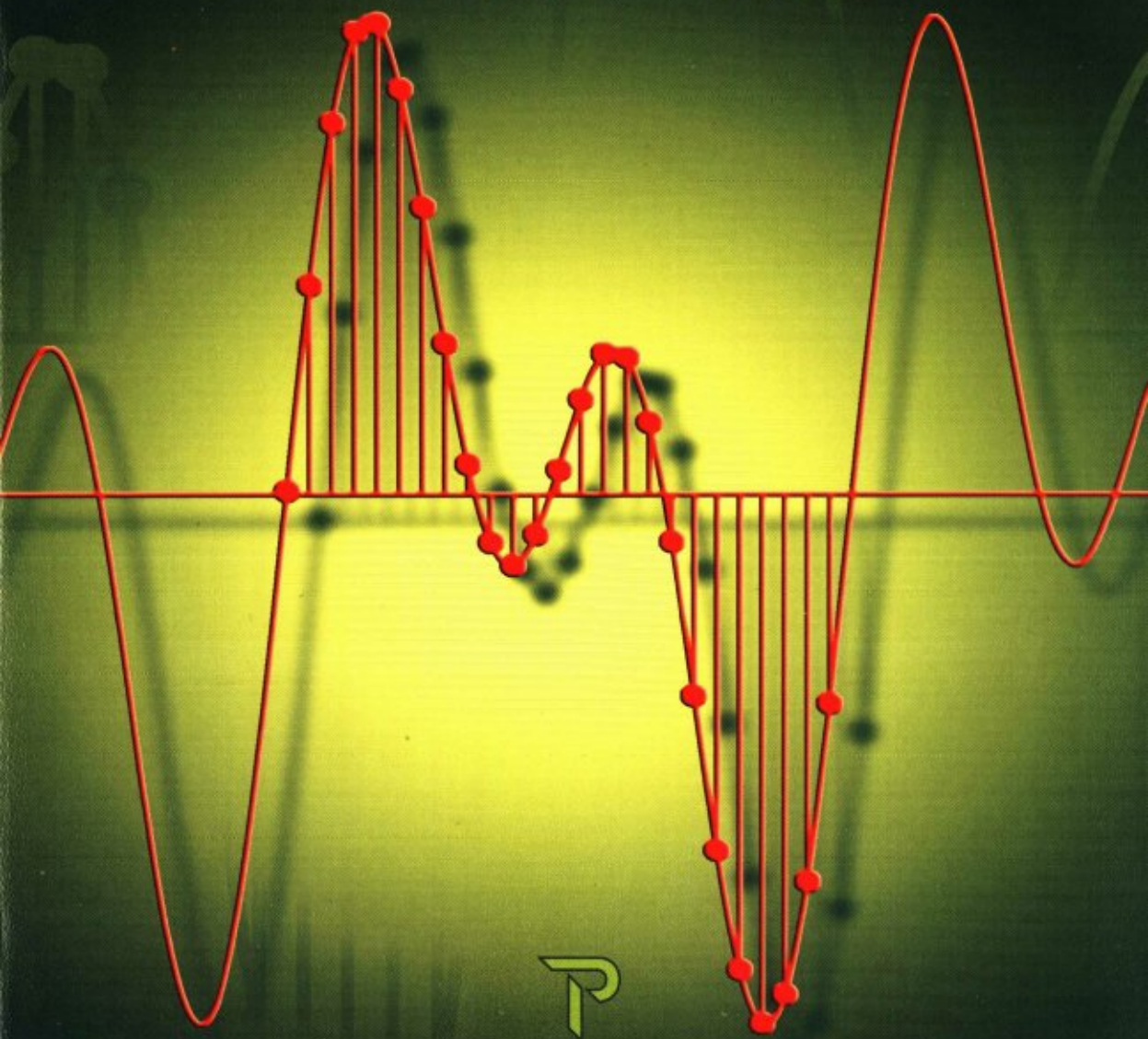


J. D'Appolito

LE HAUT-PARLEUR :

MANIPULATIONS ET MESURES ÉLEC- TRO-ACOUSTIQUES

**Des techniques analogiques aux méthodes
d'analyse numérique sur PC**



PUBLITRONIC/ELEKTOR

Droit d'auteur

La protection du droit d'auteur s'étend non seulement au contenu mais également aux illustrations, y compris aux circuits imprimés et aux projets y relatifs.

En conformité avec l'article 30 de la Loi sur les brevets, les circuits mentionnés ne peuvent être exécutés qu'à des fins particulières ou scientifiques et non pas dans ou pour une entreprise ; ces exécutions et/ou applications se font en dehors de toute responsabilité de l'éditeur.

En application de la loi du 11 mars 1957, toute reproduction ou copie de ce livre, même partielle et sur quelque support que ce soit, sans l'accord écrit de l'éditeur, est interdite.

Le code de la propriété intellectuelle du 1^{er} juillet 1992 interdit expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit.

Toute reproduction ou copie, même partielle, de ce livre, sans l'accord écrit de l'éditeur, est interdite.

No part of this book may be reproduced, in any form or means whatsoever, without permission in writing from the publisher. While every precaution has been taken in the preparation of this book, the publisher and author assume no responsibility for errors or omissions. Neither is any liability assumed for damages resulting from the use of the information contained herein.

©1998 Joseph D'Appolito pour l'édition originale
©1999 Segment B.V. – Publitrone pour l'édition française
première édition sept. 1999

L'édition originale de cet ouvrage a été publiée en anglais (États-Unis) sous le titre *Testing Loudspeakers*

