finis / équations intégrales

Une solution numérique bien adaptée au problème consiste à modéliser la structure par la méthode des éléments finis, tandis que la condition de rayonnement est formulée à l'aide des équations intégrales. On doit ensuite généralement utiliser un post-traitement afin d'adapter les différents résultats : en effet, la méthode des éléments finis calcule des valeurs nodales, alors que les valeurs pour le fluide dans beaucoup de codes sont définies sur des surfaces. On obtient les valeurs de la pression acoustique ainsi que les valeurs de la vitesse à n'importe quel point, en champ proche ou en champ lointain [2]. D'un point de vue théorique, les équations du problème et notamment le couplage entre les deux méthodes sont définies par Benthien [36].

L'ISEN a pour sa part couplé les codes ATILA et EQI [37], avec l'avantage de travailler dans les deux cas sur des valeurs nodales qui permet d'éviter un post-traitement complexe.

Giordano et Koopman [38] proposent une méthode semi-analytique basée sur le couplage BEM/FEM, mais simplifiée et plus compréhensible physiquement : ils effectuent un développement de la matrice des impédances acoustiques en une série de puissances en ω . On est dans un problème de valeurs propres : une base orthogonale de modes est construite. La superposition des modes donne la réponse spectrale de la structure. On obtient également une expression analytique de la sensibilité acoustique.

1.4.6.3. Couplage éléments finis / modèles analytiques

Pour réaliser l'interface entre le fluide et la structure, K. Mc Lean [39] a envisagé la solution suivante : la structure est d'abord modélisée par éléments finis. La pression exercée par le fluide est représentée par une série infinie en termes de fonctions d'onde sphériques. Ensuite, l'idée est de réduire et de transformer la description nodale de la structure en une description d'harmoniques sphériques. On peut alors effectuer une description totale de l'ensemble fluide-structure.

Zarda [40] a également développé une méthode semi-analytique : le déplacement de la structure et le champ de pression du fluide immédiatement environnant sont modélisés par éléments finis. Le champ de pression restant de la région infinie fluide est exprimé par un développement en séries dont les coefficients sont les inconnues du problème. Pour coupler les deux solutions, le champ de pression doit être continu entre les deux régions. Cette solution aux limites permet de déterminer les coefficients recherchés, et donc la pression en tout point de l'espace.

Une méthode originale permettant de prendre en compte les différents modes a été développée par Thomson-Sintra [35] : le but est de représenter complètement par un modèle relativement simple un réseau de flexionnaires dans lequel les interactions sont très fortes. L'hypothèse de base est de considérer que la déformation totale de la structure est une combinaison linéaire de déformations de base. Pour cela, on détermine une base de déformées, à la fois caractéristique du transducteur (modes propres) et susceptibles de valider une hypothèse multi-déformées. Pour cette dernière hypothèse, les déformées sont appelées "états" et correspondent au comportement du flexionnaire dans des environnements fluides particuliers. Le calcul du rayonnement se fait par la méthode des équations intégrales. Cette modélisation simplificatrice est beaucoup moins coûteuse en temps de calcul que l'utilisation complète des éléments finis.

1.5. CONCLUSION

Les nouvelles tendances concernant les sonars se portent en particulier sur les basses fréquences qui permettent d'augmenter la portée en détection. On a donc développé de nouveaux concepts de transducteurs et d'antennes qui permettent de travailler correctement à ces fréquences. Les nouveaux systèmes développés en détection sous-marine fonctionnent à des fréquences de l'ordre du kilohertz pour des niveaux d'environ 220 dB. D'autre part, ce chapitre fait apparaître qu'en matière d'évaluation des performances, les méthodes sont

nombreuses. Lorsque l'on désire une approche facile à mettre en oeuvre mais approximative (ordre de grandeur des résultats que l'on pourrait obtenir), on fait appel aux méthodes de schémas équivalents. Par contre, les méthodes numériques, en particulier les éléments finis, sont très utiles lorsque les structures deviennent complexes et que davantage de précision est demandée. Le choix pour l'une de ces méthodes est donc fonction de la complexité de la structure à étudier, des possibilités informatiques, mais aussi des principaux résultats que l'on veut mettre en évidence. En particulier, dans le chapitre que nous allons aborder concernant les interactions, la prise en compte du fluide et l'évaluation de son action est essentielle pour une bonne appréhension du problème.

CHAPITRE II

LES INTERACTIONS ACOUSTIQUES

CHAPITRE 2 : LES INTERACTIONS ACOUSTIQUES

2.1. INTRODUCTION

Depuis le début des années 1980, la priorité en France en matière d'application Sonar a été donnée aux transducteurs basses fréquences de puissance élevée (concept ATBF). La conception de telles antennes pose certaines difficultés. La plus sérieuse d'entre elles est liée à l'espacement limité entre les transducteurs. En effet, le fonctionnement en basses fréquences entraîne une augmentation de la taille des transducteurs, alors que les dimensions totales de l'antenne restent limitées. Cet espacement réduit entre les transducteurs provoque un couplage entre ceux-ci par l'intermédiaire du fluide. C'est ce phénomène de couplage que nous allons développer. Il est en effet essentiel de connaître l'importance du problème lors de la conception d'une antenne. Après avoir décrit le phénomène, les causes qui le provoquent et ses conséquences, nous résumerons diverses méthodes d'évaluation des interactions qui ont été mises en oeuvre. Nous terminerons cette partie par un inventaire des différentes solutions proposées et réalisées pour tenter de remédier à ce problème.

2.2. CAUSES ET EFFETS DES INTERACTIONS

2.2.1. Description du phénomène

Dans une antenne acoustique de puissance élevée constituée de projecteurs proches les uns des autres, les transducteurs interagissent, à la fois mécaniquement par l'intermédiaire de la structure, mais également acoustiquement. En effet, le rayonnement de chaque transducteur est perturbé par l'action des transducteurs voisins par l'intermédiaire du fluide. Nous nous intéresserons exclusivement à cette dernière interaction. Celle-ci est notamment caractérisée par des impédances mutuelles de rayonnement traduisant ces effets réciproques.

2.2.2. Conditions favorisant les interactions

Il existe différentes conditions sous lesquelles ces interactions deviennent importantes et donc gênantes :

- Lorsque les transducteurs individuels sont de taille relativement faible. Sherman [41], en accord avec les résultats expérimentaux de Rusby [42], a conclu que lorsque les

transducteurs ont des dimensions supérieures à des valeurs du tiers à la moitié de la longueur d'onde, les effets des interactions deviennent tolérables. En effet, lorsque les transducteurs sont suffisamment grands par rapport à la longueur d'onde, leurs surfaces moyennent davantage les fluctuations de pression sur la surface rayonnante [43]. Comme la tendance actuelle est de travailler à des fréquences de plus en plus basses, la question se pose donc plus fréquemment ces dernières années.

- Lorsque l'espace entre les éléments devient faible.
- Lorsque le rendement individuel de chaque transducteur est suffisamment élevé, on a également constaté que les interactions étaient plus gênantes [44].
- Au voisinage de la fréquence de résonance, ce phénomène prend également de l'importance. Dans cette zone en effet, l'impédance mécanique passe par son minimum et devient alors comparable à l'impédance de rayonnement. Les interactions dues au rayonnement sont alors plus visibles.
- Enfin, certaines géométries d'antenne favorisent ce phénomène :
Les tableaux bidimensionnels (antennes planes) plutôt que les lignes, ce qui correspond à une multiplication des interactions de transducteurs voisins [45].
Les antennes planes davantage que les antennes courbées [46].
Elles apparaissent également davantage près des bords de l'antenne : on peut considérer ce phénomène comme un "effet de bord" du réseau de transducteurs [45].

2.2.3. Conséquences des interactions sur les performances

Les effets des interactions sur le fonctionnement de l'antenne sont divers, mais ils constituent avant tout un obstacle au fonctionnement de l'antenne et réduisent sa fiabilité.

- La vitesse des pavillons n'est plus constante d'un pavillon à l'autre : le rapport liant excitations et vitesses devient variable [46]. Sans contrôle, le fonctionnement de l'antenne peut devenir très incertain.
- La nature même des déformations de la structure peut être modifiée.
- Il y a dégradation du diagramme de directivité, directement relié à la répartition des vitesses. Lam [45] constate dans le diagramme de directivité une atténuation des minima et un décalage croissant de la position des lobes supérieurs.
- Les interactions correspondent à l'absorption de la puissance acoustique de certains transducteurs par les transducteurs voisins. Elles entraînent donc une réduction du niveau de source par rapport au niveau maximum théorique [2].
- On observe pour cette même raison une diminution de la résistance de rayonnement de certains éléments, qui peut même devenir négative.

- Une partie de la puissance non rayonnée est dissipée sous forme de pertes mécaniques et électriques de l'élément, mais la majeure partie revient à l'alimentation de puissance. Il y a alors, dans le cas où chaque transducteur a sa propre alimentation, surcharge et donc risque de claquage de certains amplificateurs [47]. Un contrôle permanent serait donc nécessaire afin de ne pas franchir les limitations en puissance, c'est-à-dire la puissance maximum du transducteur ainsi que la tension limite de claquage des lignes d'alimentation et des céramiques [2].

On peut également utiliser le regroupement en antenne et ses conséquences positives :

- Le phénomène d'interactions peut créer une résonance due au fluide. C'est le cas de l'antenne de transducteurs Quadripode magnétostrictifs, où une seconde résonance en dessous de la résonance fondamentale apparaît lorsque les transducteurs sont mis en antenne. Elle permet d'élargir la bande [48].
- On peut également constater que les termes mutuels d'impédance contribuent à l'augmentation de la charge rayonnante et de la bande passante, limitant ainsi les pertes.

Finalement, il peut donc être intéressant de regrouper les transducteurs dans une antenne dense (à condition que les niveaux d'alimentation soient contrôlés), car cela permet d'obtenir un niveau de source plus élevé et un diagramme de directivité plus directif [2].

2.3. CALCUL DES IMPÉDANCES MUTUELLES

2.3.1. Définition

Afin de caractériser et d'évaluer ce phénomène d'interactions, le moyen le plus efficace est de déterminer les impédances mutuelles. Analytiquement, elles sont calculables pour des géométries simples mais deviennent vite plus complexes à déterminer. Elles permettent d'évaluer correctement les impédances de rayonnement du schéma équivalent. A défaut de calcul d'impédances mutuelles, les interactions peuvent également être mises en évidence par la différence de vibration entre des transducteurs voisins pour une même alimentation.

L'impédance mutuelle acoustique entre deux pistons i et j est définie par Foldy [49] comme la force exercée par un transducteur i sur un transducteur j :

$$Z_{ij} = 1/V_i V_j^* \int_{S_j} p_i(r_j) v_j(r_j) dS_j = R_{ij} + j X_{ij}$$

avec : $p_i(r_j)$: pression produite par le transducteur i sur le transducteur j

$v_j(r_j)$: distribution normale de vitesse sur la surface j de rayonnement

V_i, V_j : vitesses de référence des deux transducteurs

S_j : Surface rayonnante du transducteur j

Dans le cas où les transducteurs ont une distribution de vitesse uniforme, l'expression se simplifie :

$$Z_{ij} = 1/V_i \int_{S_j} p_i(r_j) dS_j$$

L'impédance propre est alors définie par l'impédance correspondant au terme $i=k$. Par ces définitions, on aboutit finalement à une expression de l'impédance de rayonnement Z_r utilisée dans les schémas équivalents et de la forme :

$$Z_r = \sum_{i=1}^N Z_{ij} \frac{V_i}{V_j} = R_r + j X_r \quad \text{avec } N \text{ nombre de transducteurs}$$

2.3.2. Historique

Avant les années 50, le problème des interactions s'est peu posé en raison des faibles puissances de travail. Seulement quelques travaux sur la question résumés en [50] ont été effectués.

La première étude sur le sujet, et plus précisément sur le rayonnement mutuel de sources voisines, revient à Rayleigh au début du siècle. Celui-ci effectua une analyse sur la puissance acoustique réelle rayonnée par des sources multiples sans inclure les effets réactifs. Le premier calcul direct de résistance mutuelle acoustique est dû à Wolff et Malter à l'aide d'une technique approximative de moyennage. Un calcul similaire plus précis fut réalisé par Stenzel en 1930. Le premier calcul de réactance mutuelle acoustique est réalisé par Karnovsky. Il s'agit de l'impédance mutuelle de deux sphères pulsantes dont le rayon est faible devant la

longueur d'onde. Klapman [51] détermine pour sa part les impédances mutuelles résistive et réactive de deux pistons circulaires élémentaires.

A partir d'environ 1950, avec un maximum d'activité dans les années 60, les États-Unis étudient plus profondément le sujet. A cette époque en effet, on développe des sonars de haute puissance utilisant de nouvelles céramiques avec de bons couplages électromécaniques, et également des sonars basse fréquence. Les interactions deviennent alors vraiment gênantes. Les efforts se portent sur le développement de différentes méthodes de modélisation du transducteur et de son environnement susceptibles de prendre en compte et d'évaluer les effets du phénomène.

La France, pour sa part, s'est surtout penché sur la question à partir des années 80 pour la réalisation d'antennes ATBF (Activation Très Basse Fréquence) dans le cadre du projet SLASM.

Depuis, les études se poursuivent dans différents pays, avec des résultats toujours meilleurs dus à l'amélioration de la puissance de calcul des ordinateurs et au développement de nouvelles méthodes. On utilise parallèlement des méthodes analytiques et numériques pour évaluer les valeurs de ces impédances [52].

2.3.3. Méthodes analytiques de calcul des impédances

Pour calculer analytiquement les différentes impédances mutuelles, il faut dans un premier temps déterminer la pression produite par chaque transducteur. Le calcul consiste à résoudre l'équation d'Helmholtz. Ceci est possible uniquement dans des cas particuliers, où l'on peut obtenir une expression littérale. Dans des cas plus complexes, la résolution se fait numériquement ou par des méthodes d'approximation. Lorsque la pression est déterminée, on peut alors l'intégrer sur la surface du transducteur concerné afin d'obtenir l'expression des impédances mutuelles.

a) Dans le cas où les conditions de surface du transducteur sont conformes à l'un des onze systèmes de coordonnées dans lesquelles l'équation d'Helmholtz est séparable, on peut effectuer un développement en séries finies comme solution exacte du problème. Les coefficients de la série sont obtenus en développant les conditions aux limites. Les calculs exacts ont été essentiellement réalisés dans le cas d'antennes sphériques ou cylindriques.

Les premiers calculs dans ce cas de figure concernent Laird et Cohen [53] qui s'intéressent à des pistons rectangulaires dans un *cylindre infini* (figure 2.1), géométrie dans laquelle

l'équation d'Helmholtz est séparable. Ils utilisent la transformation de Fourier pour déterminer les coefficients de la série. Greespon et Sherman reprennent le même cas [54] et donnent des résultats numériques pour les impédances mutuelles (figure 2.2).

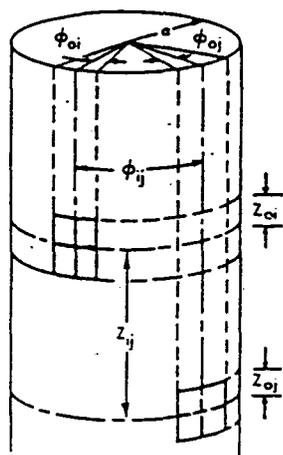


Figure 2.1 : Pistons rectangulaires sur un cylindre

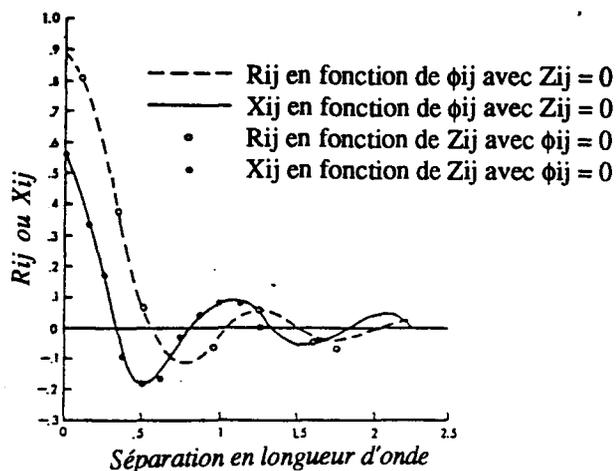


Figure 2.2 : Impédance mutuelle de rayonnement (parties réelle et imaginaire normalisées) pour des pistons carrés sur un cylindre avec $ka=36$ ($ka = \text{nombre d'onde} \cdot \text{rayon du cylindre}$)

Williams et al [55] se penchent sur le cas d'un *cylindre fini*, exemple plus proche de la réalité. Comme cette géométrie ne correspond pas exactement à une des surfaces où l'équation d'Helmholtz est séparable, ils développent une méthode semi-analytique. En fait, ils approximent par les moindres carrés le développement en séries finies correspondant au cas du cylindre infini. Les coefficients de la série sont ensuite déterminés numériquement.

La méthode des séries développée dans cette partie utilise des séries qui convergent lentement pour des valeurs importantes de (ka) où k est le nombre d'onde et a le rayon du cylindre. Junger propose une solution pour améliorer cette convergence [56] qui consiste à transformer cette série en une transformée de Sommerfeld-Watson convergeant plus rapidement (excepté sur et près des pistons).

Butler envisage une autre solution au problème de calcul de rayonnement acoustique [57]. Le développement en fonction d'ondes est tronqué afin d'inclure uniquement un nombre de termes égal au nombre de valeurs limites. Les coefficients du développement sont évalués à travers l'inversion d'une matrice. Il applique sa théorie à différents cas : rayonnement aux extrémités d'un cylindre, piston vibrant sur une sphère non rigide, prédiction du champ lointain à partir de mesures en champ proche.

L'équation d'Helmholtz est également séparable en coordonnées sphériques. Sherman a ainsi par cette méthode calculé les impédances mutuelles de pistons circulaires et rectangulaires montés dans un baffle rigide sphérique [58].

Dans son ouvrage [59], Hanish effectue un traitement de la question de manière plus générale. Il reprend la méthode de développement en séries à des systèmes sphériques, cylindriques, sphéroïdes. En particulier, il détermine les impédances mutuelles pour des pistons rigides quasi-rectangulaires placés dans une ellipsoïde rigide.

b) Lorsque les conditions de surface du transducteur ne sont pas conformes à l'un des systèmes dans lesquelles l'équation d'Helmholtz est séparable, on utilise une formulation intégrale de la vitesse ou de la pression.

* Dans le cas particulier d'antennes planes, on obtient une solution intégrale du potentiel vitesse ϕ à partir de l'équation d'Helmholtz intégrale [59] :

$$\phi = -\frac{1}{2\pi} \int \frac{\delta\phi}{\delta n} \frac{e^{ikr}}{r} dS \quad \text{et la fonction de Green correspondante est : } G(r) = \frac{1}{2\pi} \frac{e^{ikr}}{r}$$

Lorsque la distribution de vitesse v est fixée, on peut simplifier l'expression du potentiel et obtenir la *formule intégrale de Rayleigh* :

$$\phi = \frac{1}{2\pi} \int v \frac{e^{ikr}}{r} dS$$

Dès 1940, Klapman calcule les impédances d'interaction de deux *pistons circulaires* vibrant dans un plan infini [51]. Pour cela, il utilise la formule précédente qu'il intègre numériquement.

Pritchard reprend le même cas d'antenne [50]. Son approche part de la méthode de Bouwkamp [60], dans laquelle l'impédance totale de rayonnement est calculée par intégration du module de la fonction de directivité sur les valeurs réelle et imaginaire de l'angle de site θ . Il parvient alors à transformer les formulations intégrales des impédances mutuelles en séries de fonctions de Bessel. En approximant l'expression obtenue dans le cas où $(ka) \ll 1$, il obtient la formule suivante pour l'impédance mutuelle entre deux pistons bafflés i et k , de rayon a et distants de d (*figure 2.3*) :

$$Z_{ik} = R_{ik} + j X_{ik} = \frac{1}{2} \rho c \pi a^2 j (ka)^2 \frac{e^{jkd}}{d} = j R_{ii} \frac{e^{jkd}}{d}$$

Eichler [61] applique les expressions données par Pritchard au cas d'une antenne hexagonale constituée d'éléments simplement résonants.

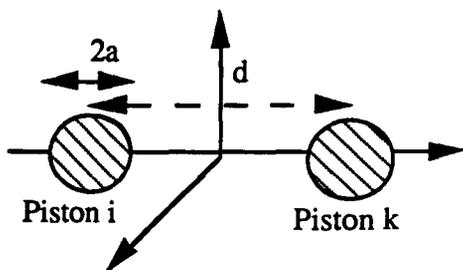


Figure 2.3 : Arrangement et dimensions de pistons circulaires

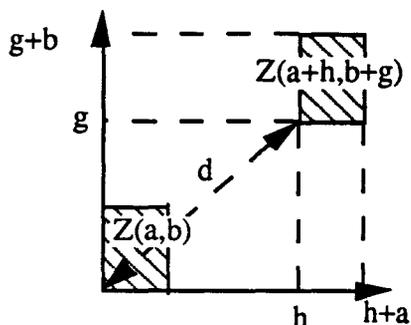


Figure 2.4 : Arrangement et dimensions de pistons rectangulaires

Le cas de *pistons carrés et rectangulaires* dans un plan infini (figure 2.4) est considéré par E.Arase [64]. Ce cas a été peu développé car des formulations variées de l'impédance propre de pistons rectangulaires sont bien connues, et peuvent en principe être étendues pour obtenir les impédances mutuelles. En utilisant la formulation donnée par Rayleigh, Arase obtient une expression analytique des impédances mutuelles représentées figure 2.5.

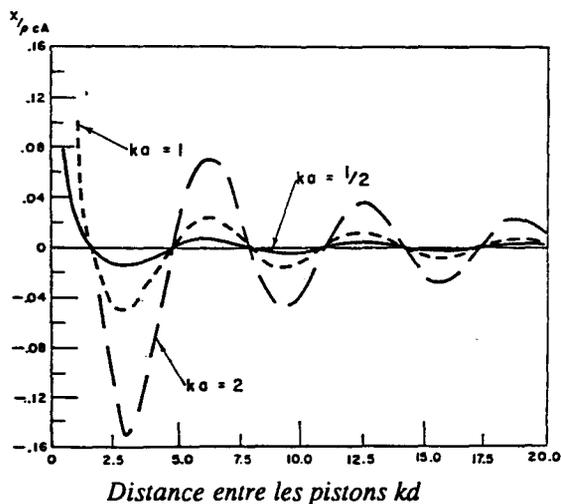
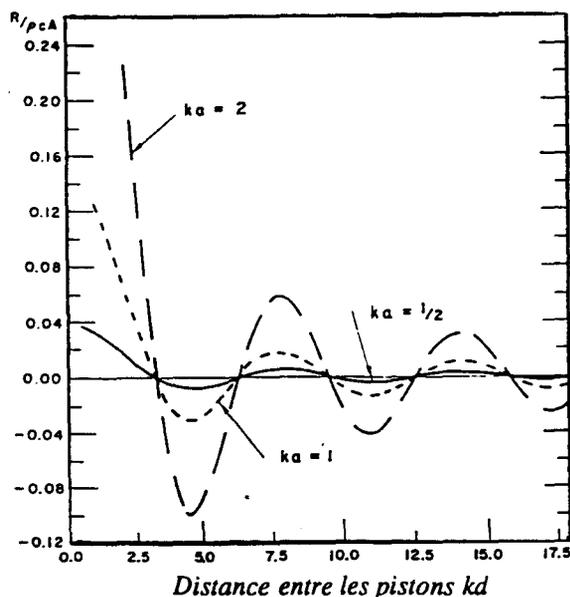


Figure 2.5 : Parties réelle et imaginaire des impédances mutuelles ($Z/\rho cA$) de deux pistons carrés de dimension ka en fonction de la distance kd

S.C.Thompson [63] reprend la théorie développée par Arase en simplifiant la résolution : par un changement de variables approprié, il réduit l'intégrale quadruple en une intégrale double plus aisée à déterminer numériquement.

D.T.Porter détermine pour sa part les impédances mutuelles de *disques flexibles* vibrant dans un plan rigide [64]. Il part de la formule intégrale de Rayleigh et utilise la méthode de Bouwkamp pour obtenir l'expression des impédances. Par ailleurs, il montre que les équations des impédances mutuelles pour des disques flexibles et des pistons circulaires deviennent semblables lorsque le rayon des disques tend vers zéro ou lorsque l'espace entre les éléments devient grand par rapport au rayon du disque.

On sait que pour certaines géométries, les fonctions de Green peuvent être déterminées (en prenant en compte les conditions aux limites). Dans le cas d'une antenne linéaire de cylindres finis montés sur un baffle rigide, Robey [65] calcule les expressions de ces fonctions de Green et peut alors déterminer les expressions des impédances mutuelles.

Junger [66] apporte une correction au modèle de Robey par l'addition d'une impédance de correction Z_α à l'impédance de rayonnement Z_r . Ce terme correctif est associé à la distribution de vitesse existant à travers le prolongement des surfaces cylindriques des éléments de l'antenne, dans le cas où celle-ci est de dimension finie.

En utilisant le modèle de Junger, avec la prise en compte du terme correctif, Chin [67] détermine l'impédance mutuelle d'un cylindre fini rayonnant "free-flooded", en prolongeant celui-ci à l'infini (*figure 2.6*). Il calcule le rayonnement des surfaces intérieure et extérieure au cylindre infini pris en compte.

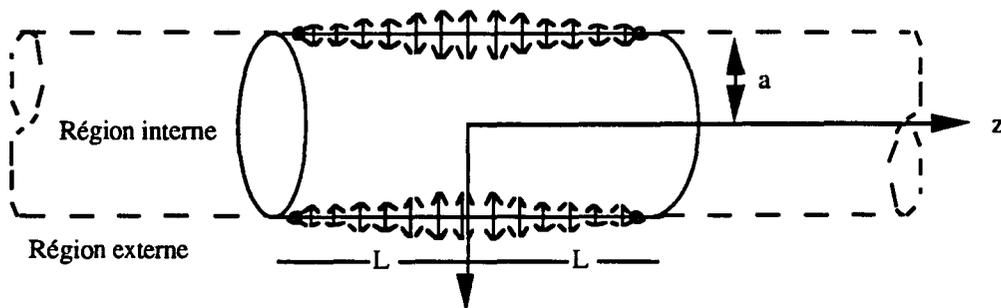


Figure 2.6 : Modèle mathématique de Robey du cylindre rayonnant (le cylindre solide est une distribution de vitesse de vibration symétrique connue; deux cylindres semi-infinis en pointillés sont des baffles imaginaires)

c) Enfin, voici quelques approches diverses sur le sujet :

* Mangulis [68] a considéré le cas d'antennes planes infinies de pistons rectangulaires comportant des interstices non rigides. Ces interstices peuvent avoir une grande influence sur la propagation du son. Afin de prendre en compte cette influence, il les a assimilés à des pistons équivalents non alimentés et caractérisés par une certaine impédance interne qu'il a déterminée.

* Sherman et Atwood [69] ont considéré le cas plus proche de la réalité où tous les pistons sont alimentés avec une même force interne (et non l'hypothèse usuelle de vitesse uniforme). Ils calculent les vitesses à partir des forces, puis reprennent la méthode de Pritchard.

* Dans les différentes approches, on a généralement considéré pour simplifier une distribution de vitesse constante. Depuis, des recherches ont été poursuivies dans le cas de distribution non uniforme : Greespan [70] a étudié le cas de pistons circulaires dont la vitesse a une distribution Gaussienne, ou le cas d'un disque encastré à la périphérie. Rdzaneek s'est également intéressé à ces cas de vitesse non uniforme et a publié quelques articles sur le sujet. En particulier, il considère le cas de membranes circulaires et de plaques circulaires encastrées à la circonférence [71]. En partant de la représentation de Fourier de la pression acoustique, il parvient à représenter les impédances sous forme d'intégrale simple. Il a également traité les cas de distribution de vitesse Gaussienne, parabolique et de Bessel.

2.3.4. Détermination des impédances à partir de mesures

Les formules analytiques sont, comme nous l'avons vu, souvent limitées à des géométries d'antenne relativement simples, et restent très théoriques sans prendre en compte les particularités. Une alternative consiste alors à effectuer des mesures à partir de l'antenne en question et par un post-traitement approprié, à déterminer les impédances. Au lieu de mesures, on peut également envisager dans cette même idée des résultats de calcul à partir de codes numériques donnant des résultats précis.

Les premières mesures de résistance de rayonnement rapportées [72] sont l'oeuvre de Sherman et Pordes en 1959. Ces mesures ont été poursuivies par Stumpf entre 1960 et 1964. Pour mesurer les impédances acoustiques, l'Admiralty Research Laboratory a construit à cette époque un simulateur [73] : à partir de la connaissance du circuit électrique équivalent du transducteur (simplifié), le simulateur mesure le changement d'admittance électrique près

de la résonance quand les charges électriques équivalentes (résistive et réactive) sont placées en tête du circuit.

Rusby, de son côté, évoque [73] une étude expérimentale sur l'impédance totale de rayonnement vue par des pistons rigides de petite taille dans une antenne. Il constate des variations brutales des admittances électriques en accord avec les calculs numériques qu'il effectue ensuite.

Comme il est difficile de mesurer directement les caractéristiques d'un seul transducteur monté en antenne, Rudgers [74] choisit d'effectuer ses mesures aux terminaisons électriques de l'antenne, en mettant en oeuvre une technique de corrélation : il applique à l'entrée des systèmes des courants dérivés de séries multicorrélées où la matrice des densités interspectrales est connue. Il mesure en sortie les courants de chaque transducteur. Si il y a corrélation entre chaque courant et chaque tension résultante, et en prenant la transformée de Fourier des fonctions d'intercorrélation correspondantes, on obtient un système contenant les impédances de rayonnement propres et mutuelles. On résout le système pour obtenir les éléments désirés.

L'holographie a également été utilisée comme moyen de mesure des effets mutuels [75] dans le cas d'une antenne passive. Les mesures par holographie se font sur les déplacements de surface et permettent de donner une image des termes mutuels.

Enfin, signalons la méthode d'extraction d'impédances de rayonnement développée par N.Reynouard [5]. L'idée est d'exciter partiellement l'antenne transducteur par transducteur et de mesurer l'effet de cette excitation sur tous les transducteurs. Les mesures se font sur des grandeurs électriques : on applique une consigne en tension et on mesure les courants induits. En utilisant les symétries de l'antenne, on peut limiter le nombre de mesures à réaliser. L'analogie électroacoustique (tension/force - courant/vitesse) permet ensuite de déterminer les admittances propres et mutuelles, définies comme des rapports de force à vitesse.

2.4. INVENTAIRE DES SOLUTIONS

Face à ce problème d'interactions acoustiques qui nuisent au bon fonctionnement des antennes, différentes études ont été menées et diverses solutions proposées afin de réduire ce phénomène. Ces méthodes agissent à deux niveaux, soit sur l'architecture elle-même pour essayer de minimiser les interactions, soit sur les émetteurs pour appliquer aux moteurs les

tensions adaptées à leur charge spécifique. Les dispositifs de correction sont ensuite de type actif ou passif.

2.4.1. Solutions passives

2.4.1.1. Modifications de l'architecture de l'antenne

a) Augmentation de la taille des transducteurs

Les interactions sont souvent tolérables lorsque les transducteurs individuels ont une surface relativement grande. En prenant des transducteurs de taille supérieure à la moitié de la longueur d'onde environ [41,43], on peut donc éviter les effets néfastes des interactions. Cependant, on obtient alors en basses fréquences des dimensions importantes d'antenne, d'où des coûts élevés et des antennes difficiles à manier.

b) Majoration de l'espacement entre transducteurs

Carson [76] propose d'augmenter l'espace entre les éléments de telle sorte que le nouvel espacement n'affecte pas le niveau et le diagramme de rayonnement. Mais il y a alors baisse du rendement, de la puissance acoustique et de la bande passante. Cependant, P.M.Joseph [77] contredit ces affirmations : selon les auteurs, lorsqu'on augmente l'espacement entre les éléments, le niveau augmente. Dans cet article, ils proposent pour leur part de restructurer le format de l'antenne par une sélection de l'espacement entre les éléments pour lequel la force d'interaction mutuelle est minimale.

Pour Rusby [42], une disposition symétrique de tous les transducteurs permet d'obtenir la même impédance partout indépendamment du problème d'interactions, et remédier ainsi aux différences observées.

c) Utilisation d'une antenne lacunaire

En limitant le nombre de transducteurs dans l'antenne, on limite les effets de couplage. Cependant, on limite également la puissance rayonnée pour une géométrie donnée.

d) Utilisation de baffle

Une autre solution pour amoindrir les interactions et ses effets, et notamment pour améliorer la directivité, consiste à monter des baffles entre les transducteurs [78]. L'efficacité de cette

... solution est variable, les baffles produisant plus ou moins l'effet positif escompté. Leur présence limite également l'immersion.

2.4.1.2. Méthode d'accord

Au départ, le but de cette méthode était d'ajouter un circuit électrique entre l'émetteur et le transducteur afin d'améliorer le contrôle en tension. Les travaux de Carson ont alors montré qu'une inductance placée en série dans le cas d'un générateur de tension répondait à ces exigences [79]. L'inductance est calculée pour rendre la vitesse des pavillons indépendante de l'impédance de rayonnement, et donc des impédances mutuelles incluses dans cette impédance [76]. En fait, l'élément électrique ajouté apporte une antirésonance au voisinage de la fréquence de résonance [80].

Cependant, cette méthode possède des limites. La plus sérieuse d'entre elles est le fait que cet accord se réalise sur une bande de fréquences limitée. Cette bande de fréquences semble avoir une limite pratique d'environ une octave [80]. Porter [47] a étudié la manière de maintenir un contrôle en vitesse sur une large bande par accord série ou parallèle avec des sources de courant ou de tension. D'autres problèmes apparaissent également, comme la précision des paramètres du circuit électrique équivalent nécessaire pour déterminer l'élément d'accord [81]. Le contrôle se fait sur la vitesse et non sur la tension, il peut également exister des problèmes de surtension [82].

Cette méthode d'accord peut donc être étendue par l'ajout non seulement d'un élément mais d'un circuit électrique plus complexe ("matching network") adapté, calculé pour chaque transducteur. C'est ce qui est présenté par Cook et al [83] qui décrivent un système permettant d'atténuer les effets des interactions entre transducteurs.

2.4.1.3. Autres solutions proposées

a) Travail au dessus de la fréquence de résonance

Si l'on fait fonctionner l'antenne légèrement au dessus de la résonance [84], l'impédance mécanique remonte et devient plus importante par rapport à l'impédance de rayonnement. On conserve cependant un niveau correct pour le fonctionnement. Cette solution avait été retenue pour l'antenne "Commandant Rivière" du SLASM [85].

b) Augmentation de la résistance mécanique

Rusby [42] propose d'augmenter la résistance mécanique des transducteurs pour qu'elle reste prédominante devant l'impédance de rayonnement à la résonance. Il y a cependant dans ce cas perte d'efficacité.

c) Utilisation de transducteurs dont le rendement est faible

Ce cas de figure est voisin du cas précédent où l'on cherche à rendre les pertes mécaniques plus importantes par rapport à la résistance de rayonnement [44].

d) Solution "mathématique"

Pour chaque antenne, on peut développer un amplificateur complexe afin d'obtenir les solutions exactes des entrées en courant ou tension calculées à partir des vitesses que l'on désire obtenir [86]. En effet, pour certains types de transducteurs, les schémas équivalents introduisent un nombre suffisant de composants pour pouvoir réaliser certaines combinaisons dans les équations. Il est alors possible d'adapter les paramètres des éléments électriques afin de supprimer les termes de couplage. On obtient ainsi théoriquement une linéarité entre les tensions et les vitesses. Cependant, cette solution peut être une approche peu favorable à cause des incertitudes du modèle. Le vieillissement des composants, la puissance ou la température modifient en effet les valeurs initiales des paramètres calculés.

2.4.2. Solution active d'asservissement

Face à ces méthodes de type passif, d'autres auteurs, et en particulier Woollett [87], ont proposé de contrôler directement les vitesses de vibration en effectuant un asservissement. La contre-réaction se charge d'élaborer la tension nécessaire aux bornes des transducteurs pour minimiser l'écart entre la mesure et la consigne (*figure 2.7*). Ainsi, en réinjectant à l'entrée de l'amplificateur une tension proportionnelle à la vitesse, cette vitesse est contrôlée par le signal de référence (en supposant que les instabilités puissent être supprimées).

Un problème relatif à cette méthode concerne les mesures. La vitesse n'est pas obtenue directement : on mesure l'accélération et on l'intègre. On peut également obtenir directement la vitesse à partir de mesures en courant motionnel. L'asservissement est ensuite obtenu par l'intermédiaire d'un tore qui retranche le courant équivalent de la capacité bloquée. Dans ce type de circuit, on doit également faire face à des problèmes d'instabilité. Des calculs

préliminaires sont nécessaires. En conclusion, cette solution s'avère intéressante quand un très bon contrôle est demandé.

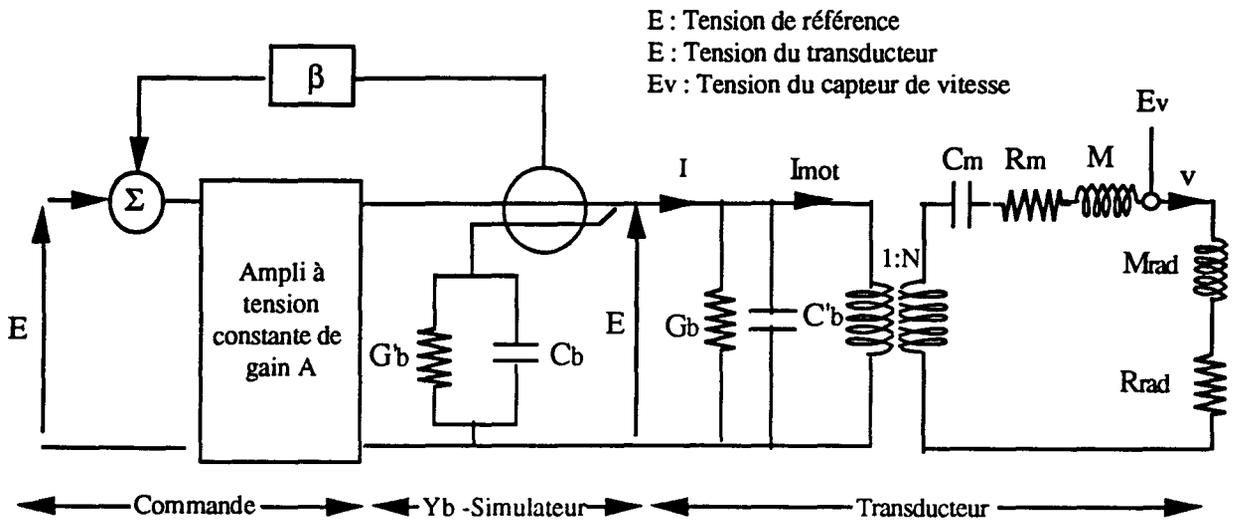


Figure 2.7 : Représentation du système asservi

2.5. CONCLUSION

Cette étude nous a permis de synthétiser les différents travaux concernant le sujet des interactions acoustiques. Celles-ci englobent l'analyse des conditions favorisant son apparition, de ses effets, l'évaluation numérique de ce phénomène par le calcul d'impédances mutuelles et enfin les solutions envisagées pour remédier à ce problème. La détermination des impédances mutuelles est élargie à des structures plus complexes par l'utilisation de mesures, les méthodes analytiques étant rapidement limitées. Concernant les solutions à envisager, la méthode d'asservissement semble être la plus valable mais également la plus complexe au niveau de la mise en oeuvre. La solution d'adaptation envisagée par Carson n'est pas à négliger car elle peut amener à un fonctionnement correct de l'antenne, ceci à moindre coût et de manière relativement simple. Toutefois, la solution dépend avant tout de l'antenne elle-même, des conditions de fonctionnement requises et de l'importance du phénomène.

CHAPITRE III

L'ANTENNE MULTITÊTE

CHAPITRE 3 : L'ANTENNE MULTITÊTE

3.1. INTRODUCTION

Après avoir décrit les différentes études menées sur les interactions acoustiques, nous avons appliqué ces généralités à un cas particulier d'antenne d'émission : l'antenne *Multitête* (photo 3.1). Cette antenne, que nous allons décrire dans le paragraphe suivant, est en effet composée d'un groupement de transducteurs peu espacés, avec un diamètre des pavillons inférieur à $\lambda/4$, λ longueur d'onde. Le problème d'interactions risque donc de se présenter et de nuire au bon fonctionnement de cette antenne. Cette partie se propose donc d'abord de présenter cette antenne et la chaîne d'émission par laquelle elle est alimentée. Différents outils ont été utilisés pour l'évaluation de ses performances et sont ensuite décrits dans les paragraphes suivants.

3.2. DESCRIPTION GÉNÉRALE

L'antenne *Multitête* a été développée comme solution basses fréquences omnidirectionnelle en gisement dans le cadre du projet ATBF. Elle sera utilisée en émission de puissance pour la détection sous-marine à grande distance. Par rapport à la version "Commandant Rivière" du SLASM [85], elle réduit de façon importante sa compacité et son poids (d'un facteur 10 environ), pour des performances acoustiques voisines.

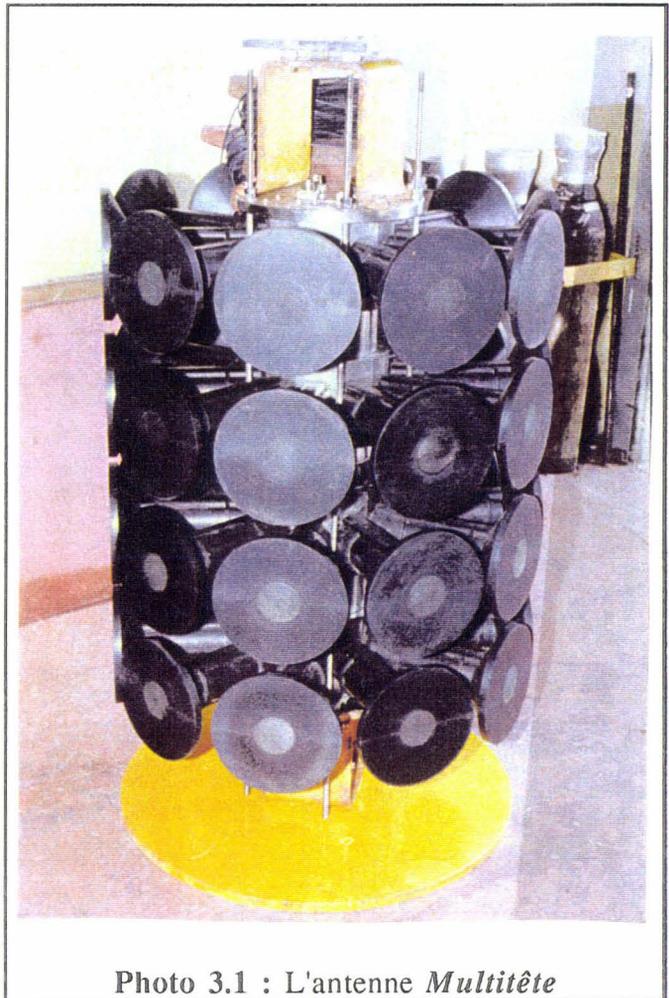
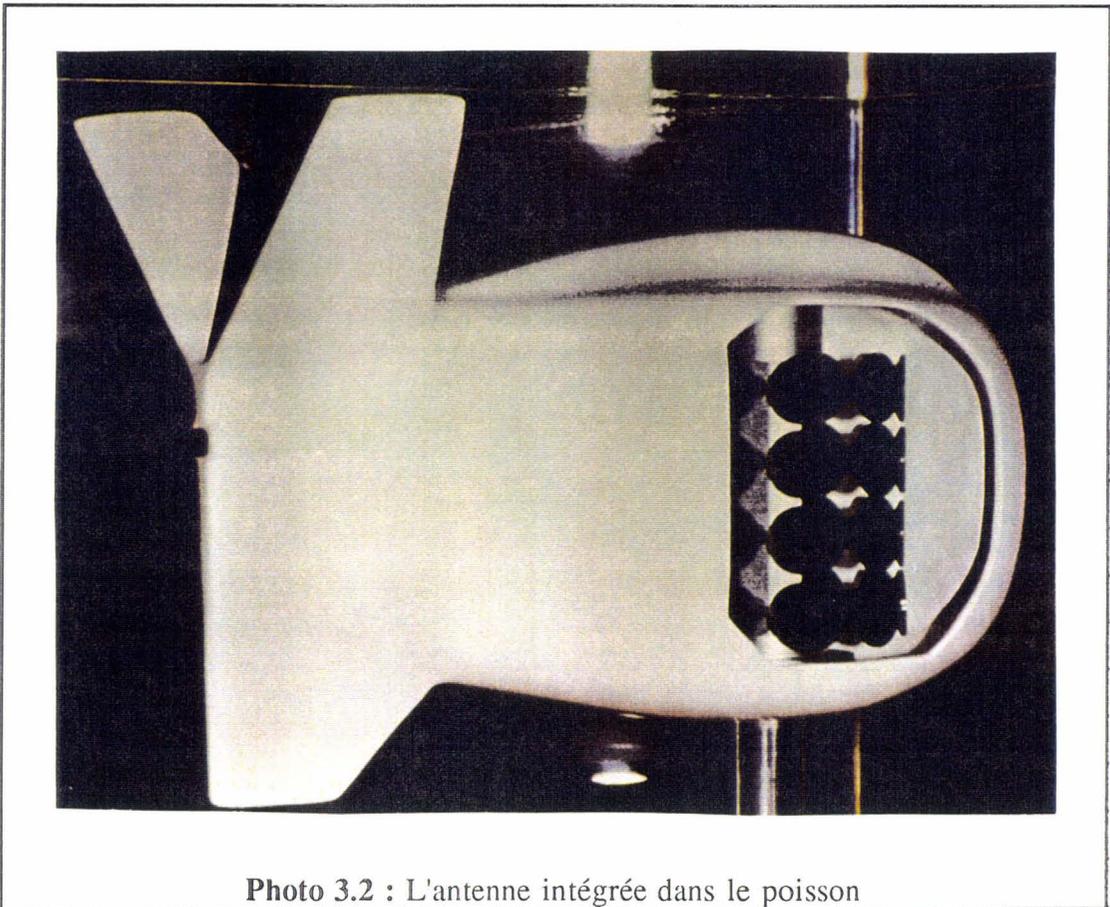


Photo 3.1 : L'antenne *Multitête*

3.2.1. L'antenne intégrée dans la chaîne d'émission

Pour assurer son fonctionnement, l'antenne est intégrée dans une chaîne d'émission. Elle est placée dans un corps remorqué en CVR (Composite Verre Résine) transparent acoustiquement et fixée aux extrémités (*photo 3.2*). Le poisson est relié au bâtiment par un câble d'environ 300 mètres. Compte-tenu des paramètres et des fréquences de travail, il n'est pas nécessaire d'adapter des éléments d'accord d'impédance antenne-câble.



Au niveau de l'alimentation, l'énergie est prélevée du réseau de bord par un moteur couplé à un volant d'inertie, ce qui évite de brusques variations de niveau. La tension fournie est de 300V en continu. Après un passage à travers un redresseur et un filtre, l'énergie parvient aux émetteurs. Ils sont au nombre de quatre avec des puissances de l'ordre de 25 kVA, et se chargent de convertir le signal à la forme requise pour l'antenne. Étant donné les fortes puissances nécessaires, on utilise des synthétiseurs à paliers de type GERDSM [6] dont le fonctionnement est détaillé en annexe 4.

3.2.2. Description des différentes parties de l'antenne

Après avoir décrit la chaîne d'émission, nous allons maintenant décrire plus précisément l'antenne *Multitête*. Cette antenne est constituée par l'empilement de quatre couronnes cylindriques (figure 3.1).

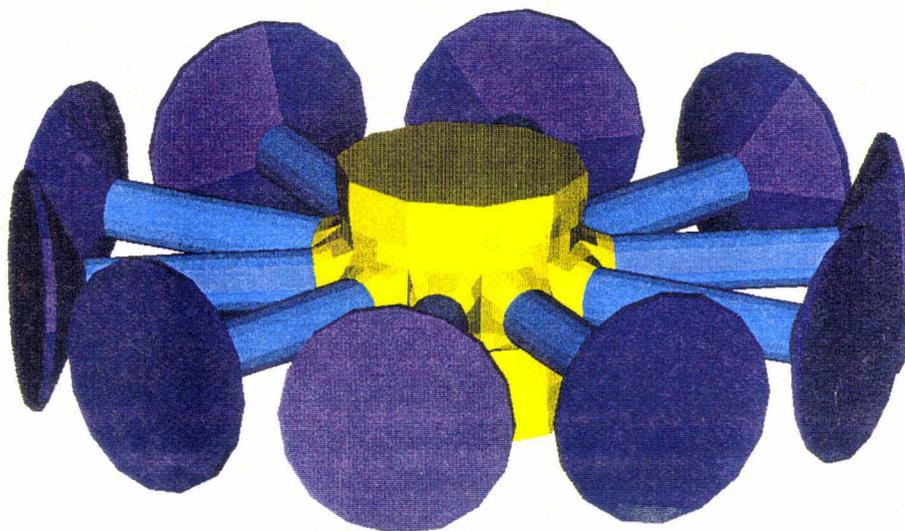


Figure 3.1 : Schéma d'une couronne

Dix transducteurs de type Tonpizl (figure 3.2) disposés en étoile autour d'une contremasse unique centrale composent chacune de ces quatre couronnes. La contremasse est évidée et permet ainsi le passage des fils électriques. Les quatre couronnes sont alimentées en parallèle. Les céramiques sont de type Navy III, elles ont une épaisseur de 10 millimètres chacune. Les pavillons, de forme circulaire (190 millimètres de diamètre) sont en acier.

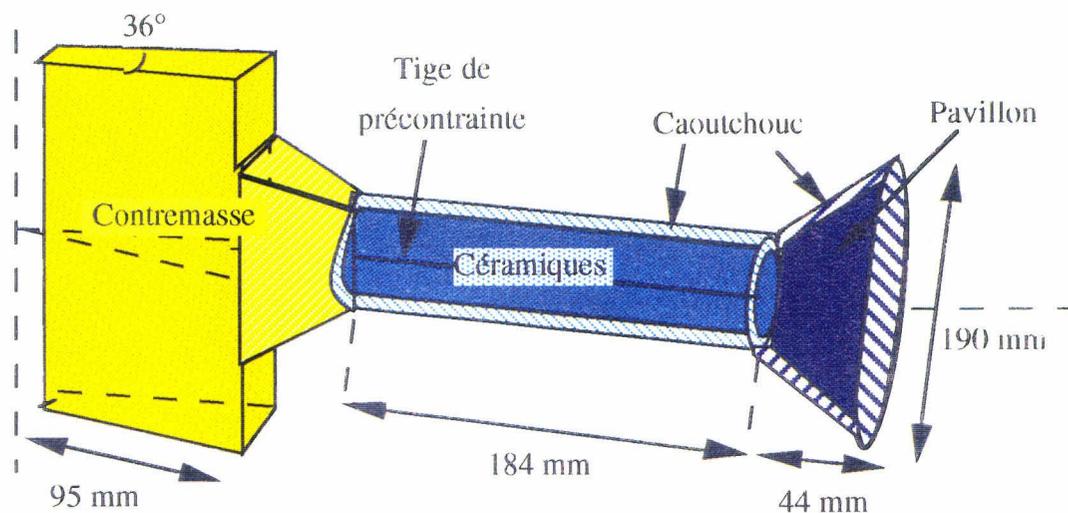


Figure 3.2 : Schéma simplifié d'un transducteur (1/10^{ième} de couronne)

Pour assurer l'étanchéité de la structure, les céramiques et les pavillons sont enrobés de caoutchouc de quelques millimètres d'épaisseur.