Mise en pages : VINCE TEREMYN

Couverture : TON GULIKERS

Coordination de l'édition française : DENIS MEYER

Imprimé aux Pays-Bas par Wilco

2-86661-114-4 – 008089 – 991015

JOSEPH D'APPOLITO

TRADUCTION : JEAN-PAUL BRODIER

**LE HAUT-PARLEUR :
MANIPULATIONS
ET MESURES
ÉLECTRO-ACOUSTIQUES**

PUBLITRONIC / ELEKTOR

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1	INTRODUCTION À LA MESURE DES ENCEINTES ACOUSTIQUES	1
1.1	Pourquoi écrire un livre sur la mesure des enceintes acoustiques ?	1
1.2	Quels sujets devrait traiter un livre sur la mesure des systèmes de haut-parleurs ?	1
1.3	Que devez-vous savoir pour tirer le maximum de ce livre ?	1
1.4	Vue d'ensemble du livre	2
1.4.1	Chap. 2 : mesures sur le haut-parleur	2
1.4.2	Chap. 3 : mesure de l'impédance électrique des systèmes à basse fréquence	2
1.4.3	Chap. 4 : mesure acoustique de haut-parleurs simples	3
1.4.4	Chap. 5 : mesure acoustique de systèmes à voies multiples	4
1.4.5	Chap. 6 : le temps, la fréquence et la transformée de Fourier	5
1.4.6	Chap. 7 : test de haut-parleurs avec des systèmes sur PC pour l'acquisition de données acoustiques	7
CHAPITRE 2	TEST DES HAUT-PARLEURS	9
2.0	Introduction	9
2.1	Un peu d'histoire	9
2.2	Paramètres de Thiele & Small	11
2.3	Courbe de l'impédance du haut-parleur	11
2.4	Modèle simple de haut-parleur	12
2.4.1	Construction du modèle du côté mécanique	12
2.4.2	Système forcé	15
2.4.3	Qu'est-ce donc que ce facteur Q ?	16
2.4.4	Modèle du côté électrique	17
2.4.5	Courbe d'impédance du haut-parleur	18
2.5	Encore un peu de paramètres de T&S	19
2.5.1	Force contre-électromotrice, amortissement électrique et Q_{ES}	19
2.5.2	Ressorts pneumatiques, élasticité mécanique et V_{AS}	20
2.6	Détermination des paramètres de base de T&S à partir de la courbe d'impédance	21
2.6.1	Préparation des mesures	22
2.6.2	Méthode du diviseur de tension	23
	• Mesure de F_{SA} et de Q_{TS} au moyen du diviseur de tension	24
	• Exemple de diviseur de tension	24
	• Pièges, mises en garde et parades	25

2.6.3	<i>Méthode de la tension constante</i>	31
	• <i>Exemple de mesure à tension constante</i>	33
	• <i>Paramètres du haut-parleur en fonction de la puissance d'entrée</i>	33
	• <i>Pièges, mises en garde et parades</i>	34
	• <i>Méthode du courant constant</i>	34
2.6.4	<i>Méthode du courant constant</i>	35
	• <i>Exemple de mesure à courant constant</i>	36
2.6.5	<i>Mérites relatifs des trois méthodes pour f_{SA} et Q</i>	36
2.7	Mesure de V_{AS}	37
2.7.1	<i>Méthode champ libre/enceinte close</i>	37
	• <i>Exemple de V_{AS}</i>	38
2.7.2	<i>Méthode de l'alourdissement</i>	40
	• <i>Discussion de la technique de l'alourdissement</i>	41
2.7.3	<i>Comparaison des méthodes de l'alourdissement et de l'enceinte close pour la détermination de V_{AS}</i>	41
2.8	Autres paramètres de T&S	41
2.8.1	<i>Calcul de la masse du cône</i>	42
2.8.2	<i>Calcul du produit Bl du haut-parleur</i>	42
2.8.3	<i>Rendement et sensibilité</i>	42
2.8.4	<i>Mesure de l'inductance de la bobine</i>	45
2.9	Paramètres de T&S pour les haut-parleurs de médium et d'aigu	47
2.10	Résumé	47
	Appendice A	48
	Appendice B	50
CHAPITRE 3	MESURE DE L'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE DES SYSTÈMES DE HAUT-PARLEURS À BASSE FRÉQUENCE	51
3.0	Introduction	51
3.1	Détermination de f_{SB}	51
	3.1.1 <i>Charge du baffle infini</i>	51
	3.1.2 <i>Charge par une enceinte</i>	52
3.2	Haut-parleurs en enceintes closes	54
3.3	Mesure des effets du matériau de remplissage des enceintes	57
3.4	Haut-parleurs dans des systèmes à évent à accord simple	62
3.5	Regard empirique sur l'impédance de la ligne de transmission	67
3.6	Valeurs anormales d'impédance	67
	3.6.1 <i>Exemple n°1</i>	68
	3.6.2 <i>Exemple n°2</i>	68
	3.6.3 <i>Exemple n°3</i>	69
	3.6.4 <i>Exemple n°4</i>	69
	3.6.5 <i>Discussion</i>	70

CHAPITRE 4	TEST ACOUSTIQUE DE HAUT-PARLEURS ISOLÉS	71
4.0	Introduction	71
4.1	Courbe de réponse en fréquence	71
4.2	Microphones pour le test des haut-parleurs	74
4.2.1	Classification des microphones	74
	• Microphones dynamiques	75
	• Microphones à condensateur	75
4.2.2	Quel microphone devez-vous utiliser ?	76
4.3	Effets de l'environnement acoustique sur la réponse en fréquence	77
4.3.1	Classification des environnements acoustiques	77
4.3.2	Test des haut-parleurs dans des pièces semi-réverbérantes	78
4.4	Techniques et signaux de mesure des haut-parleurs	88
4.4.1	Champ lointain	89
4.4.2	Champ proche	90
4.4.3	Fusion des réponses des champs proche et lointain	92
4.4.4	Mesure dans le plan du sol	93
4.5	Lissage analogique des courbes de réponse en fréquence	98
4.5.1	Filtres passe-bande, bruit rose et analyse en temps réel	98
4.5.2	Vobulateur	103
4.6	Deux exemples	106
4.6.1	Choix des fréquences de transition	107
4.6.2	Réponses dans le champ proche d'un système à événement	108
4.7	Dernières remarques	109
	Appendice A	110
CHAPITRE 5	TESTS ACOUSTIQUES DE SYSTÈMES À PLUSIEURS HAUT-PARLEURS	111
5.0	Introduction	111
5.1	Intégration des haut-parleurs multiples	112
5.2	Révision des rebonds sur le sol	113
5.3	Exemples de systèmes à deux voies	115
5.3.1	Exemple 5.1 : système à satellite en enceinte close à deux voies	116
5.3.2	Exemple 5.2 : système à événement à deux voies et deux haut-parleurs	121
	• Réponse dans l'axe	121
	• Réponse polaire	126
5.3.3	Exemple 5.3 : système MTM à deux voies, trois haut-parleurs	130
	• Réponse dans l'axe	130
	• Réponse polaire	134
	• Réponse polaire verticale et filtres à pente douce	134
5.4	Exemple 5.4 : système à trois voies, trois haut-parleurs	135

5.5	Exemple 5.5 : système à deux voies avec un grand haut-parleur à ruban	140
5.6	Exemple 5.6 : haut-parleur d'infra-grave (subwoofer) de 30 cm	146
5.6.1	<i>Réponse en puissance de l'infra-grave</i>	148
5.7	Remarques finales	150
CHAPITRE 6	TEMPS, FRÉQUENCE ET TRANSFORMÉE DE FOURIER	151
6.0	Introduction	151
6.1	Réponse impulsionnelle	153
6.2	Signaux périodiques et séries de Fourier	156
6.2.1	<i>Signaux périodiques</i>	156
6.2.2	<i>Séries de Fourier</i>	158
	• <i>Forme générale de la série de Fourier</i>	158
	• <i>Série de Fourier d'une onde carrée</i>	159
	• <i>Série de Fourier dans le domaine des fréquences</i>	161
6.3	Échantillonnage et théorème de l'échantillonnage	163
6.3.1	<i>Processus d'échantillonnage</i>	164
6.3.2	<i>Théorème de l'échantillonnage et repliement</i>	165
	• <i>Théorème de l'échantillonnage</i>	165
	• <i>Repliement et filtre anti-repliement</i>	167
6.4	Transformée de Fourier discrète	168
6.4.1	<i>Transformée de Fourier discrète</i>	169
	• <i>Évaluation des coefficients C_k et θ_k</i>	170
6.4.2	<i>Étalement et fenêtres</i>	171
	• <i>Exemple 6.2 : étalement de spectre</i>	172
	• <i>Transformée de Fourier rapide comme batterie de filtres passe-bande</i>	173
	• <i>Réduction de l'étalement par les fenêtres de pondération</i>	175
6.5	Transformée de Fourier rapide de la réponse impulsionnelle	178
6.5.1	<i>Exemple 6.3 : TFR de la réponse impulsionnelle du système masse-ressort</i>	179
6.5.2	<i>Exemple 6.4 : pondération de la réponse impulsionnelle</i>	181
6.5.3	<i>Exemple 6.5 : remplissage de zéros</i>	183
6.6	Méthode pratique de mesure de la réponse impulsionnelle	184
6.6.1	<i>Exemple 6.6 : autocorrélation et intercorrélation avec le signal MLS</i>	186
6.7	Temps par rapport à la phase	187
6.7.1	<i>Phase et sinusoides</i>	188
6.7.2	<i>Réponse en phase et mesure de la phase</i>	189
6.7.3	<i>Systèmes à phase minimale</i>	192
6.7.4	<i>Retard temporel et phase linéaire</i>	193
6.7.5	<i>Retard de groupe</i>	194
6.8	Détermination du centre de la phase acoustique d'un haut-parleur	196
6.8.1	<i>Exemple 6.7 : détermination du centre de la phase acoustique d'un haut-parleur</i>	198

CHAPITRE 7	TEST DE HAUT-PARLEURS AVEC LES SYSTÈMES SUR PC D'ACQUISITION DE DONNÉES ACOUSTIQUES	201
7.1	Introduction	201
7.2	Systèmes MLSSA et CLIO	202
7.2.1	MLSSA	202
7.2.2	Système CLIO	202
7.2.3	Calibrage de MLSSA et CLIO	203
7.3	Mesures d'impédance, d'inductance et de capacité	204
7.3.1	Retour sur la technique du diviseur de tension	204
7.3.2	Mesure de l'impédance avec CLIO et MLSSA	205
7.3.3	Mesure d'inductance et de capacité	206
7.3.4	Mesure de l'impédance à des niveaux d'attaque plus élevés	210
7.4	Mesure des paramètres de T&S	212
7.4.1	Méthode des « trois points » opposée à l'adaptation d'un modèle	212
7.4.2	Mesure des paramètres de T&S avec CLIO	213
7.4.3	Mesure des paramètres de T&S avec MLSSA	214
7.5	Mesures pour la conception et l'évaluation de systèmes de haut-parleurs	217
7.5.1	Réponse quasi-anéchoïde des haut-parleurs et enceintes	218
7.5.2	Courbe énergie-temps	219
7.5.3	Réponse du système à un échelon	221
7.5.4	Traînage (Cumulative Spectral Decay)	222
7.5.5	Réponse en fréquence et en phase	224
7.6	Mesures pour la conception de systèmes acoustiques	227
7.7	Mesures pour l'analyse et l'évaluation des performances des systèmes acoustiques	235
7.7.1	Commentaire sur les filtres passe-tout	245
7.8	Autres exemples intéressants	
7.8.1	Regard nouveau sur la ligne de transmission	246
7.8.2	Autre regard sur l'étalement de spectre et les fenêtres de pondération	249
7.8.3	Réponse combinée pièce/enceinte	251
7.9	Conclusion	253

Notes liminaires de l'édition française

L'existence en français du seul mot **résistance** pour désigner à la fois le composant et la grandeur électrique n'est pas de nature à favoriser la clarté des énoncés. C'est pourquoi nous préconisons, pour désigner le composant (et le composant seulement !) le recours au néologisme «**résisteur**», calqué avec bon sens sur «condensateur» ou «transformateur». Ici, **résistance** désigne donc seulement la grandeur électrique, tandis que **résisteur** désigne seulement le composant proprement dit.

Le lecteur attentif notera que, malgré les apparences, cette distinction n'est pas calquée sur l'usage malheureusement moins rigoureux que fait l'anglais des termes *resistor* et *resistance* ; en effet, la **résistance de source** ou **de charge**, qui n'est pas nécessairement un composant, est appelée systématiquement *source* ou *load resistor*.

La promulgation, en 1975, aux États-Unis, d'une loi (*Metric Conversion Act*) pour accélérer la conversion métrique volontaire (mais facultative), n'a visiblement pas encore donné tous les résultats escomptés, puisque l'auteur de ce livre, lui-même américain et écrivant en 1998 pour un public d'abord américain, emploie, pour nombre de paramètres, le système impérial. Nous avons pris soin de les convertir dans le système métrique. Si vous craignez de vous marcher sur les pouces, consultez la table de conversion page 49.

Par ailleurs, toutes les équations et tous les paramètres numériques de cet ouvrage, fort nombreux, ont été soigneusement vérifiés.

La mention «EAHP», très fréquente d'un bout à l'autre de cet ouvrage, renvoie au livre *Enceintes Acoustiques & Haut-parleurs* de Vance Dickason, également publié par Publitrionic-Elektor. Les références complètes figurent p. 8.

D.M.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION À LA MESURE DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

1.1

Pourquoi écrire un livre sur la mesure des enceintes acoustiques ?