Chaque couronne a un diamètre de 700 millimètres environ, ce qui laisse un espacement entre les pavillons réduit (de l'ordre de $\lambda/4$ - $\lambda/5$ à la fréquence de fonctionnement). L'antenne est "free-flooded", c'est-à-dire non bafflée, elle a donc l'avantage de permettre une immersion illimitée. Elle pèse environ 600 kg, et la masse totale du corps équipé est estimée à 1400 kg.

Concernant les céramiques, les deux limitations principales sont la précontrainte et le champ électrique applicable. Les céramiques doivent être précontraintes à une valeur correspondant à la pression maximale statique. Sinon, des vibrations trop importantes provoqueraient leur rupture. Dans la version nominale, la contrainte maximale a été établie à 180 bars. Aux céramiques est également associée une limite en tension. Le champ électrique théoriquement applicable dans notre cas est de 450 V/mm, mais la précontrainte limite cette valeur à 2500 V_{eff} soit 250 V/mm pour la version "standard" de l'antenne.

La géométrie de cette antenne n'est pas figée et différentes modifications peuvent être apportées :

- Au niveau de la contremasse, on peut envisager plusieurs géométries. La première, la plus simple, consiste à construire une contremasse monobloc, c'est-à-dire une géométrie où les quatre couronnes sont liées mécaniquement. La deuxième solution prévoit quatre contremasses distinctes reliées par des entretoises afin d'éviter un couplage mécanique des couronnes entre elles. Ces deux cas sont comparés chapitre 5, paragraphe 2.

- Les premières versions de l'antenne comportaient un bafflage entre les piliers, limitant le passage du fluide à l'intérieur de l'antenne. Les mesures ont fait apparaître que ces baffles, de type dur ou mou, s'avèrent pénalisants pour le fonctionnement de l'antenne. Même s'ils permettent une réduction des interactions, ils ont un effet néfaste sur le rayonnement des pavillons. Ce cas de figure a donc été abandonné.

- A défaut de baffle, une autre recherche d'amélioration a consisté à insérer un certain nombre de tubes compliants entre les piliers de céramiques afin d'améliorer la compliance du volume fluide intérieur et minimiser le rayonnement arrière des pavillons (*figure 3.3*). L'influence de l'insertion de ces tubes est détaillée chapitre 5, paragraphe 3.

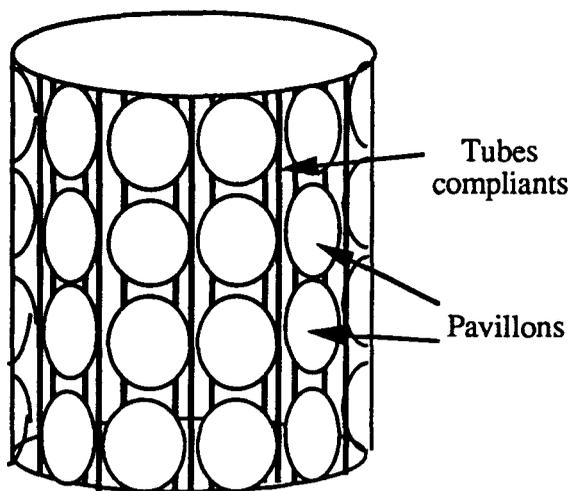


Figure 3.3 :
Représentation de
l'antenne avec 30
tubes compliants

- Enfin, cette antenne a été conçue pour permettre une modification de l'espacement entre les couronnes, afin d'envisager des performances différentes en fonction de la hauteur de l'antenne. Les différentes versions construites sont maintenant décrites.

3.2.3. Description des différentes configurations

Afin de rechercher le meilleur fonctionnement de cette antenne, différentes configurations faisant varier l'espacement entre les couronnes ont été développées.

La première configuration développée est la version compacte, haute de 840 mm, où l'on ne prévoit pas d'espacement entre les couronnes (*figure 3.4*). Cette version a été choisie comme version "démonstrateur" et intégrée dans le corps remorqué.

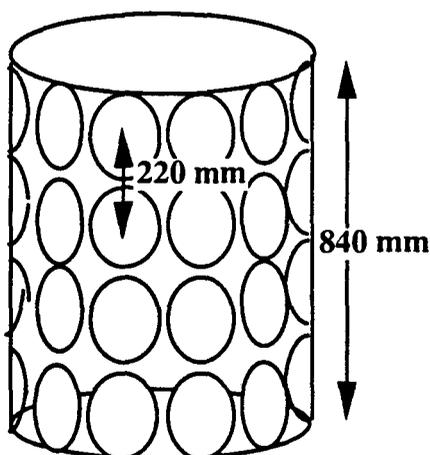


Figure 3.4 : Configuration
compacte

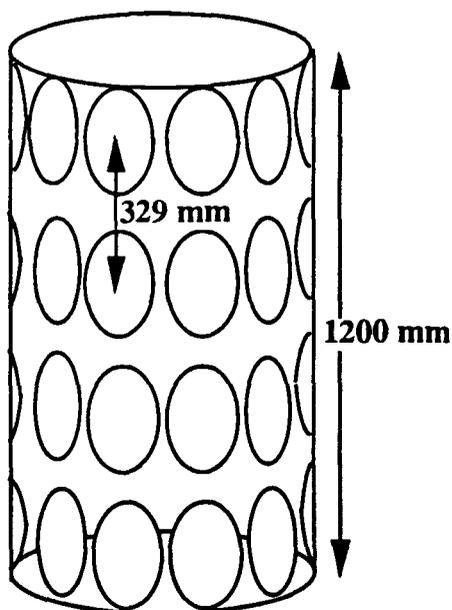


Figure 3.5 : Configuration haute

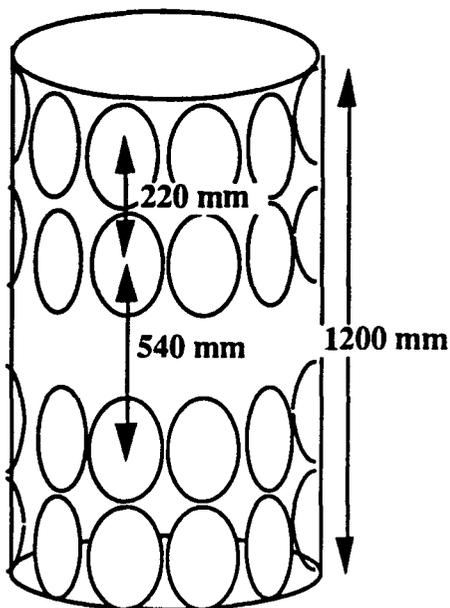


Figure 3.6 : Configuration double

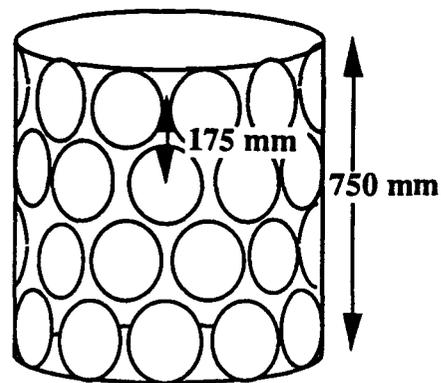


Figure 3.7 : Configuration imbriquée

Les configurations haute (*figure 3.5*) et double (*figure 3.6*) prévoient pour leur part de l'espace entre les couronnes afin de réduire les effets des interactions. Elles mesurent 1200 mm. Les couronnes de la configuration haute sont uniformément espacées de $\lambda/3$ correspondant à la limite d'espacement où les interactions sont nuisibles [41]. La configuration double a pour sa part été conçue avec un espacement central de l'ordre de $\lambda/2$ et les couronnes regroupées deux à deux. Enfin, une dernière configuration imbriquée envisage un décalage des couronnes entre elles afin de réduire la hauteur d'antenne (*figure 3.7*).

Ces quatre versions ont été construites et mesurées. En parallèle, elles ont été modélisées. Les résultats sont développés au chapitre 4 pour la version compacte au chapitre 5 pour les trois autres versions.

3.3. MODÉLISATION DE L'ANTENNE PAR ATILA

3.3.1. Le code éléments finis ATILA

Pour modéliser cette antenne, nous avons utilisé le logiciel ATILA (Analyse de Transducteurs par Intégration des équations de Laplace) utilisant la méthode des éléments finis et installé sur le site. Ce logiciel développé par l'ISEN [23] a été spécialement développé pour permettre la modélisation bi- ou tridimensionnelle de transducteurs rayonnant dans un fluide. Il permet une analyse statique, modale ou harmonique de structures élastiques, piézoélectriques ou magnétostrictives. Il est possible de calculer le niveau

d'émission par volt, la directivité, l'impédance électrique, les déplacements, les contraintes et le champ de pression (proche ou lointain).

Pour l'analyse harmonique d'une structure piézoélectrique, les inconnues sont le champ de déplacement U de la structure, le potentiel ϕ dans les céramiques et la pression P dans le fluide. On doit résoudre le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} [K_{uu}] - \omega^2 [M] & [K_{u\phi}] & -[L] \\ [K_{u\phi}]^T & [K_{\phi\phi}] & 0 \\ -\rho^2 c^2 \omega^2 [L]^T & 0 & [H] - \omega^2 [M_1] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U \\ \phi \\ P \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F \\ -q \\ \rho c^2 \psi \end{pmatrix}$$

avec :

les matrices $[K_{uu}]$ de rigidité, $[K_{u\phi}]$ piézoélectrique et $[K_{\phi\phi}]$ diélectrique, les matrices $[M]$ de masse, $[M_1]$ de masse fluide, $[H]$ de rigidité fluide et $[L]$ matrice de couplage à l'interface fluide-structure, les trois vecteurs F des valeurs nodales des forces appliquées, q des valeurs nodales des charges électriques et ψ des valeurs nodales de la dérivée normale de la pression à la surface externe.

Les éléments utilisés sont quadratiques. On préconise alors en critère de maillage une longueur d'élément inférieur à $\lambda/4$. Afin d'assurer une bonne résolution, on veille également à respecter quatre conditions sur les éléments :

- Le rapport entre le plus petit et le plus grand côté doit être inférieur à trois.
- Les angles entre les côtés adjacents d'un quadrilatère doivent être compris entre 45° et 135° .
- Les angles entre les côtés adjacents d'un triangle doivent être compris entre 30° et 100° .
- Pour des éléments aux côtés incurvés, le rayon de courbure de chaque côté doit dépasser la longueur du plus grand côté.

3.3.2. Description de la modélisation [88]

L'antenne *Multitête* est géométriquement complexe pour un maillage simple et rapide. Les symétries sont insuffisantes pour une modélisation bidimensionnelle. Cependant, en raison des symétries existantes (symétrie cyclique d'ordre dix, symétrie horizontale entre les couronnes et symétrie verticale des piliers), seuls deux demi-piliers, que nous désignerons par la suite par *externe* et *interne*, soit un quarantième de l'antenne, ont été maillés (*figure 3.8*). Le fluide présent à l'intérieur de l'antenne a également été pris en compte. Enfin, un domaine sphérique représentant le fluide externe complète le modèle (*figure 3.9*). Le pas de maillage de ce domaine fluide assure une validité des résultats jusque 2300 Hz environ.

Par ailleurs, dans la suite de cette étude, nous désignerons par $Sv0^\circ$ le niveau d'émission horizontal et par $Sv90^\circ$ le niveau au dessus de l'antenne (figure 3.9).

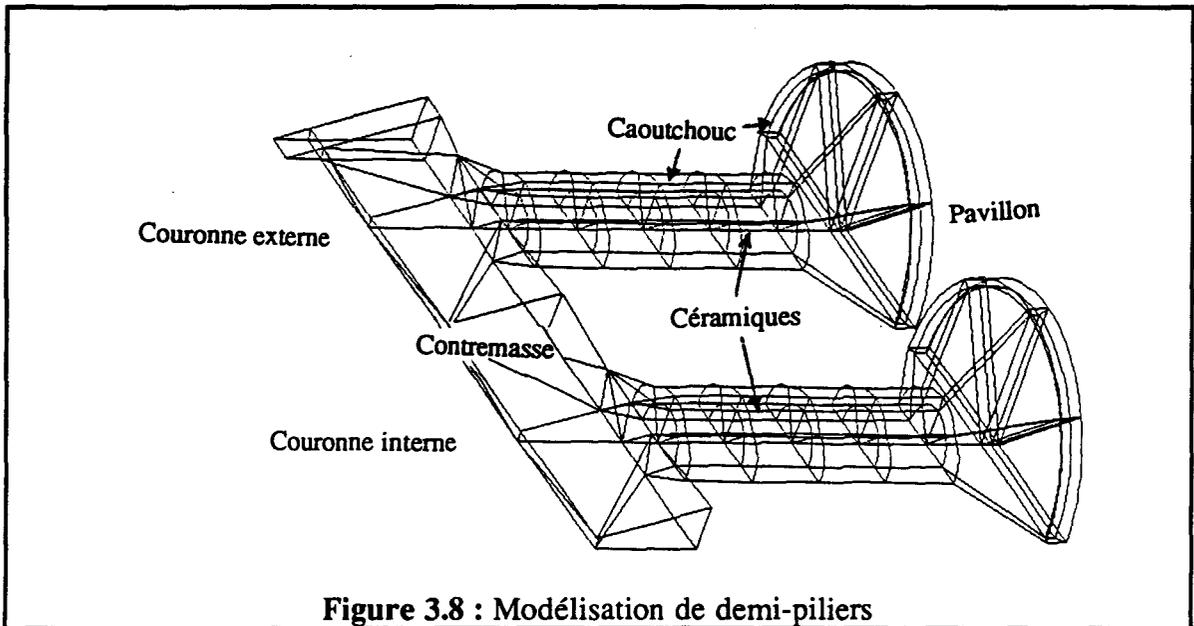


Figure 3.8 : Modélisation de demi-piliers

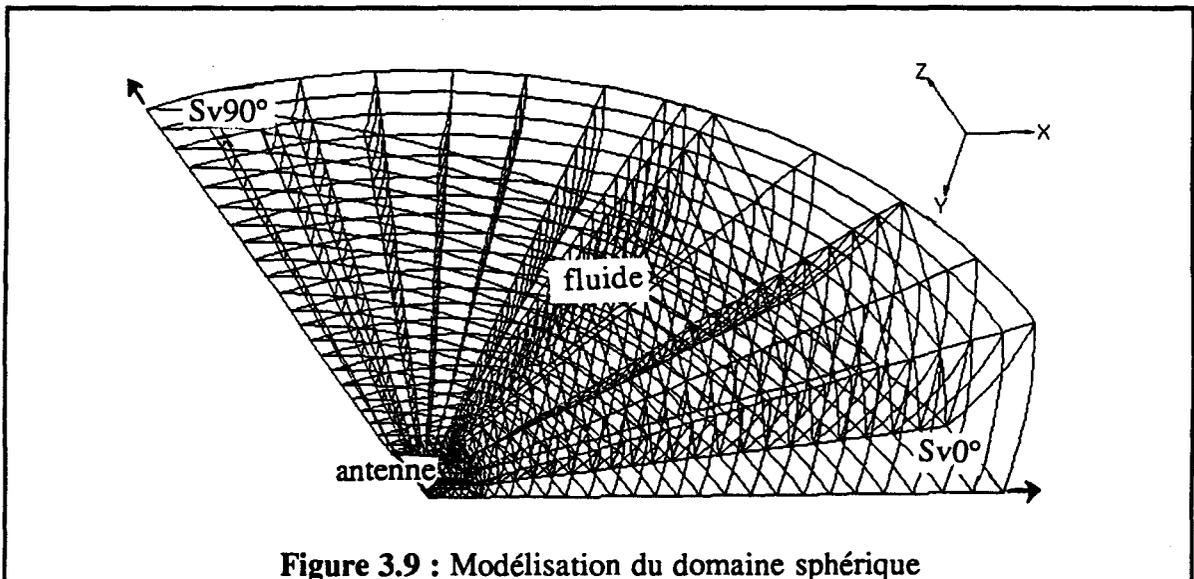


Figure 3.9 : Modélisation du domaine sphérique

Les paramètres des différents matériaux composant l'antenne peuvent être obtenus à partir de tables. Les pertes sont prises en compte par l'intermédiaire d'une partie imaginaire non nulle des différentes valeurs. Le code ATILA prend en compte ces pertes et les inclut dans les calculs. Les matériaux utilisés et les valeurs correspondantes (hors céramiques) sont représentées *tableau 3.1*.

partie	matériau	Y' (N/m ²)	v'	ρ (kg/m ³)	Y''(N/m ²)	v''
tige	acier	2.15E+11	0.0	7900	0.0	0.0
contremasse	25CD4	2.15E+11	0.33	7900	0.0	0.0
pavillon	25CD4	2.15E+11	0.33	7900	0.0	0.0
caoutchouc	caoutch	3.00E+06	0.499	1380	8.00E+05	0.0

Y' (Y'') : partie réelle (imaginaire) du module de Young
v' (v'') : partie réelle (imaginaire) du coefficient de Poisson
ρ : masse volumique

Tableau 3.1 : Caractéristiques des matériaux utilisés dans la modélisation (hors céramiques)

Afin de prendre en compte le vieillissement des céramiques, les paramètres de celles-ci ont été ajustés (tableau 3.2) à partir de calculs et mesures effectués dans le cas du Janus développé par DCN/ING/SUD et utilisant les mêmes céramiques [89]. Une modélisation a permis d'évaluer plus exactement le pourcentage de pertes pour les céramiques que nous utilisons dans cette antenne, pour un fonctionnement en puissance. Dans les résultats qui suivent utilisant ATILA, ces pertes sont toujours prises en compte.

	ρ (kg/m ³)	S ^E ₃₃ (m ² /N)	d ₃₃ (C/N)	ε ^S ₃₃ (F/m)
Module	7350	0.127E-10	0.189E-09	0.757E-08
Pertes	-	12 %	-	4 %

S^E₃₃, d₃₃ et ε^S₃₃ : Constantes élastique, piézoélectrique et diélectrique

Tableau 3.2 : Caractéristiques principales des céramiques utilisées (du type X51P)

3.4. REPRÉSENTATION DE L'ANTENNE PAR SCHÉMA ÉQUIVALENT

L'utilisation d'ATILA est une approche numérique des performances efficace mais lourde dans la mise en oeuvre. En parallèle, à la fois pour une représentation simplifiée du problème, et pour une utilisation dans l'application des solutions (paragraphe 3 et 4 du chapitre 6), nous avons utilisé la méthode des schémas équivalents à constantes localisées. Cette représentation est en effet assez simple pour cette antenne composée de quarante transducteurs identiques de type Tonpiliz. Le schéma équivalent de chaque couronne est déterminé après avoir calculé les éléments d'un transducteur seul, puis de la partie rayonnante.

3.4.1. Détermination du schéma équivalent d'un transducteur dans l'air

Chaque transducteur peut être représenté de la manière suivante dans l'air :

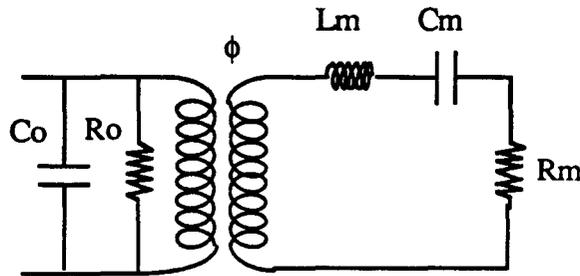


Figure 3.10 : Représentation électrique d'un transducteur

Partie électrique

C_0 représente la capacité bloquée. Elle est définie par : $C_0 = N \epsilon_r S \epsilon_0 \frac{S_c}{e_c}$ (3.1)

Avec : N le nombre de céramiques, $\epsilon_r S \epsilon_0$ la permittivité diélectrique, S_c la section des céramiques et e_c leur épaisseur

R_0 est la résistance de pertes des céramiques. Elle est négligeable pour les céramiques de l'antenne.

Coefficient de transformation électromécanique:

Il est défini par $\phi = d_{33} \frac{Y_c^E S_c}{e_c} \frac{l_c}{l_{tot}}$ (3.2)

Avec : d_{33} la constante piézoélectrique des céramiques, Y_c^E leur module de Young (égal à l'inverse de la constante élastique s_{33}^E), l_c leur longueur et l_{tot} la longueur céramiques + électrodes.

Partie motionnelle

On calcule d'abord les élasticités et les masses équivalentes.

- Élasticité du moteur (céramiques + électrodes) : $E_c = \frac{l_{tot}}{Y_c^E S_c}$

- Élasticité de la tige : $E_t = \frac{l_t}{Y_t^E S_t}$

Avec Y_t^E le module de Young de la tige, S_t sa section et l_t sa longueur

- Masse des céramiques : $M_c = l_c S_c \rho_c$ avec ρ_c la masse volumique des céramiques

- Masse de la tige : $M_t = l_t S_t \rho_t$ avec ρ_t la masse volumique de la tige

On obtient alors les éléments motionnels définis par :

$$\text{Capacité : } C_m = \frac{1}{1/E_c + 1/E_t}$$

Inductance : $L_m = M_p + (M_c + M_t) / 3$ avec M_p la masse du pavillon

Résistance : Négligeable

3.4.2. Calcul analytique de l'impédance de rayonnement

Dans le cas de l'antenne, les pavillons ne sont pas bafflés. Pour se ramener à des expressions analytiques de l'impédance de rayonnement, on considère le cas de pistons bafflés dans un plan dur infini. L'impédance de rayonnement propre d'un piston est définie par Pritchard de la manière suivante [90] :

$$Z_{11} = R_{11} + j X_{11} = \rho c \pi a^2 \left\{ \left(1 - \frac{J_1(2ka)}{ka} \right) + j \frac{H_1(2ka)}{2ka} \right\} \quad (3.3)$$

où : J_1 et H_1 sont respectivement les fonctions de Bessel et de Hankel à l'ordre 1

et : ρ la masse volumique du milieu, c la célérité de ce milieu, a le rayon d'un piston et k la longueur d'onde.

Lorsque $ka < 1$, on peut approximer cette expression : $Z_{11} = \rho c \pi a^2 \left(\frac{ka^2}{2} + j \frac{8ka}{3\pi} \right) \quad (3.4)$

L'impédance mutuelle entre deux pistons distants de d est également approximée pour $ka < 1$ à l'expression :

$$Z_{12} = R_{11} \left\{ \frac{\sin(kd)}{kd} + j \frac{\cos(kd)}{kd} \right\} \quad (3.5)$$

A.N. : $\rho = 1000 \text{ kg/m}^3$ $a = 0.095 \text{ m}$ $d = 0.220 \text{ m}$ $c = 1500 \text{ m/s}$ $k = 2\pi$
 Pour deux pistons : $Z_{11} = (6116 + j 18 308) \Omega$ et : $Z_{12} = (4555 + j 1313) \Omega$

Le manque de connaissance des vitesses associées à chaque couronne ne nous permet pas pour le moment de déterminer les impédances de rayonnement en prenant en compte l'effet mutuel.

3.4.3. Représentation d'une couronne à partir de calculs théoriques

Électriquement, chaque couronne est constituée par la mise en parallèle de dix schémas équivalents correspondant aux dix transducteurs. On utilise par ailleurs les propriétés des transformateurs en ramenant les impédances mécanique et de rayonnement côté primaire. On peut alors représenter chaque couronne de la manière suivante :

$$C_{oc} = 10 C_o$$

$$C_{mc} = 10 \phi^2 C_m$$

$$L_{mc} = \frac{L_r + L_m}{10 \phi^2}$$

$$R_{mc} = \frac{R_r}{10 \phi^2}$$

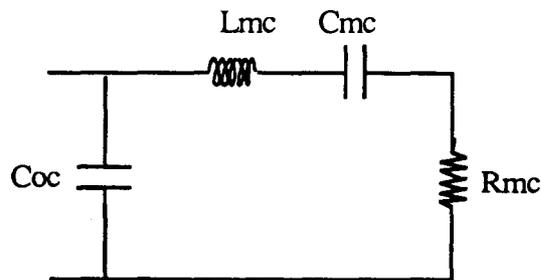


Figure 3.11 : Représentation électrique d'une couronne

Application numérique :

Données			
Céramiques	$d_{33} = 0.208E-09 \text{ m/V}$	$\epsilon_{33}^S = 0.757E-08 \text{ F/m}$	$s_{33}^E = 0.126E-10 \text{ m}^2/\text{N}$
	$l_c = 180 \text{ mm}$	$S_c = 0.178 \text{ mm}^2$	$e_c = 10 \text{ mm}$
	$N = 18$	$\rho_c = 7350 \text{ kg/m}^3$	
Tige	$l_t = 180 \text{ mm}$	$S_t = 0.95 \text{ mm}^2$	
	$\rho_t = 7900 \text{ kg/m}^3$	$Y_t^E = 2.15E+12 \text{ N/m}^2$	
Moteur	$l_{tot} = 210 \text{ mm}$		
Pavillon	$M_p = 5 \text{ kg}$		

<i>Résultats dans l'air</i>	<i>Résultats dans l'eau</i>
$E_c = 1.5E-09 \text{ m/N}$	$C_{oc} = 243 \text{ nF}$
$E_t = 1.1E-08 \text{ m/N}$	$K_{eff} = 2.52$
$M_c = 2.4 \text{ kg}$	$L_{mc} = 0.128 \text{ H}$
$M_t = 0.15 \text{ kg}$	$C_{mc} = 84 \text{ nF}$
$L_m = 5.85 \text{ H}$	$R_{mc} = 120 \Omega$
$C_m = 1.32 \text{ nF}$	
$fr_{air} = 1810 \text{ Hz}$	$fr_{eau} = 1530 \text{ Hz}$

Tableau 3.3 : Calcul des paramètres du schéma équivalent d'une couronne

Lorsqu'on prend en compte le caoutchouc, qui agit principalement comme une masse, la résonance dans l'air baisse alors et devient égale à 1690 Hz. Cette évaluation par schéma équivalent, correcte au niveau mécanique, ne permet cependant pas de prendre en compte les différences entre les couronnes dues aux interactions. Celles-ci devront donc être introduites par l'évaluation numérique des impédances mutuelles qui permettront un calcul plus exact de l'impédance de rayonnement (chapitre 4, partie 4).

3.4.4. Définition des principales performances de l'antenne à partir du schéma équivalent

A partir du schéma équivalent de chaque couronne, il est possible de déterminer les principales performances de l'antenne. Connaissant la tension appliquée et les valeurs des impédances, on peut calculer les courants circulant dans les différentes branches. Nous définissons donc dans ce paragraphe les expressions que nous utiliserons par la suite pour calculer les performances de l'antenne modélisée par schéma équivalent.

$$\text{Niveau sonore : } S = 10 \log(P_{ac}) + DI + 171 \quad (\text{en dB ref. } 1\mu\text{Pa à } 1\text{m}) \quad (3.6)$$

où DI est l'index de directivité que l'on prend selon la valeur moyenne obtenue par mesures ou calcul et P_{ac} la puissance acoustique totale :

$$P_{ac} = \sum_{i=1}^4 R_r |I_m|^2 \quad \text{où } i \text{ est l'indice sur les couronnes} \quad (3.7)$$

On peut également exprimer le niveau sonore sous la forme :

$$S = 10 \log(E^2/R_p) + 10 \log \eta + DI + 171 \quad (\text{en dB ref. } 1\mu\text{Pa à } 1\text{m}) \quad (3.8)$$

où E est la tension électrique appliquée aux transducteurs,

et η est le rendement défini par :

$$\eta = \frac{P_{ac}}{P_e} = \frac{\sum_{i=1}^4 R_r |I_m|^2}{\sum_{i=1}^4 R_p |I_{in}|^2} \quad (3.9)$$

avec P_e la puissance électrique fournie et R_p la partie réelle de l'impédance équivalente

L'antenne est également souvent caractérisée par la sensibilité à l'émission définie par :

$$S_v = S - 20 \log E \quad (\text{en dB ref. } 1\mu\text{Pa/V à } 1\text{m}) \quad (3.10)$$

De plus, par la suite, nous évaluerons la tension applicable en fonction de la contrainte dans le pilier à l'aide de la relation suivante :

$$V_{\max} = \frac{P_{\max}}{T_{xx} \sqrt{2}}$$

Avec : P_{\max} la valeur de précontrainte des céramiques égale à 180 bars et T_{xx} la contrainte obtenue par ATILA dans le pilier de céramiques.

Enfin, la vitesse par tête s'exprime par : $v = \phi I_m / 10$ (3.11)

avec I_m le courant motionnel circulant dans la partie mécanique

Nous considérerons par la suite davantage l'accélération que la vitesse pour une comparaison avec les mesures. Cette accélération est mesurée ou calculée au centre de chaque pavillon et considérée comme uniforme sur la surface. Elle correspond donc à un transducteur et non à une couronne comme pour la vitesse. Elle est reliée à la vitesse par un facteur de phase $j\omega$.

3.5. SYSTÈMES DE MESURES

L'antenne a été mesurée en cuve CTSN sur le site. Les dimensions sont suffisamment grandes pour garantir de bonnes conditions de mesures : 14 mètres en longueur, 8 mètres en largeur et 7.5 mètres en profondeur. La *figure 3.12* représente la chaîne de mesures utilisée.

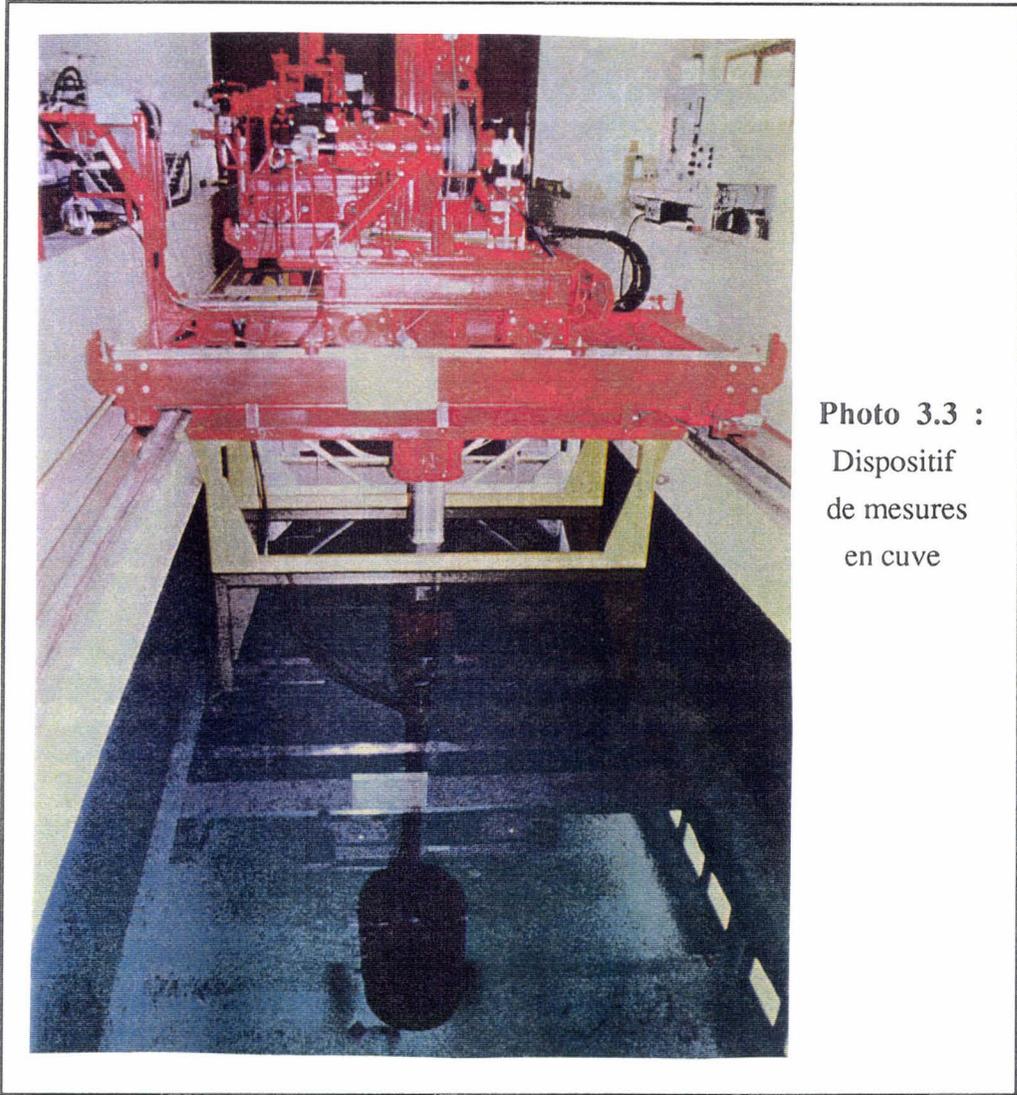


Photo 3.3 :
Dispositif
de mesures
en cuve

On emploie un ordinateur chargé de convertir la puissance électrique en signal de forme et de fréquence requises. Le signal est amplifié puis transmis à l'antenne à travers un câble. On utilise pour les mesures en émission des impulsions qui permettent d'éviter les échos parasites par rapport à un signal continu. Le signal reçu est amplifié et filtré puis traité par le ordinateur.

La chaîne de mesures permet d'avoir accès à la sensibilité à l'émission, à l'impédance électrique ($1/R_p$, C_p), aux diagrammes de directivité en site et en gisement. La mesure des accélérations est réalisée par des accéléromètres positionnés sur les pavillons.

L'antenne a été mesurée en gisement (position verticale) et en site (position horizontale) avec une alimentation relativement faible (*photo 3.3*).

Depuis ces mesures en cuve, des essais en puissance ont été effectués au lac de Castillon concernant la version compacte. Enfin, l'antenne a été utilisée en mer en Novembre 1995.

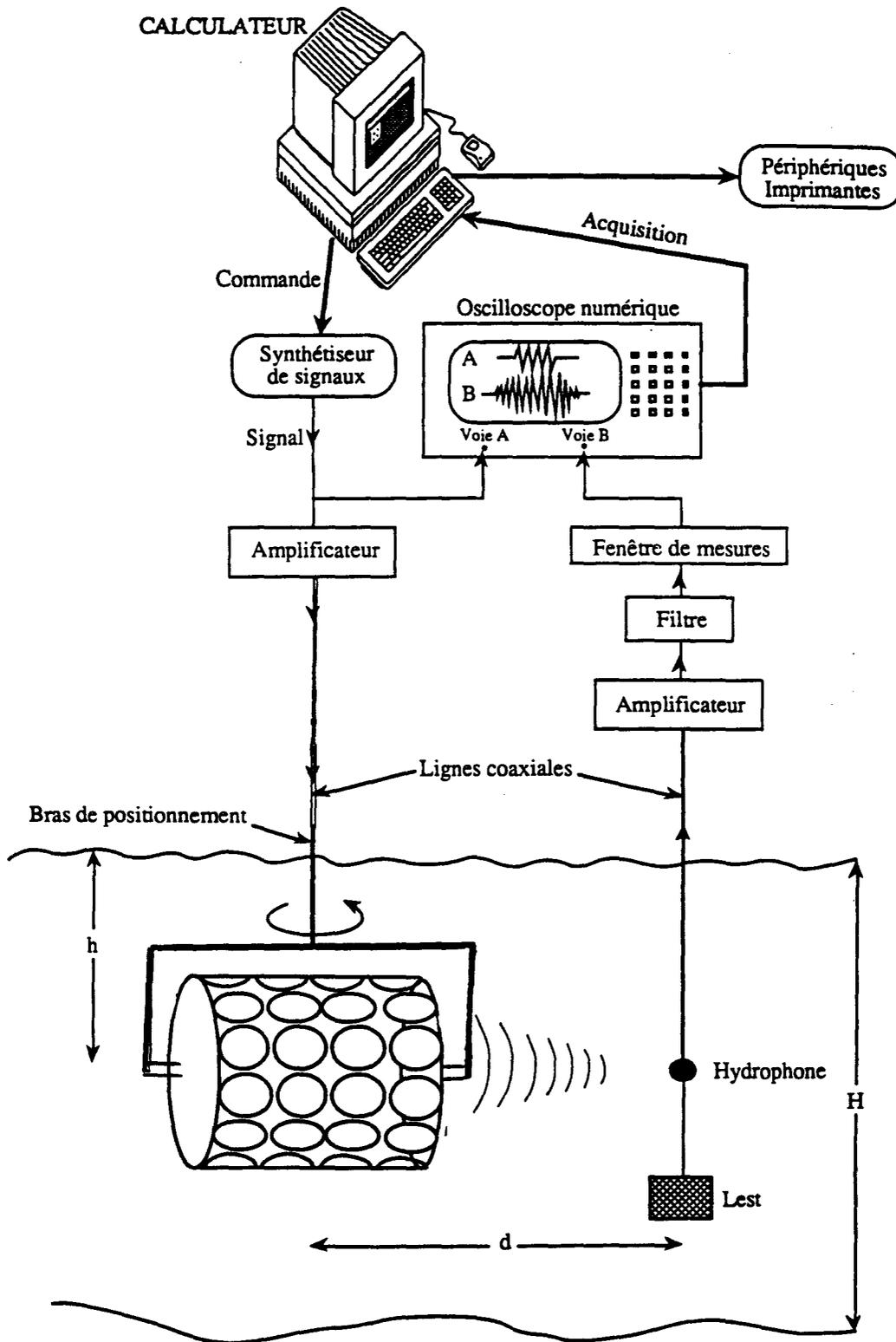


Figure 3.12 : Chaîne de mesures en cuve
(antenne positionnée en site)

3.6. CONCLUSION

Cette nouvelle antenne conçue pour fonctionner en basses fréquences a été améliorée en terme de compacité et de poids. Elle n'est pas limitée en immersion. Sa géométrie favorise une modulation de la configuration en fonction des performances requises. Les émetteurs quant à eux permettent un fonctionnement à puissance élevée. Concernant l'évaluation des performances de l'antenne, trois moyens ont été mis en oeuvre. La première méthode est l'utilisation d'ATILA particulièrement intéressante pour les études paramétriques. L'étape la plus difficile est le maillage initial, selon les pré-processeurs disponibles. Ensuite, une modification des paramètres permet d'obtenir relativement rapidement et précisément les résultats. La détermination du schéma équivalent est pour sa part très utile pour appliquer certaines méthodes de calcul, que nous étudierons dans le dernier chapitre. Enfin, les mesures sur l'antenne réelle permettent de valider les résultats. L'étude des performances de cette antenne et son optimisation sont donc possibles à partir de l'utilisation de ces trois moyens. C'est ce que nous allons décrire dans les trois prochains chapitres.

CHAPITRE IV

FONCTIONNEMENT DE LA VERSION COMPACTE DE L'ANTENNE MULTITÊTE

CHAPITRE 4 : FONCTIONNEMENT DE LA VERSION COMPACTE DE L'ANTENNE MULTITETE

4.1. INTRODUCTION

Après avoir décrit l'antenne *Multitête* et les différents outils utilisés (éléments finis, schémas équivalents, mesures), nous avons utilisé ces trois moyens pour évaluer les performances de l'antenne. Le but de cette évaluation est de caractériser le fonctionnement de l'antenne, et en particulier de mettre en évidence les interactions existantes. Après avoir décrit les modes de résonance propres à l'antenne, nous développerons ses principales performances lorsqu'elle est immergée. Dans les deux analyses (antenne dans l'air et dans l'eau), les résultats obtenus par ATILA et par les mesures sont comparés. Nous terminerons ce chapitre par l'évaluation des impédances mutuelles en utilisant une méthode d'extraction à partir de résultats d'ATILA et des schémas équivalents. Après une détermination du schéma équivalent de chaque couronne, nous résumerons les résultats obtenus par ce modèle afin de les comparer à ceux des deux outils précédents.

4.2. ANALYSE MODALE DE L'ANTENNE DANS L'AIR

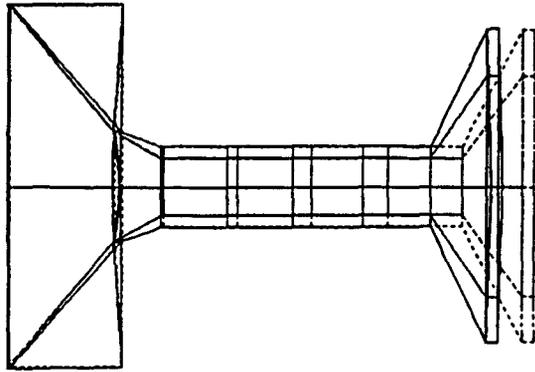
4.2.1. Résultats avec ATILA

En modélisant la structure dans l'air sans caoutchouc (celui-ci empêche une résolution correcte dans ce type d'analyse), nous avons déterminé les principaux modes de vibration de cette structure en dessous de 10 kHz.

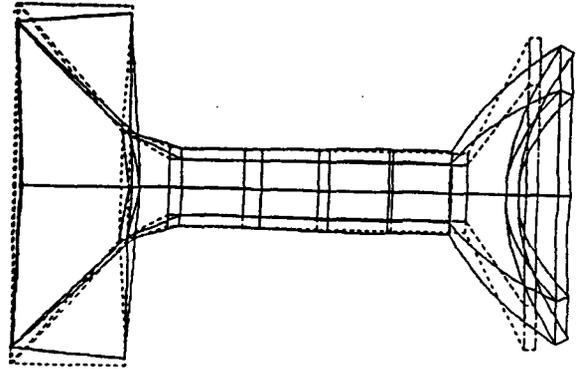
<i>Mode</i>	<i>Fréquence (Hz)</i>	<i>Couplage</i>	<i>Nature de la déformation</i>
1	212	-	Flexion du pilier
2	1160	-	Flexion du pilier
3	1764	44 %	Dilatation-compression du pilier
4	3349	-	Flexion du pilier
5	6138	-	Flexion du pavillon
6	6555	-	Flexion du pilier
7	7635	-	Flexion du pavillon
8	9935	17 %	Dilatation-compression du pilier

Tableau 4.1 : Modes de vibration d'une couronne obtenus par ATILA

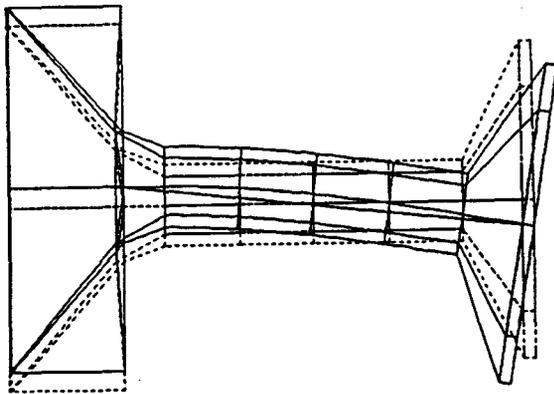
Le coefficient de couplage est défini par : $k = \sqrt{1 - f_r^2 / f_{ar}^2}$ (en %), avec f_r et f_{ar} fréquences de résonance et d'antirésonance. Il correspond au couplage électromécanique du mode obtenu. Cette valeur traduit l'importance du mode lorsque l'antenne est immergée (à un fort couplage de l'analyse modale sera associé une résonance marquée dans l'eau).



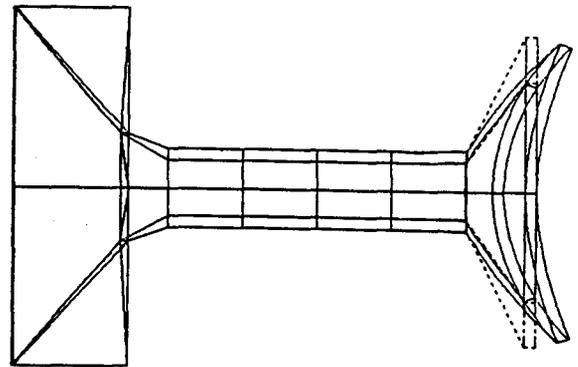
4.1.a : Mode fondamental de dilatation-compression (1764 Hz)



4.1.b : Deuxième mode de dilatation-compression (9935 Hz)



4.1.c : Mode fondamental de flexion du pilier (212 Hz)



4.1.d : Mode fondamental de flexion du pavillon (3349 Hz)

(Pour les schémas illustrés ici, le trait en pointillés correspond à la structure au repos et le trait plein représente la déformation)

Figure 4.1 : Déplacements associés à différents modes

Les deux modes de dilatation-compression sont des modes couplés, surtout le mode fondamental (44%) qui permet le fonctionnement de l'antenne en basse fréquence (*figure 4.1.a*). La fréquence de résonance obtenue concorde avec le calcul théorique du schéma équivalent (*chapitre 3, tableau 3.3*). Lorsque l'on prend en compte le caoutchouc,

une analyse harmonique à l'aide d'ATILA de la structure dans l'air fait descendre cette résonance à 1700 Hz. Par ailleurs, dans le deuxième mode, on observe associé au mouvement de compression une déformation du pavillon (*figure 4.1.b*).

Il est difficile de calculer théoriquement les modes de vibration correspondant à cette structure [91]. On peut cependant d'abord remarquer qu'il y a trois types de déformation (*tableau 4.1*). A chaque type de déformation est associé le mode fondamental (fréquence la plus basse) et des "harmoniques" correspondant à des fréquences multiples.

Le premier type de déformation correspond à une flexion du pilier. Le fondamental se situe à 212 Hz (*figure 4.1.c*). Il existe quatre autres modes de ce type en dessous de 10 kHz. On peut également remarquer que la flexion du pilier entraîne une flexion du pavillon et un mouvement de la contremasse.

Le mode fondamental de flexion du pavillon se situe à 3349 Hz (*figure 4.1.d*) et le premier harmonique à une fréquence double.

4.2.2. Résultats de mesures

En parallèle à ces calculs, des mesures de l'antenne non immergée ont été effectuées [92] qui permettent de calculer les paramètres du schéma équivalent. Ces mesures sont les fréquences de résonance et de coupure, ainsi que l'impédance électrique par couronne (*tableau 4.1*).

	Couronne 1	Couronne 2	Couronne 3	Couronne 4
f_r (Hz) <i>fréquence de résonance</i>	1570	1568	1578	1564
f_1 (Hz) <i>1ère fréquence de coupure</i>	1536	1528	1537	1525
f_2 (Hz) <i>2ème fréquence de coupure</i>	1608	1621	1627	1611
Réactance $G(f_r)$ en mS	16.30	13.70	14.50	13.90
Conductance $B(f_r)$ en mS	3.1	3.0	3.1	2.5

Tableau 4.2 : Valeurs des fréquences et des impédances mesurées dans l'air

A partir de ces valeurs, l'utilisation du cercle de Kennelly [14] permet de déterminer les différents paramètres du schéma équivalent (*tableau 4.2*) à partir des définitions suivantes :

Facteur de qualité : $Q_m = f_r / (f_2 - f_1)$

Capacité bloquée : $C_0 = B(f_r) / \omega_r$

Impédance motionnelle : $R_m = 1/G(f_r)$
 $L_m = Q_m R_m / \omega_r$
 $C_m = 1 / Q_m R_m \omega_r$

	Couronne 1	Couronne 2	Couronne 3	Couronne 4
R_m en Ω	61	73	69	72
C_o en nF	319	303	313	253
Q_m	21.8	17	17.5	18.3
L_m en mH	136	126	121	134
C_m en nF	76	82	84	77

Tableau 4.3 : Valeurs des paramètres du schéma équivalent à partir de mesures dans l'air

Dans l'air, il existe une légère différence au niveau des impédances motionnelles et bloquées entre les couronnes due à la position de l'antenne et aux matériaux la composant. Par ailleurs, la fréquence de résonance obtenue par les mesures présente une différence de 200 Hz environ par rapport à celle obtenue par ATILA (*tableau 4.1*) et par schéma équivalent (*tableau 3.3*). La prise en compte du caoutchouc réduit cette différence à 130 Hz, ce qui est encore non négligeable. En fait, lorsque l'on compare les valeurs des éléments mécaniques (qui sont liés à la résonance) entre les mesures et les résultats théoriques, la différence provient de L_m et donc de l'évaluation de la masse de la structure.

4.3. ANALYSE HARMONIQUE DANS L'EAU

Ce paragraphe résume les principales performances obtenues pour la version compacte lorsque l'antenne est immergée. Une première modélisation de l'antenne avait été effectuée en utilisant un logiciel voisin de SHIP [93] et disponible sur le site. Pour de plus amples développements, il s'avère trop approximatif en matière de description d'une structure non bafflée, en particulier par rapport aux résultats que l'on peut obtenir par ATILA. Dans cette partie, les résultats de mesures [94] sont donc comparés aux résultats numériques obtenus par ATILA [88].

4.3.1. Niveau d'émission et impédance électrique

Le niveau d'émission à 0° est représenté *figure 4.2*. La fréquence de résonance de cette antenne est de 1400 Hz environ dans l'eau. Le niveau d'émission par volt atteint 150 dB à la résonance, soit un niveau sonore $S = S_v + 20 \log E = 218$ dB en appliquant $E = 2500 V_{eff}$

en tension. Pour les différentes courbes, il faut signaler que le pas du maillage du fluide externe est suffisamment fin jusqu'à 2 kHz environ, et l'accord entre les valeurs numériques et expérimentales est bon. Au delà de cette valeur, les différences plus marquées entre les mesures et le modèle sont dues à l'imprécision d'ATILA. Par ailleurs, l'écart obtenu dans l'air a presque disparu par l'effet de masse ajoutée qui devient prépondérante.

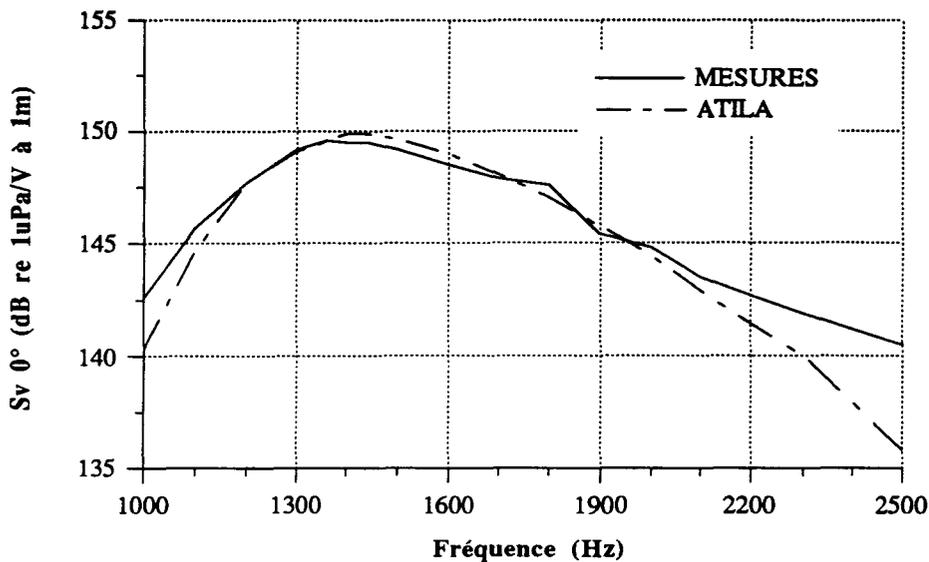


Figure 4.2 :
Niveau
d'émission à 0°
(mesures et
résultats
ATILA)

Le rendement calculé et mesuré n'est pas très élevé, il est d'environ 50%. Les résultats ne permettent pas de déterminer exactement où sont localisées les pertes.