Il y a abondance de livres et d'articles consacrés à la conception et à la construction des systèmes de haut-parleurs. La gamme des textes s'étend de la description des réalisations dans les magazines d'amateur jusqu'aux livres tels que *Enceintes acoustiques & haut-parleurs (EAHP)* de Vance Dickason¹, en passant par des articles scientifiques et techniques dans les publications professionnelles et universitaires. La matière sur la mesure des haut-parleurs, au contraire, n'est ni aussi abondante ni aussi bien organisée : elle est dispersée dans les articles de journaux, manuels, notices de fabricants et normes de test.

Dans les articles de journaux et de magazines, les résultats de tests sont souvent présentés pour pousser dans le sens de la publication. Dans ce cas, les procédures de test sont rarement exposées en détail et la précision des mesures n'est jamais mise en question. À ma connaissance, il n'y a pas jusqu'ici de guide de référence bien organisé pour la mesure des systèmes de haut-parleurs, à l'usage du technicien ou de l'amateur expérimenté. Ce livre entend combler cette lacune.

1.2

Quels sujets devrait traiter un livre sur la mesure des systèmes de haut-parleurs ?

Un haut-parleur est un transducteur électro-acoustico-mécanique complexe. Son entrée reçoit de l'énergie électrique, il la convertit en un mouvement mécanique, lequel à son tour produit un effet acoustique. Ainsi la compréhension de la mesure des enceintes acoustiques est une randonnée multidisciplinaire qui suppose une connaissance des principes appropriés de la conception électrique, mécanique et acoustique. Une bonne compréhension de ces principes est nécessaire pour un choix judicieux des mesures et pour une interprétation correcte des résultats en présence d'effets de l'environnement qui peuvent porter à confusion.

Je crois qu'un livre sur la mesure des systèmes de haut-parleurs doit être plus qu'un guide pratique. Il

doit présenter suffisamment de théorie applicable, d'une façon intéressante et intuitive, exemples détaillés à l'appui, dans les domaines de la conception électrique, mécanique et acoustique. Cela devrait vous permettre de choisir les tests adéquats et de les effectuer de façon à limiter les erreurs et à en tirer le maximum d'informations utiles.

Pour atteindre son but, le livre doit être didactique. J'ai passé beaucoup de temps à expliquer les connaissances de base nécessaires à la compréhension de la mesure des haut-parleurs. Les exemples sont nombreux, de façon à rendre les notions claires. Tous les exemples sont tirés de mesures réelles. Il n'y a aucun exercice d'école préparé spécialement. Chaque chapitre comporte de soixante à quatre-vingts figures et tableaux qui décrivent des mesures ou des expériences réelles. Dans de nombreux cas, vous pourrez suivre les procédures pas à pas et voir tous les résultats intermédiaires qui mènent au résultat final.

1.3

Que devez-vous savoir pour tirer le maximum de ce livre ?

Je suppose que vous êtes familiarisé avec les principes de base de la conception des enceintes acoustiques, tels qu'ils sont exposés dans *EAHP*. Cela inclut la connaissance des paramètres de Thiele/Small pour la caractérisation des haut-parleurs et de leur application à la conception de configurations à basse fréquence à rayonnement direct, comme les enceintes closes, à évent, passe-bande et systèmes à ligne de transmission. Vous aurez besoin d'une connaissance générale des différents types de réseaux de filtrage et de leur utilisation dans les systèmes de haut-parleurs à plusieurs voies. Pour ce qui est des notions de base, vous devrez être à l'aise avec celles de tension, courant, impédance, inductance, capacité, résistance, fréquence, déplacement, vitesse, accélération, amortissement, masse et pression.

Les mathématiques sont incontournables dans la mesure des haut-parleurs et la plupart des résultats de tests sont chiffrés. J'ai essayé de limiter autant que possible la quantité d'équations, mais dans de nombreux cas c'est le meilleur moyen d'exposer un

principe ou une notion. Vous n'aurez pas besoin d'effectuer des calculs, mais il vous faudra une connaissance élémentaire de l'algèbre. Il faudra que vous sachiez ce que sont les logarithmes et les exponentielles, que vous soyez capable de les manipuler dans les équations et de vous servir d'une calculatrice pour prendre un logarithme ou élever un nombre à une puissance.

En-dehors de ces bases, le livre se suffit largement à lui-même. Le texte décrit par des exemples toutes les notions et tous les principes de conception que je considère comme nécessaires à la compréhension de la mesure des haut-parleurs.

1.4

Vue d'ensemble du livre

Le livre *La mesure des haut-parleurs* est divisé en deux grandes parties, *avant et après* l'invasion du numérique. Les chapitres 2 à 5 couvrent les techniques analogiques classiques de mesure de l'impédance, les paramètres de Thiele et Small, les alignements d'enceintes à basse fréquence et la réponse en fréquence ; tout cela au moyen de matériel de mesure analogique relativement courant et abordable. Les chapitres 6 et 7 couvrent l'utilisation des systèmes sur PC d'acquisition et d'analyse des données électriques et acoustiques des mesures sur les haut-parleurs. Voici une description brève de chaque chapitre.

1.4.1

Chapitre 2 : mesures sur le haut-parleur

Le chapitre 2 commence par un bref historique de l'évolution de la conception des systèmes de haut-parleurs à basse fréquence à rayonnement direct. Il commence avec l'invention par Kellogg et Rice du haut-parleur à rayonnement direct et se poursuit jusqu'aux techniques de synthèse de haut-parleur contenues dans les articles de référence de Thiele, Benson et Small. On définit les paramètres de Thiele et Small (T&S) qui caractérisent le comportement des haut-parleurs à basse fréquence et on explique leurs signification par rapport à des principes physiques. Bien que ces paramètres caractérisent complètement le fonctionnement électrique, mécanique et acoustique d'un haut-parleur, ils peuvent tous être déterminés par des mesures de l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur. Autrement dit, ils peuvent tous être déterminés du côté de l'entrée électrique du transducteur.

Puisque la courbe d'impédance de la bobine mobile joue un rôle aussi important dans la détermination des paramètres de T&S, un modèle de haut-parleur électromécanique est mis au point suivant les principes de base et mis à contribution pour expliquer la forme de la courbe d'impédance. Cet exposé présente et explique des termes tels que la masse du cône, l'élasticité et l'amortissement de la suspension, l'inductance et la résistance de la bobine mobile, la densité du flux magnétique et la fréquence de résonance. Tout cela nous amène à une définition physique précise du facteur Q. Une section entière est consacrée aussi à une explication détaillée de V_{AS} , le ressort pneumatique équivalent à l'élasticité du haut-parleur.