La conductance électrique, à la fois par couronne et globale, est représentée *figure 4.3*. Sur cette figure sont aussi représentées les conductances associées à une couronne externe et une couronne interne. On remarque qu'elles ont des impédances totales, et donc de rayonnement différents.

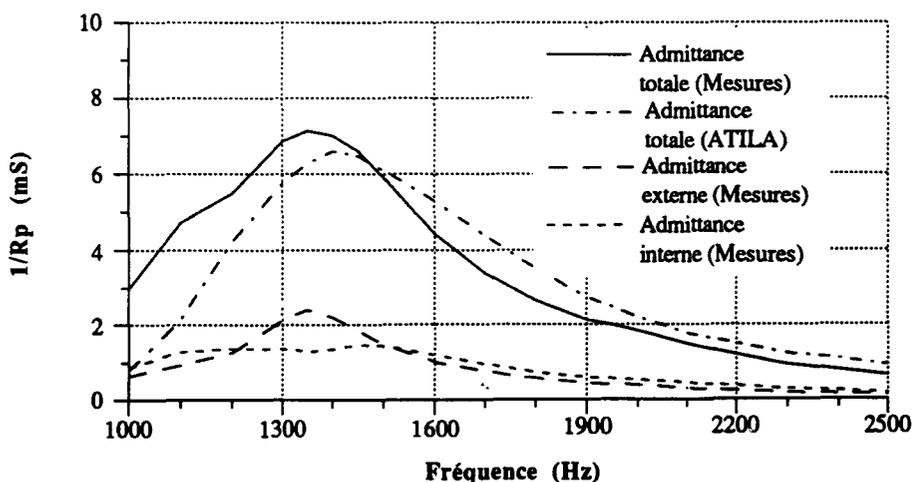


Figure 4.3 :
Conductance des
couronnes
externe et interne
(mesures) et
conductance
totale (mesures et
résultats ATILA)

4.3.2. Directivités

Les diagrammes de directivité en site associés à quelques fréquences sont représentés *figure 4.4*. L'index de directivité varie autour de 4 dB. La directivité en gisement a été vérifiée au niveau des mesures. Elle est omnidirectionnelle, ce qui suppose la symétrie de fonctionnement des dix transducteurs de chaque couronne.

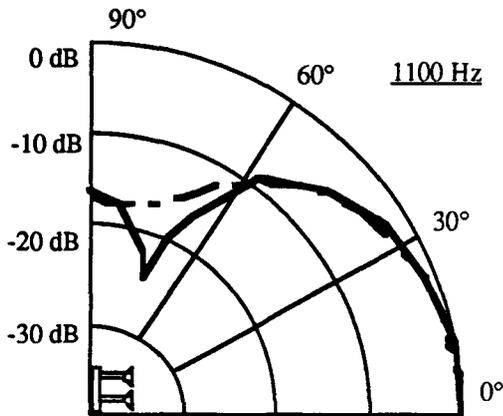
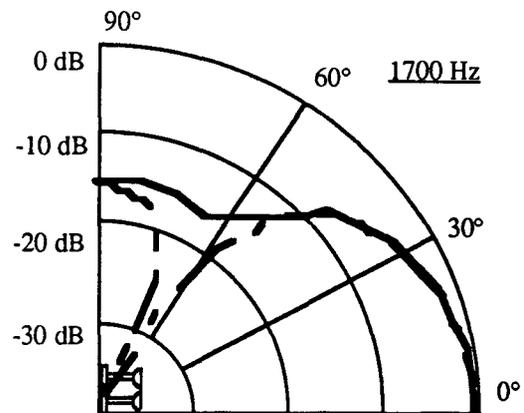
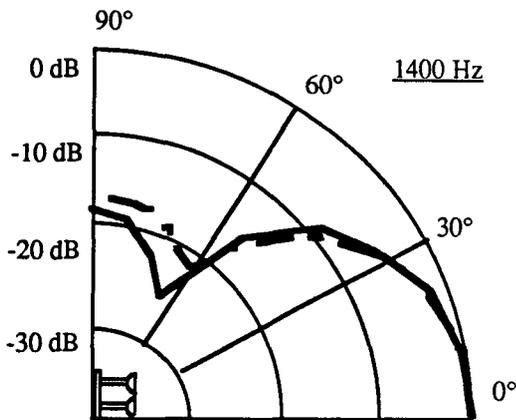


Figure 4.4 : Diagrammes de directivité associées à quelques fréquences Mesures et résultats ATILA

— Mesures
- - - ATILA

Module normalisé de 0 à -40 dB



4.3.3. Accélération

Les modules des accélérations des couronnes externe et interne sont représentés *figure 4.5*. Cette courbe fait apparaître une différence de fonctionnement entre les couronnes dues aux interactions acoustiques existant entre les couronnes par l'intermédiaire du fluide. Cette différence est également légèrement accentuée par un effet de bord. On observe à la résonance un rapport d'amplitude entre les deux couronnes d'environ 0.5. La couronne interne, en raison de sa position et de l'action du fluide, ne travaille donc pas idéalement. Une partie de la puissance fournie est perdue à cause des interactions. Au niveau des contraintes calculées, on observe également que la couronne externe travaille toujours

davantage [88]. La contrainte dynamique du pilier externe à la résonance atteint 0.055 bars environ pour 1 volt d'excitation.

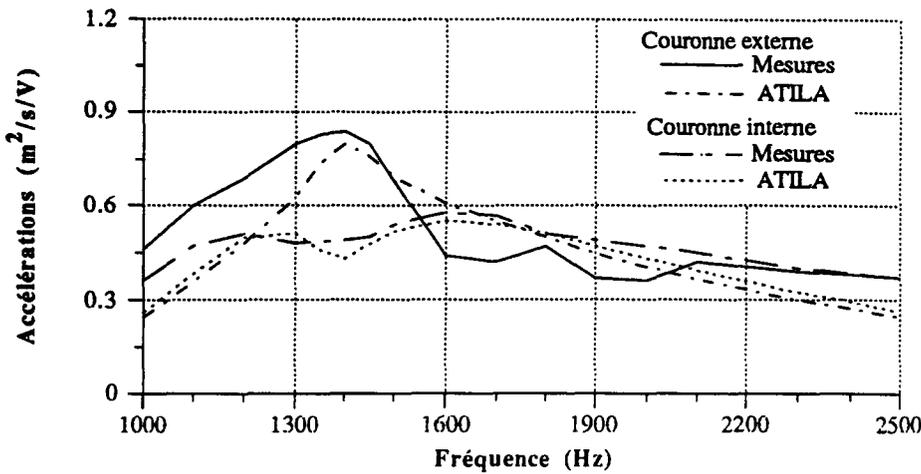


Figure 4.5 :
Accélération des couronnes externe et interne (mesures et résultats ATILA)

Enfin, le champ de pression obtenu par ATILA est représenté en annexe 3. La pression maximale est située contre la contremasse.

4.4. DÉTERMINATION DES IMPÉDANCES MUTUELLES

Les courbes des accélérations ont mis en évidence le phénomène d'interactions existant entre les couronnes. Pour mieux évaluer l'importance de ce phénomène et l'intégrer dans le schéma équivalent, nous avons calculé les impédances mutuelles. Les expressions analytiques restant très générales et complexes pour cette géométrie, nous avons préféré utiliser une méthode numérique dont le principe rejoint les méthodes proposées en [6] et [46].

4.4.1. Principe

Les impédances mutuelles correspondent à l'action exercée par un transducteur sur les transducteurs voisins par l'intermédiaire du fluide. La méthode utilisée en [6] propose, en utilisant l'analogie électromécanique, d'exciter électriquement un à un les transducteurs et de mesurer à chaque fois l'effet de cette excitation sur le transducteur excité (mesure du courant induit) et sur les autres transducteurs (mesure du courant de court-circuit). A partir du schéma électrique de chaque transducteur, on obtient un nombre d'équations égal au nombre d'impédances reliant les courants et les impédances mutuelles. Par combinaison linéaire de

ces équations, on peut finalement résoudre le système. L'utilisation de symétries réduit généralement la taille du problème initial.

Par extension, on peut également utiliser des résultats de calcul prenant en compte l'effet mutuel au lieu d'envisager des mesures. Par ATILA, on peut exciter un à un les transducteurs et déterminer l'effet induit par l'obtention des déplacements de chacun d'entre eux et par suite des vitesses. La connaissance de la partie motionnelle du schéma équivalent est également nécessaire.

4.4.2. Application au cas de l'antenne

Dans le cas de l'antenne *Multitête*, nous travaillons couronne par couronne (figure 4.6). Il y a donc au départ seize impédances à déterminer (Z_{ij} pour $i=1$ à 4 , $j=1$ à 4). Les symétries permettent de réduire les inconnues du problème :

- La symétrie centrale réduit le nombre d'impédances propres : $Z_{22} = Z_{33}$ et $Z_{44} = Z_{11}$
- Il y a réciprocity des interactions : $Z_{ij} = Z_{ji}$
- La disposition des quatre couronnes entraîne également : $Z_{13} = Z_{24}$ et $Z_{34} = Z_{12}$

Finalement, six impédances sont à déterminer : Z_{11} , Z_{12} , Z_{13} , Z_{14} , Z_{22} , Z_{23}

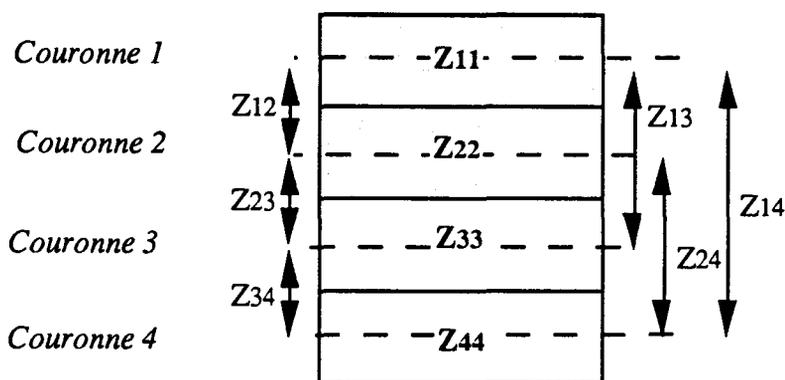
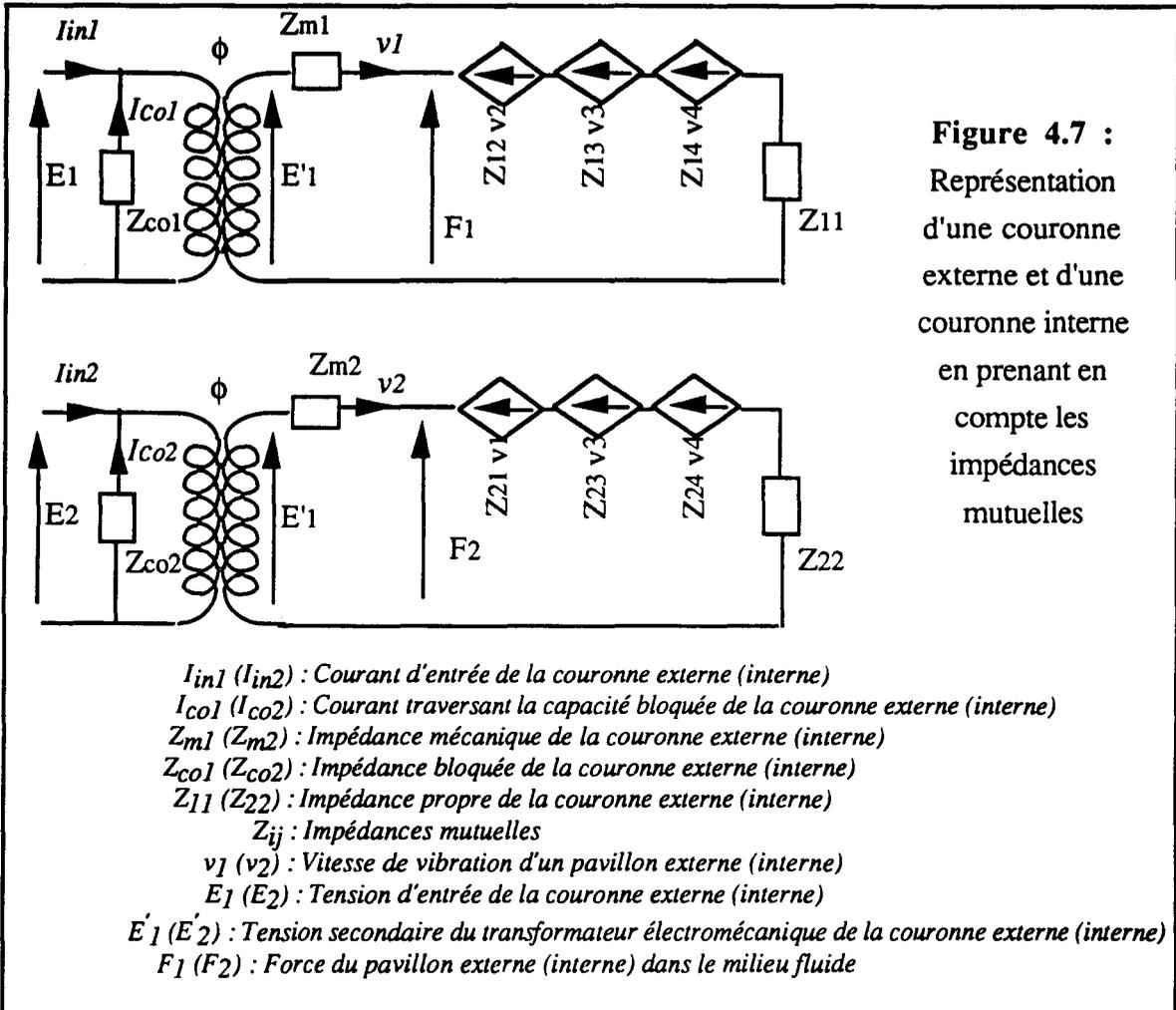


Figure 4.6 : Disposition des couronnes et impédances associées

Seul un maillage des quatre couronnes permettrait d'appliquer la méthode décrite précédemment. Il serait cependant trop complexe, notamment en terme de taille de fichiers. Pour cette raison, nous avons préféré effectuer les approximations suivantes pour pouvoir conserver un maillage de deux couronnes :

- On néglige Z_{13} et Z_{14} devant Z_{12} et Z_{11} (Les valeurs Z_{13} et Z_{14} sont associées à un espacement supérieur à $\lambda/2$)
- On considère : $Z_{23} = Z_{12}$

Les schémas des deux couronnes sont représentés *figure 4.7*. Pour le calcul, nous avons donc dans un premier temps excité les couronnes externes (du fait de la symétrie) et déterminé l'effet induit sur les couronnes. Ensuite, nous avons de même excité les deux couronnes internes et calculé les vitesses associées.



On cherche la matrice reliant les tensions d'alimentation et les vitesses. On peut écrire les forces liées au rayonnement sous la forme :

$$F_1 = Z_{11} v_1 + Z_{12} v_2 + Z_{13} v_3 + Z_{14} v_4 = (Z_{11} + Z_{14}) v_1 + (Z_{12} + Z_{13}) v_2$$

$$F_2 = Z_{21} v_1 + Z_{22} v_2 + Z_{23} v_3 + Z_{24} v_4 = (Z_{21} + Z_{24}) v_1 + (Z_{22} + Z_{23}) v_2$$

En effet, $v_4 = v_1$ et $v_3 = v_2$ en raison de la symétrie des vitesses par rapport à l'axe horizontal.

En utilisant les hypothèses et les approximations décrites précédemment sur les impédances mutuelles, on obtient :

$$\begin{aligned} F_1 &= Z_{11} v_1 + Z_{12} v_2 \\ F_2 &= Z_{21} v_1 + (Z_{22} + Z_{12}) v_2 \end{aligned}$$

Pour simplifier les équations, on note : $Z_{22} + Z_{12} = Z'_{22}$

$$\begin{aligned} \text{D'où : } F_1 &= Z_{11} v_1 + Z_{12} v_2 \\ F_2 &= Z_{21} v_1 + Z'_{22} v_2 \end{aligned}$$

Côté transducteur, les tensions s'écrivent :

$$\begin{aligned} \phi E_1 &= F_1 + Z_{m1} v_1 \\ \phi E_2 &= F_2 + Z_{m2} v_2 \end{aligned}$$

On obtient par combinaison de ces équations :

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = 1/\phi \begin{pmatrix} Z_{11} + Z_{m1} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z'_{22} + Z_{m2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

On procède alors en deux étapes :

1°- $E_1 = E_0$ et $E_2 = 0$: Détermination des vitesses de la couronne externe v_{1a} et de la couronne interne v_{2a}

2°- $E_1 = 0$ et $E_2 = E_0$: Détermination des vitesses de la couronne externe v_{1b} et de la couronne interne v_{2b}

La détermination des impédances mutuelles s'effectue alors par la résolution du système suivant, obtenu à partir de l'équation (4.1) appliquée aux deux types d'excitation.

$$\begin{pmatrix} E_0 \\ 0 \\ 0 \\ E_0 \end{pmatrix} = 1/\phi \begin{pmatrix} Z_{11}+Z_{m1} & Z_{12} & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z'_{22}+Z_{m2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{11}+Z_{m1} & Z_{12} \\ 0 & 0 & Z_{21} & Z'_{22}+Z_{m2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{a1} \\ v_{a2} \\ v_{b1} \\ v_{b2} \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Par inversion de ce système on obtient deux nouveaux systèmes :

$$\begin{pmatrix} v_{1a} & v_{2a} \\ v_{1b} & v_{2b} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_{11} \\ Z_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi E_o - Z_{m1} v_{1a} \\ - Z_{m1} v_{1b} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} v_{1a} & v_{2a} \\ v_{1b} & v_{2b} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_{21} \\ Z'_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} - Z_{m2} v_{2a} \\ \phi E_o - Z_{m2} v_{2b} \end{pmatrix}$$

Après résolution nous obtenons finalement les quatre expressions des impédances :

$$Z_{11} = \frac{v_{2b} (\phi E_o - Z_{m1} v_{1a}) + Z_{m1} v_{2a} v_{1b}}{v_{1a} v_{2b} - v_{1b} v_{2a}} \quad (4.3.a)$$

$$Z_{12} = \frac{- v_{1b} (\phi E_o - Z_{m1} v_{1a}) - Z_{m1} v_{2a} v_{1a}}{v_{1a} v_{2b} - v_{1b} v_{2a}} \quad (4.3.b)$$

$$Z_{21} = \frac{- v_{2a} (\phi E_o - Z_{m2} v_{2b}) - Z_{m2} v_{2a} v_{2b}}{v_{1a} v_{2b} - v_{1b} v_{2a}} \quad (4.3.c)$$

$$Z'_{22} = \frac{v_{1a} (\phi E_o - Z_{m2} v_{2b}) + Z_{m2} v_{2a} v_{1b}}{v_{1a} v_{2b} - v_{1b} v_{2a}} \quad (4.3.d)$$

Les valeurs v_{1a} , v_{1b} , v_{2a} et v_{2b} sont obtenues à partir d'ATILA qui calcule les déplacements aux noeuds centraux des pavillons. Pour le coefficient ϕ , on utilise la valeur calculée théoriquement au chapitre précédent. Les valeurs de l'impédance motionnelle (L_m , C_m) et de la capacité bloquée C_o sont celles provenant des mesures (*tableau 4.2*).

Les parties réelles et imaginaires des impédances propres et mutuelles obtenues à partir des expressions (4.3) sont représentées *figures 4.8.a et 4.8.b*. La réciprocité des interactions est vérifiée par la quasi-égalité des impédances Z_{12} et Z_{21} . La différence entre les impédances propres des deux couronnes est assez faible, les hypothèses faites au départ (Z_{13} et Z_{14} négligeables) sont vérifiées par l'allure de ces courbes. On obtient un rapport d'influence mutuelle $(R_{12}+R_{21}) / (R_{11}+R_{22})$ égal à 57 % au maximum à 1350 Hz qui traduit l'importance de l'action d'interaction du fluide à ces fréquences. Concernant la réactance, les parties mutuelles changent de sens près de la résonance, passant d'un effet inductif à un effet capacitif.

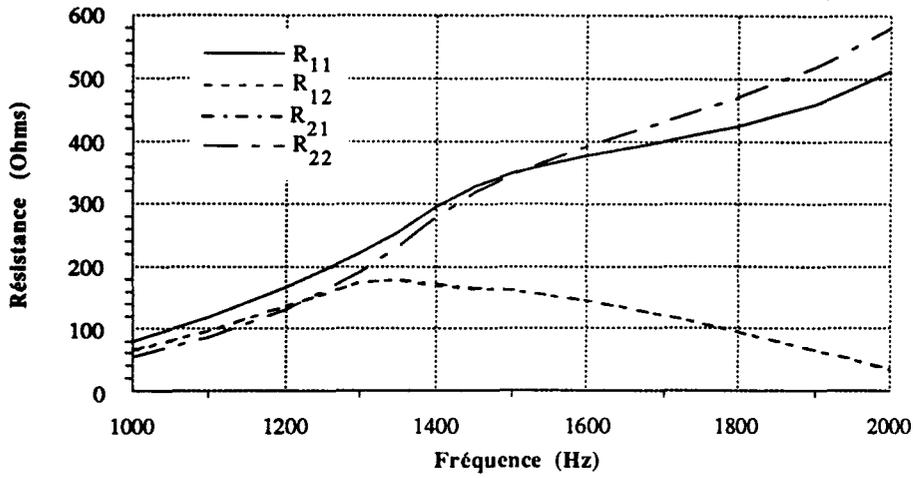


Figure 4.8.a :
Partie réelle des
impédances
propres et
mutuelles de
chaque couronne

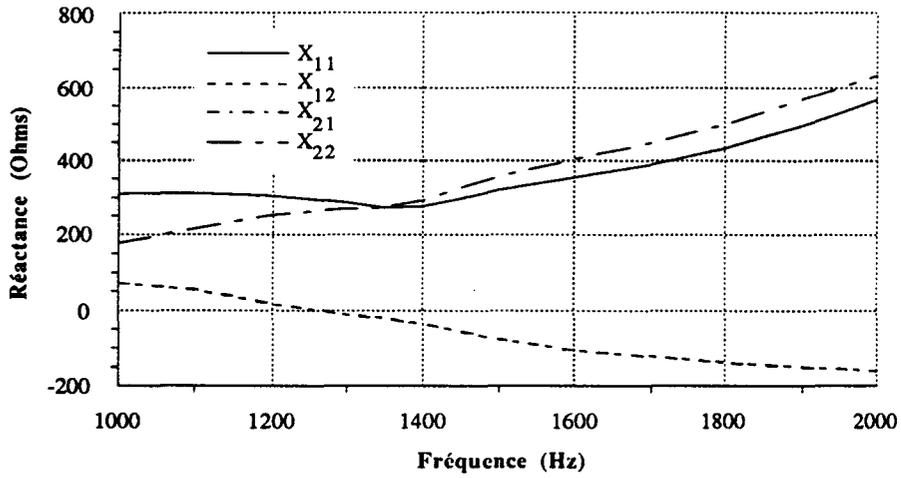


Figure 4.8.b :
Partie imaginaire
des impédances
propres et
mutuelles de
chaque couronne

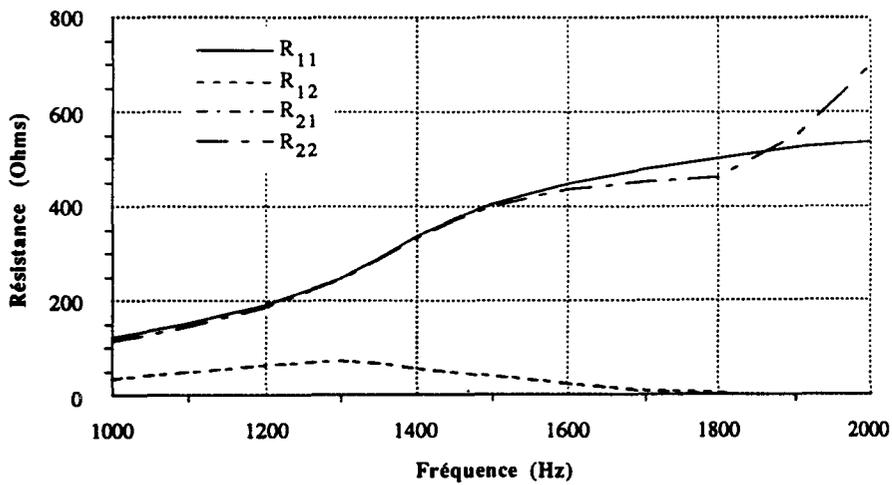


Figure 4.9 :
Partie réelle des
impédances
propres et
mutuelles pour la
version haute

Nous avons également représenté *figure 4.9* les résistances mutuelles obtenues dans une configuration où les couronnes sont davantage espacées. Il s'agit de la configuration haute décrite au paragraphe 3.2.3. Les impédances propres ont la même allure que dans le cas de la version compacte, avec une action des couronnes entre elles moins importante : R_{12} diminue de 60% environ pour un espacement entre les couronnes qui passe de $\lambda/4$ à $\lambda/3$.

4.4.3. Détermination des impédances de rayonnement et du schéma équivalent à partir des impédances mutuelles

Connaissant la valeur des impédances mutuelles, on peut obtenir des valeurs plus exactes des impédances de rayonnement prenant en compte ces interactions. Elles sont définies par : $Z_{r1} = Z_{11} + Z_{12} v_2/v_1$ pour la couronne externe et $Z_{r2} = Z_{22} + Z_{21} v_1/v_2$ pour la couronne interne. Ces impédances varient donc avec la fréquence. Les valeurs des vitesses sont déterminées en inversant l'équation (4.1) dans le cas où on applique une tension uniforme égale à 1 sur chaque couronne :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \frac{\phi}{\Delta} \begin{pmatrix} Z_{22} + Z_{m2} & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} + Z_{m1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_0 \\ E_0 \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

avec $\Delta = (Z_{11} + Z_{m1})(Z_{22} + Z_{m2}) - Z_{12}Z_{21}$ et $E_0 = 1$

A partir des équations (4.4), on peut calculer les vitesses de chaque couronne, et ensuite les accélérations. L'adéquation avec les résultats obtenus directement par ATILA est très bonne, surtout au niveau du module (moins de 5% d'erreur).

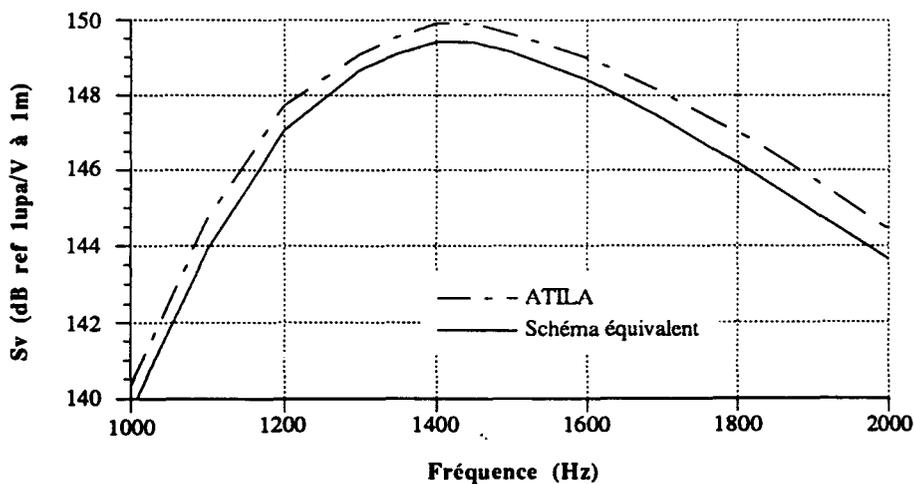


Figure 4.10 :
 Comparaison du niveau d'émission à 0° obtenu par ATILA et par schéma équivalent

Toutes les valeurs d'impédance étant connues, on peut finalement évaluer les performances de l'antenne à partir du schéma équivalent en utilisant les équations du paragraphe 3.4.4. Le niveau d'émission est comparé à celui obtenu par ATILA *figure 4.10*. L'admittance à la résonance est également voisine. Nous pourrions donc de manière approximative envisager l'antenne par la mise en parallèle de quatre circuits électriques dont les valeurs ont été définies à partir des mesures pour les impédances mécaniques et les capacités bloquées, et à partir du calcul précédent pour les impédances de rayonnement.

4.4.4. Comparaison avec les mesures

En parallèle à ces calculs, quelques mesures relatives à cette même méthode ont été réalisées. Les calculs ont été effectués en suivant la méthode décrite en [6] dans le cas de mesures en courant. On a d'abord excité les deux couronnes externes, et mesurer les quatre courants associés (deux courants d'entrée, deux courants de court-circuit). On a ensuite réitéré l'opération pour les couronnes internes.

Concernant les mesures en courant, on observe une symétrie des couronnes suivant l'axe horizontal : par exemple, l'excitation des deux couronnes externes entraîne la même valeur de courant sur les couronnes 2 et 3, ou sur les couronnes 1 et 4.

Lorsque l'on calcule les impédances à la résonance, on observe quelques différences par rapports aux calculs du paragraphe précédent : la relation de réciprocité $Z_{12} = Z_{21}$ n'est pas vérifiée (écart de 10 % environ). Les impédances mutuelles sont relativement importantes par rapport aux impédances propres : $R_{12}/R_{11} = 70\%$ environ à la résonance. Ces mesures confirment donc la nécessité de prendre en compte les impédances mutuelles dans le schéma équivalent.

4.5. CONCLUSION

Cette partie a donc permis d'évaluer les performances de l'antenne dans sa version compacte, que l'on considère comme la version de base. L'adéquation entre les mesures et les résultats ATILA est meilleure lorsque l'antenne est immergée. Le tableau suivant résume les résultats obtenus par les trois moyens d'évaluation. Les différents valeurs (rapport des vitesses, impédances mutuelles) font apparaître en particulier la présence d'interactions traduisant une limitation des performances. Avant d'envisager des méthodes "actives" de contrôle de vitesse face à ce problème, il est nécessaire de considérer les différentes versions de l'antenne et d'étudier quelles sont les conséquences de modifications de la géométrie sur les performances.

	ATILA	Mesures	Schéma équivalent
fr air (Hz)	1700	1550	1550
fr eau (Hz)	1420	1400	1410
Sv 0° (dB)	149.9	149.6	149.4
1/R _p [à f _r] en mS	6.6	7.1	6.8
η _{moyen} en % [1.2-1.8 kHz]	50	50	45
DI _{moyen} en dB [1.2-1.8kHz]	4	4	-
v ₂ /v ₁ [à f _r]	0.55	0.60	0.54

DI : index de directivité
v₂/v₁ : Rapport des vitesses des couronnes interne et externe

Tableau 4.4 : Comparaison des performances entre ATILA, les mesures et la méthode des schémas équivalents

CHAPITRE V

INFLUENCE DE LA GÉOMÉTRIE DE L'ANTENNE

CHAPITRE 5 : INFLUENCE DE LA GÉOMÉTRIE DE L'ANTENNE

5.1. INTRODUCTION

Les moyens d'évaluation des performances ont été déterminés au chapitre précédent pour la version compacte. En utilisant ces moyens, différentes géométries de l'antenne peuvent être également caractérisées afin de rechercher de meilleures performances. Nous décrivons tout d'abord l'influence d'un découplage de la contremasse sur les modes de la structure. Puis nous nous intéresserons à l'effet d'une modification de l'élasticité du volume intérieur par l'insertion de tubes compliants, avant de déterminer l'influence de la hauteur de l'antenne. Cette dernière consiste en l'étude des résultats obtenus pour différentes configurations faisant varier l'espacement des couronnes, sans oublier le cas d'une imbrication entre elles. Dans chacun de ces géométries, il s'agit de faire apparaître les améliorations apportées par ces modifications, notamment en terme d'interactions, et en prenant en compte l'encombrement ou la complexité apportés.

5.2. INFLUENCE DE LA GÉOMÉTRIE DE LA CONTREMASSE

Cette partie a pour but de déterminer l'influence de la géométrie de la contremasse sur le fonctionnement de l'antenne *Multitête* [96]. On considère au départ la contremasse comme monobloc, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de section entre les contremasses des différentes couronnes. Cette contremasse peut donc être source d'interaction mécanique entre les piliers.

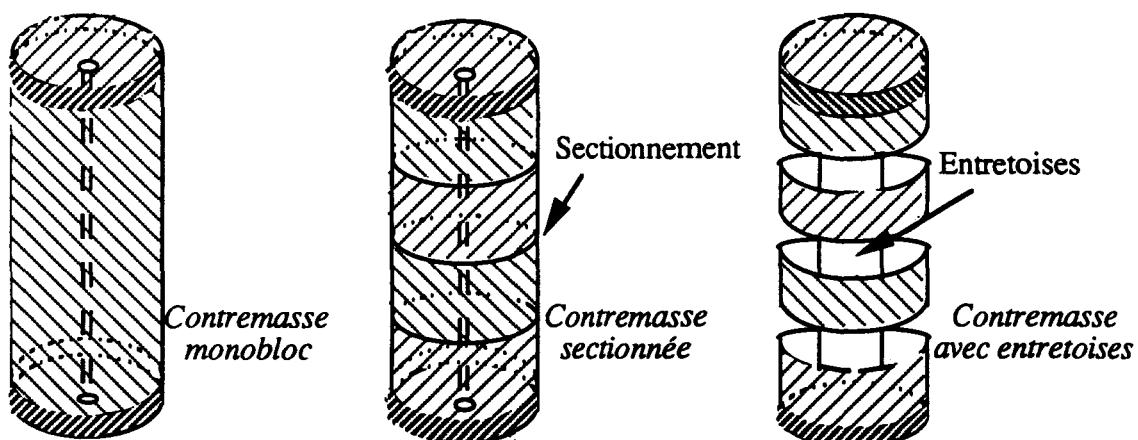


Figure 5.1 : Schématisation des différentes géométries de contremasse

Afin d'évaluer cet effet, on compare ce cas à une géométrie fictive de quatre contremasses dissociées. On envisage ensuite le cas d'une contremasse sectionnée de géométrie différente et reliée par des supports, ce qui est physiquement le cas de l'antenne *Multitête* actuelle (les trois géométries sont schématisées *figure 5.1*). Enfin, l'antenne est fixée dans un châssis et joue le rôle d'épontille lorsqu'elle est placée dans le corps remorqué. L'influence des fixations aux extrémités est également abordée dans le dernier point. On s'intéressera aux fréquences inférieures à 10 kHz. Les résultats décrits dans cette partie ont été obtenus à partir d'ATILA.

5.2.1. Influence d'un sectionnement de la contremasse

5.2.1.1. Analyse modale

Dans cette analyse modale, nous avons modélisé quatre demi-piliers afin de considérer la hauteur totale de l'antenne sans prendre en compte de conditions de symétries.

a) Configuration compacte

Mode	Contremasse sectionnée Fréquences des couronnes 1 à 4 en Hz (Coefficient de couplage)	Contremasse monobloc Fréquences des couronnes 1 à 4 en Hz (Coefficient de couplage)
<i>n</i> ¹	212 - 209.5 - 209.5 - 212	211 - 153 - 153 - 211
<i>n</i> ²	1161 - 1156 - 1156 - 1161	1158 - 1066 - 1066 - 1158
<i>n</i> ³	1764 - 1764 - 1764 - 1764 (44.5 %)	1764 - 1764 - 1764 - 1764 (44.5 %)
-		2641 (7.1 %)
<i>n</i> ⁴	3357 - 3352 - 3352 - 3357	3199 - 3355 - 3355 - 3199
-		5466 (5.0 %)
<i>n</i> ⁵	6138 - 6138 - 6138 - 6138	6138 - 6138 - 6138 - 6138
<i>n</i> ⁶	6571 - 6567 - 6567 - 6571	6571 - 6780 - 6780 - 6571
<i>n</i> ⁷	7646 - 7637 - 7637 - 7646	7643 - 7807 - 7807 - 7643
-		8548 (2.4 %)
<i>n</i> ⁸	10036 - 9966 - 9969 - 10107 (17 %)	10258 - 9995 - 9995 - 10258 (16 %)

Tableau 5.1 : Comparaison des modes obtenus entre une contremasse sectionnée et monobloc pour la configuration compacte

Contremasse découplée

Dans le premier cas, on a modélisé l'antenne avec une contremasse sectionnée en dédoublant les points relatifs à chaque partie de la contremasse. On obtient un nombre de modes quadruple (*tableau 5.1*). A chaque mode décrit pour une couronne dans le paragraphe 4.2 viennent s'ajouter trois autres modes de même nature correspondant aux trois couronnes supplémentaires formant l'antenne. Par ailleurs, il faut signaler que ces fréquences sont obtenues sans modéliser le caoutchouc entourant les différentes parties de l'antenne. Dans le cas réel, ces fréquences seront donc légèrement décalées.

Contremasse monobloc

Dans le cas de la contremasse monobloc que nous avons considérée jusqu'à présent dans les différents chapitres, les quatre parties sont liées et forment une contremasse unique. L'analyse modale effectuée permet alors de comparer les résultats précédents de cas découplé et de conclure sur l'influence réelle de la contremasse monobloc (*tableau 5.1*).

Le premier effet d'une solidarisation est de coupler les mouvements des quatre couronnes. Pour presque tous les modes, les quatre piliers sont en mouvement à chaque fréquence. Seuls les troisième et cinquième modes échappent à cet effet de solidarisation. Cette solidarisation de la contremasse affecte peu les modes propres aux couronnes en terme de mouvement, mais on observe cependant une modification des fréquences propres, surtout pour les modes faisant intervenir la contremasse.

En fait, le phénomène majeur lié à la solidarisation de la contremasse est l'apparition de trois modes supplémentaires en dessous de 10 kHz obtenus à 2641 Hz (7%), 5466 Hz (5%) et 8548 Hz (2.5%). Ces modes correspondent à un mouvement de compression-dilatation de la contremasse suivant l'axe vertical, couplé à un mouvement de flexion des piliers (*figure 5.2*).

Par comparaison à des calculs théoriques, on peut penser que le mode fondamental (2641 Hz) se rapproche du mode axial d'un cylindre de mêmes dimensions que la contremasse : le calcul donne une valeur de 3105 Hz [91]. Les fréquences suivantes correspondent aux harmoniques, multiples de cette fréquence. Ce mode obtenu aux alentours de 2kHz est gênant car il est proche de la bande de fonctionnement.

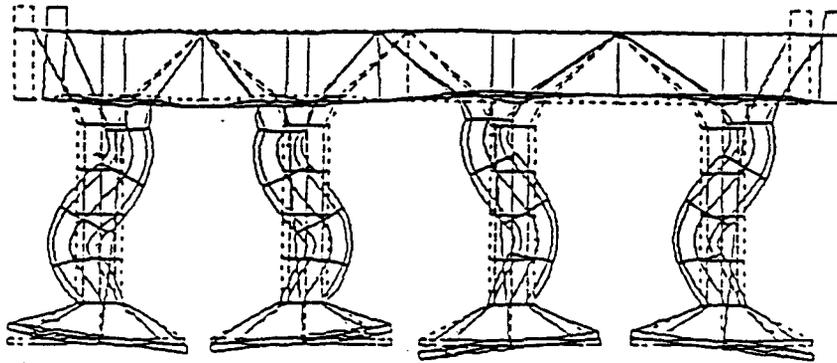


Figure 5.2 : Déformation de la structure correspondant au mode supplémentaire lié à une solidarisation de la contremasse

b) Influence de la hauteur d'antenne

Pour mieux comprendre l'effet de la contremasse, notamment l'influence de sa hauteur, une analyse modale de la configuration haute (1200 mm) et de la configuration imbriquée (750 mm) ont été effectuées.

Dans ces deux configurations, la solidarisation de la contremasse se traduit comme précédemment par l'apparition de modes supplémentaires de même nature, mais à des fréquences modifiées (tableau 5.2).

<i>mode de contremasse</i>	Configuration haute Fréquence (Hz) - Couplage	Configuration imbriquée Fréquence (Hz) - Couplage
<i>n^o1</i>	2061 (17 %)	2946 (4 %)
<i>n^o2</i>	4258 (0 %)	6112 (0 %)
<i>n^o3</i>	5757 (1 %)	> 10 kHz
<i>n^o4</i>	8740 (0 %)	> 10 kHz

Tableau 5.2 : Modes liés à la contremasse pour différentes hauteurs d'antenne

Dans le cas de la configuration haute, l'augmentation de la longueur de la contremasse entraîne une diminution des fréquences liées aux modes supplémentaires, et en conséquence une augmentation du nombre de modes dans la bande de fréquences considérée. Le mode à 2kHz en particulier, dont le coefficient de couplage est non nul, risque de modifier les résultats car il est proche de la résonance d'une couronne dans l'air.

Par contre, la configuration imbriquée plus basse subit moins de perturbations par ce problème car les fréquences obtenues sont moins nombreuses en dessous de 10 kHz et en dehors des zones de fonctionnement.

c) Influence de la section de la contremasse

Les deux principaux paramètres géométriques de la contremasse déterminant les fréquences de résonance sont la hauteur et la section. L'influence de la section sur la valeur des fréquences obtenues dans le cas de la configuration compacte est abordée. Le *tableau 5.3* représente les fréquences supplémentaires obtenues par une solidarisation de la contremasse pour différentes sections de contremasse.

<i>Section de contremasse S/π (en cm²)</i>	7.8	8.125	8.4 (version standard)	8.625	8.8
<i>mode n°1</i>	2616.5 Hz	2629.9 Hz	2640.6 Hz	2649.1 Hz	2655.5 Hz
<i>mode n°2</i>	5417.6 Hz	5444.6 Hz	5466.3 Hz	5483.2 Hz	5496.0 Hz
<i>mode n°3</i>	8491.6 Hz	8522.7 Hz	8548.4 Hz	8568.9 Hz	8584.5 Hz

Tableau 5.3 : Modes liés à la contremasse en fonction de la section

Par ce tableau, on s'aperçoit qu'une variation de la section de contremasse (dans des limites réalistes) modifie peu les fréquences obtenues. Le principal paramètre géométrique faisant varier ces fréquences reste donc la hauteur d'antenne.

En conclusion, les analyses modales effectuées font apparaître clairement qu'une solidarisation de la contremasse entraîne l'apparition de modes supplémentaires liés à une contremasse plus haute. Le premier de ces modes apparaît à une fréquence voisine de la bande de fonctionnement. L'étape suivante est de déterminer cette influence lorsque l'antenne est immergée.

5.2.1.2. Analyse harmonique

Après avoir décrit l'influence d'un sectionnement de la contremasse sur les modes propres de l'antenne, nous nous intéressons à cette même influence lorsque l'antenne est immergée.

L'influence du sectionnement de la contremasse sur les niveaux émis à 0 et 90 degrés. apparaît *figure 5.3*. On constate un léger décrochage à 1800 Hz concernant le niveau à 0° qui

apparaît également au niveau de la conductance électrique. Le niveau à 90 degrés est pour sa part davantage modifié, surtout à partir de 1.5 kHz, à cause du mouvement vertical de la contremasse. Ce résultat de calcul ($S_v 90^\circ$) est cependant plus approximatif.

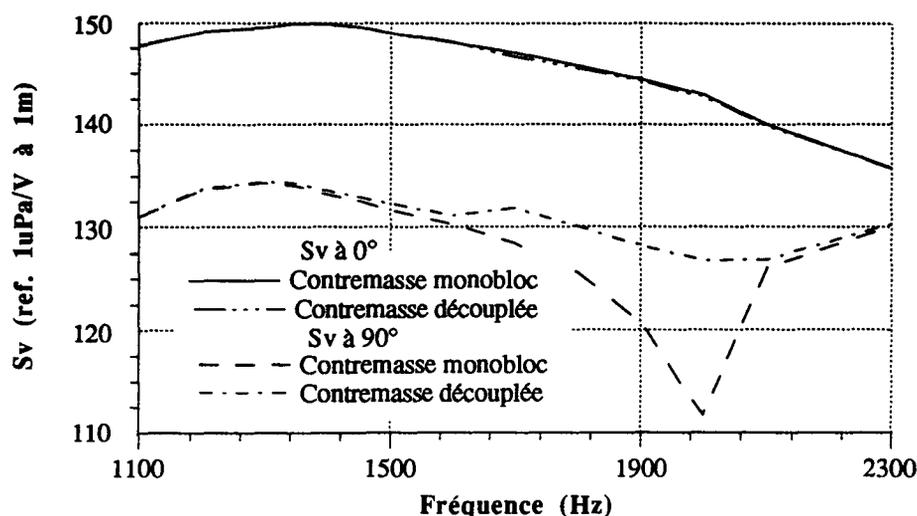


Figure 5.3 :
Influence du sectionnement de la contremasse sur les niveaux d'émission à 0° et 90°

Cette modification est visible sur les fonctions de directivité (figure 5.4). A partir de 1.8 kHz, le "zéro" de la fonction est atténué lorsque la contremasse est sectionnée, ce qui explique la différence du niveau à 90° . En conséquence également, l'index de directivité est légèrement modifié à partir de cette fréquence et s'affaiblit dans ce même cas. Le rendement, pour sa part, n'est pas modifié. Concernant les accélérations, on observe uniquement un léger décrochage en module et en phase autour de 1.8 kHz observé par ailleurs.

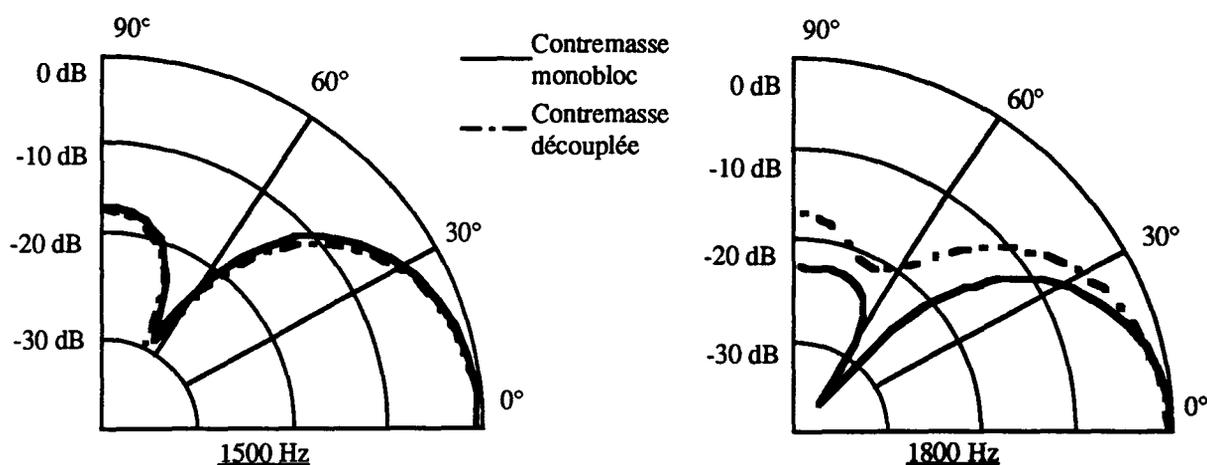


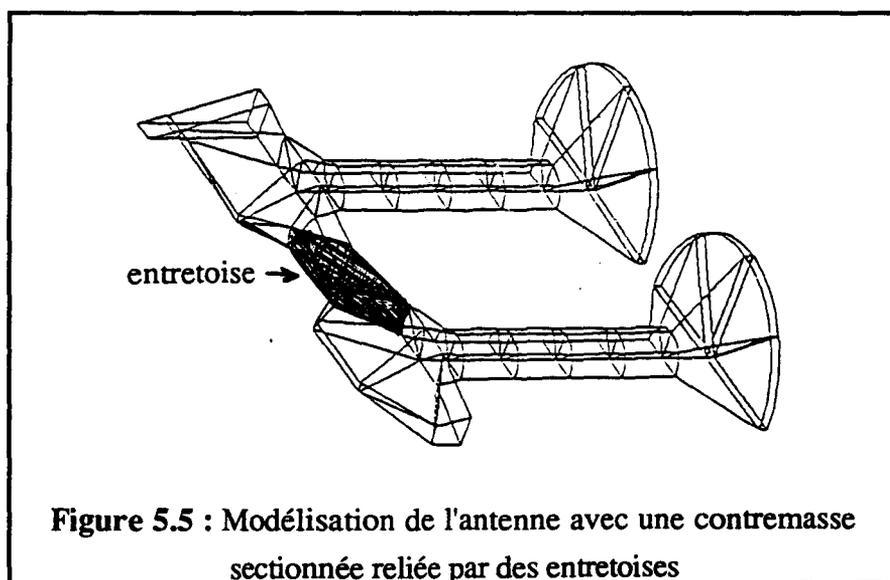
Figure 5.4 : Influence d'un sectionnement de la contremasse sur les diagrammes de directivité à 1500 Hz et 1800 Hz

Dans le cas de la configuration haute, l'effet d'un sectionnement de la contremasse est également visible lorsque l'antenne est immergée. Les effets sont les mêmes que pour la version compacte en ce qui concerne le niveau d'émission, l'admittance ou les accélérations, mais du fait de la hauteur plus élevée de l'antenne, le décrochage entre les courbes correspondant à une contremasse sectionnée et monobloc apparaît à une fréquence plus basse (autour de 1600 Hz). Les diagrammes de directivité sont modifiés, même à la résonance. L'effet d'une solidarisation devient alors réellement gênant dans cette configuration car la différence apparaît dans la bande passante.

Il apparaît donc au vu de cette analyse harmonique qu'un sectionnement de la contremasse modifie surtout le niveau d'émission à 90° et les directivités (à partir de 1800 Hz). Cependant, la majorité des résultats comme le niveau d'émission à 0° ou le rendement restent très peu affectés par cette influence.

5.2.2. Contremasse sectionnée reliée par des entretoises

Dans le cas réel de l'antenne, les contremasses relatives à chaque couronne sont allégées et découplées. Elles sont ensuite reliées par des entretoises. La liaison entre les contremasses et les entretoises s'effectue par des tiges verticales. La modélisation est effectuée en découplant les entretoises des contremasses. Cette version est représentée *figure 5.5*.



Lorsque l'on ne prend pas en compte les liaisons, cette modification de géométrie n'apporte pas de grands changements par rapport aux modes obtenus dans le cas de la contremasse sectionnée. On retrouve les deux modes couplés de dilatation-compression à 1762.5 Hz (43 %) et 10090 Hz (11.7%).

... Afin de pouvoir conclure sur ces deux solutions nous avons ensuite comparé le cas d'une contremasse monobloc et de quatre contremasses reliées par des entretoises et liées entre elles. La différence est d'ordre géométrique.

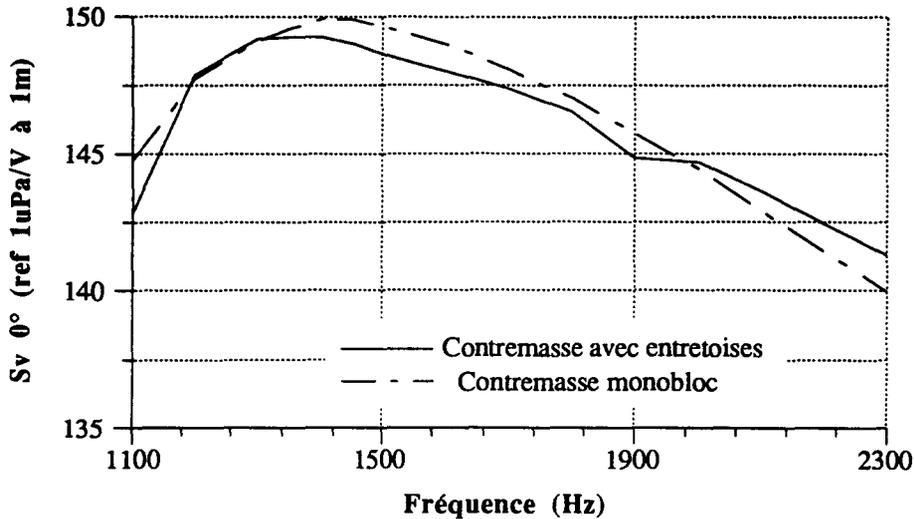


Figure 5.6 :
 Comparaison du niveau à 0° pour une contremasse monobloc et reliée par des entretoises

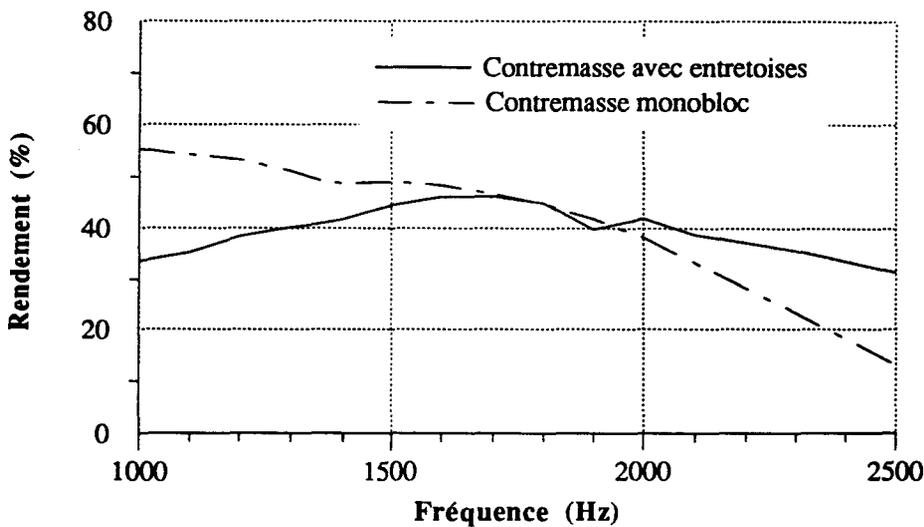


Figure 5.7 :
 Comparaison du rendement pour une contremasse monobloc et reliée par des entretoises

Cette différence de géométrie se traduit par une différence du niveau d'émission (*figure 5.6*). L'ajout d'entretoises provoque une diminution de ce niveau peu significative et une diminution de la fréquence de résonance qui passe à 1350 Hz environ, car la section devient plus fine. Le rendement est également modifié (*figure 5.7*) mais sa valeur moyenne reste voisine du cas précédent. Les fonctions de directivité deviennent moins intéressantes avec des zéros moins prononcés et l'index est diminué, ne dépassant pas 4 dB entre 1 kHz et 2.5 kHz.

La différence entre ces deux versions de contremasse est donc d'ordre géométrique avec pour la deuxième version une technologie qui permet un découplage et évite ainsi l'apparition de modes parasites, pour des performances acoustiques voisines.

5.2.3. Contremasse fixée aux extrémités

On envisage ensuite le cas de contremasse monobloc fixée aux extrémités, correspondant au cas où l'antenne est fixée dans le poisson. La modélisation de cette situation consiste à imposer des conditions aux limites : on bloque les déplacements sur les deux surfaces cylindriques opposées de la contremasse. Ceci simplifie le problème, en particulier par le fait que l'on reste dans le cas d'une condition de symétrie horizontale entre les couronnes externes et les couronnes internes. L'antenne réelle est en effet placée verticalement et les couronnes n'auront pas automatiquement un comportement symétrique avec de telles conditions aux limites.

Avec cette condition supplémentaire, les modes de la structure sont peu modifiés. On obtient approximativement les mêmes résonances. Le principal changement réside dans la déformation. La condition imposée aux extrémités empêche un déplacement vertical de la contremasse : le mouvement se transmet alors au niveau des piliers (*figure 5.8*).

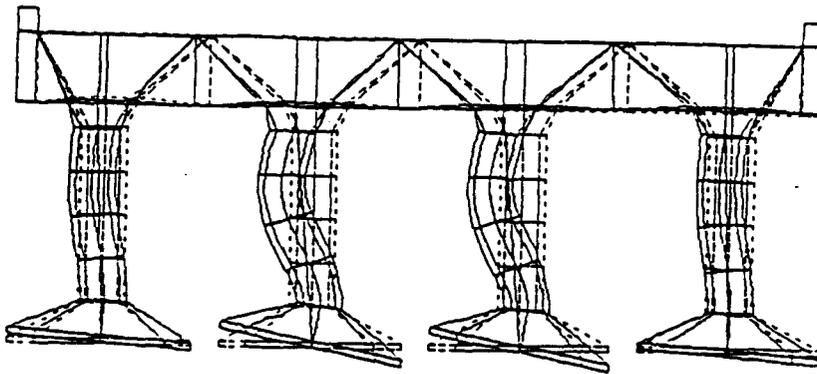


Figure 5.8 : Déformation de la structure fixée aux extrémités liée au mode supplémentaire (fondamental)

L'analyse harmonique de l'antenne immergée avec des déplacements bloqués aux extrémités révèle peu de modifications par rapport au cas de l'antenne "libre". Le niveau d'émission à 0° ne bouge pas. Seuls les diagrammes de directivité sont un peu modifiés (niveau des lobes secondaires) au dessus de 2kHz. Le mouvement de la contremasse suivant l'axe vertical est généralement faible, ce qui explique ces faibles différences.

5.2.4. Conclusion

Cette analyse nous a permis de mieux comprendre le rôle joué par la contremasse dans les résultats de l'antenne. Au niveau de l'analyse modale, nous avons relevé l'apparition de modes supplémentaires par cette solidarisation entre les couronnes, en particulier un mode autour de 2kHz proche de la bande passante. Ces modes provoquent quelques modifications lorsque l'antenne est immergée (le niveau d'émission à 0° ou la conductance ne bougent pratiquement pas, les directivités davantage à partir d'une certaine fréquence). En fait, le problème peut surtout venir de géométries de contremasse différentes où les modes perturbateurs seraient très proches de la résonance, ainsi que de l'utilisation de l'antenne dans sa configuration haute où le mode parasite se situe autour de la résonance. On peut également envisager qu'une modification autre du fonctionnement de l'antenne augmenterait l'ampleur du phénomène et serait donc plus nuisible. Finalement, pour plus de sécurité, il apparaît nécessaire de se limiter à des structures découplées car une modification de la géométrie ou du comportement de la structure pourrait amener le mode parasite dans la bande de fonctionnement et perturber le comportement de l'antenne.

5.3. INSERTION DE TUBES COMPLIANTS

Le fonctionnement de l'antenne peut être modifié par l'insertion de tubes compliants entre les piliers. A défaut de baffle, le but de cette insertion est de réduire le rayonnement arrière des pavillons. Ce paragraphe décrit donc l'effet de l'insertion des tubes sur le fonctionnement de la version compacte. Après avoir décrit les tubes compliants et la manière dont ils ont été modélisés, nous développerons les différents résultats obtenus. La première étape de modélisation a consisté à étudier l'influence de la valeur de compressibilité sur les performances acoustiques de l'antenne. Ensuite, nous avons pris la valeur de compressibilité statique calculée dans le premier paragraphe et comparé les résultats numériques obtenus par ATILA avec les mesures. L'effet des supports des tubes est également considéré.

5.3.1. Description et modélisation des tubes

Dans cette version d'antenne, 30 tubes compliants ont été encastrés entre les piliers (*photo 5.1*). Les tubes utilisés (*photo 5.2*) sont composés à 49% de CVR et à 51% de résine. Leur immersion maximale est de 500 mètres. Ils sont à section ovale (85*31 mm en coupe) et remplis d'air. Leur fréquence de résonance est d'environ 3 kHz dans l'air.

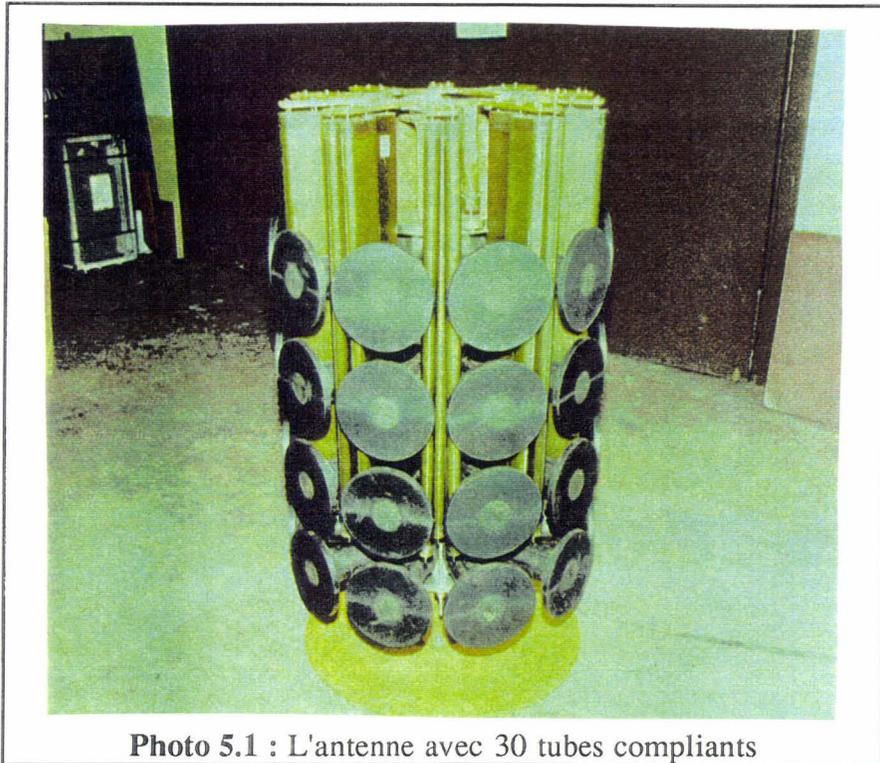


Photo 5.1 : L'antenne avec 30 tubes compliants



Photo 5.2 : Détail d'un tube compliant

La prise en compte des tubes complique sérieusement le maillage de l'antenne. En effet, la présence de tubes détruit en partie la symétrie de l'antenne. Il faudrait alors doubler le maillage d'antenne précédemment utilisé. Afin d'éviter ce maillage fastidieux, seul l'effet global des tubes sur l'ensemble du volume occupé est pris en compte. On ne considère donc

pas la géométrie des tubes ni leur mode propre mais uniquement leur élasticité. Le volume existant à l'intérieur de l'antenne (entre les piliers) est assimilé à un fluide équivalent [9].

Dans la modélisation, ce fluide doit être caractérisé par deux paramètres, la masse volumique et la valeur de compressibilité. En présence de tubes, on considère que la valeur de la masse volumique reste inchangée. En revanche, on détermine la valeur du module de compressibilité à partir du calcul suivant :

La *cavité interne* est représentée par la mise en parallèle de capacités (ou compliances) représentant le fluide et l'ensemble des tubes (*figure 5.9*).

La compléance statique d'un tube $c_{1 \text{ tube}}$ est de $4.7E-12 \text{ m}^3/\text{Pa}$ [9].

Pour les n tubes, on obtient : $c_{n \text{ tubes}} = n c_{1 \text{ tube}}$

Concernant l'eau présente entre les piliers, elle a une compléance c_{eau} définie par :

$$c_{\text{eau}} = \frac{V_{\text{eau}}}{\rho c^2_{\text{eau}}} = \frac{V_{\text{cavité}} - V_{\text{tubes}}}{\rho c^2_{\text{eau}}}$$

avec le module de compressibilité de l'eau :

$$\rho c^2_{\text{eau}} = 2.225E+09 \text{ N/m}^2$$

V_{eau} , $V_{\text{cavité}}$ et V_{tubes} représentant respectivement les volumes de l'eau présente entre les piliers, de la cavité (espace intérieur cylindrique entre les piliers) et des tubes compliants. Le volume total de la cavité et celui des tubes sont connus.

Lorsque l'on considère la cavité, on obtient alors la compléance équivalente :

$$c_{\text{cavité}} = c_{\text{eau}} + c_{n \text{ tubes}} = \frac{V_{\text{cavité}}}{\rho c^2_{\text{cavité}}} \text{ d'où : } \rho c^2_{\text{cavité}} = \frac{V_{\text{cavité}}}{c_{\text{eau}} + c_{n \text{ tubes}}}$$

En prenant la valeur statique de la compléance d'un tube et en prenant le cas de 30 tubes, nous avons obtenu après calculs : $\rho c^2_{\text{cavité}} = 1.1E+09 \text{ N/m}^2$.

La compléance des tubes évolue en fonction de la fréquence. En considérant la valeur obtenue à 1.4 kHz ($C^f_{1 \text{ tube}} = 1.32E-11 \text{ m}^3/\text{Pa}$ [9]), la compressibilité calculée à cette fréquence est : $\rho c^2_{\text{cavité}} = 0.5E+09 \text{ N/m}^2$.

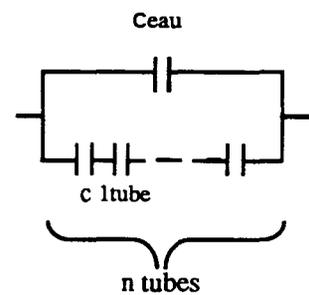


Figure 5.9 :
Représentation électrique
de la cavité "eau+tubes"

Ces valeurs obtenues restent donc théoriques et ne prennent pas en compte l'aspect physique des tubes. Le comportement de ceux-ci en présence de la structure avoisinante peut donc être modifié et changer les valeurs calculées.

5.3.2. Influence de la valeur de compressibilité

Avant de se placer dans un cas concret d'antenne avec tubes, nous avons dans cette partie étudié de manière générale l'influence de la valeur de compressibilité sur les résultats de l'antenne. Les résultats décrits dans ce paragraphe sont obtenus à partir d'ATILA. La variation du module de compressibilité peut représenter une variation du nombre de tubes ou du volume occupé par chacun d'entre eux. Nous avons fait varier ce paramètre de $1.5E+09 \text{ N/m}^2$ (correspondant par exemple à 20 tubes de section $105*50 \text{ mm}$) à $0.6E+09 \text{ N/m}^2$ (correspondant à un cas limite où tout le volume est occupé par les tubes). Ces valeurs sont calculées à partir la compliance statique d'un tube. En référence sur toutes les courbes, les résultats obtenus dans le cas de l'antenne sans tubes sont représentés. Ils correspondent à une compressibilité égale à celle de l'eau, c'est-à-dire $2.225E+09 \text{ N/m}^2$. Nous avons limité l'étude à une bande de fréquences de 700 Hz.

5.3.2.1. Niveau d'émission et rendement

Les figures 5.10 et 5.11 représentent respectivement les niveaux d'émission à 0° et à 90° . On constate que l'insertion de tubes compliants entraîne une augmentation du niveau suivant l'axe de 0.5 à 1.5 dB. L'augmentation est maximale pour une valeur de compressibilité de l'ordre de $0.8E+09$ à $1.0E+09 \text{ N/m}^2$. En dessous de cette valeur, le fluide équivalent ne produit plus l'effet escompté et nuit au fonctionnement. De plus, en parallèle à ces améliorations de niveau et de rendement on constate une diminution de la bande passante, la baisse se produisant surtout au dessus de la fréquence de résonance. La modification du volume fluide intérieur a une influence sur la résonance de la structure par une modification de la masse d'eau ramenée sur les pavillons. L'effet de l'élasticité des tubes se produit donc ici entre 1 kHz et 1.5 kHz.

L'ajout de tubes compliants profite surtout au niveau à 90° qui augmente de quelques décibels (jusqu'à 12 dB en basses fréquences), excepté pour une compressibilité trop faible. Concernant le rendement représenté figure 5.12, il est amélioré de 5 à 10% en dessous de 1.5 kHz. Pour une compressibilité assez élevée, on observe une amélioration presque générale sur toute la bande de fréquence considérée.

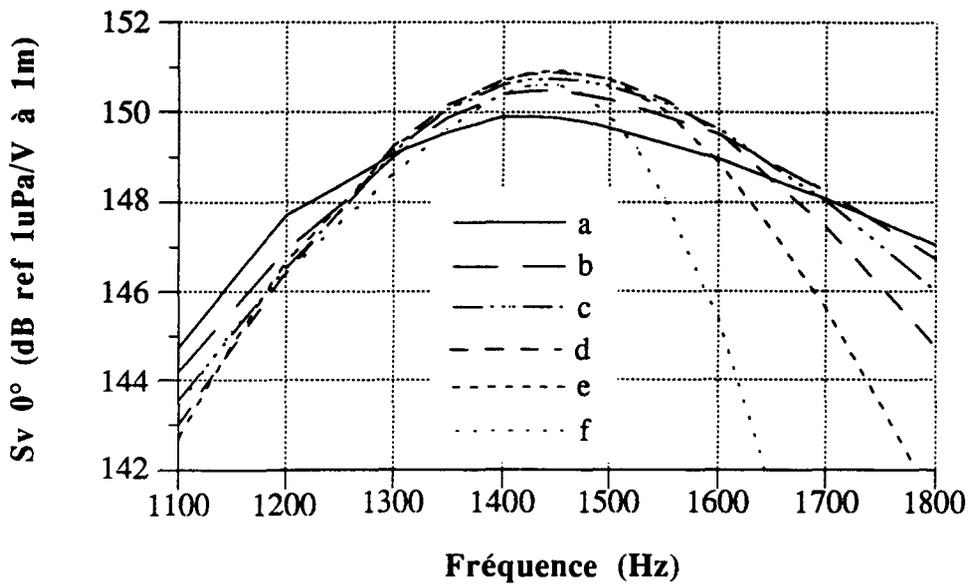


Figure 5.10 :
Variation du
niveau
d'émission à 0°
en fonction de
la valeur de
compressibilité

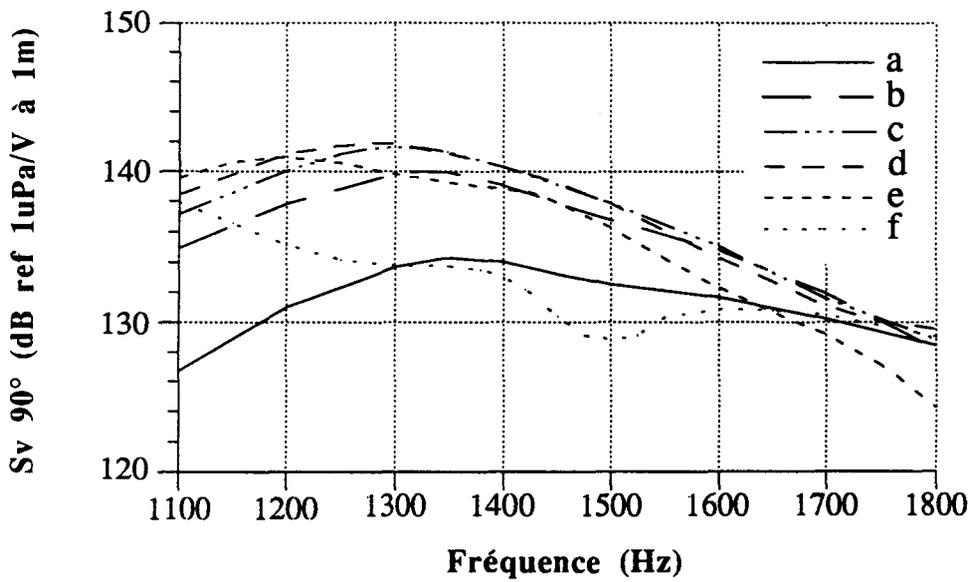


Figure 5.11 :
Variation du
niveau
d'émission à
90° en fonction
de la valeur de
compressibilité

- a : Antenne sans tubes
- b : $\rho c^2 = 1.5E+09 \text{ N/m}^2$
- c : $\rho c^2 = 1.2E+09 \text{ N/m}^2$
- d : $\rho c^2 = 1.0E+09 \text{ N/m}^2$
- e : $\rho c^2 = 0.8E+09 \text{ N/m}^2$
- f : $\rho c^2 = 0.6E+09 \text{ N/m}^2$

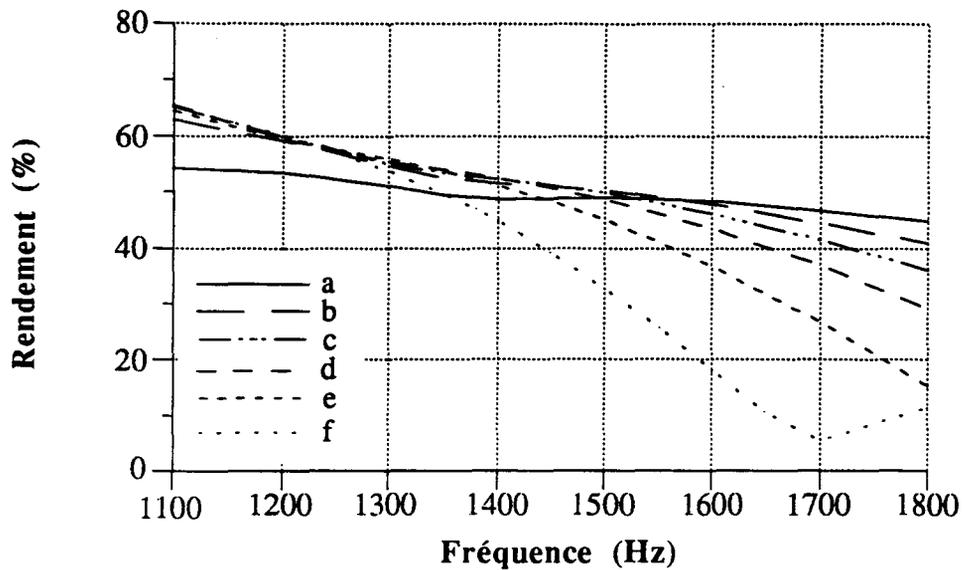


Figure 5.12 :
Variation du rendement en fonction de la valeur de compressibilité

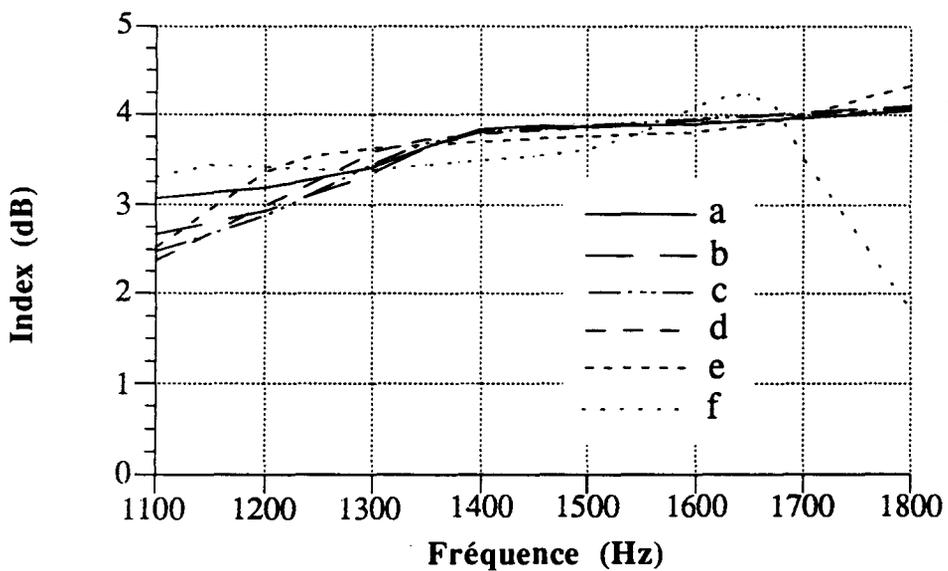


Figure 5.13 :
Variation de l'index de directivité en fonction de la valeur de compressibilité

- a : Antenne sans tubes
- b : $\rho c^2 = 1.5E+09 \text{ N/m}^2$
- c : $\rho c^2 = 1.2E+09 \text{ N/m}^2$
- d : $\rho c^2 = 1.0E+09 \text{ N/m}^2$
- e : $\rho c^2 = 0.8E+09 \text{ N/m}^2$
- f : $\rho c^2 = 0.6E+09 \text{ N/m}^2$

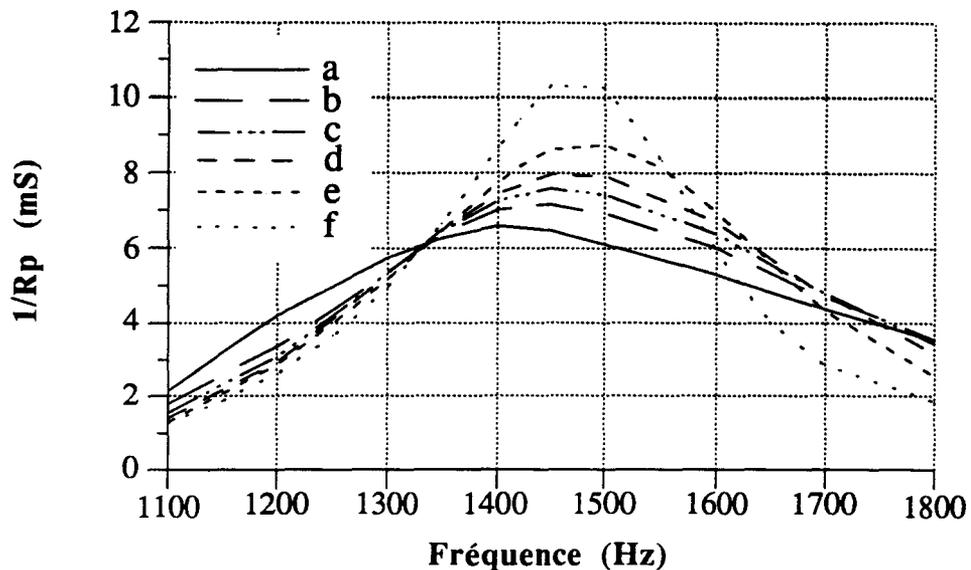


Figure 5.14 :
Variation de
l'admittance
(partie réelle) en
fonction de la
valeur de
compressibilité

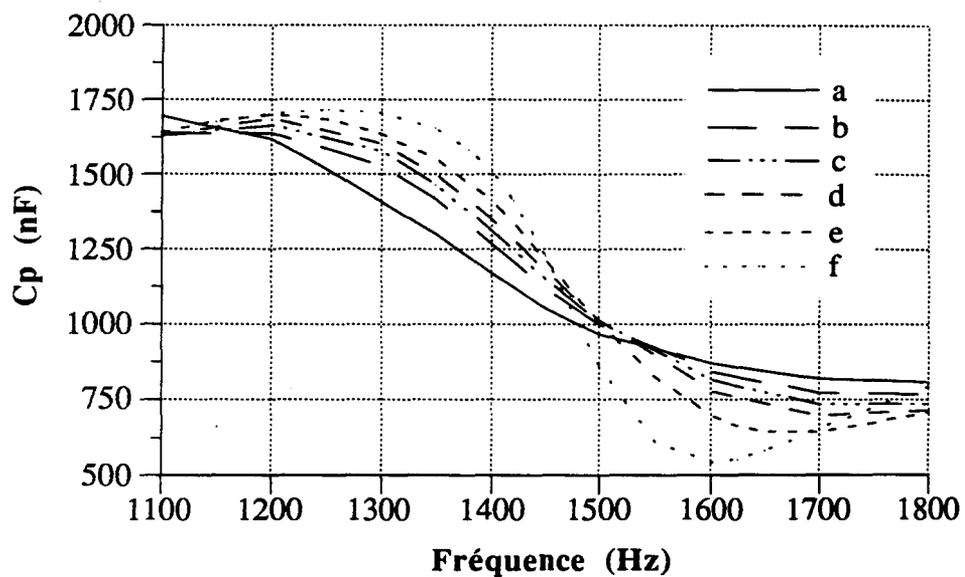


Figure 5.15 :
Variation de
l'admittance
(partie
imaginaire) en
fonction de la
valeur de
compressibilité

- a : Antenne sans tubes
- b : $\rho c^2 = 1.5E+09 \text{ N/m}^2$
- c : $\rho c^2 = 1.2E+09 \text{ N/m}^2$
- d : $\rho c^2 = 1.0E+09 \text{ N/m}^2$
- e : $\rho c^2 = 0.8E+09 \text{ N/m}^2$
- f : $\rho c^2 = 0.6E+09 \text{ N/m}^2$

5.3.2.2. Directivité

Il apparaît *figure 5.13* que l'index de directivité est peu modifié par les tubes compliants, excepté pour le cas limite de $0.6E+09 \text{ N/m}^2$. où la dégradation des résultats avec l'augmentation en fréquence se produit très rapidement. A part ce cas limite, l'index diminue légèrement en dessous et autour de la résonance mais trop faiblement pour perturber le niveau d'émission.

5.3.2.3. Impédance électrique

Les *figures 5.14* et *5.15* représentent respectivement la partie réelle ($1/R_p$) et imaginaire (C_p) de l'admittance électrique équivalente de l'antenne. La diminution de la compressibilité, donnant davantage d'élasticité à la structure, provoque une variation plus brutale de la charge. Le comportement électrique est amélioré.

5.3.2.4. Accélération

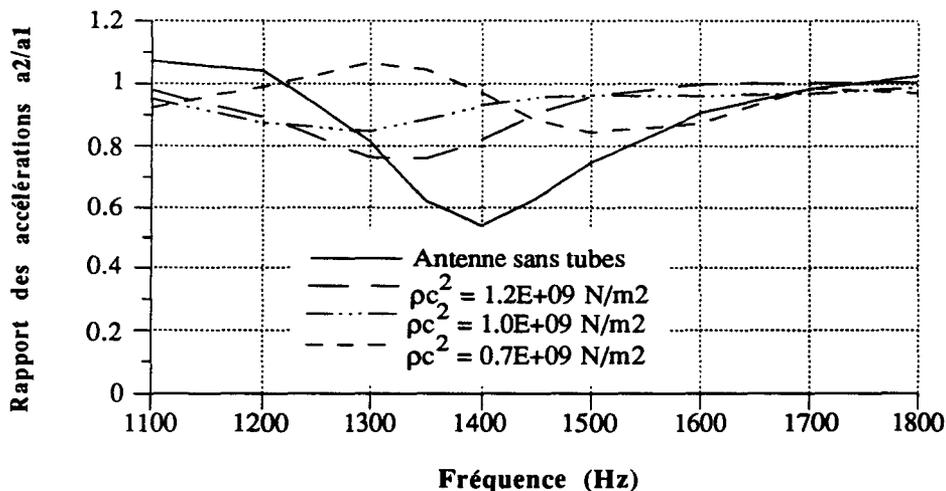


Figure 5.16 :
Variation du rapport d'amplitude des accélérations des deux couronnes (a_2/a_1) en fonction de la valeur de compressibilité

Les accélérations sont améliorées par la présence des tubes, notamment celle de la couronne interne qui par exemple double pour une valeur de compressibilité de $0.7E+09 \text{ N/m}^2$. Cela se traduit par une différence d'amplitude moins forte entre les deux couronnes, notamment à la résonance. La *figure 5.16* représente ce rapport en fonction de la fréquence. En présence de tubes, le rapport reste compris entre 0.8 et 1.1 sur toute la bande de fréquences considérée, alors qu'il chutait jusque 0.5 pour l'antenne sans tubes. Le fonctionnement de l'antenne est ainsi amélioré par cette meilleure harmonisation entre les couronnes.

Le déphasage des accélérations entre les deux couronnes est également diminué lorsque la valeur de compressibilité devient moins importante.

En conclusion, la diminution de la compressibilité, obtenue par une insertion de tubes, permet une amélioration des performances de l'antenne, surtout entre 1.1 et 1.5 kHz. La valeur de compressibilité où les performances sont optimales est d'environ $0.9E+09 \text{ N/m}^2$.

5.3.3. Comparaison avec les mesures

Des mesures ont été effectuées sur l'antenne *Multitête* avec 30 tubes compliants [97]. Dans ce paragraphe, les valeurs mesurées sont comparées aux valeurs de modélisation obtenues en prenant pour le fluide équivalent une valeur de compressibilité égale à la valeur statique. Compte-tenu des résultats obtenus précédemment (variation des performances en fonction de la valeur ρc^2), cette valeur semble plus proche de l'effet réel des tubes que la valeur harmonique.

Le niveau d'émission S_v à 0° est représenté *figure 5.17*. Il atteint 151 dB environ à la résonance. Lorsque l'on calcule les contraintes par ATILA, on remarque qu'elles n'augmentent pas par rapport à la version compacte sans tubes. On peut donc appliquer également $E = 2500 V_{\text{eff}}$ selon ces résultats de modélisation, ce qui permet d'obtenir en niveau sonore $S = S_v + 20 \log E = 219 \text{ dB}$.

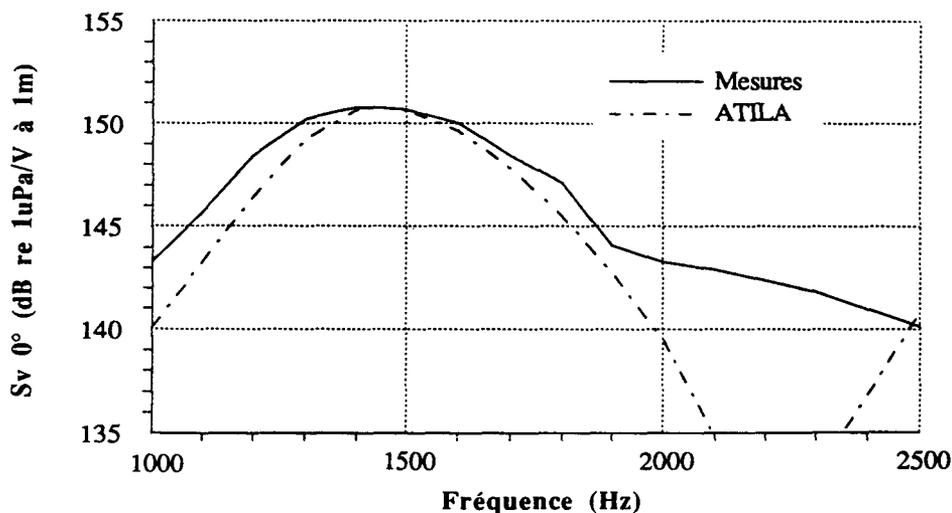


Figure 5.17 :
Comparaison du niveau d'émission à 0° (mesures et résultats ATILA)

Au delà de 2 kHz, il existe une différence plus prononcée entre les résultats de modélisation et les mesures, qui apparaît également pour les autres performances. Cette erreur est due au pas de maillage du fluide, qui n'est plus assez fin à ces fréquences. Concernant le niveau à 90° , malgré un décalage en fréquence entre les courbes de mesures et de modélisation, on constate que la présence de tubes compliants conduit à une augmentation du niveau émis dans cette direction. Le champ de pression en présence de tubes calculé par ATILA est représenté en annexe. Il est modifié par le changement d'élasticité du volume intérieur et n'est plus maximum au voisinage de la contremasse.

Le rendement moyen obtenu par les mesures est de 52 % contre 50% par la modélisation. Ces valeurs sont relativement imprécises car calculées à partir de plusieurs données (index, résistance ...). Globalement, la présence de tubes améliore le rendement d'environ 10%.

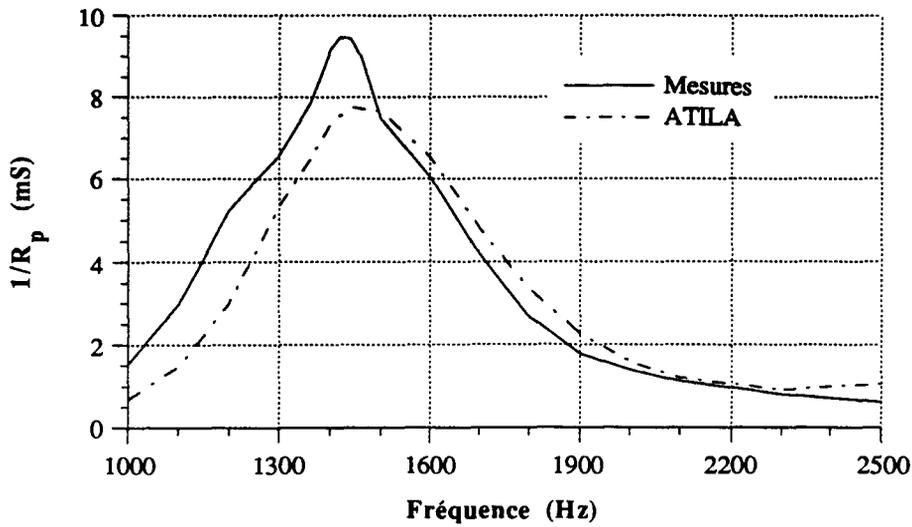


Figure 5.18 : Comparaison de la partie réelle de l'admittance électrique (mesures et résultats ATILA)

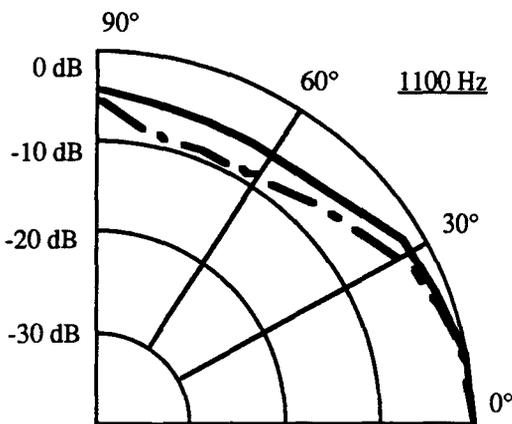
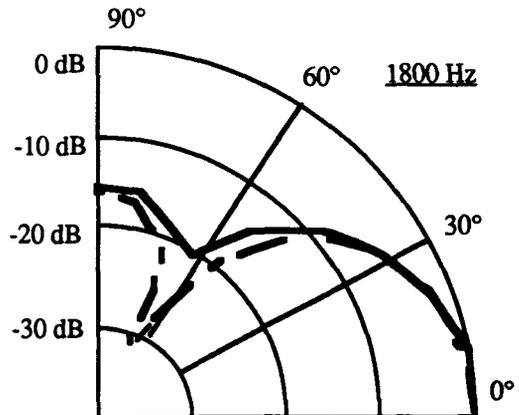
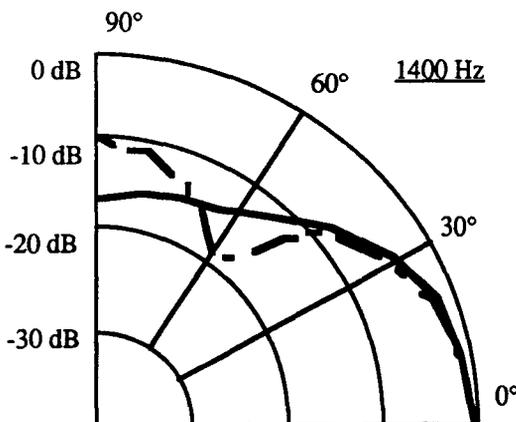


Figure 5.19 : Diagrammes de directivité associées à quelques fréquences (mesures et valeurs calculées par ATILA)

— Mesures
- - - ATILA

Module normalisé de 0 à -40 dB



La conductance électrique est représentée *figure 5.18*. Les valeurs obtenues sont relativement proches des mesures et montrent une amélioration du comportement électrique de l'antenne en présence de tubes.

L'index de directivité moyen mesuré et calculé est de 3.7 dB entre 1 et 2 kHz. Les diagrammes de directivité associés à quelques fréquences apparaissent *figure 5.19*. En basses fréquences, on constate que l'antenne devient presque omnidirectionnelle. En effet, à ces fréquences, les tubes modifient le rayonnement de l'antenne, normalement dipolaire, et on obtient un rayonnement en monopole. Cet effet de compliance des tubes disparaît lorsque la fréquence augmente. Cependant à ces fréquences, l'index reste en général légèrement plus faible en présence de tubes, avec un rayonnement plus important au dessus de l'antenne.

Accélérations

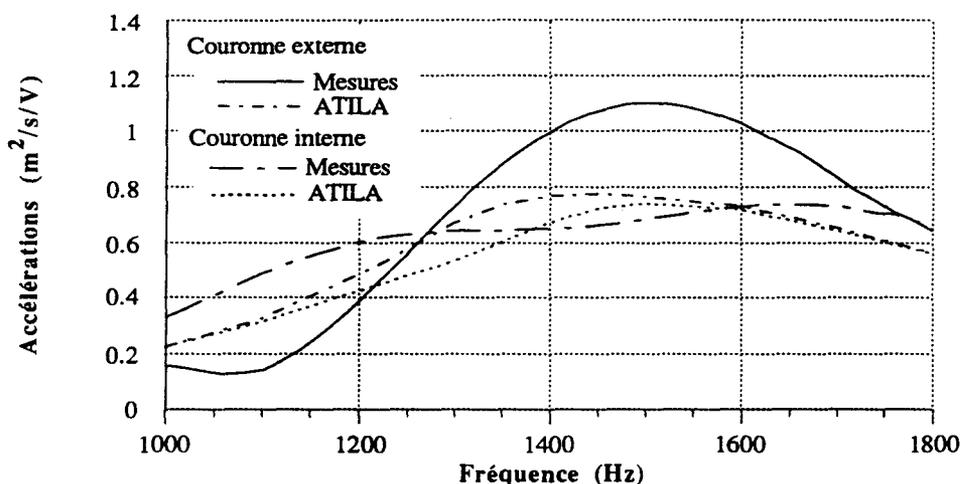


Figure 5.20 :
Comparaison des accélérations en module (mesures et résultats ATILA)

On obtient une amélioration des accélérations en présence de tubes, notamment pour la couronne interne, et donc moins de différence entre les deux couronnes. Il existe une différence plus marquée entre les résultats de mesures et ATILA pour la couronne externe. On peut penser que cette variation vient de la géométrie même des tubes qui agit surtout pour cette couronne et qui n'est pas pris en compte par ATILA. Les contraintes calculées par ATILA sont sans doute sous-estimées étant donné ces résultats de mesures (1.2 en amplitude pour la couronne externe contre 0.8 avec ATILA). Il sera donc nécessaire de diminuer légèrement la tension d'alimentation. En conséquence, le niveau sonore sera légèrement diminué. Pour leur part, les phases évoluent peu avec ces tubes.

5.3.4. Influence des supports

Les tubes compliants insérés entre les piliers sont supportés par des flasques, plaques circulaires fixées aux extrémités du cylindre formant l'antenne (*photo 5.1*). Les résultats de mesures décrits dans le paragraphe précédent sont obtenus pour des flasques découpés en forme de "marguerite" : les disques sont creusés aux endroits ne supportant pas les tubes, ce qui permet d'alléger l'antenne. Différentes mesures ont été effectuées afin d'évaluer l'influence de ces supports sur les résultats. Des premières mesures ont été faites dans le cas de la version compacte complétée uniquement de flasques mais sans tubes [98]. Les résultats ne présentent pratiquement pas de différence par rapport à la version compacte standard. Ces plaques ne jouent donc quasiment aucun rôle sur les résultats.

De nouvelles mesures ont été faites avec et sans plaques support de la base, dans le cas d'une configuration compacte avec tubes compliants et flasques allégés, en position verticale [99]. La différence de conductance entre ces deux cas ne dépasse pas 5% environ. Il en est de même des accélérations. On peut donc conclure que les tubes pourront être insérés facilement entre les piliers sans que les éléments nécessaires à leur maintien ne modifient les résultats.

5.3.5. Conclusion

Cette version de l'antenne multitête avec 30 tubes compliants permet donc d'améliorer les performances de l'antenne en terme de niveau d'émission, de rendement et d'accélérations principalement, sans dégrader les autres résultats. Cette amélioration se produit surtout en dessous de 1.5 kHz, où l'on peut améliorer le niveau d'émission à 0° de 1.5 dB, le niveau sonore de 1 dB et le rendement de 10% environ. La charge électrique est également améliorée. Par contre, au dessus de cette fréquence, les résultats se dégradent rapidement et seule une valeur de compressibilité suffisamment élevée (supérieure à une valeur d'environ $0.8-0.9E+08 \text{ N/m}^2$) permet d'obtenir des résultats acceptables sur toute la bande de fréquence. L'effet de compliance est pratiquement optimisé avec le nombre de tubes choisis. Une modification de leur section, en diminuant la valeur de compressibilité, pourrait encore améliorer un peu les résultats. Les mesures ont également montré que les pièces de maintien ne modifient pas les résultats. Finalement, cette version de l'antenne paraît donc bien adaptée en terme d'encombrement et de performances acoustiques. On doit cependant prendre en compte son coût, la plus grande complexité de la structure et sa limitation en immersion.



5.4. CONFIGURATIONS HAUTE ET DOUBLE

5.4.1. Description

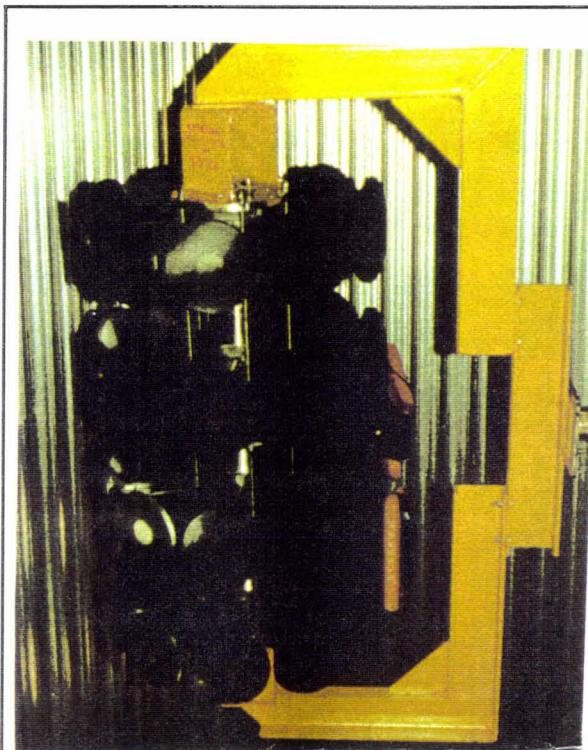


Photo 5.3 : Configuration haute

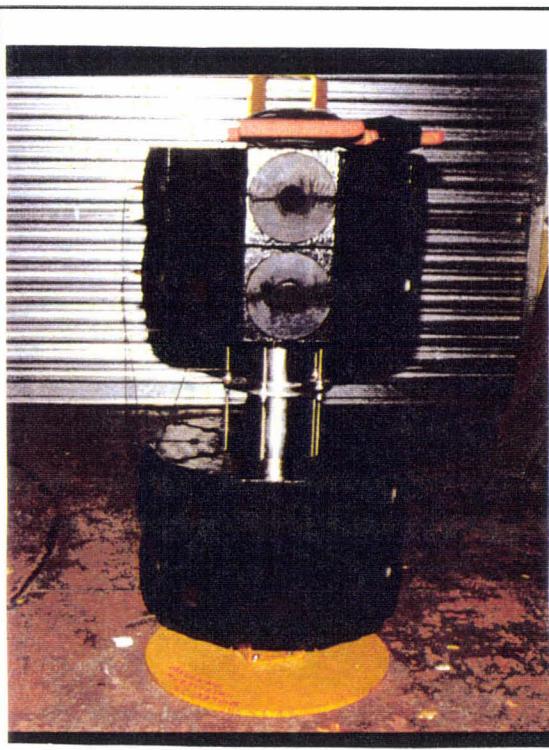


Photo 5.4 : Configuration double

Les deux configurations que nous allons décrire sont représentées *photos 5.3 et 5.4*. Ces deux géométries laissent davantage d'espace entre les couronnes afin de réduire les effets néfastes des interactions (espace supérieur ou égal à $\lambda/3$ entre les couronnes centrales). Dans la configuration haute, les couronnes sont uniformément espacées, tandis que la configuration double prévoit uniquement un grand espacement central. En théorie, par rapport à la version compacte, ces deux configurations devraient présenter de meilleures performances acoustiques en raison de leur hauteur (+ 34 cm par rapport à la version compacte) et permettre une réduction des interactions vu l'espacement des couronnes. Ces deux versions ont été construites et mesurées. Les résultats de mesures [100,101] sont comparés aux résultats numériques obtenus par ATILA, et l'intérêt de ces deux configurations est discuté.

5.4.2. Comparaison des résultats

Le niveau d'émission à 0° pour ces deux configurations est représenté *figure 5.21*. Avec la configuration haute, on gagne 1.5 dB par rapport à la version compacte, tandis que la

version double permet un gain de 1 dB. Ces valeurs correspondent à l'augmentation théorique de hauteur égale à $10 \log(1200/840)$ soit 1.5 dB. La différence de niveau entre les deux configurations, obtenue aussi bien par les mesures que par ATILA, est faible. La bande passante diminue d'environ 100 Hz pour ces deux versions plus élevées. Les contraintes obtenues pour la configuration haute ne permettent pas d'exciter les céramiques à 2500 V. On perd alors presque 1 dB en niveau sonore. Par contre, il n'y a pas de problème pour la version double. Les deux versions ont donc un niveau sonore compris entre 218 et 219 dB. Concernant le rendement, il est légèrement diminué dans ces deux cas d'antenne plus hautes.

La configuration haute présente une conductance plus importante que la configuration double, d'environ 2 mS (figure 5.22). La répartition uniforme des couronnes de la version haute entraîne une diminution de la charge.