Je décris trois techniques pour mesurer la courbe d'impédance du haut-parleur, afin de déterminer les paramètres de T&S à l'air libre. Il s'agit de la méthode du diviseur de tension, de la méthode du courant constant et de celle de la tension constante. Toutes ces mesures s'effectuent au moyen d'appareils analogiques relativement simples, parmi lesquels un générateur audio, un voltmètre alternatif à large bande et un compteur-fréquence-mètre. Je détaille la procédure pas à pas pour chaque méthode, avec des exemples pour illustrer les résultats à chaque étape.

De ces trois méthodes, celle du diviseur de tension est la plus simple à mettre en œuvre mais aussi, dans la version sans compensation, la moins précise. J'indique une procédure simple pour corriger les erreurs de la méthode du diviseur de tension. Les nombreux exemples montrent alors que les trois méthodes produisent des résultats comparables, si elles sont appliquées correctement. Je propose pour chaque méthode plusieurs suggestions en vue d'éviter les erreurs et d'obtenir la plus grande précision possible des mesures.

1.4.2

Chapitre 3 : mesure de l'impédance électrique des systèmes à basse fréquence

Dans ce chapitre, j'examine les caractéristiques de l'impédance de haut-parleurs montés dans des enceintes. Les courbes d'impédance des haut-parleurs montés dans des enceintes closes et à événements permettent de déterminer des paramètres tels que la fréquence ou les fréquences de résonance, l'amortissement de l'enceinte et le facteur Q, le rendement du système et l'effet du matériau de remplissage de l'enceinte.

Le chapitre commence par un exposé théorique de la charge appliquée sur un cône par la réactance d'une masse quand un haut-parleur est monté dans un baffle de grandes dimensions ou dans une enceinte. Cette charge décale vers le bas la fréquence de résonance du haut-parleur. Je présente ensuite la courbe d'impédance pour un haut-parleur monté dans une enceinte close, en même temps que les procédures de mesure de la réactance de masse et du décalage de la fréquence de résonance du haut-parleur, de la fréquence de résonance et du rapport d'élasticité α de l'ensemble haut-parleur / enceinte, et des facteurs Q mécanique et électrique du système. Les procédures sont illustrées par un exemple réel et les résultats sont comparés aux prévisions théoriques précédentes.

L'effet du matériau de remplissage dans les systèmes à enceinte close est expliqué ensuite en termes de dynamique des gaz. Je montre que les matériaux tels que la fibre de verre ou le Dacron™ augmentent le volume effectif de l'enceinte, augmentent la charge par réactance de masse sur le cône, augmentent les pertes du système, réduisent le facteur Q de l'enceinte et le rendement du système. Je donne pour la mesure de ces effets une procédure illustrée par un exemple.

Sont décrites ensuite la courbe d'impédance de systèmes à évent à accord simple et des procédures pour la mesure de la fréquence de résonance et de la charge par réactance de masse dans une enceinte à évent, de la fréquence d'accord de la boîte, du rapport d'élasticité de l'ensemble haut-parleur /enceinte et des facteurs Q du haut-parleur et de l'enceinte. Deux exemples sont donnés. Un exemple intéressant à double *woofer* illustre l'augmentation de la charge par réactance de masse due au couplage mutuel entre les haut-parleurs.

Le chapitre continue avec l'étude de la courbe d'impédance d'une enceinte à ligne de transmission avec et sans matériau de remplissage. La courbe d'impédance avec matériau de remplissage montre clairement l'augmentation de l'amortissement et de la charge par réactance de masse sur le cône.

Le chapitre 3 se termine par une étude des variations anormales de l'impédance et des enseignements qu'on peut en tirer. On montre là que les ondulations, les transitoires ou les accidents de la courbe d'impédance révèlent les effets des vibrations des parois de l'enceinte, des ondes stationnaires établies à l'intérieur et de résonances du type « tuyau d'orgue » dans le tube d'évent des enceintes accordées. Quatre exemples de varia-

tions anormales de l'impédance sont présentés avec le détail du travail de Sherlock Holmes nécessaire dans chaque cas pour isoler la source de l'anomalie.

1.4.3

Chapitre 4 : mesure acoustique de haut-parleurs simples

Le chapitre 4 étudie les facteurs qui déterminent la précision des mesures de courbe de réponse en fonction de la fréquence sur des haut-parleurs simples montés dans des enceintes. Après une description de la courbe de réponse, ce chapitre étudie les types de microphones et montre lesquels sont les meilleurs pour la mesure des haut-parleurs. Les microphones se classent en fonction de leur principe de transduction, de la grandeur acoustique qu'ils captent et de leur diagramme de réponse polaire. Les microphones omni-directionnels à pression calibrés pour la réponse en champ libre se révèlent les meilleurs pour les mesures de réponse en fréquence des haut-parleurs.

Dans l'idéal, la mesure de la réponse en fréquence ne devrait prendre en compte que le champ direct produit par le haut-parleur ou le système de haut-parleurs, y compris l'effet de la géométrie du baffle. Malheureusement, les mesures acoustiques sont fortement influencées par l'environnement. Les ondes stationnaires, l'arrivée retardée d'énergie acoustique en provenance de surfaces réfléchissantes, le bruit ambiant, tout cela risque de fausser les mesures. Une grande partie de l'art de la mesure des haut-parleurs consiste à reconnaître ces erreurs, à les réduire ou à les éliminer des données de la réponse en fréquence.

Le reste du chapitre examine les effets, sur la mesure de la réponse en fréquence, de l'environnement acoustique et de la géométrie du baffle ; il détaille différents signaux et techniques de test utilisables pour reconnaître et tempérer les effets de l'environnement. De nombreux exemples sont fournis pour illustrer le contenu de ce chapitre.

Comme la majorité des lecteurs n'aura pas accès à une chambre anéchoïde, le chapitre 4 met l'accent sur la réalisation de mesures exactes dans des environnements d'écoute typiques – grandes pièces avec des surfaces réfléchissantes. On verra que deux sources de perturbations différentes – les ondes stationnaires et les réflexions sur les grandes surfaces – se font sentir dans deux plages de fréquence distinctes. Pour des pièces typiques, on

montre que les ondes stationnaires en-dessous de la plage de 200 à 400 Hz produisent dans la réponse en fréquence des pics et des trous prononcés, largement espacés et impossibles à supprimer par moyennage. Au-dessus de cette plage de fréquences, les ondes stationnaires et les réflexions de surface deviennent plus uniformes en amplitude et plus également espacées en fréquence.