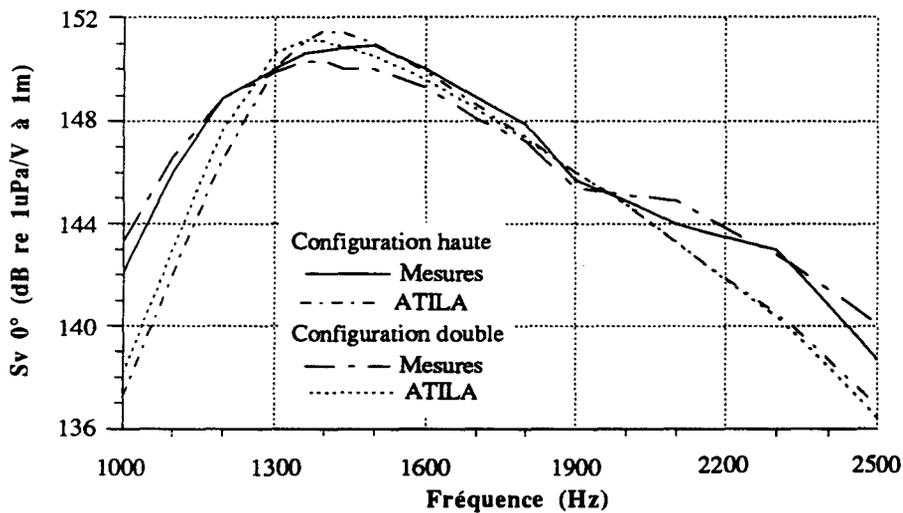


Figure 5.21 :
Niveau
d'émission à 0°
des
configurations
haute et double
(mesures et
résultats ATILA)

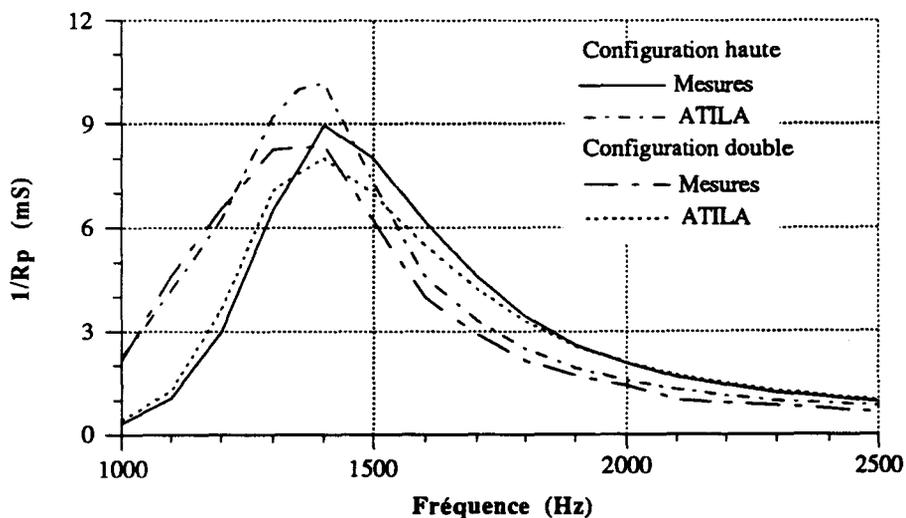


Figure 5.22 :
Conductance
électrique des
configurations
haute et double
Mesures et
résultats ATILA

La directivité est modifiée. L'index est représenté *figure 5.23*. Il est compris dans ces deux versions entre 4 et 5 dB.

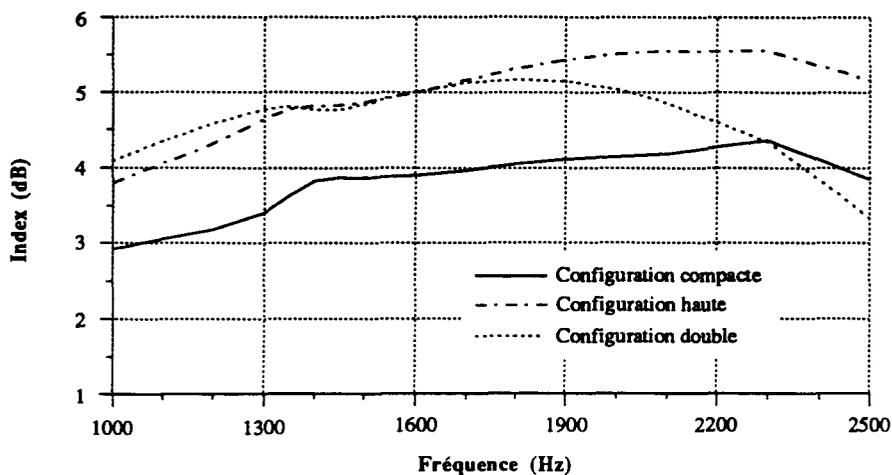


Figure 5.23 :
Index de directivité pour les configurations compacte, haute et double (ATILA)

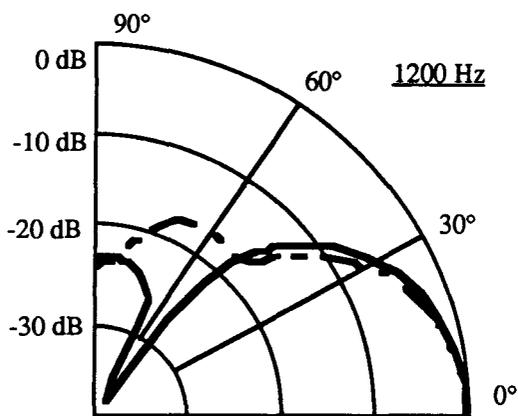
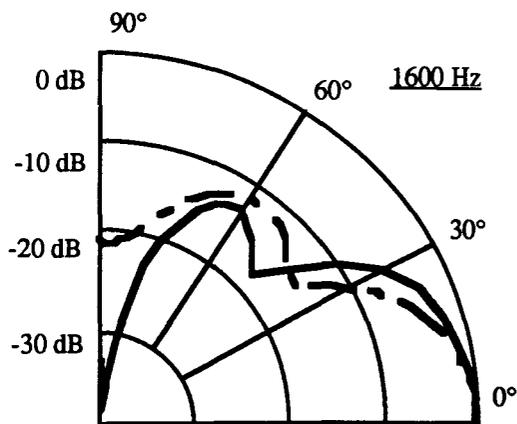
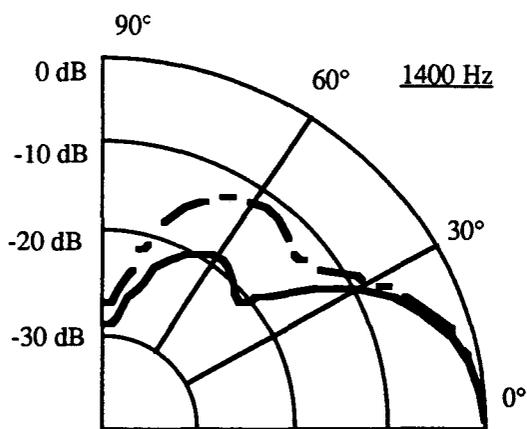


Figure 5.24 : Diagrammes de directivité associées à quelques fréquences pour les configurations haute et double (résultats ATILA)



Les diagrammes de directivité associés à quelques fréquences apparaissent *figure 5.24*. On remarque les meilleures performances de la configuration haute au niveau de ces diagrammes. En effet, des lobes secondaires plus prononcés apparaissent pour la

configuration double, qui fonctionne davantage en dipôle vu l'importance de l'espacement central.

Enfin, on observe une augmentation de la valeur des accélérations (figure 5.25) pour ces deux configurations, notamment pour les couronnes internes. La différence entre les deux couronnes est également moins importante à cause de l'espacement plus grand entre les pavillons qui entraîne une réduction des interactions. Pour la configuration double, on peut observer que les deux couronnes fonctionnent pareillement mais à des fréquences légèrement décalées. Les couronnes interagissent uniquement par paire (l'espacement central est en effet de l'ordre de $\lambda/2$).

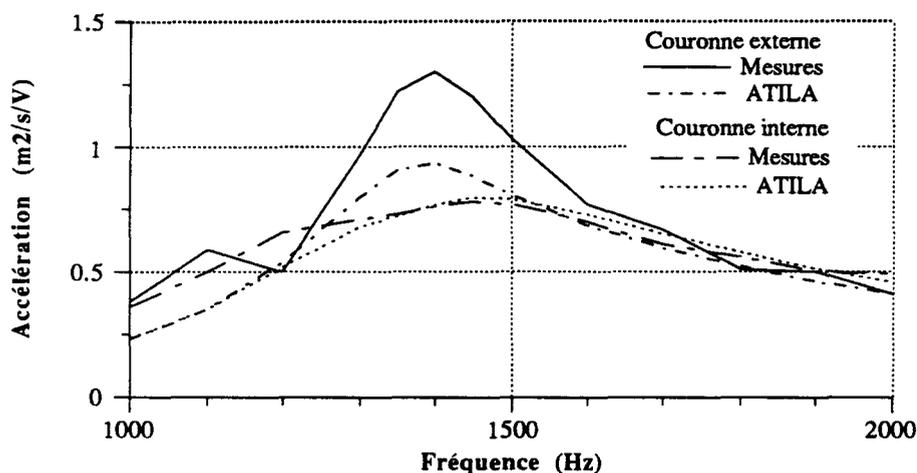


Figure 5.25.a :
Accélérations (en module) de la configuration haute
Mesures et résultats ATILA

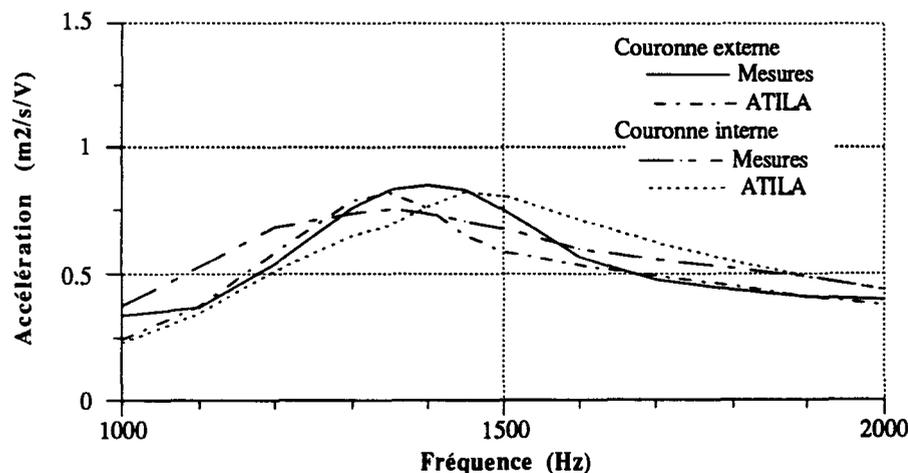


Figure 5.25.b :
Accélérations (en module) de la configuration double
Mesures et résultats ATILA

5.4.3. Intérêt des deux configurations

Au niveau de la répartition des couronnes, il apparaît qu'un espacement uniforme correspondant à la configuration haute est le cas le plus intéressant en terme de directivité ou de niveau d'émission par volt, car il entraîne une meilleure répartition entre les couronnes.

En effet, quelques modélisations ont été effectuées faisant varier l'espacement entre les quatre couronnes de manière non uniforme en conservant la même hauteur d'antenne (cas intermédiaire entre les configurations haute et double). Elles ne permettent pas d'obtenir des performances aussi bonnes que pour la configuration haute, notamment en terme de directivité. En revanche, la configuration double présente moins de contraintes et offre un niveau sonore comparable à celui de la version haute pour davantage d'homogénéité entre les accélérations des couronnes. Par ailleurs, le fait d'augmenter la hauteur d'antenne par rapport à la configuration compacte améliore les performances acoustiques (de 1 à 1.5 dB en niveau d'émission notamment), pour un encombrement supplémentaire de 30%. Un espacement plus important entre les couronnes peut donc être à envisager lorsque l'encombrement n'est pas le facteur primordial de sélection.

5.5. IMBRICATION DES COURONNES

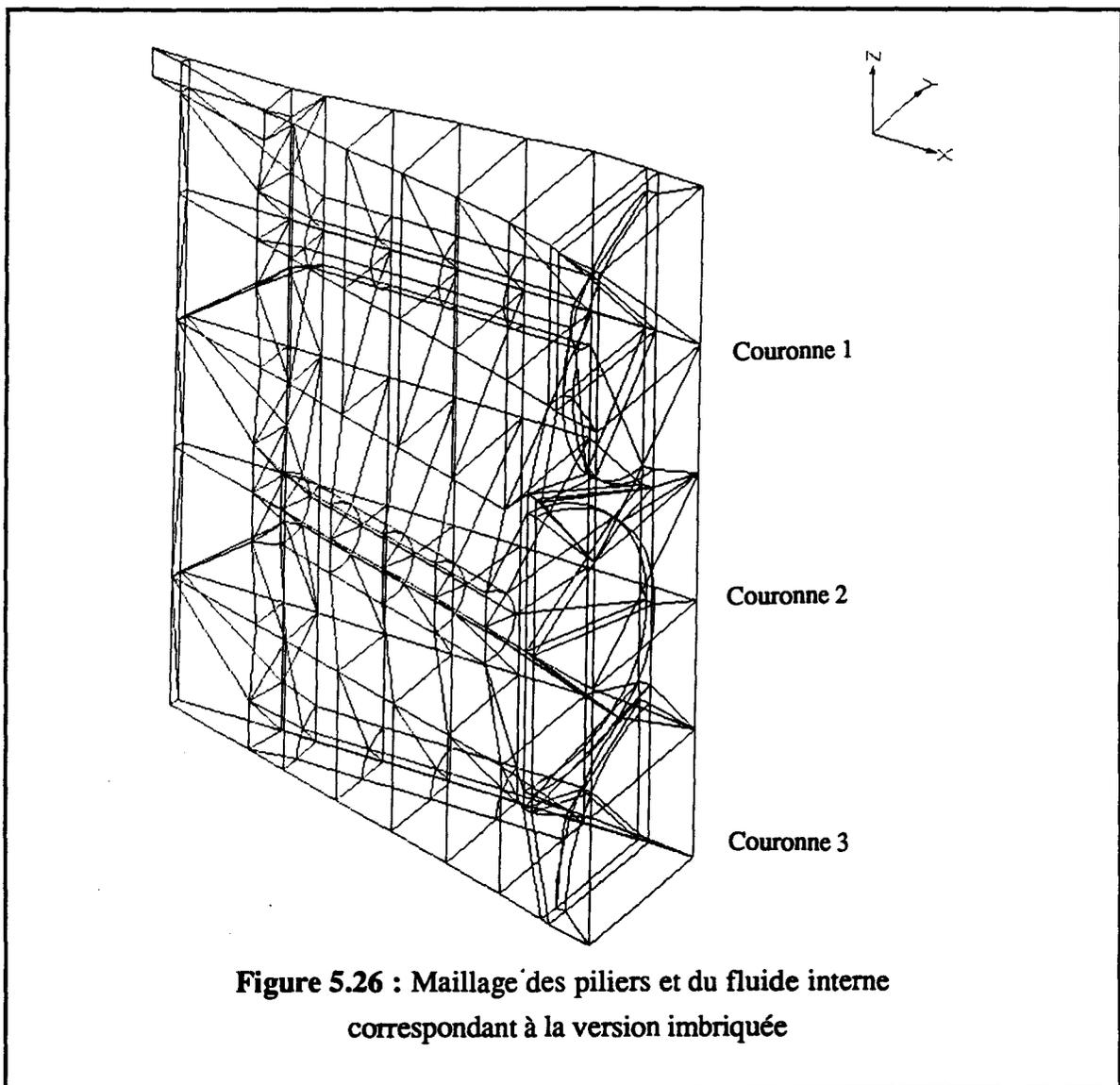
Un but majeur lors de la conception des antennes est de limiter l'encombrement, surtout lorsque l'on travaille en basses fréquences car les transducteurs deviennent rapidement volumineux. Afin de réduire cet encombrement dans le cas de l'antenne *Multitête*, une nouvelle version a été développée dans laquelle les pavillons sont décalés de moitié afin d'imbriquer les couronnes entre elles. On réduit ainsi la hauteur de l'antenne de 10% par rapport à la configuration compacte. Cependant, en rapprochant davantage les couronnes entre elles, on risque de provoquer davantage d'interactions, ce qui pourrait entraîner une dégradation des résultats. L'objectif de cette étude est donc de déterminer si les interactions sont pénalisantes dans cette version et limitent le "gain" que l'on obtient en terme de compacité. Les mesures et les résultats de modélisation vont donc permettre de déterminer l'intérêt de cette version.

Au niveau du maillage, on remarque que la symétrie horizontale entre les couronnes disparaît dans cette version. La représentation de quatre demi-piliers s'avère difficilement réalisable en terme de taille de fichiers (doublement du maillage). Pour cette raison, nous avons modélisé une version imbriquée de cinq couronnes. Cette modélisation avec une couronne supplémentaire permet d'évaluer les performances d'un tel concept pour pouvoir ensuite envisager une antenne imbriquée de quatre couronnes. Le maillage du fluide restant cependant incertain pour cette géométrie, nous avons ensuite utilisé le code ATILA/EQI qui ne nécessite pas de maillage fluide. Parallèlement, une version imbriquée de quatre couronnes a été mesurée et les résultats sont développés dans le dernier paragraphe. Les différentes performances ont finalement été comparées afin de conclure sur l'intérêt d'imbriquer les couronnes.

5.5.1. Résultats avec ATILA

Nous nous sommes donc d'abord intéressés à une configuration imbriquée de cinq couronnes. En utilisant les mêmes symétries que pour la configuration compacte, seulement deux demis et un quart de transducteurs sont modélisés (*figure 5.26*). Les paramètres des matériaux restent également identiques, ainsi que le maillage du fluide. Le maillage du fluide intérieur est cependant délicat car les volumes autour des pavillons sont réduits, et seul un maillage très fin mais fastidieux et coûteux en terme de taille de fichiers aurait pu permettre d'obtenir une régularité des éléments.

Par la suite, on désignera chaque couronne externe par couronne 1, les deux suivantes couronnes 2 et la couronne la plus au centre couronne 3.



Nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux de la configuration compacte. Ces deux antennes ont quasiment la même hauteur (à quatre centimètres près) avec une couronne de différence. En théorie, la différence apportée par cette couronne supplémentaire sur le niveau d'émission devrait être de $10 \log(5/4)$ soit 1 dB, plus la légère modification de hauteur de cette version imbriquée (+0.2 dB).

La figure 5.27 représente le niveau obtenu à 0°. Il augmente de moins de 1 dB. La contrainte maximale reste identique au cas de la version compacte, ce qui permet d'augmenter le niveau sonore de 1 dB également. Le niveau au dessus de l'antenne augmente plus nettement d'environ 4 dB.

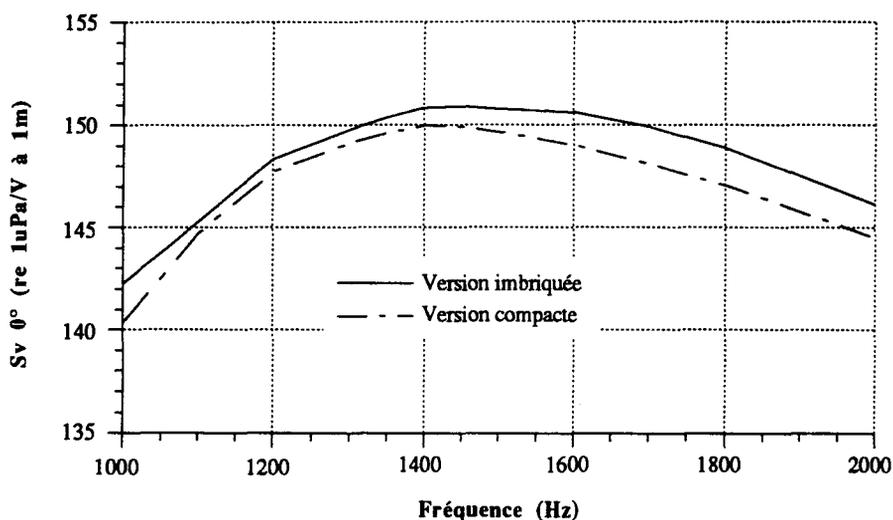


Figure 5.27 :
Comparaison du niveau d'émission des versions compacte et imbriquée (résultats ATILA)

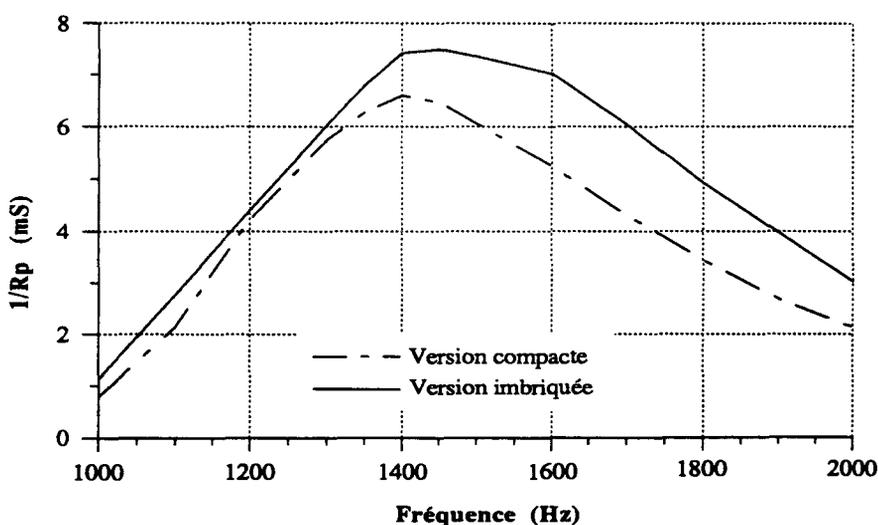


Figure 5.28 :
Comparaison de la conductance des versions compacte et imbriquée (résultats ATILA)

La conductance est également améliorée par la présence d'une couronne supplémentaire (figure 5.28). L'amélioration des résultats est cohérente par rapport aux prévisions, mais on

constate cependant de fortes variations des résultats lors de légères modifications de condition aux limites par exemple.

5.5.2. Comparaison des résultats avec ATILA/EQI

Compte-tenu du maillage fluide de cette configuration, l'incertitude des résultats obtenus avec ATILA demeurerait. Nous avons donc utilisé le code couplé éléments finis/équations intégrales ATILA/EQI pour comparer les résultats et valider les performances de cette version. Le couplage de ces deux logiciels évite en effet de mailler un volume fluide et est applicable dans ce contexte de domaine fluide ouvert.

5.5.2.1. Le logiciel ATILA/EQI [37]

Ce logiciel a été développé pour la simulation de structures tridimensionnelles immergées dans un fluide d'extension infinie. Il utilise la méthode des éléments finis (ATILA) pour la structure et la méthode des équations intégrales (EQI) pour le couplage avec le fluide. La connaissance de la structure et de la surface en contact avec le fluide suffisent au calcul. Le problème de fréquences irrégulières est pris en compte et résolu par la méthodes de champ nul intégrée dans EQI. Dans les deux codes, les différentes valeurs sont calculées aux noeuds des éléments, ce qui facilite le post-traitement. Le code couplé fournit les mêmes résultats que ATILA seul (niveau, directivité, déplacement, ...). Au niveau du calcul, EQI calcule l'interaction fluide-structure par identification des matrices d'impédance en vue de leur prise en compte par ATILA. Il fournit la pression sur la surface extérieure du solide et en déduit par un post-traitement la pression du fluide à distance finie ou infinie. Pratiquement, l'organisation d'un calcul se décompose en trois étapes (annexe 2).

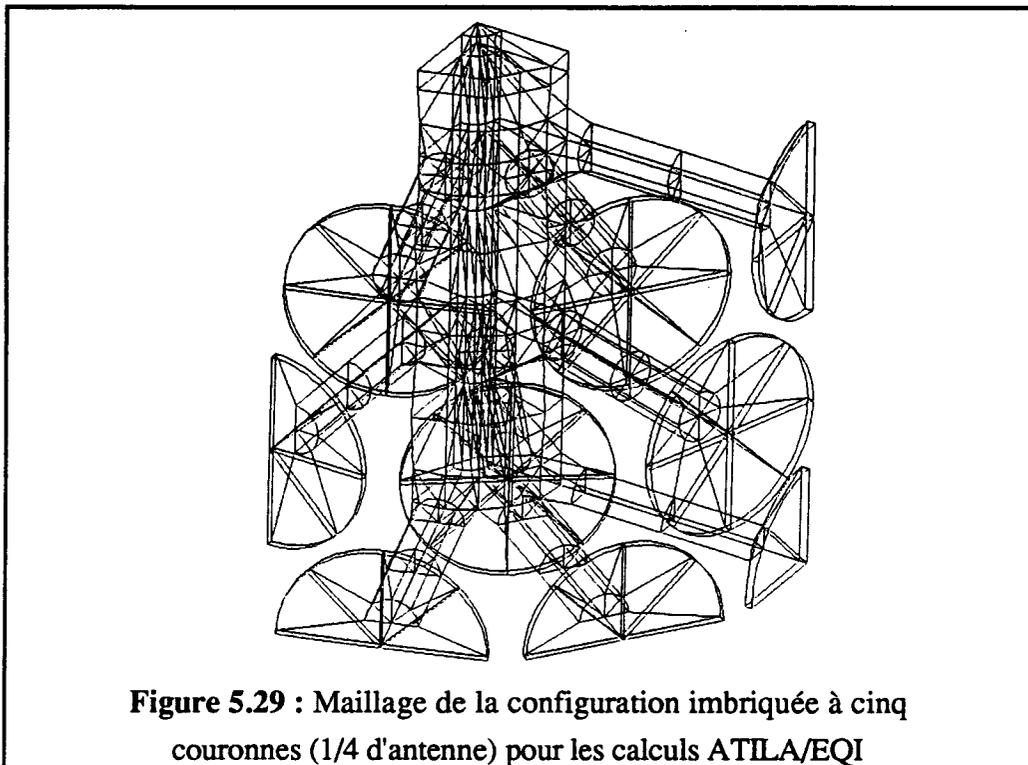
Dans le domaine des transducteurs, ce code a l'avantage d'éviter un maillage du fluide, ce qui est intéressant lorsque celui-ci est délicat ou lorsque l'on veut travailler à des fréquences plus élevées. Les temps de calcul sont cependant beaucoup plus élevés.

5.5.2.2. Comparaison des résultats entre ATILA et ATILA/EQI

Nous considérons à nouveau le cas d'une version imbriquée de cinq couronnes. Au niveau du maillage, EQI ne prend en compte que les symétries selon les trois axes principaux. Il est donc nécessaire de mailler un quart de l'antenne, soit deux transducteurs et demi par couronne (*figure 5.29*).

Afin d'alléger la taille des fichiers, nous avons considéré des structures sans caoutchouc, et comparé les résultats avec ceux obtenus par ATILA, également dans le cas où l'on supprime les éléments caoutchouc. Cette simplification a pour effet de décaler le niveau et la

résonance, mais en extrapolant, on peut évaluer les performances que l'on obtiendrait pour l'antenne dans sa version standard.



La *figure 5.30* compare les niveaux d'émission obtenus en utilisant ATILA seul et ATILA/EQI. On observe une différence de 1 dB et un décalage d'un peu moins de 100 Hz en fréquence, qui apparaît surtout en basse fréquence. La conductance (*figure 5.31*) présente ce même décalage.

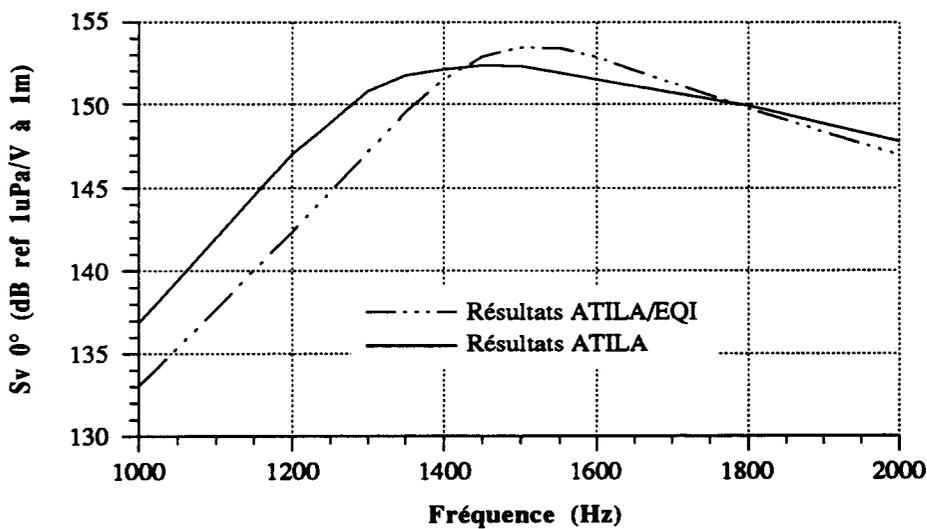


Figure 5.30 :
 Comparaison du
 niveau
 d'émission à 0°
 de la version
 imbriquée par
 ATILA et
 ATILA/EQI

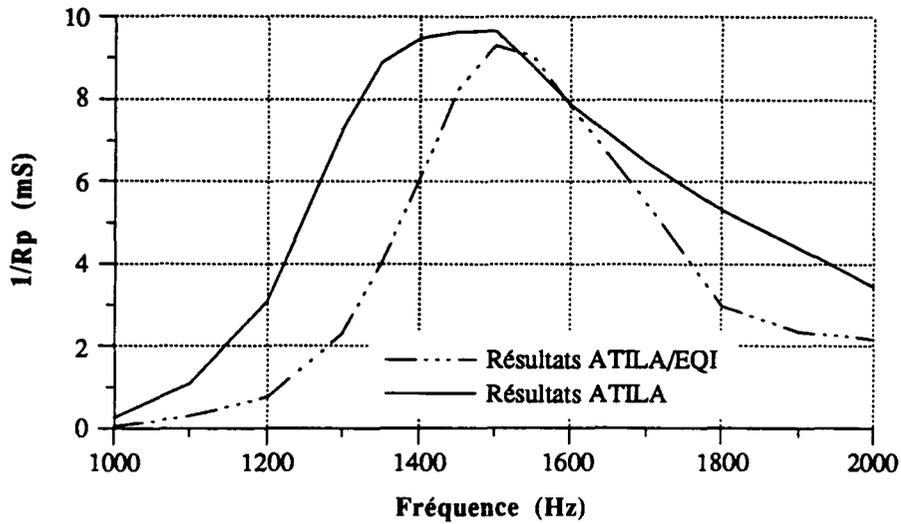


Figure 5.31 :
 Comparaison de
 la conductance de
 la version
 imbriquée par
 ATILA et
 ATILA/EQI

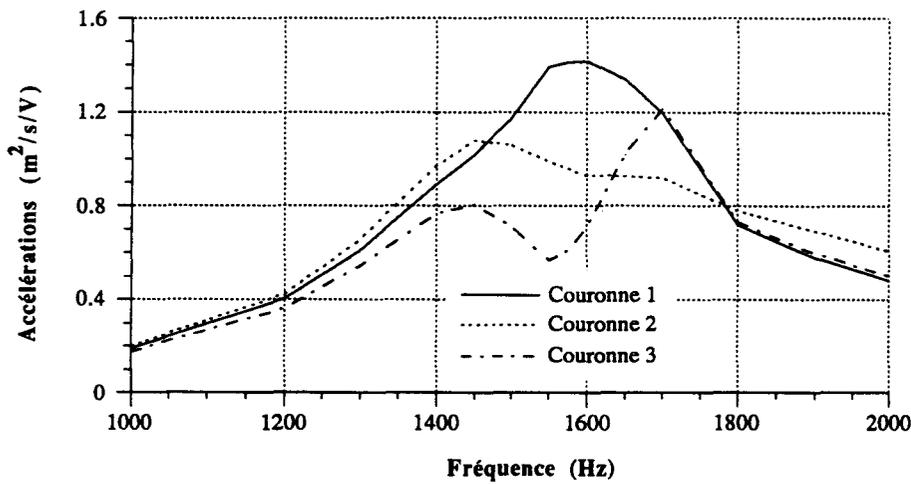


Figure 5.32.a:
 Accélérations des
 couronnes
 obtenus par
 ATILA/EQI pour
 la version
 imbriquée

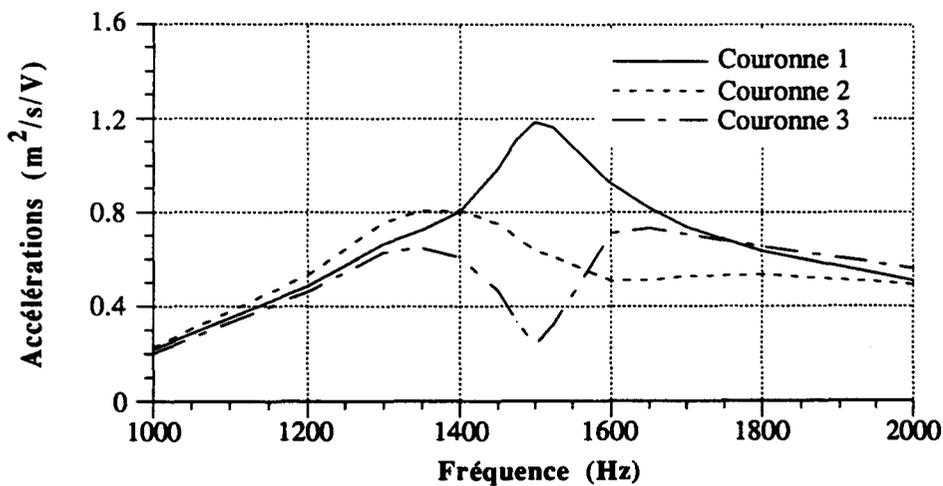


Figure 5.32.b:
 Accélérations des
 couronnes
 obtenues par
 ATILA pour la
 version
 imbriquée

Les accélérations représentées *figure 5.32* obtenues par ATILA et ATILA/EQI ont également le même comportement mais avec de légers décalages entre elles en fréquence et en amplitude.

Par ailleurs, le code ATILA/EQI a été validé dans le cas de la version compacte [102] pour l'ensemble des résultats. On a obtenu comparativement à ATILA le même niveau d'émission légèrement décalé, des conductances voisines. Seul le rendement est nettement surévalué. On peut donc au vu des résultats considérer les performances obtenues par ATILA/EQI.

5.5.2.3. Comparaison des résultats des versions compacte et imbriquée

La modélisation validée, on peut alors comparer les résultats obtenus version imbriquée cinq couronnes (résultats ATILA/EQI) et version compacte (résultats ATILA). Les deux modèles ne comportent pas de caoutchouc.

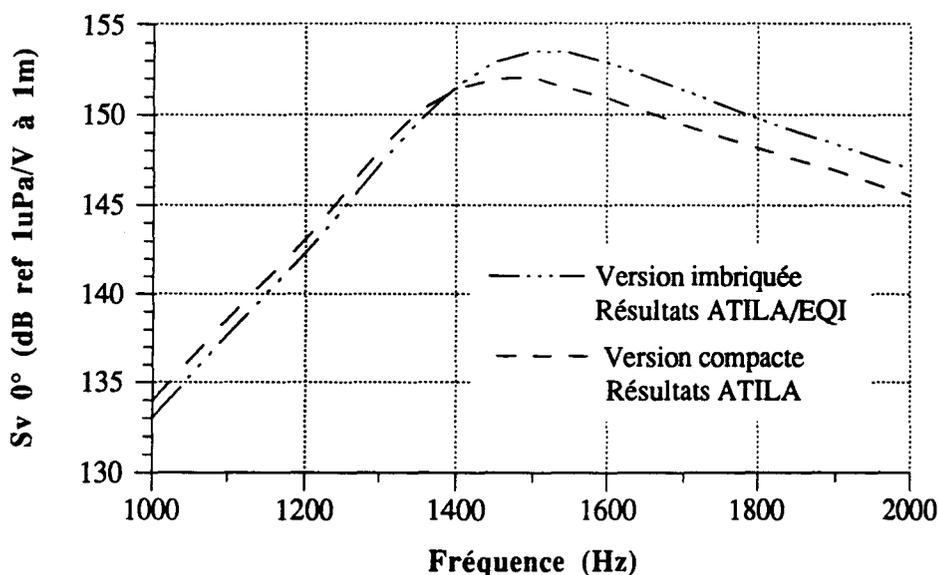


Figure 5.33 :
Comparaison du niveau d'émission à 0° entre la configuration imbriquée et la configuration compacte

Le niveau d'émission (*figure 5.33*) est amélioré de 1.5 dB par la présence d'une couronne supplémentaire. La résonance est décalée de 50 à 100 Hz, avec une bande passante voisine. Le volume fluide intérieur est moins important lorsque les couronnes sont imbriquées et cette géométrie modifie la résonance et la bande passante. Le niveau à 90° augmente également de quelques dB. Concernant le rendement, il est surévalué par ATILA/EQI et avoisine les 80%. Il est comparable aux valeurs obtenues pour la version compacte [102]. Les directivités évoluent peu. Les deux antennes ont en effet une hauteur voisine. La *figure 5.34* représente les diagrammes obtenus pour quelques fréquences.

Concernant les interactions, on remarque leur présence au niveau des accélérations (*figure 5.32.b*). Seule la couronne externe fonctionne pleinement. La couronne 2 subit la même

baisse que dans le cas de la configuration compacte. La couronne 3 est également "victime" des interactions. Toutefois, ce phénomène n'est pas plus nuisible dans la version imbriquée que dans la version compacte. On obtient en effet l'augmentation de niveau d'émission escompté et les mêmes amplitudes en vitesse. Finalement, l'intérêt de cette configuration est confirmé par l'obtention de résultats comparables à ceux de la version compacte pour un gain en compacité.

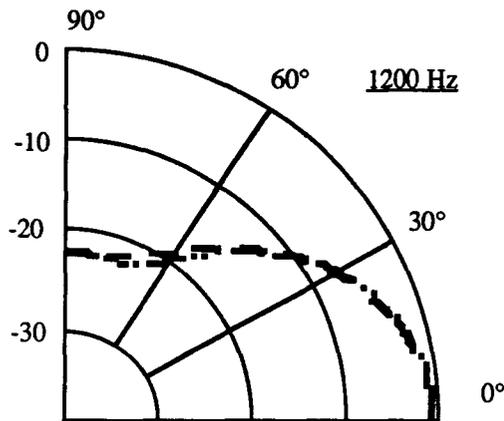
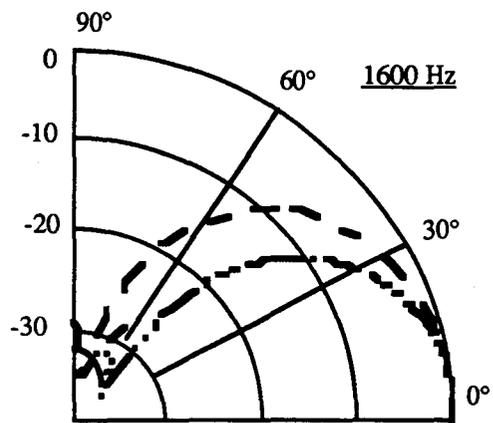
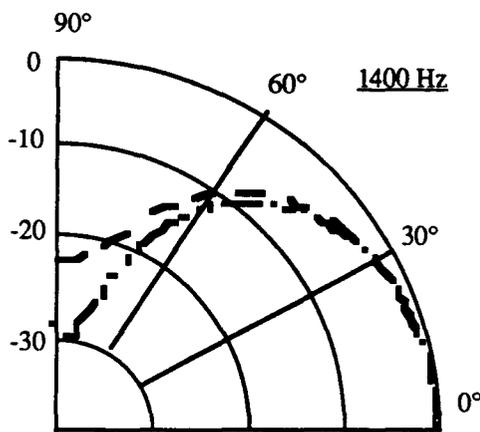


Figure 5.34 : Comparaison des directivités entre la configuration imbriquée et la configuration compacte

--- Configuration imbriquée
Résultats ATILA/EQI
--- Configuration compacte
résultats ATILA



5.5.3. Résultats de mesures

Une antenne de quatre couronnes imbriquées a été construite et mesurée (*photo 5.1*). Il est intéressant de comparer les résultats obtenus [103] avec ceux de la configuration compacte.

Par les mesures, on obtient avec la configuration imbriquée de quatre couronnes une baisse sensible du niveau émis (-1dB), accompagnée d'une augmentation de la résonance (+200 Hz) et d'un élargissement de la bande passante (*figure 5.35*). Cette baisse de 1 dB est relativement importante comparée à la diminution de hauteur (-9 cm). Les interactions

semblent donc plus nuisibles que dans la modélisation et relativisent les résultats obtenus précédemment.

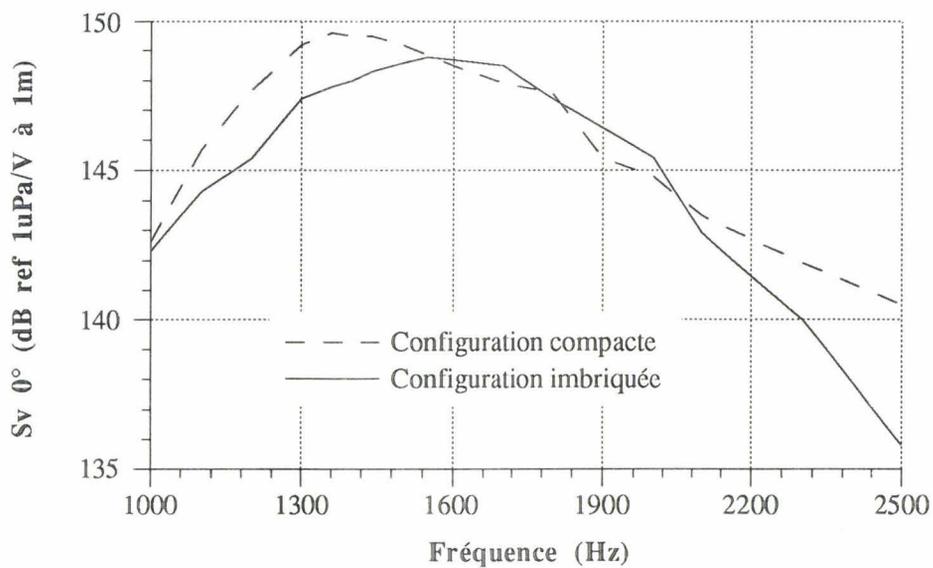


Figure 5.35 :
 Comparaison du niveau d'émission à 0° de la configuration imbriquée à quatre couronnes et de la configuration compacte (mesures)

Le niveau au dessus de l'antenne augmente de 2 dB. Le rendement reste voisin de celui de la configuration compacte autour de 50%. On perd pratiquement 1 dB en index de directivité,

dû à la diminution de hauteur d'antenne. La conductance est également moins élevée, avec une différence venant des couronnes internes qui passent de 1.5 mS pour la version compacte à 1.2 mS pour la version imbriquée. Les mesures font donc surtout apparaître le lien étroit existant entre la hauteur d'antenne et les performances. L'imbrication des couronnes reste secondaire.

5.5.4. Synthèse

Il est donc apparu lors de l'étude de cette version que le code EQI/ATILA était très utile pour ce type de maillage fluide complexe. Même si sa mise en oeuvre est délicate et les temps de calculs multipliés, les résultats sont satisfaisants. Concernant les résultats de cette version, le fait d'imbriquer les couronnes provoque une augmentation de la fréquence de résonance. Le cas d'une version à cinq couronnes est intéressant car pour un même volume que la version compacte, on gagne presque 2 dB en niveau d'émission, même si le coût et le poids d'une couronne supplémentaire sont également à prendre en compte. Les mesures pour une version à quatre couronnes font apparaître des résultats corrects pour une compacité améliorée. Les interactions existent cependant et sont difficiles à prévoir. On pourra donc dans le futur s'intéresser à cette version, en ayant à l'esprit que cette géométrie peut entraîner davantage d'interactions, même si elles ne sont pas très nuisibles (le claquage des céramiques reste peu probable).

D'autre part, l'objectif de cette version est également une utilisation en mode chameau [104]. Globalement, ce principe consiste à exciter les céramiques en opposition de phase de manière à faire fonctionner le deuxième mode de dilatation-compression de la structure. Dans le cas de l'antenne version compacte, ce mode se situe autour de 9 kHz, mais cette version n'est pas idéale car non omnidirectionnelle en gisement à partir d'une certaine fréquence. La disposition des couronnes de la version imbriquée semble donc plus prometteuse pour ce type de fonctionnement.

5.6. CONCLUSION

Ce chapitre a donc permis de déterminer l'intérêt de modifier la géométrie de l'antenne *Multitête* afin d'améliorer ses performances en fonction de son utilisation (demande de directivité particulière, ou critère de compacité secondaire par exemple). Concernant un découplage de la contremasse, il apparaît nécessaire afin d'éviter les perturbations provoquées par le mode supplémentaire lié à une contremasse monobloc et qui apparaît au voisinage de la bande de fonctionnement. L'insertion de tubes compliants, en modifiant le comportement du volume fluide intérieur, améliore les performances acoustiques, en

particulier le niveau sonore de 1 dB et le rendement de 10% environ. Elle augmente cependant le coût de l'antenne et limite son immersion. D'autre part, un espacement uniforme entre les couronnes apparaît comme la meilleure disposition pour les diagrammes de directivité et le niveau par volt car il permet une bonne répartition de la charge. Cependant, un fonctionnement en dipôle (cas de la configuration double) permet de diminuer les contraintes pour une même hauteur d'antenne et donc d'obtenir un meilleur niveau sonore. Enfin, à partir des résultats obtenus, on peut également constater que la hauteur de l'antenne est prépondérante sur les résultats, notamment sur le niveau d'émission, par rapport aux autres paramètres comme l'imbrication ou l'espacement des couronnes (qui devrait réduire les interactions et donc augmenter le niveau). En effet, la différence de niveau obtenue entre les configurations provient essentiellement de la différence de hauteur. Une modification de configuration est donc intéressante pour certaines utilisations de l'antenne mais insuffisante pour améliorer ses performances sans apporter d'inconvénients supplémentaires en terme d'encombrement ou de poids.

CHAPITRE VI

OPTIMISATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ANTENNE MULTITÊTE

CHAPITRE 6 : OPTIMISATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ANTENNE MULTITETE

6.1. INTRODUCTION

L'optimisation du fonctionnement de l'antenne *Multitête* va consister essentiellement à remédier au problème d'interactions présent dans l'antenne. On obtient en effet une différence de fonctionnement entre les couronnes pour une excitation uniforme. Une modification de la géométrie apporte difficilement une solution radicale. Seul un espacement réellement important (supérieur à $\lambda/2$) mais difficilement envisageable en terme d'encombrement ou d'omnidirectionnalité permettrait un fonctionnement à plein régime des couronnes internes. Nous allons donc dans cette partie appliquer différentes méthodes permettant d'améliorer le fonctionnement de l'antenne. Aucune solution n'est idéale, et il s'agit dans chaque cas de déterminer si le compromis entre le coût, la complexité et l'amélioration des résultats est avantageux. Au préalable, il est nécessaire de sélectionner les méthodes qui sont acceptables par rapport à toutes celles proposées au paragraphe 2.4. Les solutions qui ne vont pas vers un fonctionnement optimal de la structure sont évitées. C'est le cas par exemple d'un fonctionnement au dessus de la résonance, d'un bafflage entre les piliers, ou d'une antenne lacunaire. Nous allons finalement nous intéresser en détail à trois solutions. La première consiste à différentier les tensions appliquées aux différentes couronnes afin d'optimiser le fonctionnement de chacune d'entre elles et déterminer ainsi les amplificateurs adaptés. Cette pondération est étendue à une étude sur l'intérêt de la méthode de "superdirectivité". On considère également une pondération en phase. La seconde solution est d'appliquer la méthode d'accord proposée par Carson. Enfin, on s'est intéressé à une méthode active d'asservissement qui permet un contrôle direct du courant motionnel. Nous avons appliqué ces méthodes à la configuration compacte retenue comme version démonstrateur. On se place également dans le cas d'une version non bafflée et le cas initial d'une contremasse monobloc. On peut considérer qu'une variation de configuration ou de géométrie modifierait les valeurs numériques mais globalement les conclusions sur l'intérêt des différentes méthodes ne changeraient pas.

6.2. PONDÉRATION

Au chapitre 4, il apparaît que les couronnes externe et interne ne fonctionnent pas pareillement, alors qu'elles sont excitées uniformément. On cherche donc à étudier les effets d'une pondération entre les couronnes, ce qui permettrait de compenser cette différence. Le

premier point tente, à partir d'une méthode analytique, d'optimiser l'index de directivité en pondérant les excitations. La seconde partie étudie de manière générale l'effet d'une différentiation des excitations entre les couronnes en amplitude et en phase [105].

6.2.1. "Superdirectivité"

La configuration d'antenne choisie comme démonstrateur est la version compacte, la plus intéressante en terme d'encombrement. Cependant, comme elle est moins haute que d'autres versions, elle présente une moins bonne directivité. L'objet de la méthode est de rediriger la directivité de cette antenne, et en particulier d'améliorer l'index, afin de permettre si possible une augmentation du niveau d'émission. Il est en effet démontré que des excitations uniformes n'entraînent pas la meilleure directivité possible, sauf dans des cas particuliers [105]. Pour cela, l'idée est de pondérer les vitesses entre les couronnes. Ce procédé est désigné sous le nom de "*superdirectivité*" [105]. Un développement analytique est effectué afin de calculer la pondération qui rend l'index de directivité maximum. Le cas réel de l'antenne *Multitête* est ensuite analysé.

6.2.1.1. Fonction de directivité

Les développements concernant l'index de directivité ne sont possibles qu'en se ramenant à des modèles d'antenne simples où les calculs sont possibles.

En champ lointain; le rayon du cylindre (forme de l'antenne *Multitête*) peut être négligé. On peut alors approximer l'antenne à une antenne linéaire composée de quatre sources ponctuelles représentant les quatre couronnes de base.

L'hypothèse de source ponctuelle est justifiée par le fait que pour des pavillons de rayon faible devant λ , la fonction de directivité propre aux pavillons (cas de sources circulaires) est voisine de 1 [90]. Comme la fonction de directivité totale est le produit de la fonction propre des pavillons et de la fonction de l'antenne constituée de sources ponctuelles, on peut donc ne pas prendre en compte la forme des pavillons et assimiler les couronnes à des sources ponctuelles.

Calcul de la fonction de directivité d'une antenne linéaire :

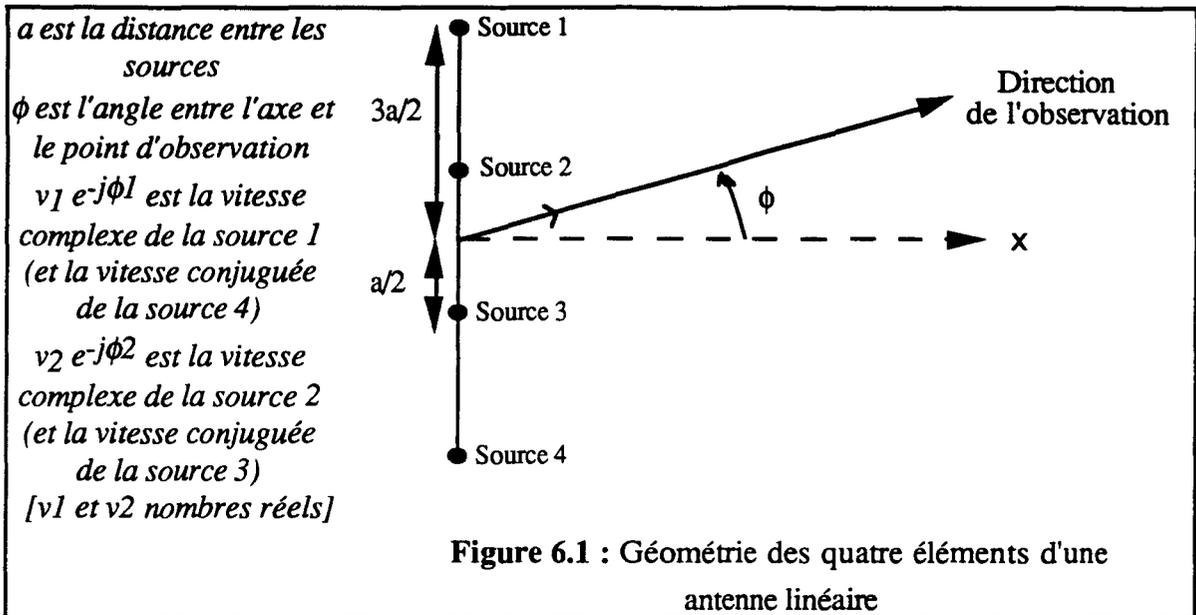
La fonction de directivité est définie par [90] : $K(\phi) = \sum v_i^* e^{-jk\tau}$ (6.1)

En utilisant la symétrie horizontale entre les couronnes et la direction d'observation, on considère que les vitesses des deux couronnes externes sont conjuguées entre elles, ainsi que celles des couronnes internes.

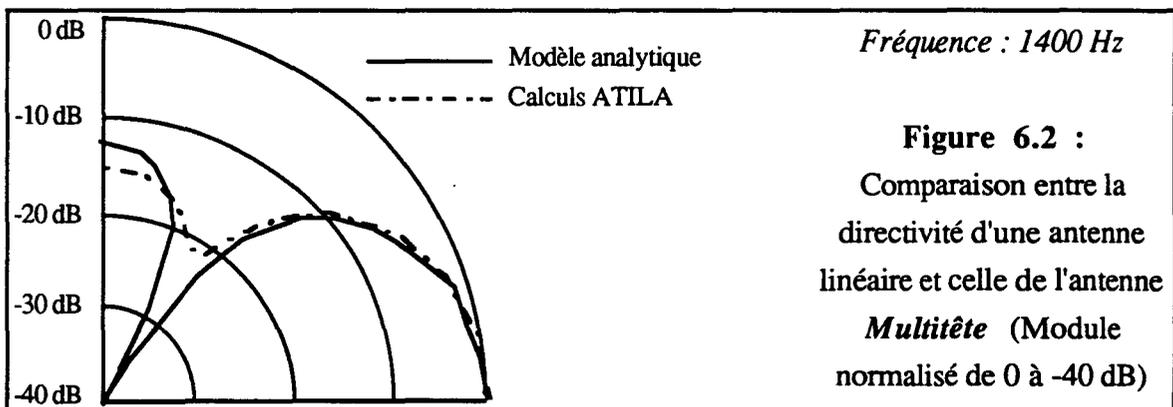
D'où :

$$K(\phi) = v_1 e^{j\phi_1} e^{-j3ka/2 \sin\phi} + v_2 e^{j\phi_2} e^{-jka/2 \sin\phi} + v_1 e^{-j\phi_1} e^{j3ka/2 \sin\phi} + v_2 e^{-j\phi_2} e^{jka/2 \sin\phi}$$

$$= 2v_1 \cos(3ka/2 \sin\phi + \phi_1) + 2v_2 \cos(ka/2 \sin\phi + \phi_2) \quad (6.2)$$



Nous avons comparé le diagramme de directivité obtenu en appliquant l'expression (6.2) dans le cas des paramètres de l'antenne (a , k) avec le résultat de modélisation obtenu par éléments finis. Dans l'expression théorique, nous avons repris les vitesses obtenues par ATILA (v_1 , v_2 , ϕ_1 , ϕ_2). Les deux fonctions de directivité ont la même allure (figure 6.2).



Les calculs peuvent donc être poursuivis sur cette hypothèse d'antenne linéaire. La concordance des deux courbes permet également d'évaluer si besoin d'autres cas de figure par ce modèle simple.

6.2.1.2. Optimisation de l'index

Afin d'améliorer la directivité de l'antenne, le calcul suivant propose d'optimiser l'index en fonction du rapport modulaire entre les vitesses de vibration [105].

$$\text{L'index de directivité } D \text{ est défini par : } \frac{1}{D} = \frac{1}{2} \int [K(\phi)]^2 \cos \phi \, d\phi \quad (6.3)$$

En remplaçant $K(\phi)$ par son expression on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{1}{D} = & 2v_1^2 (1 + g_3 \cos 2\phi_1) + 2v_2^2 (1 + g_1 \cos 2\phi_2) \\ & + 4 v_1 v_2 [g_2 \cos (\phi_1 + \phi_2) + g_1 \cos (\phi_1 - \phi_2)] \end{aligned} \quad (6.4)$$

Après avoir défini la fonction $g_n = \frac{\sin nka}{nka}$ pour $n=1,2,3\dots$

Afin de rendre l'index le plus élevé possible, on cherche à minimiser $1/D$. On doit par ailleurs tenir compte de la condition de normalisation de la fonction de directivité. L'optimisation se fait en utilisant un système de multiplicateurs de Lagrange :

$$\begin{cases} \frac{\partial(1/D)}{\partial v_1} + \mu \frac{\partial K(0)}{\partial v_1} = 0 \\ \frac{\partial(1/D)}{\partial v_2} + \mu \frac{\partial K(0)}{\partial v_2} = 0 \end{cases} \quad (6.5)$$

μ est une constante à éliminer lors de la résolution du système.

On obtient en résolvant ce système la pondération optimale :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{(2-g_1-g_2) \cos \phi_2 + (g_3-g_2) \cos (2\phi_1+\phi_2) + (g_3-g_1) \cos (2\phi_1-\phi_2)}{(2-g_1-g_2) \cos \phi_1 + (g_1-g_2) \cos (\phi_1+2\phi_2)} \quad (6.6)$$

Par contre, il n'y a pas de solution analytique à l'optimisation de la phase des vitesses ni à celle simultanée du module et de la phase.

6.2.1.3. Application au cas de l'antenne

Résultats théoriques

En appliquant l'expression (6.6) au cas correspondant à l'antenne *Multitête*, c'est-à-dire pour une fréquence de 1400 Hz et pour une distance entre les sources de 220 millimètres, les valeurs obtenues sont les suivantes :

Lorsqu'on résout l'équation (6.6) pour les valeurs de ϕ_1 et ϕ_2 obtenues par ATILA ($\phi_1 = -20^\circ$ et $\phi_2 = 0^\circ$), le rapport d'optimisation obtenu est : $(v_2/v_1) = 0.04$. En reprenant l'équation (6.4) qui permet d'obtenir l'index théorique, nous obtenons une augmentation d'index par rapport au cas de vitesse uniforme de 0.8 dB.

En prenant le cas idéal $\phi_1 = \phi_2 = 0^\circ$, l'index maximum est obtenu pour un rapport de vitesses v_2/v_1 de -0.155. L'index augmente alors de 3.3 dB par rapport au cas où $v_2/v_1=1$.

En modifiant la phase de la vitesse de la couronne externe, nous obtenons par exemple :

$\phi_1 - \phi_2$	$\frac{v_2}{v_1}$ optimal	$DI_{\text{optimal}} - DI_{(v_2/v_1=1)}$
30°	0.08	1.80 dB
60°	0.42	0.80 dB
90°	0.59	0.65 dB
180°	0.72	1.75 dB

Tableau 6.1 : Calcul théorique de la pondération optimale en fonction du déphasage entre les couronnes

Seul donc un déphasage important entre les couronnes permet un rapport de vitesse envisageable. En fait, dans notre cas, la géométrie de l'antenne facilite le mouvement de la couronne externe par rapport à celui de la couronne interne, ce qui se traduit par un rapport v_2/v_1 inférieur à 1 autour de la résonance. Or, l'amélioration d'index dans le cas d'un déphasage relativement faible se fait pour des valeurs $v_2/v_1 \ll 1$. Une partie de l'optimisation de l'index est donc effectuée "naturellement", et l'amélioration d'index que l'on pouvait espérer est réduite.

Résultats ATILA

Nous avons en complément à la théorie étudié l'évolution de l'index de directivité obtenu par ATILA en fonction d'une pondération de vitesse entre les couronnes en phase, ceci pour différentes pondération en module (*figure 6.3*). On peut ainsi déterminer la valeur optimale de l'index en fonction du rapport entre les vitesses (module et phase). Initialement, pour une excitation uniforme, l'index est égal à 3.85 dB. On obtient l'index maximum pour un rapport en amplitude de 0.2 et un déphasage de -170 degrés, qui correspond à une augmentation d'index de 0.75 dB. Cependant, on ne retrouve pas les valeurs optimales v_2/v_1 calculées dans le premier paragraphe qui variaient de zéro à presque l'unité selon la phase. Ici, l'index correspondant à la valeur v_2/v_1 de pondération optimale varie très peu en fonction de la phase et l'optimum correspond à un rapport inférieur à 0.2 dans presque tout l'espace de phase (la courbe $v_2/v_1 = 0.05$ correspond toujours à l'index le plus élevé sauf en opposition de phase). La théorie est donc applicable pour des valeurs réalistes du fonctionnement en antenne correspondant aux hypothèses.

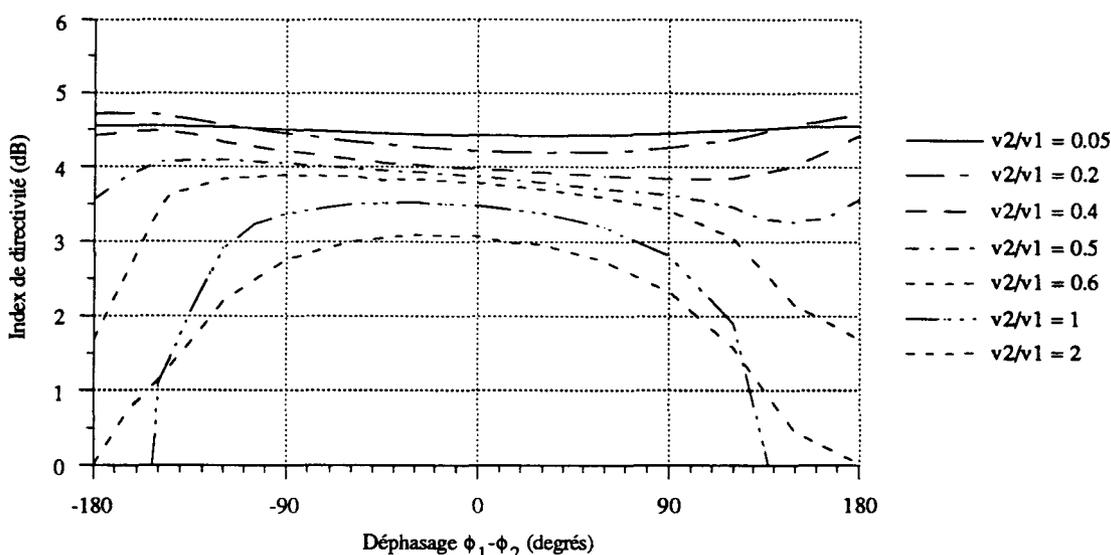


Figure 6.3 : Évolution de l'index de directivité en fonction du déphasage entre les couronnes ($\phi_2 - \phi_1$) pour différents rapports de vitesse (v_2/v_1)

En conclusion, l'intérêt de la méthode de "superdirectivité" est limitée dans le cas de l'antenne *Multitête*. L'augmentation d'index obtenue est relativement faible, comparé aux conséquences associées à la pondération optimale (en particulier la baisse du niveau d'émission). En effet, l'augmentation d'index atteint au mieux 0.85 dB, mais associée à de fortes pondérations qui se traduisent par une baisse du niveau d'émission de 3.5 dB. De plus, cette baisse concerne la couronne externe la plus limitée en contrainte. Si l'on veut rester à un niveau d'émission satisfaisant (baisse inférieure à 1 dB), l'augmentation d'index

ne dépassera pas 0.4 dB. Compte-tenu de ces résultats très limités, la méthode de "superdirectivité" ne présente donc pas d'intérêt dans cette configuration d'antenne. Il en serait probablement de même pour les versions double et haute. Par contre, l'antenne imbriquée composée de cinq couronnes offre davantage de possibilités de pondération dues à la présence d'une couronne supplémentaire.

6.2.2. Influence d'une pondération en phase

Afin de mieux connaître l'influence d'une différenciation en tension des couronnes entre elles, nous avons décomposé l'étude en séparant une pondération en phase et en amplitude, le but des deux pondérations étant d'harmoniser les couronnes entre elles [106]. Les résultats sont obtenus à partir d'ATILA. On modifie l'excitation fournie à chaque couronne en maintenant l'amplitude en tension à 2500 V_{eff}.

Dans cette partie, on a donc déphasé les excitations des deux couronnes de 0° à 180° et étudié l'effet de cette variation. ϕ_1 et ϕ_2 représentent les phases des tensions des couronnes externe et interne. Les différentes courbes sont obtenues pour une fréquence de 1400 Hz.

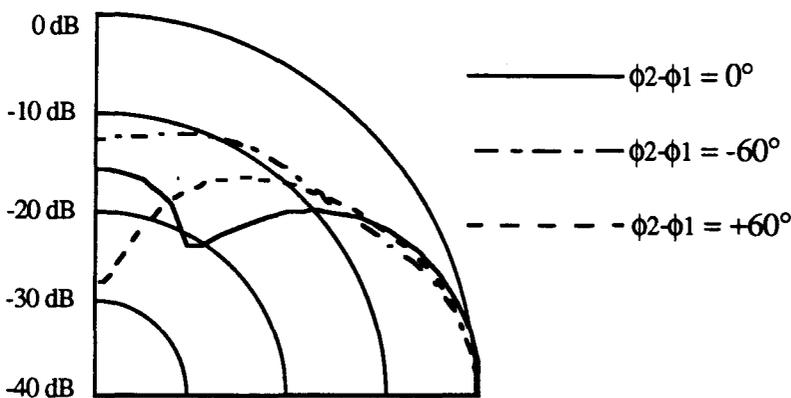


Figure 6.4 :
Influence du déphasage entre les couronnes sur les diagrammes de directivité

Un déphasage en tension entre les couronnes influe principalement sur la directivité. La *figure 6.4* représente les diagrammes de directivité obtenus pour trois valeurs de déphasage. Lorsque la différence de phase varie, le zéro du lobe de directivité est modifié et on obtient un minimum du niveau à 90° pour un déphasage de +60° environ. Dans cette zone [45°-100°], on observe que la différence entre les accélérations (*figure 6.5*) est minimale. Le niveau d'émission obtenu en fonction du déphasage est illustré *figure 6.6*. Le niveau reste correct pour une différence de phase comprise entre -40° et +60°. Au delà, le déphasage n'est pas envisageable car trop important pour permettre une bonne transmission du signal à 0° (le lobe principal n'est plus dirigé suivant l'axe principal des piliers à 0°). On constate par ailleurs une symétrie de la courbe de niveau à 0° par rapport à zéro, en accord avec la théorie

[90]. Cependant, on obtient également une augmentation de la valeur des contraintes lorsqu'on déphase les couronnes, ce qui va entraîner une dégradation du niveau sonore.

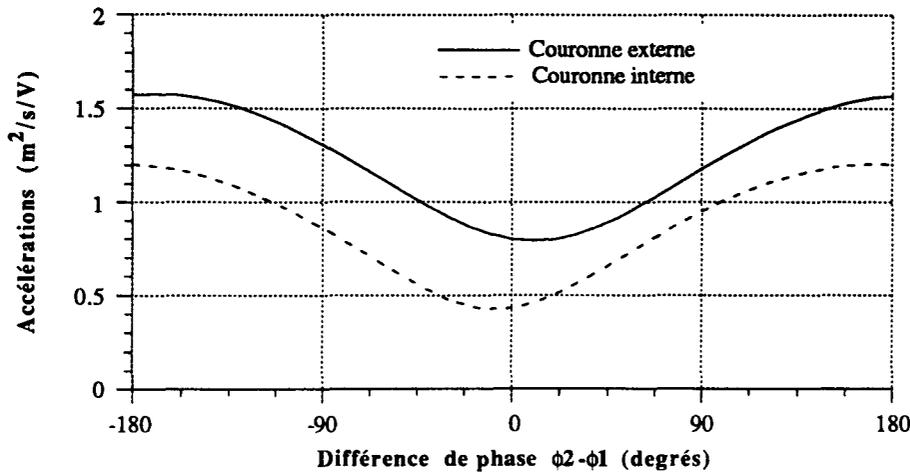


Figure 6.5 :
Variation des accélérations des couronnes en fonction du déphasage

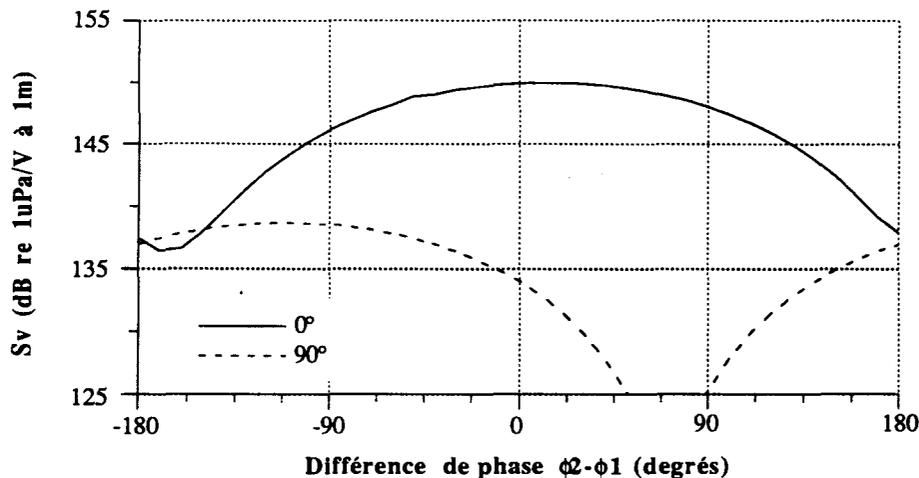


Figure 6.6 :
Variation du niveau d'émission à 0° et 90° en fonction du déphasage

En conclusion, une différence de phase positive entre la couronne interne et la couronne externe inférieure à 70° est intéressante dans la mesure où en conservant un niveau à 0° correct (avec cependant une perte de 1 dB en niveau sonore environ), elle améliore la directivité et réduit la différence entre les vitesses des deux couronnes (le rapport des vitesses devient supérieur à 70%).

Lorsque l'on effectue la même simulation pour le reste de la bande de fréquences (entre 1.2 et 1.8 kHz), les résultats, du moins au niveau de la tendance générale, évoluent lentement au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la fréquence étudiée. Ainsi, aux bornes de la bande de fréquence et pour un déphasage de 30°, le niveau d'émission n'est presque pas modifié comme à 1400 Hz. Il n'est donc pas nécessaire d'étudier le déphasage adéquat pour chaque fréquence, mais d'envisager uniquement un calcul à la résonance.

Quelques mesures ont été effectuées afin de vérifier ces variations de résultats en fonction du déphasage appliqué [92]. Le *tableau 6.2* reprend les principales performances obtenues :

Déphasage ($\phi_2 - \phi_1$)	S 0° (dB ref 1 μ /V)	S 90° (ref 1 μ /V)	a ₂ /a ₁
0°	187.4	167.0	0.52
30°	187.1	170.5	0.59
60°	186.0	180.5	0.74
90°	184.0	180.5	0.80
135°	177.8	168.0	0.75
180°	170.5	164.0	0.68
-135°	180.6	156.0	0.59
-90°	185.1	162.0	0.48
-60°	186.5	165.0	0.48
-30°	187.3	167.0	0.35

*Les niveaux sonores S(0°) et S(90°) sont obtenus pour une tension de 100 V
a₂/a₁ représente le rapport des accélérations interne et externe*

Tableau 6.2 : Influence du déphasage - Résultats de mesure

Le niveau à 0° reste bon pour des différences de phase relativement faibles. On obtient également un niveau à 90° minimisé pour un déphasage négatif entre les couronnes internes et externes, et un rayonnement qui devient plus omnidirectionnel pour un déphasage de 90° environ. Les résultats concernant le rapport des accélérations sont moins caractéristiques. On obtient également des valeurs d'accélérations plus importantes, ce qui entraînera des contraintes plus élevées.

6.2.3. Influence d'une pondération en amplitude

6.2.3.1. Pondération avec limitation en tension

Lorsque l'on applique une pondération entre les couronnes en prenant en compte la limite en tension, le niveau d'émission à 0° obtenu en fonction du rapport d'amplitude est représenté *figure 6.7* et les accélérations sont illustrées *figure 6.8* (pour les deux courbes, on applique une pondération entre les tensions en respectant $E_1 \leq 1V$ et $E_2 \leq 1V$). Les différents résultats sont obtenus par ATILA.

Pour un rapport inférieur à 1, le seul intérêt d'une pondération en amplitude est d'augmenter l'index, mais comme il a été montré dans le paragraphe précédent, cette pondération

n'apporte pas d'amélioration suffisante sur l'index pour influencer sur le niveau, et les couronnes internes ne fonctionnent pratiquement plus.

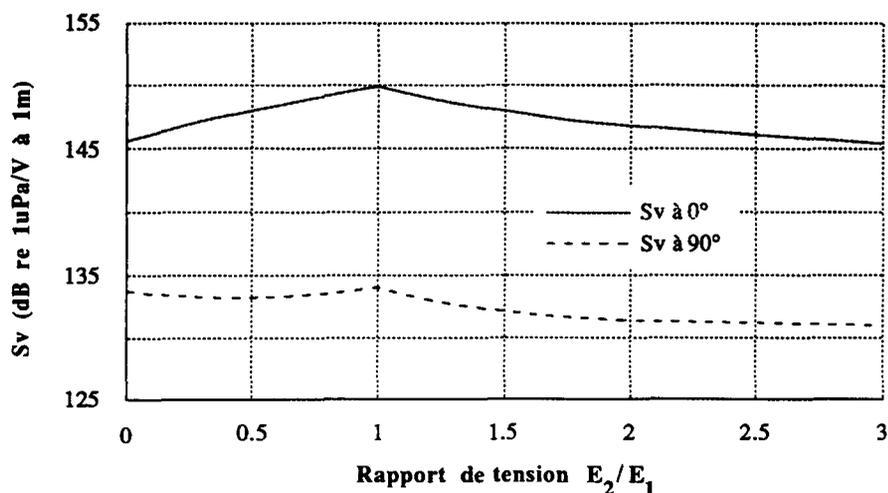


Figure 6.7 :
Variation du niveau d'émission à 0° et 90° en fonction du rapport d'amplitude

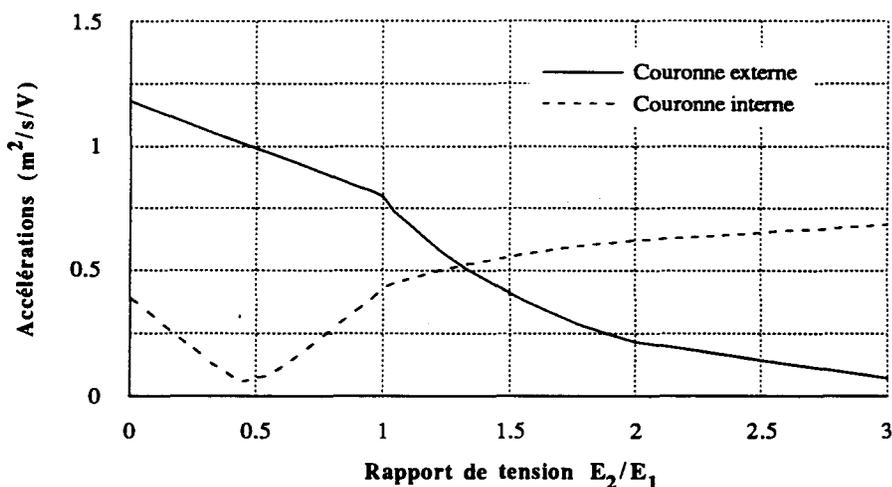


Figure 6.8 :
Variation des accélérations des couronnes en fonction du rapport d'amplitude

Par contre, un rapport supérieur à 1 peut être intéressant car il va compenser la "faiblesse" de la couronne interne par rapport à la tension externe. La *figure 6.8* fait apparaître une égalisation des vitesses pour un rapport d'amplitude en tension égal à 1.3. Théoriquement, les équations reliant tensions et vitesses sont du type :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (6.7)$$

Où v_1 et v_2 sont les vitesses des couronnes externe et interne, E_1 et E_2 sont les tensions des couronnes externe et interne, et la matrice $[Y]$ dépend des paramètres du circuit équivalent et des impédances mutuelles en particulier.

La résolution du système (6.7) permet d'obtenir une égalité des vitesses $v_1 = v_2$ pour un rapport de tension égal à :

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{Y_{11} - Y_{21}}{Y_{22} - Y_{12}}$$

Après calcul, on obtient un rapport de tension de 1.4. La théorie confirme donc la valeur obtenue par ATILA (*figure 6.8*). Il sera donc possible d'évaluer rapidement pour chaque fréquence le rapport en tension égalisant les contraintes. Pour un autre rapport de tension aisément calculable, on peut également annuler la vitesse de la couronne interne. Cette valeur correspond au creux obtenu sur la courbe des accélérations pour $E_2/E_1 = 0.5$.

Cependant, l'égalité des accélérations est obtenue avec une baisse du niveau d'émission de 1.4 dB due à la pondération de la couronne interne. Par un calcul approprié expliqué au paragraphe suivant, on peut éviter une baisse du niveau sonore.

6.2.3.2. Pondération avec limitation en contrainte [107]

Au niveau des céramiques, il existe deux limites principales à prendre en compte : le champ électrique maximal applicable, qui est de 450 V/mm pour les céramiques utilisées, et la limite en contrainte fixée à 180 bars. C'est cette dernière limite qui réduit la tension appliquée sur la couronne externe autour de la résonance à une valeur de 2500 V_{eff} . Jusqu'à présent, nous avons donc envisagé une excitation uniforme ou non entre les couronnes mais limitée à cette valeur en tension. Une alternative consiste à rendre optimale la contrainte dans chaque couronne en appliquant une tension prédéfinie pour chacune. Cette harmonisation revient à égaliser les accélérations des couronnes. On peut en effet à partir des résultats obtenus par ATILA considérer qu'il y a proportionnalité entre les accélérations et les contraintes. Dans ce cas, on veille également à ne pas dépasser la limite de champ électrique.

La *figure 6.9* représente le niveau sonore obtenu avec une excitation uniforme et pour une optimisation du fonctionnement de chaque couronne. On remarque qu'une excitation uniforme limite le niveau à la résonance, dû à la limitation en contrainte de la couronne externe. La *figure 6.10* représente pour sa part les tensions appliquées qui permettent d'obtenir une optimisation du fonctionnement de chaque couronne.

Finalement, cette méthode consiste à adapter une limite adéquate en tension sur chaque couronne au lieu de considérer l'antenne dans son ensemble. Cette différenciation entre les couronnes permet une augmentation de 2 dB du niveau sonore. On peut également envisager d'autres types de céramiques où la précontrainte plus élevée permettrait d'améliorer encore le niveau.

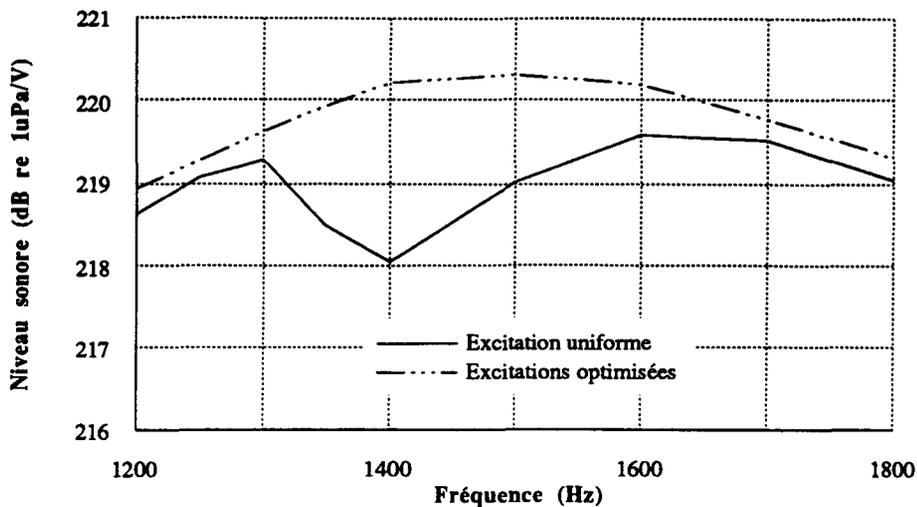


Figure 6.9 :
 Comparaison du niveau sonore obtenu avec une excitation uniforme sur les couronnes et une excitation différenciée et variable optimisée

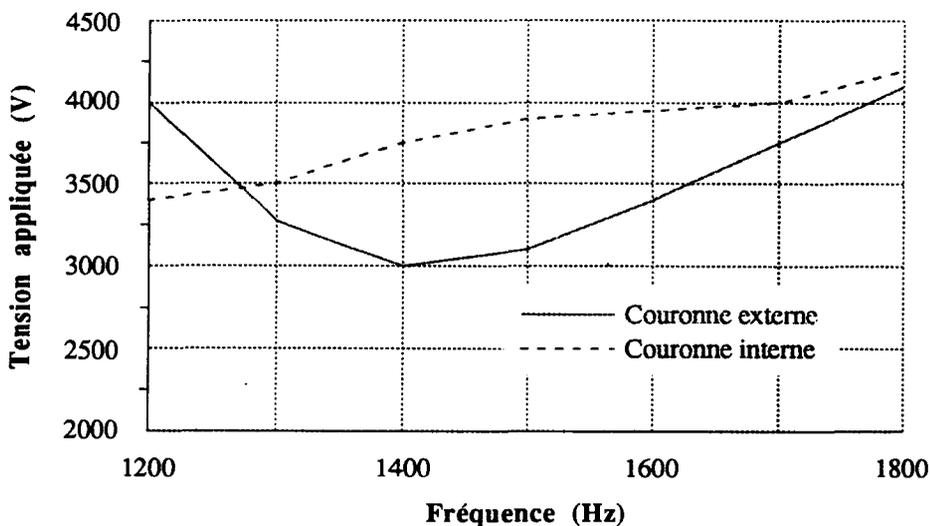


Figure 6.10 :
 Variation des tensions appliquées aux couronnes interne et externe permettant une optimisation des contraintes

6.3. APPLICATION DE LA MÉTHODE CARSON

6.3.1. Principe [76]

Les interactions acoustiques se traduisent, au niveau du circuit équivalent, par la présence d'impédances mutuelles, qui fluctuent en fonction de la fréquence et sont particulièrement importantes à la résonance. Dans le cas des couronnes de l'antenne, elles sont à l'origine de la différence des accélérations.

La méthode proposée par Carson consiste à rendre la vitesse de vibration des pavillons indépendante des impédances mutuelles, et plus globalement de l'impédance de

rayonnement. Pour cela, on insère une inductance à l'entrée du circuit. Dans le cas d'un générateur à tension constante, on place l'inductance en série [81]. A une fréquence donnée, que l'on choisit en général proche de la résonance, on calcule la valeur de la self correspondante. Elle est obtenue à partir de l'expression du courant motionnel (proportionnel à la vitesse de vibration) qui rend ce courant indépendant de la charge rayonnante. On obtient alors un contrôle du courant motionnel à la fréquence d'accord. Nous allons donc d'abord considérer le calcul permettant de réaliser cet accord.

6.3.2. Équations du problème

On considère le schéma équivalent d'un transducteur quelconque. Les impédances motionnelle et rayonnante sont ramenées côté primaire. Avec une alimentation en tension, l'élément selfique d'accord L_o est placé en série.

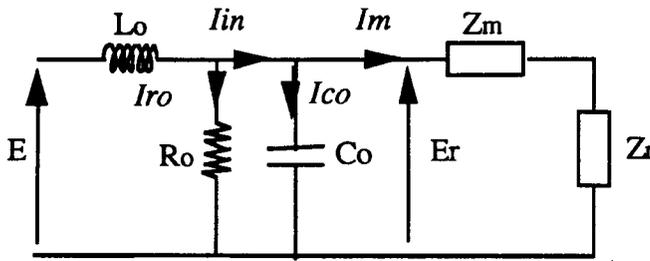


Figure 6.11 : Représentation du circuit équivalent d'un transducteur avec une impédance d'accord

- L_o : inductance d'accord
- $Z_m = R_m + j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m}$: impédance mécanique
- C_o : capacité bloquée
- R_o : résistance électrique de pertes
- $Z_r = R_r + j\omega L_r$: impédance de rayonnement
- E : tension d'entrée
- I_{in} : courant d'entrée
- I_m : courant motionnel
- I_{co} : courant à travers C_o
- E_r : tension aux bornes du transducteur

Les vitesses et les courants motionnels étant proportionnels, on cherche à mieux contrôler le courant motionnel. La première étape du calcul consiste à déterminer son expression.

On définit Z comme somme des impédances mécanique et de rayonnement :

$$Z = Z_m + Z_r = R_m + j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m} + R_r + j\omega L_r$$

L'impédance totale du circuit est :

$$Z_{eq} = \frac{E}{I_{in}} = j\omega L_o + \frac{1}{j\omega C_o + \frac{1}{R_o} + \frac{1}{Z}}$$

$$\text{soit : } Z_{eq} = \frac{R_o Z (1 - \omega^2 L_o C_o) + j\omega L_o (R_o + Z)}{R_o + Z (1 + j\omega C_o R_o)} \quad (6.8)$$

A l'entrée du transducteur la tension est la suivante :

$$E_r = E - j\omega L_o I_{in} = E (1 - j\omega L_o Y_{eq}) = \frac{ZR_o E}{ZR_o(1-\omega^2 L_o C_o) + j\omega L_o (R_o+Z)}$$

On obtient les courants à travers les différentes branches :

$$I_{co} = j\omega C_o E_r = \frac{j\omega C_o ZR_o E}{ZR_o(1-\omega^2 L_o C_o) + j\omega L_o (R_o+Z)}$$

$$I_{ro} = \frac{E_r}{R_o} = \frac{Z E}{ZR_o(1-\omega^2 L_o C_o) + j\omega L_o (R_o+Z)}$$

$$I_m = \frac{E_r}{Z} = \frac{R_o E}{ZR_o(1-\omega^2 L_o C_o) + j\omega L_o (R_o+Z)}$$

$$\text{Soit } I_m = \frac{E}{Z(1-\omega^2 L_o C_o) + j\omega L_o (1+Z/R_o)} \quad (6.9)$$

Lorsque l'on se place dans le cas idéal où R_o est grand devant Z , on effectue alors l'approximation $Z/R_o \ll 1$ et l'expression du courant motionnel devient alors :

$$I_m = \frac{E}{Z(1-\omega^2 L_o C_o) + j\omega L_o} \quad (6.10)$$

Dans cette expression, le moyen de rendre le courant motionnel indépendant de l'impédance de rayonnement est d'annuler le terme où figure Z . On obtient l'égalité : $1-\omega_o^2 L_o C_o = 0$ à une fréquence choisie ω_o , ce qui donne :

$$L_o = \frac{1}{C_o \omega_o^2} \quad (6.11)$$

Dans le cas où l'on ne peut pas effectuer l'approximation sur la résistance de pertes, la résolution est plus complexe.

Physiquement, la méthode proposée par Carson consiste à introduire une résonance $L_o - C_o$ qui annule la résonance mécanique classique. A la fréquence d'accord, la partie motionnelle n'a plus d'influence sur le fonctionnement du circuit.

6.3.3. Application à l'antenne *Multitête* [108]

En utilisant les symétries de l'antenne, on considère à nouveau deux couronnes uniquement, une externe et une interne. On place une inductance en série au devant de chaque couronne. Dans le cas des céramiques utilisées pour l'antenne, R_o peut être négligée. Les deux inductances d'accord L_{o1} et L_{o2} sont obtenues à partir de l'équation (6.11). Constituées mécaniquement de manière identique, les couronnes ont quasiment le même C_o . Les deux inductances ont donc également des valeurs très voisines. Numériquement, les valeurs L_{o1} et L_{o2} sont de l'ordre de 40 - 50 mH pour un accord autour de 1400 Hz. A la fréquence d'accord, les termes de couplage entre les tensions et les vitesses disparaissent théoriquement et nous avons pour une excitation uniforme une quasi-égalité des courants motionnels :

$$\begin{pmatrix} I_{m1} \\ I_{m2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{j\omega_o L_{o1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega_o L_{o2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (6.12)$$

Le courant dans la partie motionnelle du circuit est alors purement réactif.

Pour déterminer les performances de l'antenne avec accord, on utilise les définitions du paragraphe 4.3. On applique tout d'abord une tension uniforme égale à 2500 V_{eff} . L'inductance est calculée pour quelques fréquences d'accord voisines de la résonance.

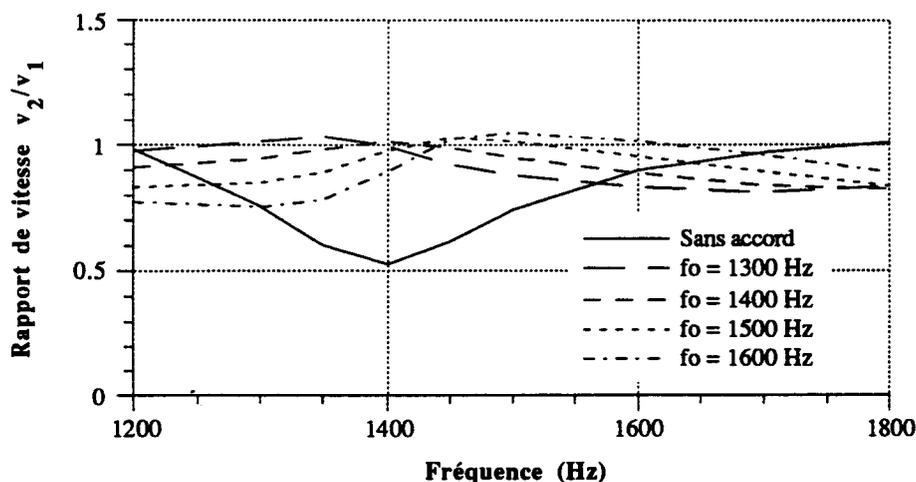
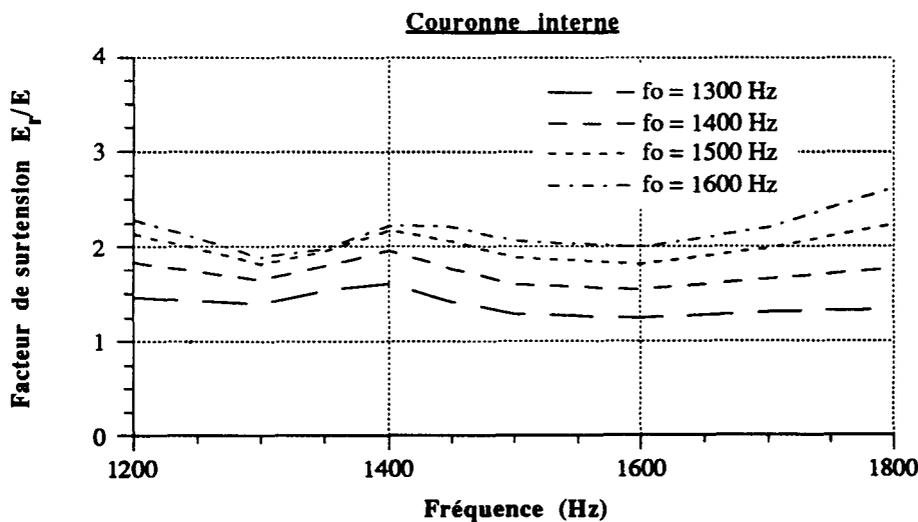
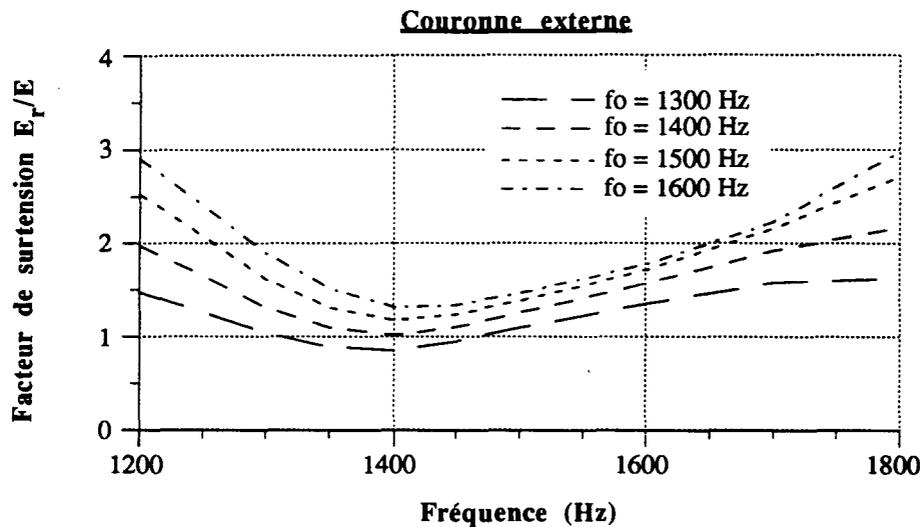


Figure 6.12 :
Efficacité du
contrôle en vitesse
pour différentes
fréquences
d'accord en
présence de
l'inductance

Le contrôle obtenu est correct sur la bande de fréquences, les vitesses des couronnes sont harmonisées. La *figure 6.12* représente le rapport des vitesses interne et externe obtenues

pour quelques fréquences d'accord. On obtient une différence inférieure à 35% entre les vitesses sur la bande de fréquences. La différence de phase reste également faible, inférieure à 20° . Les résultats sont satisfaisants sur l'ensemble de la bande, il est donc inutile d'envisager une adaptation variable de l'inductance en fonction de la fréquence.

Cependant, un problème important de cette méthode est la surtension amenée par les inductances d'une amplitude de $\omega L_0 I_{in}$. L'ajout de l'inductance risque de provoquer un dépassement des limites de céramiques si on n'y porte attention. Le facteur de surtension E_r/E des deux couronnes est représenté *figure 6.13*. Les valeurs dépassent les limites des céramiques (on obtient un facteur égal à 3 en limite de bande qui provoquerait probablement un claquage des céramiques).



6.3.4. Accord avec limitation en tension

En pratique, la solution à ce problème de surtension est de sous-alimenter si nécessaire les couronnes. On peut le réaliser en effectuant un contrôle en tension mais un premier calcul qui prédétermine ces valeurs limites est d'abord effectué.

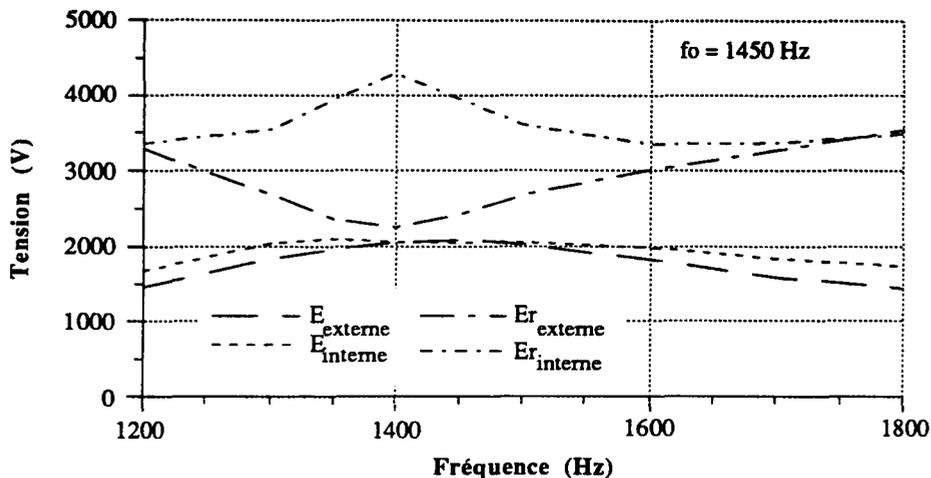


Figure 6.14 :
Variation de la tension en amont et en aval de l'inductance d'accord pour chaque couronne

Les tensions d'entrée à ne pas dépasser sont calculées théoriquement en prenant en compte les deux facteurs limitants des céramiques, à savoir la précontrainte égale à 180 bars et le champ électrique maximum de 450V/mm. Les tensions sont en fait calculées à chaque fréquence de manière à ne pas dépasser la contrainte, en considérant un rapport direct entre accélérations et contraintes, et en respectant les limites de champ électrique. La tension appliquée à l'entrée du circuit et celle obtenue en entrée du transducteur pour une fréquence d'accord de 1450 Hz correspondant à la résonance sont représentées *figure 6.14*.

En respectant ces valeurs limites, on obtient un niveau sonore amélioré de 2 dB (*figure 6.15*). Le rendement pour sa part ne change pas en présence de l'inductance. Le contrôle reste bon sur la bande de fréquences, correspondant à l'égalisation des contraintes. L'augmentation du niveau d'émission correspond à l'augmentation du courant d'entrée, surtout celui de la couronne interne.

En comparant les différents résultats, un accord à 1450 Hz (pratiquement à la résonance) semble être le meilleur compromis en terme de niveau, de largeur de bande et de contrôle et présente donc une optimisation des couronnes accordées en terme de fonctionnement. Cette solution correspond à un moyen pratique de pondérer les couronnes (paragraphe précédent) avec l'avantage de prédéfinir le courant motionnel de chaque couronne par accord de la self (équation (6.12)).

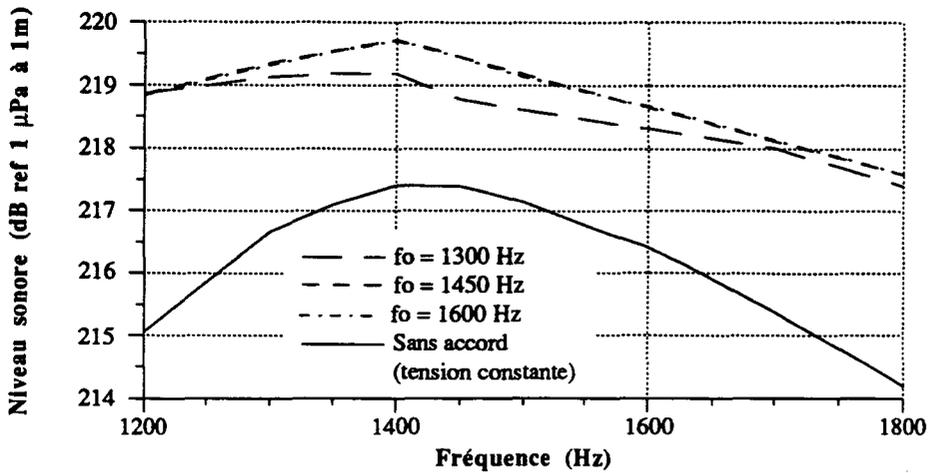


Figure 6.15 :
Niveau sonore obtenu pour différentes fréquences d'accord avec prise en compte des limitations en contrainte

6.3.5. Simulation du circuit électrique

Les résultats précédents utilisent les équations dérivées du circuit électrique équivalent. Nous avons en parallèle à ces équations simulé le circuit à l'aide d'un logiciel afin d'évaluer l'influence de la self sur les résultats. Nous obtenons en particulier la réponse temporelle par cette simulation. Nous avons utilisé un logiciel dérivé de SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), APEX [109]. Ce logiciel permet de modéliser et de simuler des circuits électroniques. Il possède une bibliothèque de composants importante. Il a précédemment été testé pour modéliser la chaîne d'émission et la charge rayonnante d'un système basses fréquences [5].

6.3.5.1. Alimentation par un générateur en tension

Les circuits équivalents (correspondant aux deux couronnes) obtenus dans l'air, puis dans l'eau, ont d'abord été simulés pour tester la validité du circuit. Nous restons tout d'abord en faible puissance et en alimentant l'antenne par un générateur en tension.

Nous avons ensuite ajouté à chacun des deux circuits une impédance accordée à 1450 Hz. Le schéma simulé est représenté *figure 6.16*. La tension obtenue après l'inductance pour trois fréquences (*figure 6.17*) fait apparaître un retard et une surtension introduits par l'élément d'accord, le signal est stabilisé à partir de quelques oscillations. On obtient en accord avec la théorie une surtension à l'entrée des transducteurs d'un facteur 2 environ (la tension en entrée est de 100 V). Les courants motionnels des deux couronnes (*figure 6.18*) sont égalisés comme prévus à 1450 Hz après un temps d'établissement de quelques millisecondes. Lorsqu'on effectue la simulation en puissance (2500 V), il n'apparaît de différence notable sur les résultats. L'intérêt de cette méthode pour un contrôle en courant est

donc confirmé, à condition bien sûr de respecter les limites en tension. Il est en effet nécessaire de tenir compte des surtensions à l'établissement (et à la disparition) de la tension.