Je donne une équation pour la prévision des modes stationnaires dans une pièce rectangulaire et je présente un exemple de calcul. La réflexion dominante sur le sol et la sortie de filtre en peigne qu'elle produit sont décrites en détail aussi, avec des équations pour prévoir la fréquence des pics et des trous que produit cette réflexion. Les données de la réponse en fréquence sont présentées ensuite, pour illustrer la réponse de filtre en peigne et vérifier l'équation de prévision.

Dans ce chapitre 4, je décris trois méthodes et deux signaux de test qui réduisent grandement l'influence des ondes stationnaires sur l'exactitude de la mesure. Les techniques de mesure sont celles du champ lointain, du champ proche et du plan de sol. Les signaux de test sont le bruit rose et le son vobulé.

Je décris les mesures dans le champ lointain, qui éliminent l'effet des ondes stationnaires à basse fréquence. Je montre que les mesures dans le plan de sol réduisent les erreurs dues aux réflexions en surface et que les signaux de test en bruit rose et en son vobulé, associés à la mesure du champ lointain ou dans le plan de sol, compensent en moyenne l'effet des réflexions à haute fréquence. Plusieurs exemples sont présentés pour illustrer ces méthodes et les comparer. Des procédures sont données aussi pour fondre correctement les mesures en champ proche et en champ lointain de façon à produire une courbe complète de la réponse en fréquence.

L'effet de la géométrie du baffle sur la réponse en fréquence est décrit en détail dans le chapitre 4. Les deux effets les plus importants sont la diffraction sur les bords et les pertes par diffraction à basse fréquence, dite aussi perte par dispersion. Les altérations de la courbe de réponse en fréquence dues à la diffraction doivent être reconnues et distinguées, si elles font partie de la réponse générale du haut-parleur, de celles qui sont dues aux effets de l'environnement. Des formules simples permettent de prévoir les fréquences ou les plages de fréquences pour lesquelles on observera des effets de diffraction. Des exemples sont pré-

sentés ensuite pour illustrer les effets de diffraction et confirmer les équations de prévision.

Le chapitre 4 se termine par deux exemples intéressants. Le premier montre comment on peut utiliser les courbes de réponse de différents haut-parleurs pour choisir une fréquence de transition. Le deuxième exemple décrit une technique différente et habituellement plus précise pour déterminer la fréquence d'accord d'une enceinte à évent, au moyen d'une mesure dans le champ proche de la sortie acoustique du *woofer*.

1.4.4

Chapitre 5 : mesure acoustique de systèmes à voies multiples

La plus importante de toutes les mesures sur les systèmes de haut-parleurs est celle de la réponse en fréquence, à la fois dans l'axe et à côté. L'étude de la mesure acoustique, commencée dans le chapitre 4, est étendue dans le chapitre 5 pour englober les mesures de réponse en fréquence de systèmes multi-voies. Toutes les considérations d'environnement couvertes dans le chapitre 4 s'appliquent à la mesure des systèmes à haut-parleurs multiples. Il y a deux problèmes supplémentaires, propres aux systèmes multi-voies : l'intégration des haut-parleurs et les rebonds multi-voies sur le sol.

Comme les centres acoustiques des différents haut-parleurs dans les systèmes multi-voies ne coïncident pas, les distances entre chaque haut-parleur et le point d'écoute ou de mesure ne sont pas les mêmes. Le placement correct du microphone pour une mesure exacte de la réponse en fréquence d'un système multi-voies pose un problème. Les variations de la position du microphone de mesure font varier le déphasage entre les signaux qui proviennent des différents haut-parleurs, et par conséquent la façon dont les signaux s'additionnent.

De plus, si le microphone est placé trop près du système, l'intégration des haut-parleurs risque de ne pas être correcte. Si le microphone est placé trop loin, les mesures seront altérées par les réflexions et le bruit ambiant. Pour donner la mesure du problème, je montre comme exemple les variations de la réponse d'un système typique à trois voies, constatées lors des variations de la position du microphone.

Cet exemple montre aussi que les changements constatés ne dépendent pas uniquement de la position du microphone, mais qu'ils sont fortement influencés par l'ordre du filtre utilisé. On voit que

les filtres d'ordre impair produisent de plus fortes variations en fonction de la position du microphone que les filtres d'ordre pair. Ces résultats soulignent la nécessité d'un choix soigné de l'axe du système et de la position du microphone.

Le modèle simple de rebond sur le sol élaboré dans le chapitre 4 est étendu dans le chapitre 5 pour inclure le cas des haut-parleurs multiples. Ici, les différents haut-parleurs sont à des hauteurs différentes par rapport au sol et ne sont pas à la même hauteur que le microphone. Des équations plus générales sont développées pour prévoir les fréquences de rebond sur le sol de chaque haut-parleur. Dans un exemple, les fréquences de rebond sur le sol des haut-parleurs de grave et médium sont décalées de telle façon que les creux de l'un puissent être comblés par les bosses de l'autre. L'exemple montre aussi comment éliminer le premier rebond sur le sol de chaque haut-parleur par un choix approprié de la fréquence de transition.

Le chapitre 5 continue avec plusieurs exemples de réponses en fréquence et de mesures d'impédance sur des systèmes à deux et trois voies équipés de haut-parleurs dynamiques, plus un exemple très intéressant de système à deux voies utilisant un transducteur à ruban à large bande. Chaque exemple met en lumière un aspect important du processus de mesure et fournit des indications pratiques sur la façon d'interpréter et d'exploiter les résultats. Plusieurs techniques sont présentées pour combiner les données relatives au champ proche à basse fréquence avec les mesures autonomes du champ lointain ou dans le plan du sol. Quelques exemples montrent à la fois la réponse du système entier et celle de chaque haut-parleur, pour illustrer l'effet du filtre. Deux des exemples montrent le jeu de mesures nécessaires pour concevoir un filtre et détaillent le processus de conception.

En plus des mesures dans l'axe, on présente la réponse polaire de plusieurs des exemples. La réponse polaire a une grande influence sur l'image et sur la perception de l'équilibre spectral dans les lieux d'écoute usuels. On constate que la réponse polaire d'un transducteur à ruban à large bande de 60 pouces de long (1,5 m) est cylindrique. Cette réponse polaire contraste avec la forme sphérique de la réponse des haut-parleurs dynamiques. Je montre que la différence entre les diagrammes de réponse complique l'intégration des haut-parleurs dynamiques avec de grands assemblages linéaires. Le chapitre se termine avec un bref exposé de la réponse en puissance, illustré par l'exemple d'un *subwoofer*.