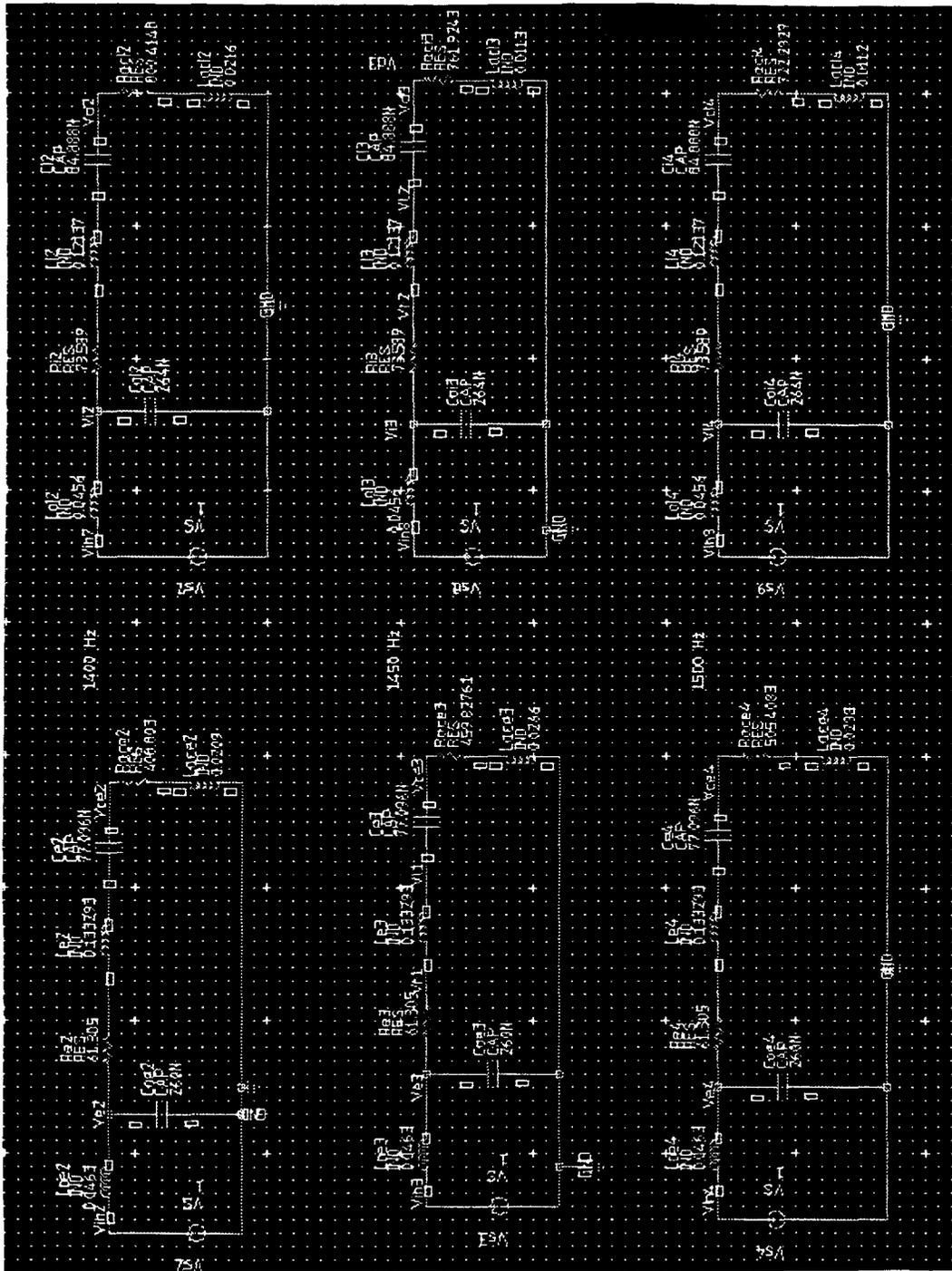
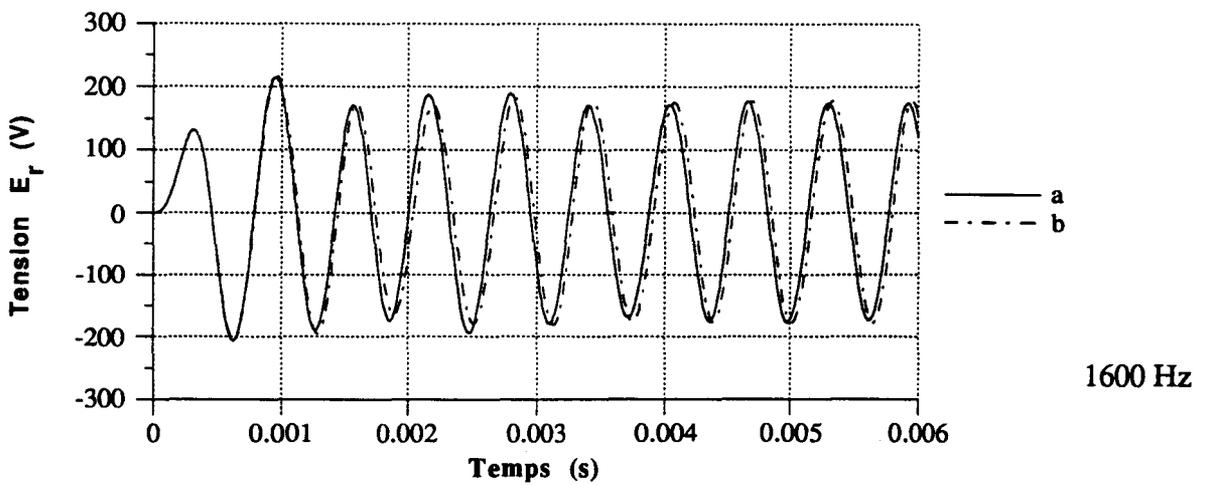
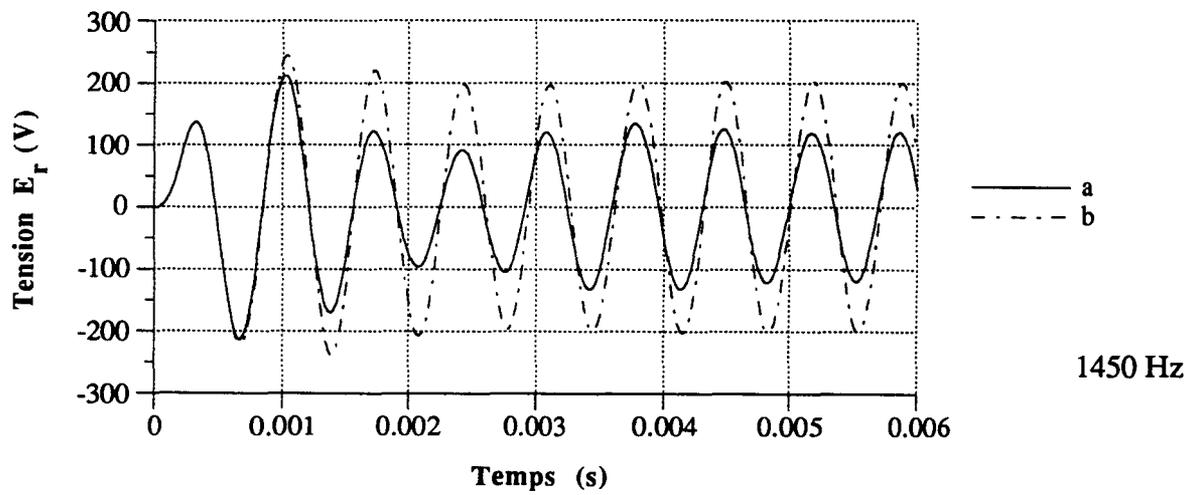
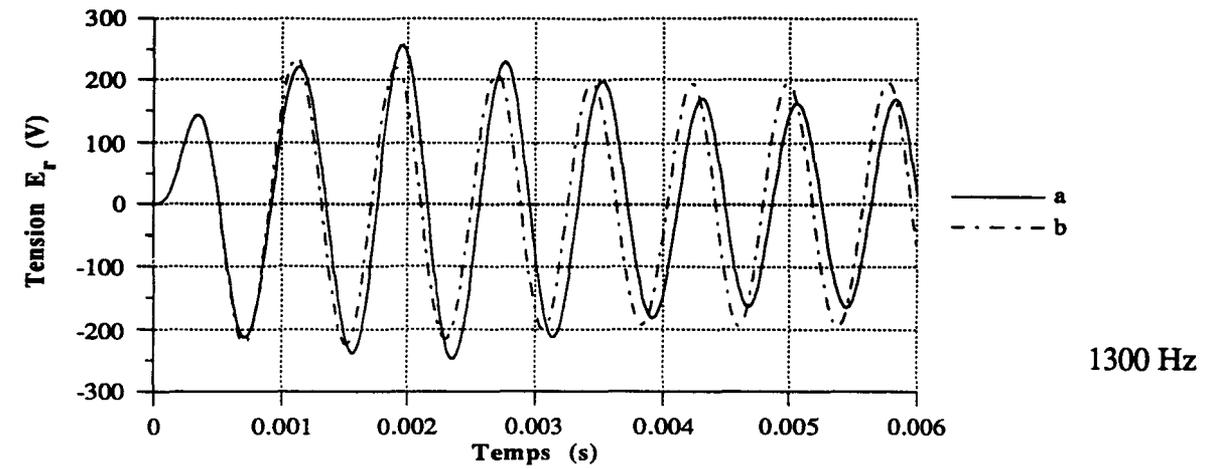
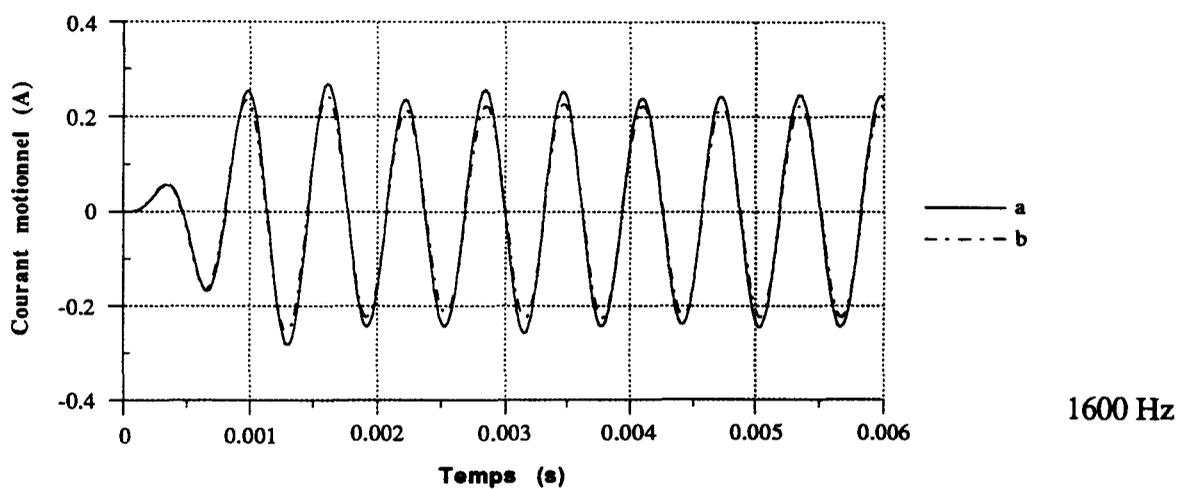
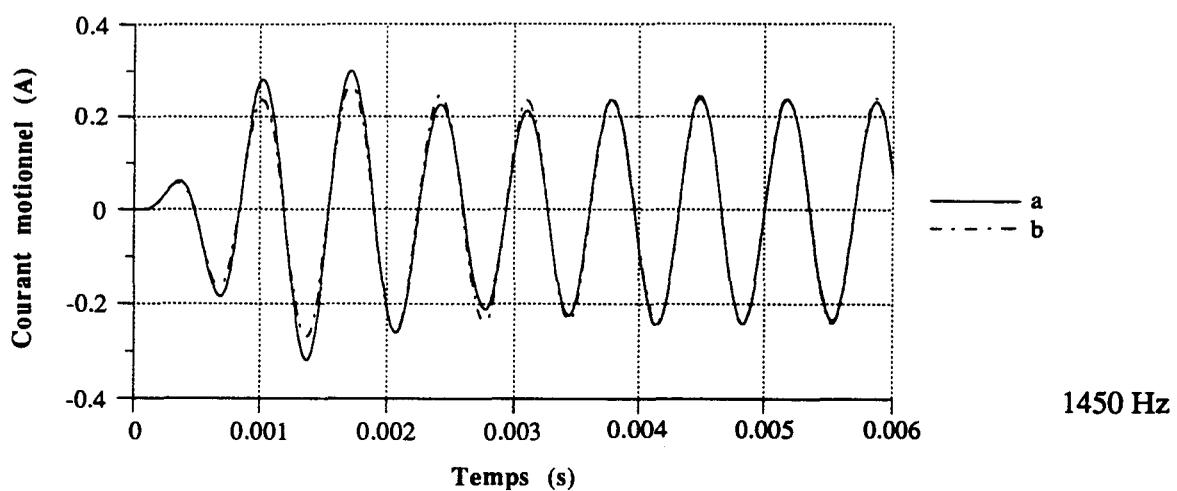
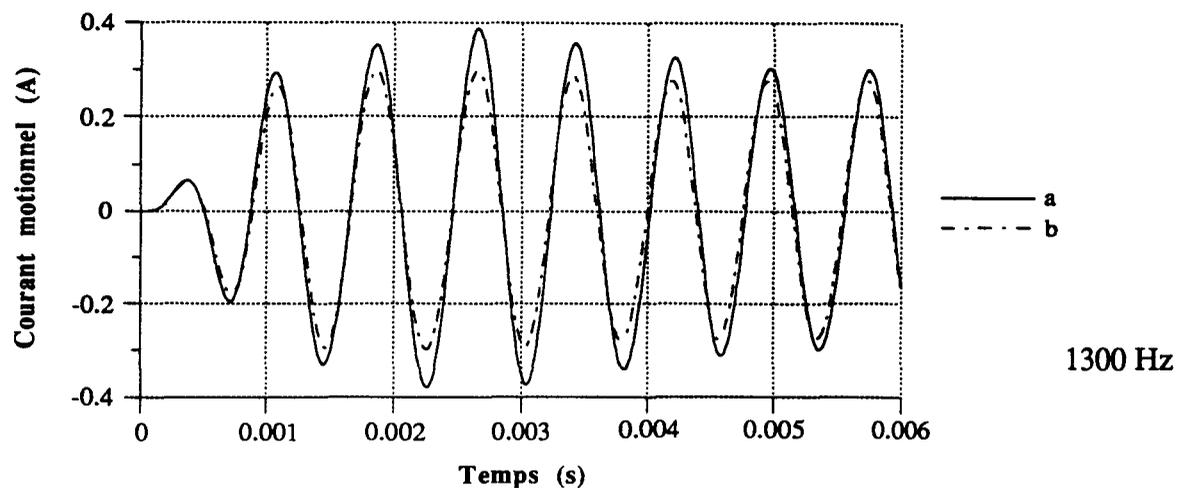


Figure 6.16 : Représentation du circuit de simulation



a : couronne externe b : couronne interne

Figure 6.17 : Réponse temporelle de la tension à l'entrée des couronnes pour quelques fréquences (self accordée à 1450 Hz)

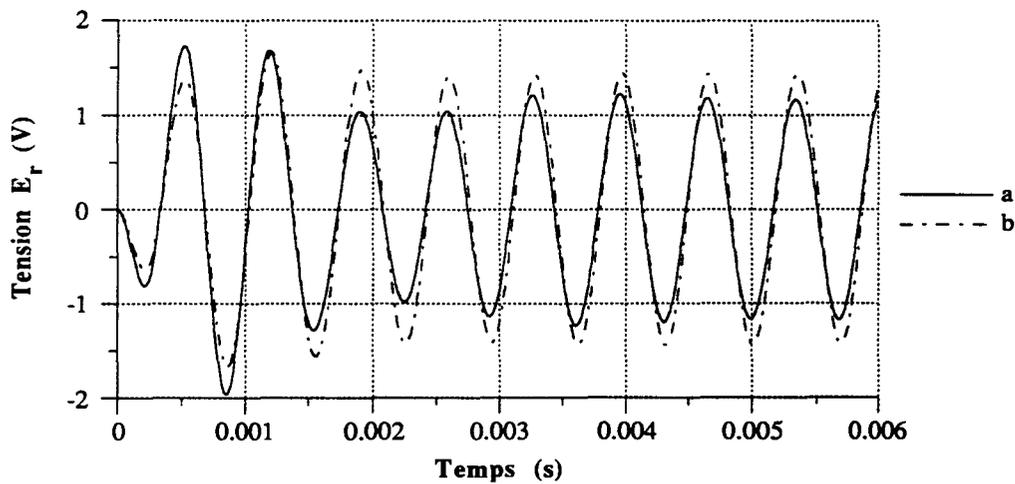
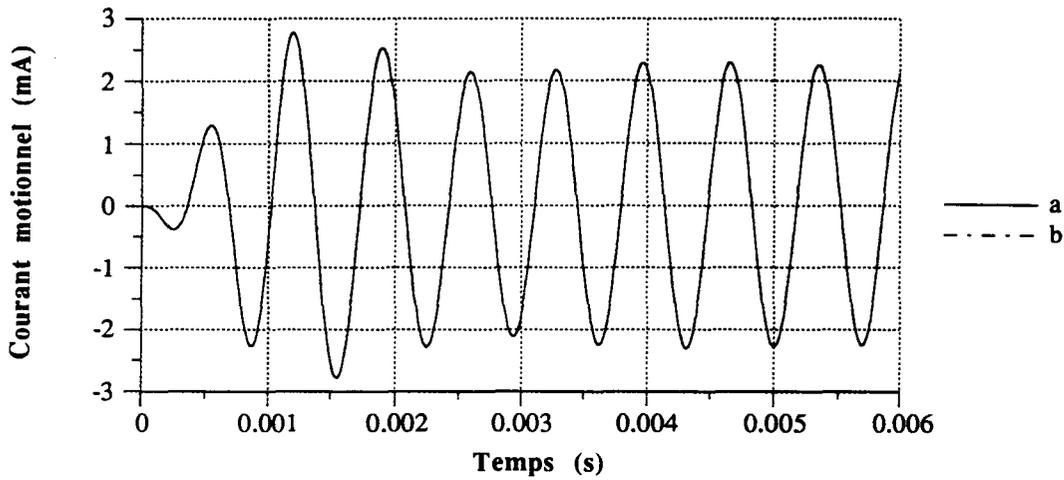


a : couronne externe b : couronne interne

Figure 6.18 : Réponse temporelle du courant motionnel pour quelques fréquences (self accordée à 1450 Hz)

6.3.5.2. Alimentation par un générateur en courant

A titre de comparaison, on a également simulé les couronnes alimentées par un générateur en courant (figure 6.19). Dans ce cas, l'accord se fait par une inductance placée en parallèle [81]. La valeur de celle-ci est également déterminée à partir de l'équation (6.11). L'accord entre les deux couronnes est également établi à une fréquence donnée choisie proche de la résonance (figure 6.20). L'allure de la tension en entrée du transducteur est également représentée sur cette figure.



a : couronne externe b : couronne interne

Figure 6.19 : Réponse temporelle du courant motionnel et de la tension à 1450 Hz avec un générateur de courant (self accordée à 1450 Hz)

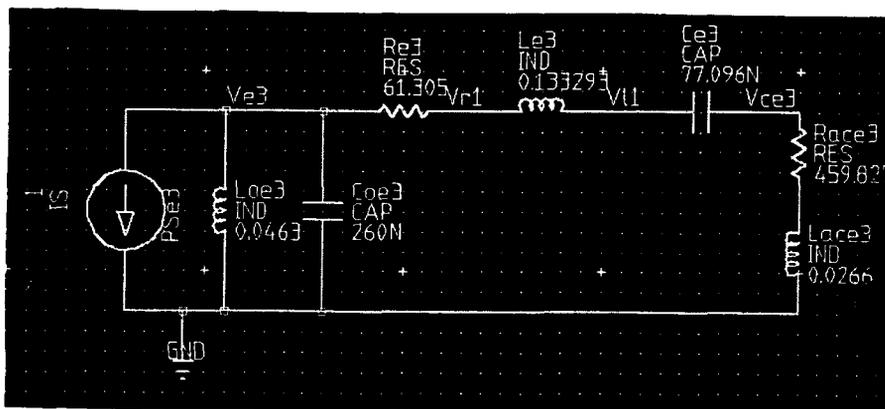


Figure 6.19 : Accord dans le cas d'un générateur de courant

En fait, il serait plus compliqué de faire fonctionner l'antenne avec un générateur en courant en raison de difficultés technologiques supplémentaires. Par contre, on peut modifier la source de manière à faire opérer une alimentation de tension en générateur de courant (paragraphe suivant). Dans ce cas, l'accord en parallèle convient. On a en effet dans ce cas un meilleur contrôle en évitant les problèmes de surtension par un accès plus direct à la tension aux bornes du transducteur.

6.3.6. Influence sur la chaîne d'émission

A priori, l'insertion d'une self en amont des couronnes ne perturbe pas le fonctionnement de la chaîne d'émission. En effet, il n'y a pas dans la chaîne d'émission de l'antenne présence d'éléments d'adaptation qui pourrait modifier le fonctionnement de la méthode.

Le seul point que l'on doit vérifier est l'importance de la modification de l'impédance présentée au câble, et donc si les paramètres du câble, notamment le rendement, sont toujours corrects. Des calculs ont été effectués pour vérifier cette hypothèse. On constate que la self modifie peu le rendement du câble aux fréquences de travail, aussi bien pour la couronne externe que la couronne interne (détail en annexe 5).

6.3.7. Conclusion

Auparavant, la méthode de Carson avait été appliquée avec plus ou moins de succès. Dans le cas de l'antenne *Multitête*, elle s'adapte bien. Elle représente en fait une alternative à la méthode décrite précédemment qui était de développer des amplificateurs adaptés. On améliore le niveau émis en contrôlant le courant motionnel de chaque couronne. L'accord reste également correct sur toute la bande de fréquences. Le problème de surtension, y compris celle amenée par le transitoire, doit être pour sa part correctement évalué avant l'excitation des transducteurs. Il faut également signaler que l'efficacité de la méthode

dépend de la précision du schéma équivalent, en particulier de C_0 , qui peut varier avec la température, le vieillissement des céramiques ... Mais ce principe reste avant tout intéressant par sa simplicité, son coût et les améliorations constatées.

6.4. MÉTHODE D'ASSERVISSEMENT

Lorsque l'on demande un bon contrôle en vitesse pour remédier au problème des interactions, on fait appel à des solutions actives d'asservissement [87]. Dans le cas de l'antenne *Multitête*, il est également intéressant d'envisager cette méthode car elle permettrait un meilleur fonctionnement de l'antenne. Le problème est essentiellement d'évaluer la complexité et les problèmes de mise en oeuvre. Après avoir décrit la théorie générale d'un tel asservissement, nous décrirons les résultats obtenus dans le cas d'un transducteur alimenté à faible puissance. Concernant l'antenne *Multitête*, nous avons dans un premier temps étudié le système en théorie. Néanmoins, l'antenne fonctionne à forte puissance et la nature des émetteurs nécessiterait un réglage sur le circuit lui-même. Nous nous sommes donc limités à envisager ce que nous pourrions réaliser comme système asservi.

6.4.1. Principe et mise en oeuvre

6.4.1.1. Principe

Le but du système que nous allons décrire est d'obtenir un contrôle des vitesses de vibration des pavillons par un asservissement de ces signaux (*figure 6.21*).

En consigne, le signal d'entrée est de la forme : $V_e(t) = A \sin(\omega t)$. Le gain en boucle ouverte est apporté par $G(p) = v/\epsilon$ où v est la vitesse à contrôler et ϵ est l'erreur entre la consigne et le retour (*Remarque* : En fréquence, on utilise la notation de Laplace $p = j\omega$). Le soustracteur apporte la correction nécessaire à la consigne. La boucle retour permet de retourner l'image de la vitesse en l'amplifiant d'un facteur K .

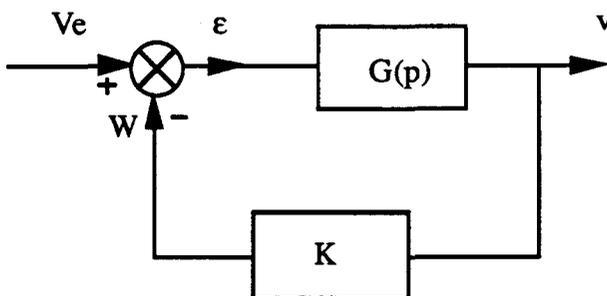


Figure 6.21 :
Schéma du circuit
d'asservissement

La fonction de transfert du retour est $W/v = K$

La fonction de transfert du système bouclé est $H(p) = \frac{v}{V_e} = \frac{G(p)}{1+KG(p)} = \frac{1/K}{1+1/KG(p)}$

Dans cette expression, on cherche à rendre le terme $1/KG(p)$ négligeable devant 1, pour obtenir un gain constant et un signal de sortie parfaitement contrôlé. Dans un cas idéal on obtient en effet : $\frac{v}{V_e} = \frac{1}{K}$. Pour une tension d'entrée constante, la vitesse du pavillon sera donc constante.

6.4.1.2. Mise en oeuvre

Le but recherché dans le cas de l'antenne *Multitête* est de réduire la différence des vitesses de vibration entre les couronnes externe et interne, notamment à la résonance. Pour cela, on veut imposer une vitesse égale sur chaque couronne. On se base sur le schéma équivalent de chacune des deux couronnes, composé d'une impédance motionnelle et d'une capacité bloquée en parallèle. D'un point de vue pratique, le prélèvement du signal est délicat. La première technique consiste à capter directement les vitesses en plaçant des accéléromètres sur les pavillons. Il existe en effet un facteur $j\omega$ entre ces deux grandeurs vitesse et accélération. L'information doit alors être remontée par un câble jusqu'aux émetteurs. Cette solution est relativement complexe pratiquement. Elle n'est en général pas retenue.

On préfère travailler sur les courants. Le courant motionnel I_m donne en effet une bonne image des vitesses. Cependant, C_o n'est pas un composant physique extérieur, on ne peut donc pas prélever directement ce courant I_m . On utilise alors un tore comme soustracteur et une capacité additionnelle C_p de même valeur que C_o (figure 6.22). On fait traverser le courant I_p de C_p dans le tore en sens inverse du courant total I .

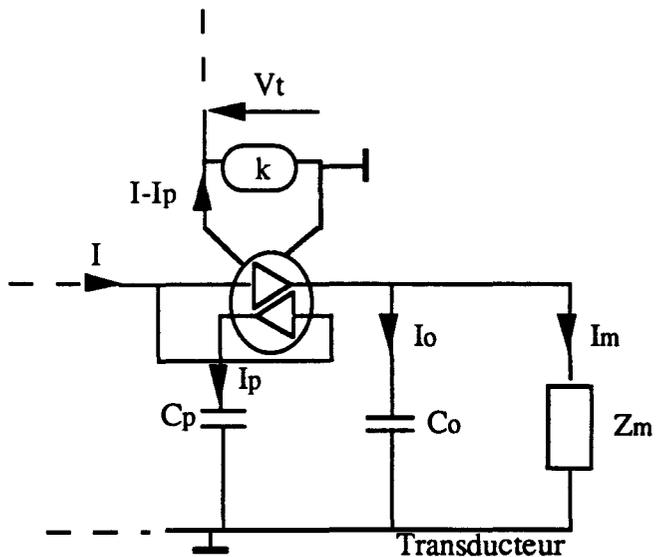


Figure 6.22 : Capteur de courant

Le courant sortant est finalement :

$$I - I_p = I - I_o = I_m$$

La tension de la chaîne retour (comparaison avec la consigne) est égale à : $V_t = K I_m$ où K est le rapport entre le gain k et le nombre de spires. La capacité additionnelle C_p augmente

cependant la puissance réactive, il est plus intéressant d'ajouter une capacité $C_p = C_0/N$ et de faire passer fictivement N fois le courant de C_0/N à travers le tore à l'aide de N spires. La puissance réactive est alors divisée d'un facteur N^2 .

Cette technique de prélèvement du courant motionnel est en général efficace.

Le troisième asservissement possible est un prélèvement du courant total I_0+I_m . C'est une solution moins exacte puisqu'elle inclut le courant circulant dans C_0 . Le contrôle ne sera pas parfait. Cependant, dans ce cas, un tore est suffisant pour prélever le courant et donne le signal directement. De plus, à la résonance où le problème est le plus délicat, I_0 devient très faible devant I_m et l'approximation est envisageable.

En conclusion, le contrôle se fera en amont de l'antenne au niveau des émetteurs de puissance. En fait, cet asservissement va consister à réaliser un générateur en courant à partir d'une alimentation en tension. La réalisation pratique d'un tel circuit dans le cas d'un transducteur isolé est maintenant décrite.

6.4.2. Synthèse des travaux réalisés dans le cas d'un transducteur Tonpiliz [110]

Pour valider cette méthode dans le cas de transducteurs, nous avons repris une étude réalisée sur le site validant ce principe dans le cas de transducteurs électroacoustiques. L'asservissement a été réalisé pour un transducteur Tonpiliz de type TZ1 utilisé pour l'antenne "Commandant Rivière". Il avait pour but de réduire le temps d'établissement des impulsions en vue d'améliorer les possibilités de mesures en cuve. Le principe est identique à ce que nous comptons réaliser.

6.4.2.1. Maquette

Des premiers essais ont été effectués sur un circuit électrique équivalent représentant un transducteur Tonpiliz en prenant en compte l'accord-adaptation. Des essais ont d'abord été effectués sur un circuit alimenté par un amplificateur moyenne puissance. Un amplificateur de classe B de type Neva permettant de travailler à plus forte puissance a ensuite été testé et a prouvé la faisabilité du principe.

Le premier montage réalisé dans le cas d'un amplificateur moyenne puissance de type HC2000 est représenté *figure 6.23*. Pour des questions de stabilité, il est nécessaire de réaliser une contre-réaction en tension sur l'ampli par la résistance R_6 . Le soustracteur est

réalisé par l'ampli opérationnel 741 et les résistances R1, R2 et R3. La tension V après le préampli est égale à $-\frac{R1}{R4} V_e - \frac{R1}{R2} V_t$.

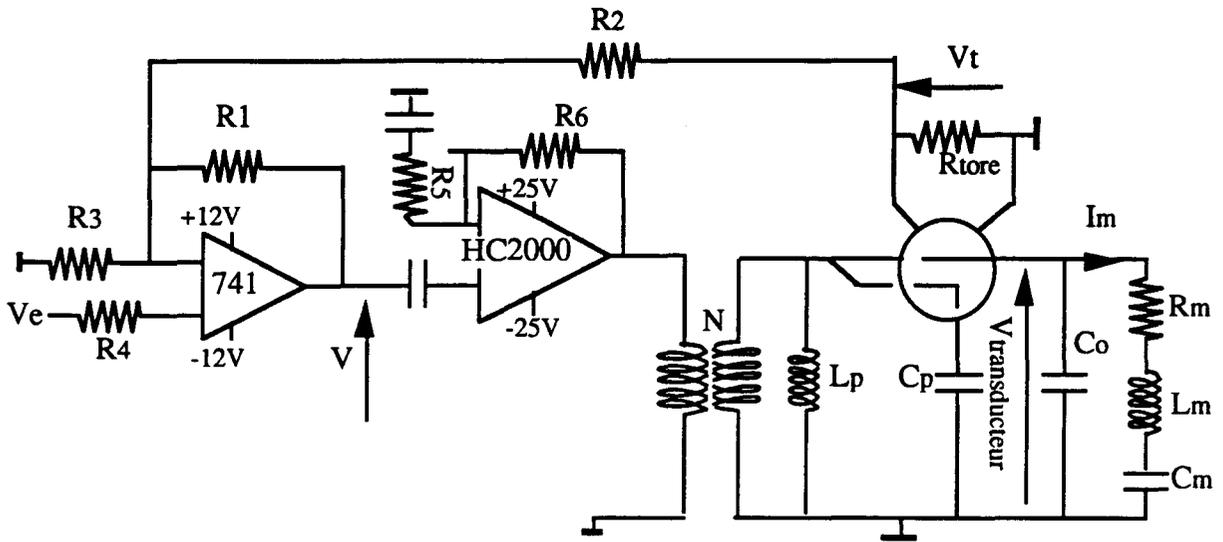


Figure 6.23 : Schéma du système asservi

Le courant est prélevé par l'intermédiaire d'un transformateur torique de 100 spires et d'une sensibilité de 1A/V à 10 A/V qui agit en convertisseur courant-tension. Le gain de la chaîne retour est obtenu à partir du rapport de transformation en courant et de la valeur de R_{tore} . Après un test à 100 Ω , la résistance du tore est finalement fixée à 200 Ω , permettant de réaliser de meilleures performances. La correction en gain est apportée dans la chaîne directe par la résistance R5.

Le transducteur est simulé par la mise en parallèle d'une capacité et d'une résistance, d'une inductance et d'une capacité en série. L'accord-adaptation est réalisé par le transformateur N et l'inductance L_p . Les mesures en courant et tension réalisées sur ce circuit sont illustrées *tableau 6.3*.

La deuxième réalisation est effectuée en alimentant le transducteur par un amplificateur de type Neva 1200 qui permet de travailler à des puissances plus élevées. Pratiquement les essais sont réalisés pour une puissance active de l'ordre de 150 W, avec une puissance apparente de 240 VA. Le circuit utilisé est très voisin du précédent, on y ajoute une impédance d'adaptation après l'amplification. Les résultats en terme de contrôle du courant motionnel sont représentés *tableau 6.3*. On constate que le contrôle réalisé en terme de courant motionnel sur la bande de fréquences reste très bon pour ces puissances.

<i>Fréquence</i> (Hz)	<i>Ampli</i> <i>V</i> _{transducteur} (V)	<i>HC2000</i> <i>I</i> _m (A)	<i>Ampli</i> <i>V</i> _{transducteur} (V)	<i>Neva</i> <i>I</i> _m (A)
840	43.3	0.40	171.9	1.59
860	35.4	0.40	140.9	1.60
880	28.5	0.40	114.3	1.61
900	23.4	0.40	94.8	1.62
920	21.3	0.40	87.3	1.62
940	22.5	0.40	93.7	1.62
960	26.6	0.40	111.1	1.62
980	32.3	0.40	134.4	1.61
1000	38.7	0.40	160.3	1.60

Tableau 6.3 : Contrôle du courant d'un transducteur par asservissement à moyenne et plus forte puissance

6.4.2.2. Essais en cuve

Ces essais ont enfin été validés sur un transducteur immergé dans une cuve. On utilise également un amplificateur de type Neva. Un commutateur au niveau de la chaîne retour permet de passer facilement de la boucle ouverte au système bouclé. Un filtre de type passe-bas est également inséré dans la chaîne retour pour réduire le gain du système en hautes fréquences et éviter des perturbations au niveau des amplificateurs. La validation par les mesures concerne surtout le temps d'établissement. Quelques mesures ont également relevé le courant motionnel en fonction de la fréquence et montrent un contrôle correct autour de la résonance située à 780 Hz (*tableau 6.4*). Les variations sont diminuées par rapport au transducteur non asservi.

Suite à cette étude, de nouveaux travaux ont été réalisés en vue de la constitution d'un générateur de courant motionnel et plus précisément de la réalisation d'un système de commande d'un amplificateur qui permettrait d'asservir le transducteur [111]. Ces travaux reprennent en fait de manière plus formelle et théorique l'étude précédente. Il apparaît en particulier dans les conclusions de ce rapport que les résultats ne sont pas améliorés lorsqu'on ajoute un correcteur PI (Proportionnel Intégral). Cette solution n'est donc pas retenue, on se limite au niveau de la correction à apporter à un gain constant (résistance).

Fréquence (Hz)	$V_{\text{transducteur}}$ (V)	I_m (A)
740	137.3	0.17
750	121.8	0.18
760	108.4	0.19
770	95.6	0.19
780	88.7	0.20
790	90.6	0.21
800	99.6	0.24
810	115.5	0.24
820	138.2	0.25
830	162.4	0.26

Tableau 6.4 : Mesures du courant motionnel d'un transducteur immergé asservi

6.4.3. Étude du système dans le cas de l'antenne

Dans le cas de l'antenne *Multitête*, nous avons envisagé de manière théorique diverses possibilités de réalisation d'un asservissement. On a distingué les cas où la capacité additive C_p est strictement égale à la capacité bloquée C_0 et le cas plus réel où il existe une différence. C_0 dépend en effet de différentes données comme le vieillissement ou la température et n'est donc pas strictement constante. Les calculs consistent essentiellement à déterminer la fonction de transfert du système en boucle ouverte puis en boucle fermée afin d'évaluer la stabilité.

6.4.3.1. Fonction de transfert en boucle ouverte

En boucle ouverte, on peut assimiler les émetteurs à des amplificateurs à gain pur A sur la plage de fréquences qui nous intéresse.

1°- Cas idéal : $C_0 = C_p$

$$G(p) = \frac{I_m}{V_e} = A Y_m = \frac{A C_m p}{1 + R_m C_m p + L_m C_m p^2}$$

Le lieu de Nyquist de $G(p)$, qui représente la partie imaginaire en fonction de la partie réelle, est représenté *figure 6.24* pour la fonction de transfert en boucle ouverte. Par définition, un système est stable lorsque le lieu de Nyquist contourne le point de coordonnées $(-1,0)$ en le laissant à sa droite. Le circuit que nous étudions est par conséquent instable en boucle

ouverte. Pour le stabiliser, il faudrait compenser le terme p du numérateur qui correspond à cette instabilité. Cette correction se fait par une intégration. Cependant, même si cette solution de correction en boucle ouverte donne les meilleurs résultats en théorie, elle n'est pas retenue car sa traduction électronique est trop complexe.

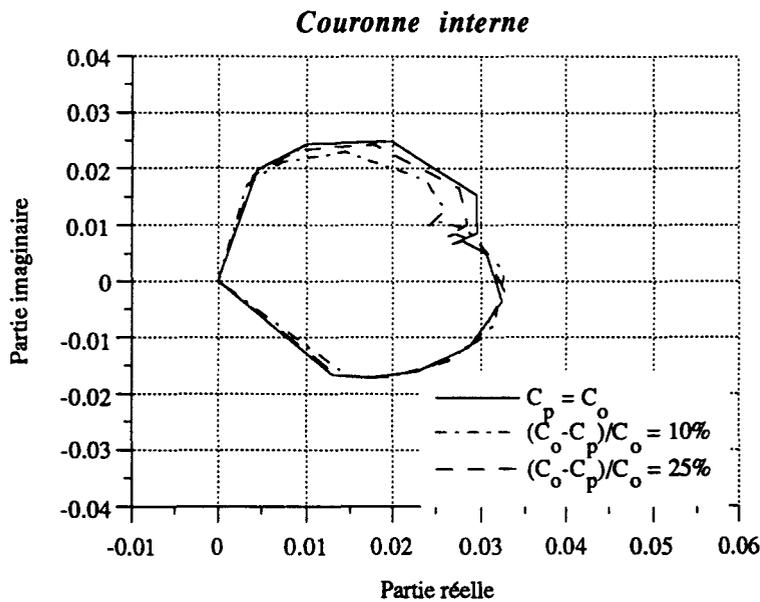
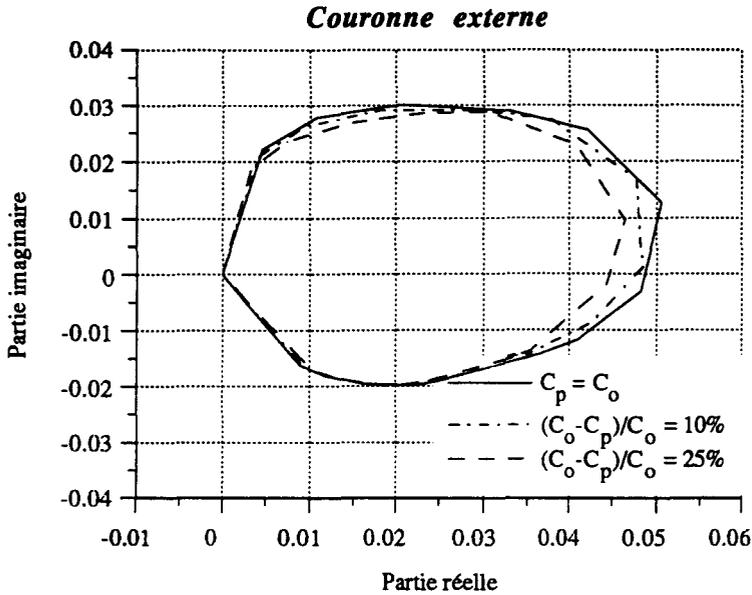


Figure 6.23 :
Lieu de Nyquist de
la fonction de
transfert en boucle
ouverte des deux
couronnes

2°- Si $C_o \neq C_p$:

$$G(p) = Y_m + p(C_o - C_p) = \frac{A(C_m + C_o - C_p)p + R_m C_m (C_o - C_p)p^2 + L_m C_m (C_o - C_p)p^3}{1 + R_m C_m p + L_m C_m p^2}$$

La fonction de transfert dans le cas plus réaliste où il existe une variation de C_0 fait intervenir des termes supplémentaires au numérateur et rend plus instable le système. Le lieu de Nyquist conserve la même forme (*figure 6.24*) avec une légère variation en amplitude. L'asservissement amenant la stabilité nécessitera la même technique avec des valeurs modifiées.

3°- Asservissement du courant total

La fonction de transfert devient :

$$G(p) = \frac{I}{V_e} = A(Y_m + p C_0) = \frac{A (C_m + C_0) p + R_m C_m C_0 p^2 + L_m C_m C_0 p^3}{1 + R_m C_m p + L_m C_m p^2}$$

Le lieu de Nyquist est alors décalé en ordonnée de ωC_0 par rapport à un asservissement du courant motionnel.

6.4.3.2. Fonction de transfert en boucle fermée

Le système bouclé doit permettre de réaliser le meilleur compromis possible entre la *stabilité* et la *précision*. On peut obtenir soit un système oscillant (et donc amenant de la surtension) mais rapide (en terme de temps d'établissement ou "transitoire"), soit un système tendant plus lentement vers une valeur fixée et donc stable.

En boucle fermée la fonction de transfert devient :

$$1^\circ - \text{Si } C_0 = C_p : H(p) = \frac{I_m}{V_e} = \frac{1/K}{1 + Z_m/AK}$$

$$2^\circ - \text{Si } C_0 \neq C_p : H(p) = \frac{I - I_p}{V_e} = \frac{1/K}{1 + Z_m/AK + Z_m p(C_0 - C_p)}$$

Dans ces deux expressions, on cherche à annuler le terme dépendant de Z_m , facteur d'instabilité, ou du moins à le rendre négligeable. La réalisation de l'asservissement va donc consister à déterminer et ajuster les valeurs des composants de la chaîne retour et des dispositifs de correction qui permettent d'obtenir un contrôle satisfaisant.

3°- Asservissement du courant total :

$$H(p) = \frac{I}{V_e} = \frac{1/K}{1 + Z_m(1/AK + p C_0)}$$

On cherche également à annuler le terme dépendant de Z_m . Compte-tenu de l'expression, on fixe la valeur de K à $-1/A pC_0$ pour une fréquence donnée [87]. La valeur du courant va donc être modifiée avec la fréquence. On ne réalise donc pas un réel asservissement, mais on rejoint le principe de la méthode de Carson en permettant un contrôle uniquement à une fréquence donnée. Il n'est donc pas utile de poursuivre dans cette voie.

Au niveau de la correction, la deuxième possibilité d'amener la stabilité est d'insérer un correcteur en boucle fermée qui établit directement les caractéristiques. Cependant, comme dans le cas d'un correcteur en boucle ouverte, la recherche de la fonction de transfert reste délicate. Finalement, le moyen de correction le plus approprié est un PID (Proportion Intégral Dérivé) qui va se charger à la fois d'apporter le gain nécessaire à la stabilité et de retarder le signal [112]. C'est une solution pratique dans la mesure où elle est facile à ajuster. La composante intégrale est chargée d'augmenter le temps d'établissement, elle est utilisée lorsque l'on travaille en basses fréquences. La composante dérivative utile en hautes fréquences n'est pas nécessaire ici. Enfin, la composante Proportionnelle va permettre d'ajuster le gain.

6.4.4. Influence des émetteurs sur le système [6]

L'antenne *Multitête* est alimentée par des émetteurs de l'ordre de 25 kVA. A ces puissances, on n'utilise plus des amplificateurs linéaires classiques mais des générateurs à grand rendement appelés synthétiseurs à paliers. Dans ce type d'émetteurs utilisés pour l'antenne, la tension de sortie est formée par addition de tensions élémentaires de forme rectangulaire. Les signaux élémentaires sont formés par des montages à transistors de type pont en H. Le signal de forme sinusoïdale est formé par addition de ces signaux élémentaires de différentes amplitudes (annexe 4). La résolution du signal généré est fonction de l'amplitude. Pour cette raison, il est difficile d'évaluer l'efficacité d'un asservissement d'une manière théorique, car on ne peut pas envisager l'émetteur comme un ampli "classique" et définir numériquement les composants du système asservi. Le signal ne s'adapte pas progressivement mais est reconstruit sur chaque période de 2π .

En pratique, l'asservissement est donc réalisable avec ce type d'émetteurs mais il demande un ajustement des paramètres sur maquette, qui n'a pas été réalisé faute de temps. Une simulation sur SPICE était également envisagée mais elle demande également une modélisation précise (et donc longue à mettre en oeuvre) des constituants de l'émetteur [5].

On peut cependant définir le circuit d'asservissement que l'on pourrait mettre en oeuvre pour chacune des couronnes. Les émetteurs sont donc de type synthétiseurs à paliers. Il n'est pas nécessaire pour ce type d'émetteurs d'ajouter une résistance de charge. Les couronnes fonctionnent également sans éléments d'accord-adaptation. Le circuit d'asservissement d'une couronne est finalement synthétisé *figure 6.24*. Il est nécessaire d'insérer un dispositif électronique cadencé à une fréquence N_f fabriquant l'information amplitude et la fréquence d'échantillonnage nécessaire à l'émetteur à chaque période. On n'envisage pas à priori de système PI, mais simplement un gain sous la forme d'une résistance par exemple pour stabiliser le système. Toutefois, on ne peut pas déterminer au préalable les modifications apportées en terme de temps d'établissement. Le problème serait donc à étudier.

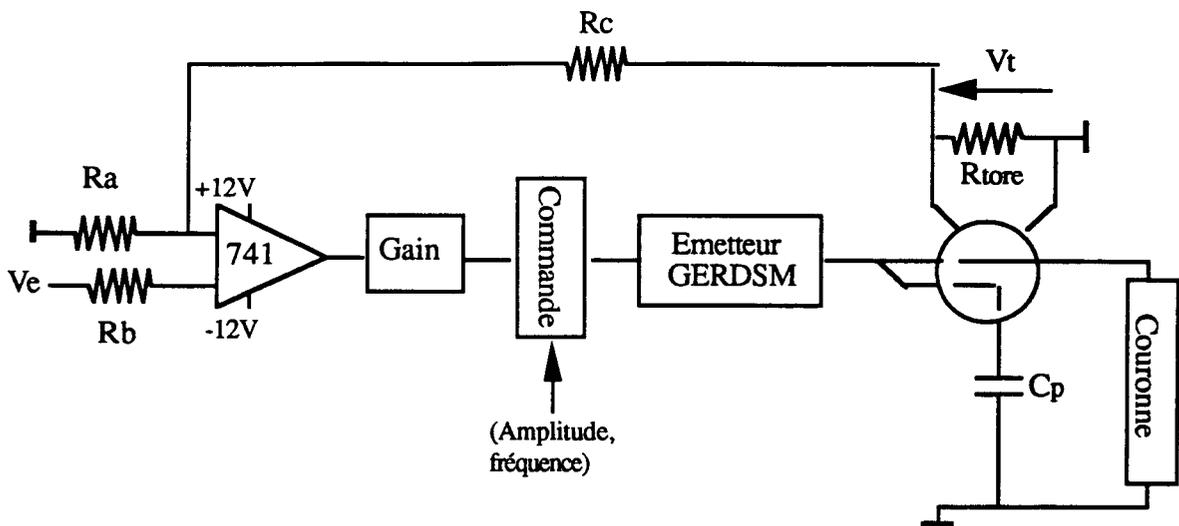


Figure 6.24 : Circuit de synthèse d'un asservissement en courant motionnel d'une couronne de l'antenne *Multitête*

6.4.5. Bilan

Compte-tenu des différents résultats, il est donc envisageable de réaliser un asservissement en courant au niveau de chaque couronne de l'antenne *Multitête*. Ce système a été testé avec succès dans le cas d'un transducteur Tonpiliz seul faiblement alimenté. Pour l'antenne, la réalisation est conditionnée par les émetteurs. Leur fonctionnement permet un travail en système bouclé avec correction à chaque période, mais par un ajustement direct sur circuit. Ce système permettrait alors de contrôler les deux principaux facteurs limitatifs des céramiques et de les approcher davantage. Le premier facteur est le champ électrique contrôlable par la tension que l'on applique en entrée, à condition toutefois de ne pas avoir un système oscillant qui provoque des surtensions. Le deuxième est la contrainte et donc

indirectement le courant motionnel. Ce contrôle permettrait alors à l'antenne de fonctionner au mieux par couronne.

6.5. CONCLUSION

Les trois méthodes que nous avons utilisées pour l'optimisation du fonctionnement de l'antenne *Multitête* ont en commun une action directe ou indirecte sur les tensions appliquées à chaque couronne de manière à modifier ou imposer chaque vitesse de vibration. On peut agir sur la commande des émetteurs de manière à fournir des excitations différenciées sur chaque couronne. L'introduction d'un léger déphasage entre les couronnes améliore la directivité, tandis qu'une égalisation des contraintes dans chaque pilier permet d'augmenter le niveau sonore de 2 dB. Les pondérations calculées restent cependant théoriques et peuvent amener une surtension ou un mauvais contrôle en cas de modification comme le vieillissement. La méthode proposée par Carson utilise en fait cette idée de différenciation par l'insertion d'une inductance d'accord qui fixe le courant motionnel sur chaque couronne à une fréquence donnée. La mise en oeuvre est simple et les résultats voisins de la méthode de pondération. Il est cependant nécessaire de prendre en compte le phénomène de surtension. Enfin, la méthode d'asservissement est la plus appropriée en terme de contrôle direct. Elle fonctionne bien dans le cas d'un transducteur Tonpilz seul. Étendue à l'antenne et aux émetteurs utilisés (de type synthétiseurs à paliers), elle permettrait un fonctionnement optimisé de l'antenne par un contrôle sur les vitesses et sans problème de surtension. Elle est cependant plus complexe à réaliser, le réglage du circuit doit être précis et bien étudié pour un fonctionnement efficace. On peut également envisager un élément d'accord (Carson) pour compléter le circuit d'asservissement. Ce procédé devra finalement être utilisé si un contrôle précis est demandé. Dans les autres cas, les méthodes de Carson et de pondération sont plus facilement envisageables.

CHAPITRE VII

BILAN ET PERSPECTIVES

CHAPITRE 7 : BILAN ET PERSPECTIVES

La première phase d'étude de l'antenne *Multitête* a consisté à utiliser deux modèles permettant de la représenter et d'évaluer ses performances. Ces deux méthodes par éléments finis et par schémas équivalents ont été validées par les mesures. L'étude des interactions acoustiques dans cette antenne a révélé la présence de perturbations liée à ce phénomène, en particulier le sous-fonctionnement des couronnes internes. Le calcul des impédances mutuelles par une méthode numérique a confirmé la présence de ce problème. La première partie de l'étude était d'analyser si une modification de la géométrie de l'antenne pouvait atténuer les interactions et améliorer le fonctionnement de l'antenne. On a pu conclure sur l'intérêt d'un découplage pour éviter les interactions de nature mécanique. L'insertion de tubes compliant permet quant à elle d'harmoniser le fonctionnement des deux couronnes et d'améliorer ainsi le niveau d'émission de 1.5 dB et le rendement d'environ 10%. Dans la mesure où le coût et la limite en immersion sont des critères non prépondérants dans le choix de l'antenne, on peut envisager cette solution. D'autre part, un espacement augmenté entre les couronnes permet une amélioration des performances acoustiques (en particulier le niveau d'émission qui permet de gagner plus de 1 dB), mais correspond également à un encombrement supplémentaire. Enfin, l'imbrication des couronnes a mis en évidence des performances comparables pour cette configuration par rapport à la version démonstrateur, et semble intéressante pour un fonctionnement en mode chameau. Pour une géométrie plus compacte, le phénomène d'interactions n'est pas réellement accentué. Cette possibilité de modification de la géométrie permet donc d'envisager de nouvelles possibilités de fonctionnement de l'antenne en présence de critères différents. Cependant, cette étude ne résout que partiellement le problème d'interactions, une action plus directe sur la partie amont de l'antenne, et en particulier sur les émetteurs a alors été envisagée et étudiée. Face à ce comportement disparate des couronnes, l'idée commune aux méthodes appliquées dans le dernier chapitre était de traiter le problème couronne par couronne afin de se ramener à un comportement quasiment identique de chacune d'entre elles alors que leur charge rayonnante est différente. La première méthode a consisté à différencier les tensions appliquées pour égaliser les contraintes, et donc les vitesses de chaque couronne. Le niveau sonore est alors amélioré de 2 dB. Nous avons ensuite repris une méthode proposée par Carson et qui consiste à ajouter une inductance que l'on accorde avec la capacité bloquée à une fréquence donnée. Cette solution efficace en terme de contrôle de vitesse et simple en matière de réalisation amène par ailleurs un problème de surtension. Il est réglé par un calcul des tensions à ne pas dépasser. Cette méthode rejoint en fait au niveau du principe la méthode de pondération et permet d'obtenir le même gain en niveau sonore. Un accord avec un générateur de courant évite par contre ce problème de surtension. Enfin, nous nous sommes

intéressés à une action directe de contrôle de vitesse par asservissement. Cette méthode est la mieux adaptée en terme de contrôle. Elle demande une étude préalable et la mise au point directe du circuit sur maquette. Les résultats obtenus pour un transducteur permettent d'envisager une application pour l'antenne. Finalement, l'optimisation du fonctionnement de l'antenne *Multitête* consiste donc à appliquer des tensions différenciées sur chaque couronne pour permettre un fonctionnement à plein régime de chacune d'entre elles et harmoniser ainsi leur comportement, ce qui se traduit par une augmentation du niveau sonore de l'ordre de 2 dB. Selon le degré de contrôle désiré, on peut donc envisager l'une de ces trois solutions.

Les perspectives d'extension de ces travaux concernent tout d'abord la validation de deux solutions proposées (Carson et méthode d'asservissement) par des mesures. En particulier, la réalisation du circuit d'asservissement permettrait de confirmer les résultats escomptés, c'est-à-dire le contrôle des courants motionnels de chaque couronne. D'autre part, des mesures en puissance sur l'antenne avec l'accord Carson valideraient cette solution simple dans sa mise en oeuvre.