La source de fréquence pour toutes les mesures *acoustiques* de ce chapitre est un oscillateur sinusoïdal modulé en fréquence pour produire un son *vobulé* sur un tiers d'octave. Un microphone de laboratoire calibré est utilisé dans tous les tests décrits, avec un préamplificateur à large bande. La quantité d'informations sur le système qu'on arrive à obtenir avec un équipement aussi simple est véritablement surprenante.

1.4.5

Chapitre 6 : le temps, la fréquence et la transformée de Fourier

Avec l'avènement des systèmes sur PC d'acquisition et d'analyse de données électriques et acoustiques, vous êtes à même d'effectuer maintenant beaucoup plus de mesures rapides et exactes sur les haut-parleurs et les systèmes de haut-parleurs. Parmi elles : le comportement transitoire dans le domaine temporel, le décalage temporel entre les haut-parleurs, la réponse en phase et les centres acoustiques des haut-parleurs, pour n'en citer que quelques-unes.

Toutes les techniques de mesure et tous les exemples des chapitres précédents mettaient en œuvre des mesures analogiques dans le domaine des fréquences. Au contraire, les systèmes d'acquisition de données sur PC travaillent dans le domaine temporel. Ils sont l'équivalent numérique d'un oscilloscope qui capturerait les formes d'ondes pour les afficher par rapport à un axe des temps. Heureusement, les systèmes linéaires sont caractérisés par une relation directe entre les données du domaine temporel et celles du domaine des fréquences. Dans le cas d'un haut-parleur, l'équivalent de la réponse en fréquence dans le domaine des fréquences est la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel.

La réponse impulsionnelle et la réponse en fréquence sont liées par une opération mathématique appelée transformée de Fourier. Il est essentiel de se forger une bonne compréhension qualitative de la transformée de Fourier et de nombreuses autres notions utilisées dans le traitement numérique du signal et dans les systèmes linéaires, si on veut interpréter et utiliser correctement les données fournies par ces systèmes.

Pour ce faire, on présente le signal impulsionnel et on définit la réponse impulsionnelle d'un haut-parleur au moyen d'un exemple. On montre aussi la réponse en fréquence correspondant à cette impulsion. Toutefois un problème se pose. La réponse

impulsionnelle d'un haut-parleur est une fonction continue du temps, la réponse en fréquence est une fonction continue de la fréquence. C'est-à-dire que la réponse impulsionnelle a une valeur pour chaque point dans le temps, la réponse en fréquence a une valeur pour chaque point du spectre de fréquences. Mais les ordinateurs, eux, doivent travailler avec des échantillons de chacune des grandeurs, connues seulement à des instants discrets dans le temps ou à des points discrets du spectre.

Les cinq sections suivantes du chapitre 6 expliquent comment obtenir à partir de données échantillonnées une bonne représentation de la réponse impulsionnelle et de la réponse en fréquence. Cela met en jeu l'échantillonnage des signaux continus dans le temps et des éléments du traitement numérique du signal, procédés fondamentaux dans le fonctionnement des systèmes à base de PC.

Dans la section 6.3, les signaux périodiques continus dans le temps sont définis avec plusieurs exemples. La représentation par une série de Fourier de signaux périodiques continus dans le temps est proposée ensuite. On montre que cette série est formée d'une somme infinie de signaux sinusoïdaux liés par une relation harmonique. Cette représentation vient à l'appui de la conclusion selon laquelle un signal périodique a un spectre de fréquences discrètes.

Je décris ensuite le processus d'échantillonnage qui convertit un signal continu dans le temps en signal discret dans le temps, dont la valeur n'est connue qu'à des instants discrets également espacés dans le temps. Je présente alors le théorème d'échantillonnage qui fixe une limite supérieure à la fréquence que peut restituer sans ambiguïté le processus d'échantillonnage. Le problème du repliement de fréquence est expliqué avec des exemples.

La transformée de Fourier discrète (*DFT* pour *Discrete Fourier Transform*) est présentée dans la section 6.4. Il s'agit d'une série de Fourier pour des données échantillonnées. La TFD est périodique. Cela conduit au problème de l'*étalement* de fréquences dans la TFD quand la séquence échantillonnée dans le temps n'est pas elle-même périodique dans l'intervalle d'échantillonnage. Une solution partielle à l'étalement de spectre au moyen de fenêtres de pondération est exposée et illustrée par des exemples.

La transformée de Fourier rapide (*FFT* pour *Fast Fourier Transform*) est un algorithme de calcul efficace pour l'obtention d'une version réduite de la

transformée de Fourier discrète. Elle est expliquée dans la section 6.5. Dans les conditions adéquates, on démontre que la TFR d'une réponse impulsionnelle échantillonnée dans le temps est une version échantillonnée de la réponse fréquentielle continue dans le domaine des fréquences. Ce résultat est extrêmement important, on explique dans quelles conditions il est vrai.

À ce point, on a établi le lien recherché entre la réponse impulsionnelle échantillonnée et la réponse en fréquence continue dans le domaine des fréquences. La section continue par une étude de la résolution en fréquence de la TFR et la présentation d'une technique de production de tracés TFR plus lisses grâce à des zéros de remplissage.

La section 6.6 présente une méthode de mesure de la réponse impulsionnelle des haut-parleurs au moyen d'une séquence de longueur maximale, *MLS* (pour *Maximum Length Sequence*), de bruit pseudo-aléatoire. On décrit le signal MLS et on énumère les avantages de la méthode. Le faible facteur de crête du signal MLS garantit un fonctionnement linéaire du matériel à tester tout en fournissant un rapport signal/bruit supérieur à celui des autres techniques. On présente aussi un schéma synoptique du traitement du signal MLS.

À ce point, vous disposez de toutes les notions relatives à la théorie de Fourier et au traitement numérique du signal qui sont nécessaires pour comprendre le fonctionnement des systèmes d'acquisition de données basés sur des PC. Le chapitre passe maintenant à une explication des nombreuses variables nouvelles que vous êtes à même de mesurer sur les haut-parleurs et les systèmes de haut-parleurs.

La section 6.7 définit précisément la phase et la réponse en phase. Des exemples montrent que des angles supérieurs à quelques centaines de degrés sont possibles dans de nombreux réseaux et systèmes de haut-parleurs. La périodicité des ondes sinusoïdales en phase, toutefois, limite les mesures de déphasage à $\pm 180^\circ$. Le processus de recalage de la phase mesurée pour obtenir le déphasage vrai est expliqué avec un exemple.