Le second point concerne la version imbriquée, qui donne des résultats intéressants avec l'avantage d'une amélioration de la compacité. Il serait intéressant de poursuivre l'étude de cette configuration et notamment d'appliquer les méthodes de contrôle de vitesse. En particulier, la couronne supplémentaire de la version à cinq couronnes ne fonctionne pas idéalement en régime uniforme. Une différenciation augmenterait de façon plus importante les performances et permettrait d'approcher un niveau sonore de 223 dB environ.

Enfin, face au rendement pas très élevé de cette antenne, une nouvelle version "grands pavillons" a été envisagée. Par un doublement du volume de céramiques et une augmentation conséquente des dimensions, on obtient une amélioration du rendement de 15%. Cette perspective serait donc à développer de manière plus approfondie [113].

LISTE DES FIGURES

- 1.1 : Système Sonar actif
 - 1.2 : Chaîne d'émission de Sonar actif remorqué
 - 1.3 : Coupe d'un transducteur de type Tonpilz
 - 1.4 : Schéma d'un transducteur annulaire
 - 1.5 : Représentation simplifiée du système ALF
 - 1.6 : Représentation du SLASM
 - 1.7 : Représentation mécanique simplifiée d'un transducteur immergé
 - 1.8 : Représentation électrique d'un transducteur immergé de type Tonpilz
 - 1.9 : Représentation d'un transducteur par la méthode "onde plane"
-
- 2.1. : Pistons rectangulaires sur un cylindre
 - 2.2 : Impédance mutuelle de rayonnement (parties réelle et imaginaire normalisées) pour des pistons carrés sur un cylindre avec $ka=36$
 - 2.3 : Arrangement et dimensions de pistons circulaires
 - 2.4 : Arrangement et dimensions de pistons rectangulaires
 - 2.5 : Parties réelle et imaginaire des impédances mutuelles (Z/pca) de deux pistons carrés de dimension ka en fonction de la distance kd
 - 2.6 : Modèle mathématique de Robey du cylindre rayonnant
 - 2.7 : Représentation du système asservi
-
- 3.1 : Schéma d'une couronne
 - 3.2 : Schéma simplifié d'un transducteur (1/10^{ième} de couronne)
 - 3.3 : Représentation de l'antenne avec 30 tubes compliant
 - 3.4 : Configuration compacte
 - 3.5 : Configuration haute
 - 3.6 : Configuration double
 - 3.7 : Configuration imbriquée
 - 3.8 : Modélisation de deux demi-piliers
 - 3.9 : Modélisation du domaine sphérique
 - 3.10 : Représentation électrique d'un transducteur
 - 3.11 : Représentation électrique d'une couronne
 - 3.12 : Chaîne de mesures en cuve
-
- 4.1 : Déplacements associés à différents modes
 - 4.2 : Niveau d'émission à 0° (mesures et résultats ATILA)

- 4.3 : Conductance des couronnes externe et interne (mesures) et conductance totale (mesures et résultats ATILA)
- 4.4 : Diagrammes de directivité associés à quelques fréquences - Mesures et résultats ATILA
- 4.5 : Accélération des couronnes externe et interne (mesures et résultats ATILA)
- 4.6. Disposition des couronnes et impédances associées
- 4.7 : Représentation d'une couronne externe et d'une couronne interne en prenant en compte les impédances mutuelles
- 4.8 : Parties réelles et imaginaires des impédances propres et mutuelles de chaque couronne
- 4.9 : Partie réelle des impédances propres et mutuelles pour la version haute
- 4.10 : Comparaison du niveau d'émission à 0° obtenu par ATILA et par schéma équivalent

- 5.1 : Représentation schématique des différents cas de contremasse
- 5.2 : Déformation de la structure correspondant au mode supplémentaire lié à une solidarisation de la contremasse
- 5.3 : Influence du sectionnement de la contremasse sur les niveaux d'émission à 0° et 90°
- 5.4 : Influence du sectionnement de la contremasse sur les diagrammes de directivité à 1400 Hz et 1800 Hz
- 5.5 : Modélisation de l'antenne avec une contremasse sectionnée reliée par des entretoises
- 5.6 : Comparaison du niveau d'émission à 0° pour une contremasse monobloc et reliée par des entretoises
- 5.7 : Comparaison du rendement pour une contremasse monobloc et reliée par des entretoises
- 5.8 : Déformation de la structure fixée aux extrémités liée au mode supplémentaire (fondamental)
- 5.9 : Représentation électrique de la cavité "eau+tubes"
- 5.10 : Variation du niveau d'émission à 0° en fonction de la valeur de compressibilité
- 5.11 : Variation du niveau d'émission à 90° en fonction de la valeur de compressibilité
- 5.12 : Variation du rendement en fonction de la valeur de compressibilité
- 5.13 : Variation de l'index de directivité en fonction de la valeur de compressibilité
- 5.14 : Variation de l'admittance (partie réelle) en fonction de la valeur de compressibilité
- 5.15 : Variation de l'admittance (partie imaginaire) en fonction de la valeur de compressibilité
- 5.16 : Variation du rapport d'amplitude des accélérations des deux couronnes (a_2/a_1) en fonction de la valeur de compressibilité
- 5.17 : Comparaison du niveau d'émission à 0° (mesures et résultats ATILA)
- 5.18 : Comparaison de la partie réelle de l'admittance électrique (mesures et résultats ATILA)
- 5.19 : Diagrammes de directivité associées à quelques fréquences (mesures et résultats ATILA)
- 5.20 : Comparaison des accélérations en module (mesures et résultats ATILA)

- 5.21 : Niveau d'émission à 0° des configurations haute et double (mesures et résultats ATILA)
- 5.22 : Conductance électrique des configurations haute et double - Mesures et résultats ATILA)
- 5.23 : Index de directivité pour les configurations compacte, haute et double (ATILA)
- 5.24 : Diagrammes de directivité associées à quelques fréquences pour les configurations haute et double (résultats ATILA)
- 5.25 : Accélération (en module) des configurations haute et double - Mesures et résultats ATILA
- 5.26 : Maillage des piliers et du fluide interne correspondant à la version imbriquée
- 5.27 : Comparaison du niveau d'émission des versions compacte et imbriquée (résultats ATILA)
- 5.28 : Comparaison de la conductance des versions compacte et imbriquée (résultats ATILA)
- 5.29 : Maillage de la configuration imbriquée à cinq couronnes (1/4 d'antenne) pour les calculs ATILA/EQI.
- 5.30 : Comparaison du niveau d'émission à 0° de la version imbriquée par ATILA et ATILA/EQI
- 5.31 : Comparaison de la conductance de la version imbriquée par ATILA et ATILA/EQI
- 5.32 : Accélération des couronnes obtenues par ATILA/EQI et ATILA pour la version imbriquée
- 5.33 : Comparaison du niveau d'émission à 0° entre la configuration imbriquée et la configuration compacte
- 5.34 : Comparaison des directivités entre la configuration imbriquée et la configuration compacte
- 5.35 : Comparaison du niveau d'émission à 0° de la configuration imbriquée à quatre couronnes et de la configuration compacte (mesures)

- 6.1 : Géométrie des quatre éléments d'une antenne linéaire
- 6.2 : Comparaison entre la directivité d'une antenne linéaire et celle de l'antenne *Multitête* (Module en dB normalisé de 0 à -40 dB)
- 6.3 : Évolution de l'index de directivité en fonction du déphasage entre les couronnes ($\phi_2 - \phi_1$) pour différents rapports de vitesse (v_2/v_1)
- 6.4 : Influence du déphasage entre les couronnes sur les diagrammes de directivité
- 6.5 : Variation des accélérations des couronnes en fonction du déphasage
- 6.6 : Variation du niveau d'émission à 0° et 90° en fonction du déphasage
- 6.7 : Variation du niveau d'émission à 0° et 90° en fonction du rapport d'amplitude
- 6.8 : Variation des accélérations des couronnes en fonction du rapport d'amplitude

- 6.9 : Comparaison du niveau sonore obtenu avec une excitation uniforme et une excitation variable optimisée.
- 6.10 : Variation des tensions appliquées sur les couronnes interne et externe permettant une optimisation des contraintes
- 6.11 : Représentation du circuit équivalent d'un transducteur avec une impédance d'accord
- 6.12 : Efficacité du contrôle en vitesse pour différentes fréquences d'accord en présence de l'inductance
- 6.13 : Surtension des couronnes externe et interne pour différentes fréquences d'accord
- 6.14 : Variation de la tension en amont et en aval de l'inductance d'accord pour chaque couronne
- 6.15 : Niveau sonore obtenu pour différentes fréquences d'accord avec prise en compte des limitations en contrainte
- 6.16 : Représentation du circuit de simulation
- 6.17 : Réponse temporelle de la tension à l'entrée des couronnes pour quelques fréquences (self accordée à 1450 Hz)
- 6.18 : Réponse temporelle du courant motionnel pour quelques fréquences (self accordée à 1450 Hz)
- 6.19 : Accord dans le cas d'un générateur de courant
- 6.20 : Réponse temporelle du courant motionnel et de la tension à 1450 Hz avec un générateur de courant (self accordée à 1450 Hz)
- 6.21 : Schéma du circuit d'asservissement
- 6.22 : Capteur de courant
- 6.23 : Schéma du système asservi
- 6.24 : Lieu de Nyquist de la fonction de transfert en boucle ouverte des deux couronnes
- 6.25 : Circuit de synthèse d'un asservissement en courant motionnel d'une couronne de l'antenne *Multitête*

LISTE DES PHOTOS

- 1.1 : Transducteur flexensional
- 1.2 : Transducteur Janus
- 3.1 : L'antenne *Multitête*
- 3.2 : L'antenne intégrée dans le poisson
- 3.3 : Dispositif de mesures en cuve
- 5.1 : L'antenne avec 30 tubes compliant

- 5.2 : Détail d'un tube compliant
- 5.3 : Configuration haute
- 5.4 : Configuration double
- 5.5 : Configuration imbriquée

LISTE DES TABLEAUX

- 1.1. Équivalence entre les grandeurs électriques, mécaniques et acoustiques
- 3.1 : Caractéristiques des matériaux utilisés dans la modélisation (hors céramiques)
- 3.2 : Caractéristiques principales des céramiques utilisées
- 3.3 : Calcul des paramètres du schéma équivalent d'une couronne
- 4.1 : Modes de vibration d'une couronne obtenus par ATILA
- 4.2 : Valeurs des fréquences et des impédances mesurées dans l'air
- 4.3 : Valeurs des impédances et des paramètres du schéma équivalent à partir de mesures dans l'air
- 4.4 : Comparaison des performances entre ATILA, les mesures et la méthode des schémas équivalents
- 5.1 : Comparaison des modes obtenus entre une contremasse sectionnée et monobloc pour la configuration compacte
- 5.2 : Modes liés à la contremasse pour différentes hauteurs d'antenne
- 5.3 : Modes liés à la contremasse en fonction de la section
- 6.1 : Calcul théorique de la pondération optimale en fonction du déphasage entre les couronnes
- 6.2 : Influence du déphasage - Résultats de mesures
- 6.3 : Contrôle du courant d'un transducteur par asservissement à moyenne et plus forte puissance
- 6.4 : Mesures du courant motionnel d'un transducteur immergé asservi

REFERENCES

- [1] **GUIEYSSE, L., SABATHE, P.** - *Acoustique sous-marine, deuxième édition.* Dunod, 1964

- [2] **DECARPIGNY, J.N, HAMONIC, B., WILSON, O.B.** - *The design of low-frequency underwater acoustic projectors : present status and future trends.* IEEE Journal of Oceanics Engineering vol 16 n°1, January 1992 pp.107-122

- [3] **POHLENZ, Ch.** - *Power electronic devices for SONAR systems. Power Sonic and Ultrasonic Transducers Design.* Proceedings of the International Workshop, Lille, May 26-27, 1987. Heidelberg : Springer-Verlag, 1988. pp 208-229. ISBN 3-540-18664-6. ISBN 0-387- 18664-6.

- [4] **POHLENZ, Ch.** - *Chaînes d'émission dans le SONAR actif (aspects pratiques).* Note technique G.E.R.D.S.M.N°89018 LDI (1989)

- [5] **REYNOUARD, N** - *Construction d'un outil d'aide à la conception destiné à l'optimisation des chaînes d'émission de sonar actif.* Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Septembre 1993

- [6] **FAURE, S** - *Procédés et dispositifs pour générer, à partir d'une tension continue, une tension périodique modulable en amplitude.* Brevet 2 641 912, DGA, DCN Toulon, GERDSM, INPI, Janvier 1989

- [7] **DECARPIGNY, J.N.** - *Application de la méthode des éléments finis à l'étude de transducteurs piézoélectriques.* Thèse de doctorat, Univ. des Sciences et techn. de Lille, Mai 1984

- [8] **JONES, D.F, LINDBERG, J.F** - *Recent transduction developments in Canada and United States.* Proceedings of Sonar Transducers' 95, Birmingham, U.K, April 1995.

- [9] **LE GALL, Y.** - *Etude et optimisation d'un transducteur de type Janus-Helmholtz en vue d'application en tomographie acoustique des océans.* Thèse de doctorat, Université du Maine - Octobre 1994

- [10] **BOUCHER, D, HAMONIC, B.** -*Transducteurs et antennes sonar d'activation très basse fréquences, tendances actuelles et futures.* Science et défense 1992 pp.148-157
- [11] **HELMER, E.** - *Directional sound sources for active towed array sonars.* Proceedings of Sonar Transducers' 95, Birmingham, U.K, April 1995.
- [12] **DE VLIENER, J.H., VAN BALLEGOOIJEN, E.C.** - *ALF : an experimental low-frequency active sonar.* Proceedings of Underwater Defense Technology, Cannes, Fr, July 1995.
- [13] **BOUCHER, D.** -*Méthodes de calcul des transducteurs : analyse bibliographique.* Note technique G.E.R.D.S.M. N°36858 (1981)
- [14] **MASON, W.P.** - *Electromechanical transducers and wave filters.* 2^{de} édition Van Nostrand, New-York (1948)
- [15] **GOULD INC.** - *Transducer Element Analysis : User's guide.* Contract n°00140-84-D-BA95 N403, 23 July 87
- [16] *Transducer Analysis Computer Program : user's manual.* Report, Gen. Electr. Compagny, NUSC, March 1972
- [17] **COATES R.** - *Computer driven methods for acoustic transducer design.* Proceedings of Sonar Transducers for the nineties, Birmingham, U.K, 1990
- [18] **SNELL, D.** - *Computer programmes for sonar transducer design and analysis.* A.U.W.E. Public. n°61792, April 1980, Admiralty Underwater Weapons Establishment, Portland, U.K.
- [19] **TIERCE, P., ANIFRANI, K., BOUCHER, D.** - *Piezoelectric transducer analysis using the transferr matrix method and a new versatile computer code.* Paper 6614, 116th meeting ASA (Acoustic Society of America), Honolulu, HA, Nov. 1988.
- [20] **PORTER, D.T.** - *An improved version of the NUSC train of computer programs for transmitting sonar array prediction.* NUSC report 4099, Naval Underwater Systems Center, AD 893238, 13 August 1971

- [21] BENTHIEN, G.W, BARACH, D., GILLETTE, D. - *CHIEF users manual* Rev. 1, NOSC, San Diego, CA 92152, Sept. 1988
- [22] LINDBERG, J.F., RICHARDS, R. - *Transducer and array modeling*. Transparents, NUSC, New London, CT, May 1991
- [23] DECARPIGNY, J.N, HAMONIC, B. - *General Introduction to ATILA*. Power Sonic and Ultrasonic Transducers Design, Proceeding of the International Workshop, Toulon, France, 1990.
- [24] ROBINSON, H.C., RICHARDS, R.T, BLOTTMAN, J.B.III - *Flexensional transducer modeling using variational principles*. Paper, 124th meeting of Acoustical Society of America, New Orleans, LA, Oct. 1992
- [25] SCHENCK, H.A. - *Improved integral formulation for acoustic radiation problems*. JASA vol 44 n°1, 1968 pp. 41-58
- [26] ROGERS, P.H - *SHIP : a fast computer program for calculating the acoustic radiation and radiation impedance for free-flooded-ring and finite-circular-cylinder sources*. N.R.L. Report 7240, Naval Reseach Lab., Washington D.C., 19 June 1972
- [27] KOZYREV, V.A, SHENDEROV E.L. - *Radiation impedance of a cylinder of finite height*. JASA Vol 26 n°3, May-June 1980, pp. 230-236
- [28] SEYBERT, A.F, RENGARAJAN, T.K. - *The use of CHIEF to obtain unique solutions for acoustic radiation using boundary integral equations*. JASA vol 81 n°5, May 1987, pp.1299-1306
- [29] JONES, D.S. - *Integral equations for the exterior acoustic problem*. Quart. J. Mech. Appl. Math. XVII, pp. 129-142, February 1974
- [30] LAVIE, A, - *Modélisation du rayonnement ou de la diffraction acoustique par une méthode mixte Équations intégrales/champ nul*. Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Techniques de Lille, Janvier 1989
- [31] BURTON, A.J., MILLER, G.F. - *The application of the integral equation method to the numerical solution of some exterior boundary value problems*. Proceeding of the Royal Society of London Series A, Vol 323, pp. 201-210 (1970)

- [42] **RUSBY, J.S.M.** - *An investigation of the total radiation impedance of rigid piston sound sources mounted in an array.* Admiralty Research Laboratory, Teddington, Middlesex, England, Sept. 1961
- [43] **SHERMAN, C.H.** - *Analysis of acoustic interactions in transducer arrays.* IEEE Transactions of Sonics and Ultrasonics , vol suppl. 13, n°1, March 1966
- [44] **DECLERCK, O.** - *Antennes d'émission pour activation TBF : compléments au rapport 53601 du 13/05/87.* Note technique G.E.R.D.S.M. N°54334 ET/LD (1987)
- [45] **LAM, Y.W.** - *Fluid-structure coupling in underwater sonar arrays with pistons type transducers.* Applied acoustics n°36 pp.31-49 (1992)
- [46] **AUDOLY, C.** - *Some aspects of acoustic interactions in sonar transducer arrays.* JASA vol 89, n°3, March 1991, pp. 1428-1433
- [47] **PORTER, D.T.** - *Broadband velocity control.* U.S.L. Technical Memorandum n°960-47-5 du 30/06/65
- [48] **MALEZIEUX, H.** - *Etude du transducteur quadripode en antenne - Analyse d'une nouvelle résonance due aux interactions.* Note technique G.E.R.D.S.M. N°61504 ET/LD (1989)
- [49] **FOLDY, L.L.** - *Theory of passive linear electroacoustic transducers with fixed velocity distribution.* JASA vol 21 n°6, Nov. 1949 pp. 595-604
- [50] **PRITCHARD, R.L.** - *Mutual acoustic Impedance between radiators in an infinite rigid plane.* JASA vol 32, n°6, June 1960, pp. 730-737
- [51] **KLAPMAN, S.J.** - *Interaction impedance of a system of circular pistons.* JASA Vol 11, Jan. 1940, pp. 289-295
- [52] **BENTHIEN, G.W.** - *Approximating array mutual interactions.* Paper of 130th meeting of ASA, Missouri, Oct-Nov 1995
- [53] **LAIRD, D.T., COHEN, H.** - *Directionality patterns for acoustic radiation from a source on a rigid cylinder.* JASA Vol 24 n°1, Jan. 1952 pp.46-49

- [54] GREENSPON, J.E., SHERMAN, C.H. - *Mutual-radiation impedance and nearfield pressure for pistons on a finite cylinder*. JASA Vol 36 n°1, Jan. 1964 pp.149-153
- [55] WILLIAMS, W., PARKE, N.G., MORAN, D.A, SHERMAN, C.H. - *Acoustic radiation from a finite cylinder*. JASA Vol 36 n°12, Dec. 1964 pp.2316-2322
- [56] JUNGER, M.C. - *Surface pressures generated by pistons on large spherical and cylindrical baffles*. JASA Vol 41 n°5, 1967, pp. 1336-1346
- [57] BUTLER, J.L. - *Solution of acoustical-radiation problems by boundary collocation*. JASA Vol 48 n°1 (part 2), July 1970
- [58] SHERMAN, C.H. - *Mutual radiation impedance of sources on a sphere*. JASA Vol 31 n°7, July 1959 pp. 947-952
- [59] HANISH, S - *A treatise on acoustic radiation*. NRL Washington, D.C.
- [60] BOUWKAMP, C.J. - *A contribution to the theory of acoustic radiation*. Philips Research Reports vol 1, pp. 262-2654 (1964)
- [61] EICHLER, E. - *Calculation of coupling effects in Pritchard's array*. JASA pp.1393-1395, April 1964
- [62] ARASE, E.M. - *Mutual radiation impedance of square and rectangular pistons in a rigid infinite baffle*. JASA Vol 36 n°8, August 1964, pp. 1521-1525
- [63] THOMPSON, S.C. - *Numerical calculation of the mutual impedance between pistons in a plane wall*. JASA Vol 66 n°5, Nov. 1979, pp. 1553-1554
- [64] PORTER, D.T. - *Self-and mutual-radiation impedance and beam patterns for flexural disks in a rigid plane*. JASA Vol 36 n°6, June 1964, pp. 1154-1161
- [65] ROBEY, D.H. - *On the radiation impedance of an array of finite cylinders*. JASA Vol 27 n°4, July 1955, pp. 706-711

- [66] **JUNGER, M.C.** - *Mutual and self radiation impedances in an array of free-flooding, coaxial, spaced ring transducers*. Technical report U-178-48, 16/03/64, Cambridge Acoustical Associates
- [67] **CHIN, N.T.** - *Self-radiation impedance of a finite free-flooding cylindrical radiator with Junger's end correction*. U.S.L. Technical Memorandum n°960-75-64 du 25/08/64
- [68] **MANGULIS, V.** - *Infinite arrays with nonrigid interstices*. JASA Vol 48 n°1 (part 2), 1970, pp. 352-355
- [69] **ATWOOD, J.F., SHERMAN, C.H.** - *Example of interaction effects in transducer arrays : Part I*. US Navy Underwater Sound Laboratory, Tech. Memo 912-20-62, April 1963
- [70] **GREENSPAN, M.** - *Piston radiator : some extension of the theory*. JASA Vol 65 n°3, March 1979, pp. 608-621
- [71] **RDZANEK, W.** - *Mutual acoustic impedance of circular membranes and plates with Bessel axially-symmetric vibration velocity distributions*. Archives of acoustics n°5, 3 pp. 237-250 (1980)
- [72] **RICHARDS, R.T., BLOTTMAN, J.B. III, Mc TAGGART, B.** - *Physics of array element interaction phenomena*. Proc. Int. Workshop, Toulon, Juin 1990 pp.86-108
- [73] **RUSBY, J.S.M.** - *Investigation of an interaction anomaly between sound projectors mounted in an array*. J. of British I.R.E vol 25 n°4, pp. 295-298
- [74] **RUDGERS, A.J.** - *A correlation technique for determining the self and mutual radiation impedances of transducers in an array*. JASA Vol 55 n°4, April 1974, pp.759-765
- [75] **NILSSEN, A.B., ELLINGSRUD, S** - *TV-Holography used to study the mutual coupling between neighbouring elements in a passive underwater acoustic array*. Proceedings of Sonar Transducers for the nineties, Birmingham, U.K, 1990

- [76] CARSON, D.L. - *Diagnosis and cure of erratic velocity distributions in sonar projector arrays*. JASA Vol 34 , n°9, Sept. 1962, pp. 1191-1196
- [77] JOSEPH, P.M., SASEENDRAN PILLAI, P.R. - *An approach towards improving the efficiency of sonar projector arrays*. IEEE, 1988, pp. 2697-2700
- [78] AUDOLY, C. - *Effets de baffles sur la directivité d'antennes d'émission*. Note technique G.E.R.D.S.M. N°58091 ET/LD (1988)
- [79] CARSON, R.L., MARTIN, G.E., BENTHIEN, G.W., HICKMAN, J.S.- *Control of element velocity distributions in sonar projector arrays*. Proc. 71th Navy Sci Symp., 1963, pp.158-174
- [80] JOHNSON, M.P. - *Velocity control and the mechanical impedance of a single degree of freedom electromechanical vibrators*. JASA Vol 84, n°6, Dec. 1988, pp. 1994-2001
- [81] MERRIWEATHER, A.S. - *A theoretical interpretation of a proposed method method of curing erratic velocity distributions in sonar projector arrays*. Admiralty Research Lab., Teddington, Middlesex, U.K., Sept. 1963
- [82] MALEZIEUX, H. - *Application de la méthode Carson sur une antenne simple*. Note technique G.E.R.D.S.M. N°61205 ET/LD (1989)
- [83] COOK, R.L., ADAIR, L.C. - *Transducer array having low-cross coupling*. JASA vol 62 n°5 p. 1330 (1977)
- [84] GARCIN, J. - *Aperçu sur les méthodes de calcul des interactions acoustiques*. Note technique G.E.R.D.S.M. N°67169 (1991)
- [85] M. FAVRE - *Sources basses fréquences - Nouvelles solutions GERDSM*. Note technique G.E.R.D.S.M. N°68741 (1991)
- [86] HUDSON, S.C. - *Numerical models used in the design and analysis of transducer arrays*. Paper of 116th meeting of the ASA, Honolulu, Hawaii, November 1988

- [87] **WOOLETT, R.S.** - *Velocity control and electromechanical feedback in sonar projector arrays*. NUSC TR 6629, 26 April 1982, NUSC, New London, CT AD-A114-404
- [88] **DUGAST, P.** - *Antenne multitête cylindrique-Modélisation et optimisation*. Sinaptec France - Rapport d'avancement - Avril 1994
- [89] **DUGAST, P.** - *Modélisation d'un transducteur de puissance de type Janus équipé d'un baffle de mousse de PVC en matériau Klégécell, Serta ou Divinycell*. Sinaptec France - Rapport d'avancement - Décembre 1993
- [90] **WILSON, O.B.** - *An introduction to the theory and design of sonar transducer*. U.S. Gov. Printing office, Washington D.C., June 1985 (Sup. Nav. Sea system Command)
- [91] **BLEVINS, R.D.** - *Formulas for natural frequency and mode shape*. Van Nostrand Reinhold Co, 1979
- [92] *Procès-verbal de mesures n°95046, Antenne multitête Configuration 1*. DCN INGENIERIE SUD/LSM - 1995
- [93] **GARCIN J.**- *Variation du niveau d'émission de l'antenne multitête 680 mm en fonction des pondérations électriques*. Note technique G.E.R.D.S.M.N°73536 (1992)
- [94] *Procès-verbal de mesures n°93204, Configuration 1 sans baffle*. DCN INGENIERIE SUD/LSM - Décembre 1993
- [95] **BERNARD, C., BOUCHER, D., DUGAST, P.** - *Behaviour of Multihead array in four configurations-Modelling and experimental results*. Proceedings of Undersea Defense Technology, Cannes, Juillet 1995
- [96] **DUGAST, P.**- *Influence du découplage de la contremasse sur le fonctionnement de l'antenne multitête*. Note technique DCN/ING/SUD N°6-1056
- [97] *Procès-verbal de mesures n°94109 Configuration 1 + 30 tubes compliants (avec flasques allégés)*. DCN INGENIERIE SUD/LSM - Octobre 1994

- [98] *Procès-verbal de mesures n°93206 Configuration 1 + flasques*. DCN INGENIERIE SUD/LSM - Décembre 1993
- [99] *Procès-verbal de mesures n°95047, Configuration 1 + 30 tubes compliants (avec et sans plaque support)*. DCN INGENIERIE SUD/LSM - Avril 1995
- [100] *Procès-verbal de mesures n°93176, Configuration 2 sans baffle*. DCN INGENIERIE SUD/LSM - Octobre 1993
- [101] *Procès-verbal de mesures n°93197, Configuration 3 sans baffle*. DCN INGENIERIE SUD/LSM - Décembre 1993
- [102] DUGAST, P - *Validation du couplage des codes EQI et ATILA*. Sinaptec France - Rapport d'avancement - Septembre 1995
- [103] *Procès-verbal de mesures n°94086, Configuration imbriquée*. DCN INGENIERIE SUD/LSM - Septembre 1994
- [104] BOUCHER, D., TOCQUET, B., DEBUS, J.C. - *Effect of a voltage shading of the ceramic stack on the bandwidth of a radiating Tonpitz transducer*. Paper L9, 112th meeting ASA (Acoustic Society of America), Anaheim, Dec 1986
- [105] PRITCHARDS, R.L. - *Maximum directivity index of a linear point array*. JASA vol 26 n°6 Nov. 1954, pp.1034 - 1039
- [106] BERNARD, C., BOUCHER, D., DUGAST, P. - *Effect of shading on Multihead array behaviour*. Proceedings of Sonar Transducers'95, Birmingham, U.K, April 1995
- [107] DUGAST, P - *Optimisation du fonctionnement de l'antenne multitête*. Sinaptec France - Rapport d'avancement - Juillet 1994
- [108] BERNARD, C., BOUCHER, D - *Application of Carson method on Multihead array*. Proceedings of the 3rd conference of Underwater Acoustics, Heraklion, Greece, June 1996
- [109] DAZIK - *Advance Apex reference Manual*. Huntsville (AL-USA). an intergraph Company, 1992, 319 p. N°DYA037300

- [110] FAURE, S., CANEZZA, F. - *Mesures en basses fréquences; Réduction de transitoires sur transducteurs d'émission*. Note technique n°63651 du 08/02/90
- [111] Société ECA - *Générateur de courant motionnel - Rapport d'étude*. Document n°063651 (1991)
- [112] PÈLEGRIN, M. - *Les organes des systèmes asservis*. 2^{nde} édition Dunod, Paris, 1959
- [113] BERNARD, C. - *Modélisation d'une version "grands pavillons" de l'antenne Multitête en vue d'améliorer le rendement*. Note technique N°96/776/LSM/I/BRN, Octobre 1996

BIBLIOGRAPHIE

- MASON, W.P. - *Electromechanical transducers and wave filters*. 2^{nde} édition Van Nostrand, New-York (1948)
- DECARPIGNY, J.N, HAMONIC, B., WILSON, O.B. - *The design of low-frequency underwater acoustic projectors : present status and future trends*. IEEE Journal of Oceanics Engineering vol 16 n°1, January 1992 pp.107-122
- HANISH, S. - *A treatise on acoustic radiation*. NRL Washington, D.C.
- WILSON, O.B. - *An introduction to the theory and design of sonar transducer*. U.S. Gov. Printing office, Washington D.C., June 1985 (Sup. Nav. Sea system Command)
- KINSLEY, L.E, FREY, A.R., COPPENS, A.B, SANDERS, J.V - *Fundamentals of acoustics*. 3rd ed Wiley : New York (1982)
- BLEVINS, R.D. - *Formulas for natural frequency and mode shape*. Van Nostrand Reinhold Co, 1979
- BERANEK, L. - *Acoustics*. Acoustical Society of America, 1954

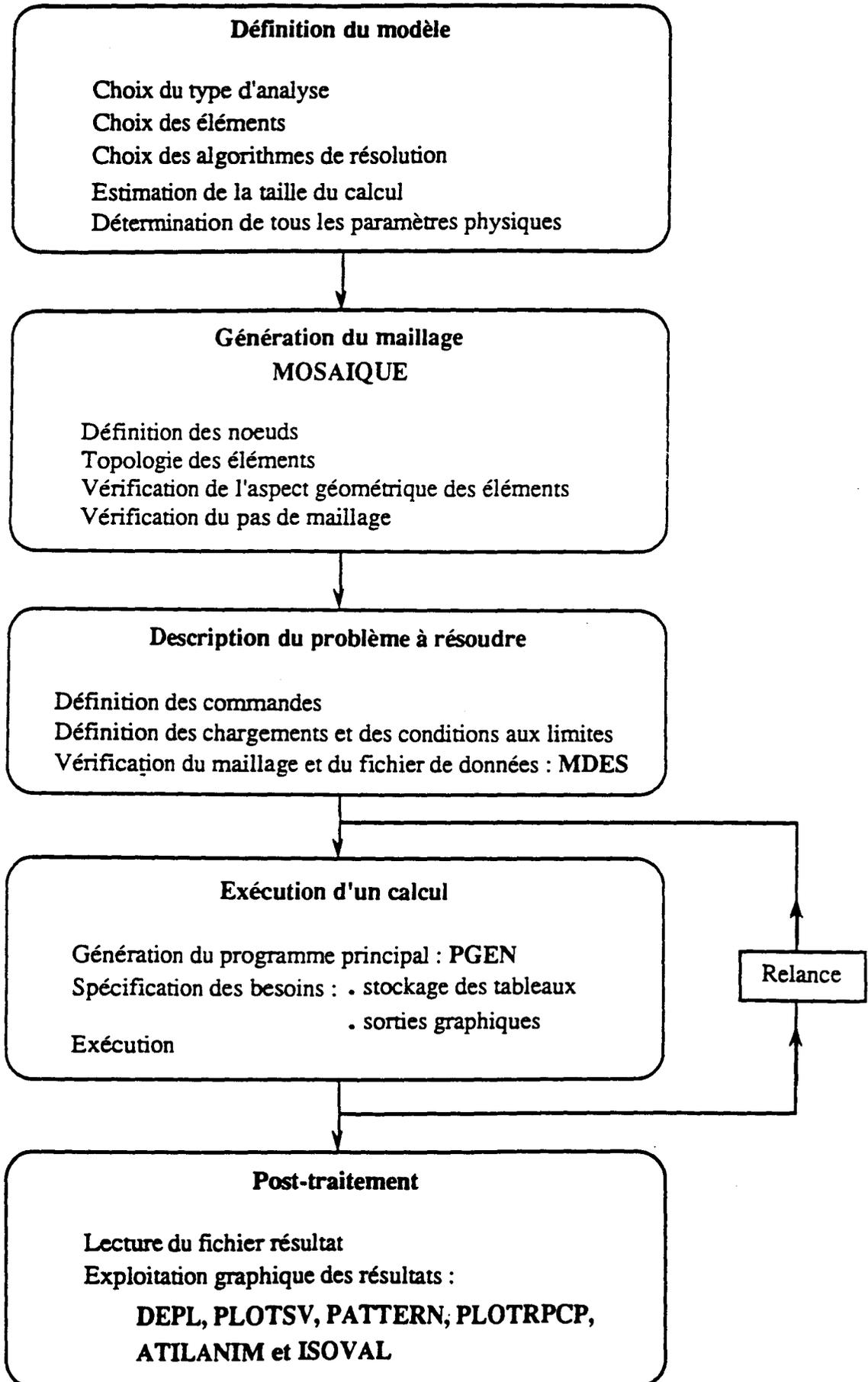
ANNEXES

ANNEXE 1 : ORGANISATION D'UN CALCUL AVEC ATILA

L'organigramme d'un calcul avec ATILA est représenté page suivante. Quatre étapes sont nécessaires au calcul :

- La première étape consiste à définir le modèle relatif au problème physique traité (type d'analyse, type d'éléments ...). Il est également utile d'évaluer la taille du problème en fonction du nombre de noeuds ou d'éléments, de manière à ne pas dépasser les limites des tableaux du code ATILA.
- La génération du maillage constitue la deuxième étape de calcul. Dans la plupart des cas, on utilise un mailleur semi-automatique (fonction MOSAIQUE) qui permet de définir dans un premier temps un maillage relativement grossier et un prédécoupage des éléments. Le maillage final est alors réalisé automatiquement.
- La troisième étape est l'exécution du calcul. On réalise d'abord par le lancement de la procédure PGEN le programme principal FORTRAN. On peut ensuite lancer l'exécution par la commande GA, qui va créer les fichiers résultats.
- La dernière étape de calcul est le post-traitement permettant une utilisation des résultats à partir des valeurs calculées qui ne sont pas accessibles directement. On peut également exploiter graphiquement les résultats.

Organigramme général d'un calcul avec ATILA



ANNEXE 2 : ORGANISATION D'UN CALCUL AVEC ATILA/EQI

L'organisation d'un calcul avec ATILA/EQI est analogue à celle obtenue avec ATILA seul ou EQI seul (étape de maillage, description de l'analyse .. post-traitement). Le calcul dans le cas de transducteurs consiste à déterminer à l'aide d'EQI le champ de pression rayonné autour d'un objet fermé dont on connaît la surface. Les caractéristiques mécaniques de cet objet sont prises en compte par ATILA. La troisième phase du calcul consiste à prendre en compte ces caractéristiques pour calculer le champ de pression. Pour ces calculs d'interaction fluide-structure, le code associé est EQIATI.

D'un point de vue théorique, le code EQI utilise la formulation intégrale. Par discrétisation des équations on aboutit dans ce type d'analyse (objet rayonnant) au système linéaire suivant : $\{p\} = \rho\omega^2 [A]^{-1} [B] \{u_n\}$ où $\{p\}$ est le vecteur de pression nodale et $\{u_n\}$ le vecteur de déplacement associé à chaque point. Les matrices $[A]$ et $[B]$ sont dérivées de l'intégration de la fonction de Green. Le calcul consiste à résoudre ce système linéaire matriciel.

Le maillage de la structure est réalisé suivant la même procédure que pour un calcul ATILA. Dans le fichier doivent être définis les éléments de surface. On doit également créer un fichier de commande propre à EQI définissant en particulier les symétries, le type de résolution, les directivités à calculer ...

L'étape préliminaire de calcul (procédure PGEN) définit le programme FORTRAN et construit un fichier d'extension EQI contenant les points et les éléments de surface.

La première étape de calcul utilise ce fichier pour l'exécution du code EQI, qui calcule à partir de la surface maillée la matrice $[A]^{-1}$ et les données nécessaires à $[B]$.

La deuxième étape exécute EQIATI assurant l'interface entre EQI et ATILA par un calcul des projections de $[B]$ suivant x, y et z, et le calcul du produit $[A]^{-1}[B]$ suivant les trois coordonnées.

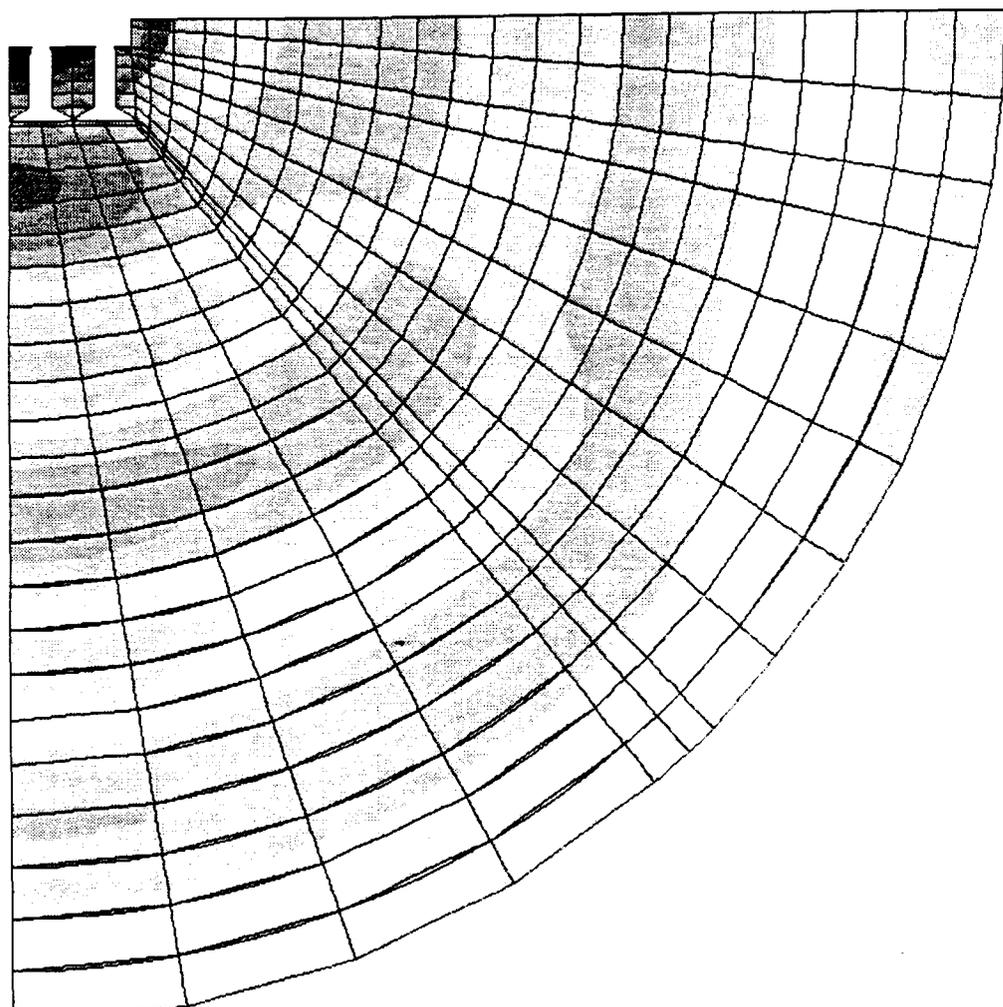
La troisième étape exécute à partir du fichier de maillage de la structure et les commandes correspondantes le code ATILA pour le calcul des déplacements de la structure à chaque point . On extrait les vecteurs $\{u_x\}$, $\{u_y\}$ et $\{u_z\}$.

Enfin, la dernière étape de calcul exécute le code EQI pour le calcul de la pression externe $\{p\}$ en prenant en compte les déplacements calculés. La mise en oeuvre des post-traitements est alors réalisée.

**ANNEXE 3 - : ISOPRESSION DANS LE FLUIDE POUR LA VERSION
COMPACTE ET LA VERSION AVEC TUBES COMPLIANTS**

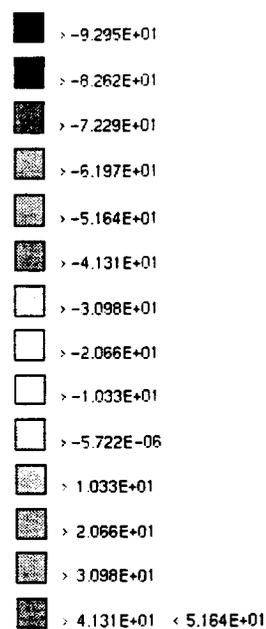
Version compacte

fréquence : 1400 Hz



13:17:36 06/07/96

Job: CONFIG1



Pression

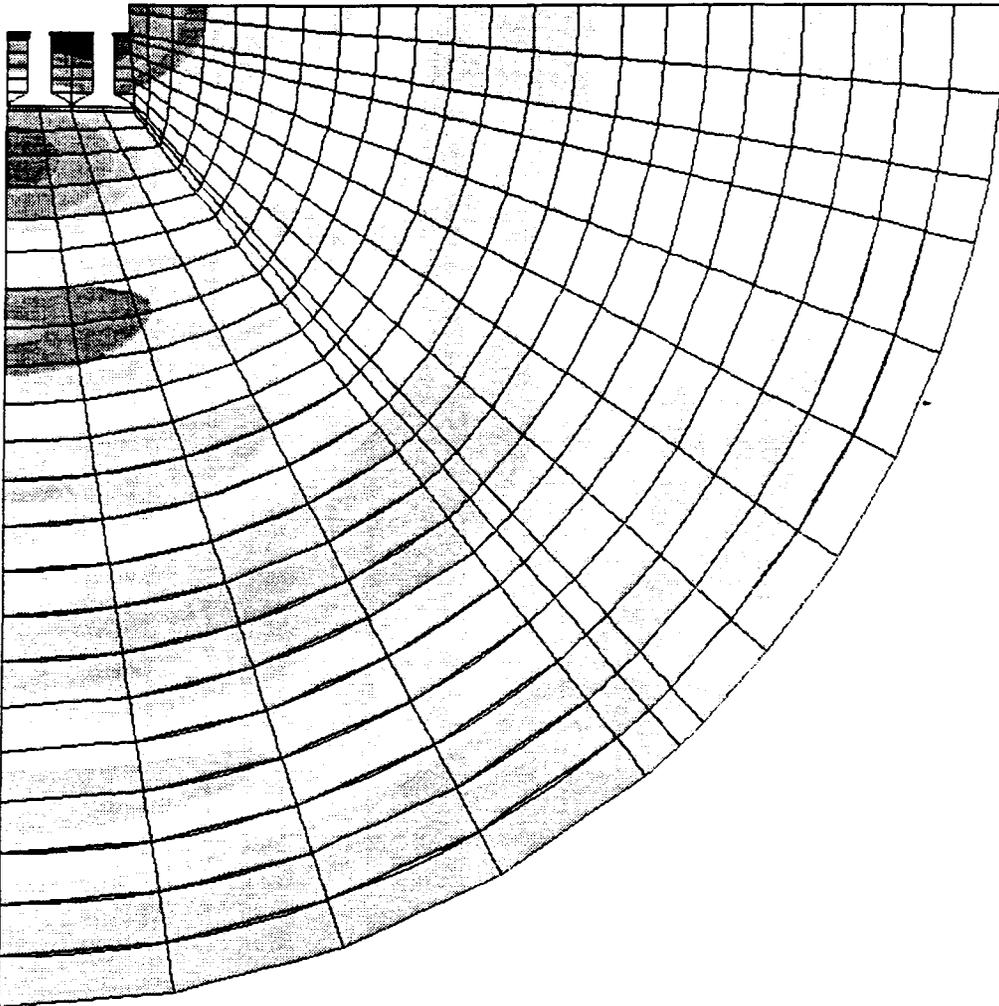
Cas de charge 11

ISOVAL

V:5.03

Version compacte avec tubes compliants

fréquence : 1400 Hz

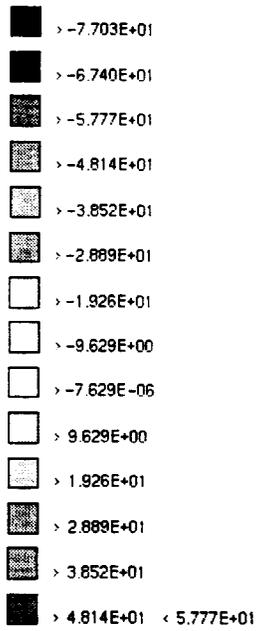


13:35:11

06/07/96

Job:

COMPLI1



Pression

Cas de charge 1

ISOVAL

V:5.03

ANNEXE 4 : FONCTIONNEMENT DE L'EMETTEUR GERDSM

Le G.E.R.D.S.M (Générateur d'Emission à Rendement et Débit Spectres Maximaux) est un générateur non résonant de type synthétiseur à palier. Dans ce type d'émetteurs, la tension de sortie est formée par addition de tensions élémentaires rectangulaires. Electroniquement, l'addition des tensions est réalisée par la mise en série de transformateurs.

Pratiquement, le GERDSM est composé de six générateurs de signaux élémentaires d'amplitude 1 dont le rôle est de fournir la puissance et de deux générateurs d'amplitude différente ($1/3$, $1/9$) chargés d'obtenir une bonne résolution en amplitude. Un signal sinusoïdal est formé de la manière suivante (figure 1) :

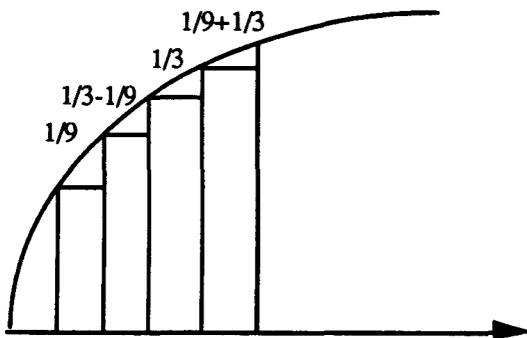


Figure 1 : Résolution en amplitude

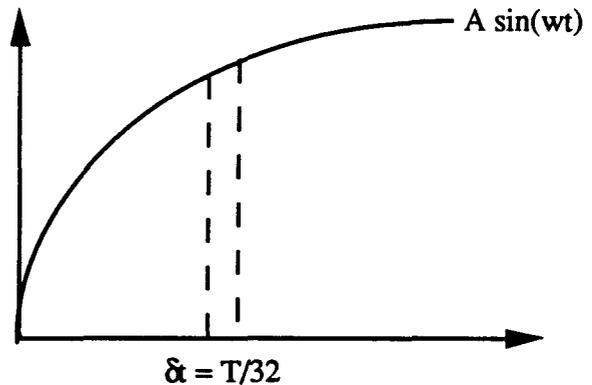


Figure 2 : Résolution temporelle

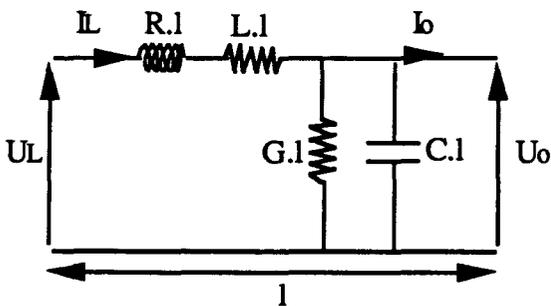
La résolution en amplitude du signal est $r = 1/(1+3+6.3^2) = 1/58$. On génère un signal d'amplitude comprise entre $-58 U_0$ et $58 U_0$ où U_0 est l'amplitude du signal élémentaire.

La résolution temporelle va dépendre du temps séparant les changements d'état correspondant à la commutation des transistors. On réalise un compromis entre le nombre de commutation et la résolution. Pour l'émetteur utilisé, le nombre de commutations est fixé à 8 par quart de période (figure 2).

ANNEXE 5 : INFLUENCE DE LA SELF D'ACCORD SUR LE RENDEMENT DU CABLE

Afin de déterminer l'influence de la self d'accord sur l'optimisation du câble, des calculs ont été faits dans le cas de la couronne avec et sans accord. L'optimisation porte essentiellement sur le rendement, nous nous sommes donc limités à ce calcul de manière à vérifier si la présence de la self ne portait pas préjudice à l'optimisation effectuée.

Le câble peut être représenté par association de cellules élémentaires ou portions, chacune représentée par le schéma équivalent suivant :



Quatre éléments linéiques :

R résistance; L inductance,

G perditance et C capacité

U_1 et I_1 tension et courant à l'entrée de la ligne

U_0 et I_0 tension et courant en bout de ligne

l longueur de la ligne.

En aval de chaque câble est placée la charge, qui correspond à une couronne dans notre cas. Cette charge est notée Z_0 . Le rendement est défini par :

$$\eta = \frac{R_0 |I_0|^2}{R_l |I_l|^2}$$

Avec R_0 résistance de charge, R_l partie réelle de l'impédance d'entrée de la ligne, I_0 et I_l courants d'entrée et de sortie du câble.

La résolution des équations des télégraphistes permet de déterminer l'impédance d'entrée de la ligne. Les valeurs des deux courants peuvent alors être obtenus. Connaissant les valeurs de l'impédance de charge et des valeurs primaires du câble, et à partir des mêmes équations, un logiciel se charge de calculer ces valeurs.

	Couronne Sans accord	externe avec accord	Couronne sans accord	interne avec accord
1200	86.0	88.2	89.4	88.2
1300	89.4	91.3	92.6	91.3
1350	91.1	92.3	92.9	92.8
1400	93.2	94.5	92.1	94.5
1450	94.5	95.7	91.9	95.7
1500	94.9	96.1	92.3	96.1
1600	94.3	95.8	92.8	95.8
1700	92.6	94.8	92.1	94.8
1800	89.4	92.8	90.1	92.8