Les notions de phase minimale et de surcroît de phase sont présentées ensuite. Cela mène à une description des filtres passe-tout et de la réponse en phase des décalages temporels purs. Le retard de groupe est présenté aussi, avec des exemples.

La section 6.8 commence avec un exemple simple montrant qu'il n'y a pas de point unique dans l'espace ni dans le temps pour caractériser la position

acoustique spatiale ou temporelle d'un haut-parleur. Dans les régions où la réponse en fréquence change, les positions des sources de signal sont réparties, même pour une fréquence unique, dans une petite région dans l'espace ou, ce qui est équivalent, dans le temps.

Heureusement, tout n'est pas perdu. L'étude de la phase dans la section 6.7 est mise à profit dans la section 6.8 pour définir le centre de la phase acoustique d'un haut-parleur. C'est justement de cette définition correcte de la position acoustique d'un haut-parleur qu'on a besoin, lors de la conception d'un filtre, pour assurer une intégration convenable de haut-parleurs multiples. Une technique est décrite, et illustrée par un exemple, pour trouver le centre de la phase acoustique en utilisant la propriété de phase minimale des haut-parleurs.

1.4.6

Chapitre 7 : test de haut-parleurs avec des systèmes sur PC pour l'acquisition de données acoustiques

Le chapitre 7 est consacré entièrement à des exemples de mesures réalisées avec les systèmes MLSSA et CLIO, basés sur des PC, pour l'acquisition et l'analyse de données électriques et acoustiques. Le chapitre commence par une brève description des possibilités de chaque système. Le stimulus principal de MLSSA est la séquence MLS. Le système CLIO utilise aussi un signal MLS, mais il fournit en plus du bruit rose, des sinusoïdes, des sinusoïdes avec balayage en fréquence, des salves et des signaux à fréquences multiples.

Le chapitre continue avec des exemples de mesures d'impédance, de capacité et d'inductance effectuées avec les deux systèmes. Les systèmes CLIO et MLSSA utilisent la méthode du diviseur de tension pour la mesure de l'impédance, mais comme ils mesurent la phase en plus du module, ils se libèrent des restrictions exposées au chapitre 2 et permettent d'obtenir une valeur exacte du module et de la phase de l'impédance.

CLIO utilise des ondes sinusoïdales pour ses mesures d'impédance, alors que les résultats de MLSSA sont obtenus avec un signal MLS. Malgré la différence entre les stimuli, les exemples montrent que les deux systèmes donnent des résultats comparables avec des éléments de circuit usuels. Les exemples de données sur la phase sont utilisés pour démontrer que le comportement des inductances et capacités réelles s'écarte de l'idéal.

La mesure des paramètres de T&S avec MLSSA et CLIO est exposée ensuite. Les paramètres de T&S découlent des mesures d'impédance. Cependant, l'un et l'autre systèmes apportent une amélioration à la méthode des « trois points » exposée dans le chapitre 2, en adaptant un modèle de l'impédance de la bobine mobile à l'impédance mesurée. Les paramètres de T&S sont ensuite calculés à partir du modèle.

Cette méthode réduit fortement les erreurs introduites par l'asymétrie de la courbe et le bruit superposé à la mesure. On constate que les paramètres mesurés avec les deux systèmes affichent des différences, minimales mais significatives, dues au niveau de l'excitation appliquée par les différents stimuli et au fait que les paramètres de T&S dépendent du niveau d'excitation. Un deuxième exemple montre que les résultats sont rendus approximativement égaux par un réglage adéquat du niveau du signal MLS par rapport à celui de la sinusoïde.

Le chapitre continue avec un exposé des mesures fournies par MLSSA et CLIO et utilisées couramment pour la conception et l'évaluation des haut-parleurs. Les types de mesures entrent dans deux catégories générales : dans le domaine temporel et dans le domaine des fréquences. Les mesures dans le domaine temporel portent sur la réponse impulsionnelle, la réponse à un échelon, la courbe énergie-temps (ETC pour *Energy Time Curve*) et le traînage (CSD pour *Cumulative Spectrum Decay*).

On montre que la réponse à un échelon est une indication utile de la cohérence temporelle d'un haut-parleur. La courbe énergie-temps est très utile pour évaluer l'arrivée des réflexions dans les espaces réverbérants. Le traînage (CSD) mesure la perte d'énergie dans le spectre lors de l'attaque impulsionnelle d'un haut-parleur. Le traînage révèle les modes de résonance qui persistent après la suppression d'un signal. On présente des exemples de chaque mesure.

Les réflexions sur des surfaces comme le sol, le plafond, les murs latéraux apparaissent à des moments différents dans la réponse impulsionnelle. En supprimant des portions de la réponse impulsionnelle qui contiennent des réflexions, il est possible d'obtenir une réponse anéchoïde du haut-parleur et de l'enceinte dans une plage de fréquence limitée. Un exemple montre ici l'effet de l'inclusion de réflexions spécifiques dans le calcul de la réponse en fréquence.

Les mesures dans le domaine temporel portent sur la réponse en fréquence, la réponse en phase et le centre de la phase acoustique du haut-parleur. De plus, MLSSA indique le surcroît de phase, le retard de groupe et le surcroît de retard de groupe. L'exemple montre que le le surcroît de retard de groupe est une mesure très exacte des décalages temporels entre les haut-parleurs d'un système. Grâce à ses sources sinusoïdales et à l'analyseur de spectre à TFR, CLIO mesure les distorsions harmonique et d'intermodulation.

Les possibilités de mesure décrites ci-dessus s'appliquent maintenant à deux domaines distincts : la conception des systèmes de haut-parleurs et l'évaluation de leurs performances. Chaque domaine réclame des mesures un peu différentes. Pour ce qui est du processus de conception, les logiciels modernes d'optimisation des filtres de transition réclament, avant même de commencer, des informations très détaillées sur l'impédance des haut-parleurs, sur la réponse en phase et en fréquence et sur le centre de la phase acoustique. Le cahier des charges doit être adapté à l'environnement acoustique dans lequel le matériel est destiné à fonctionner.

Les données suivantes sont nécessaires pour le processus de conception : module et phase de l'impédance, réponse en fréquence et en phase dans l'axe, position relative du centre de la phase acoustique, pour chaque haut-parleur. Un exemple de projet à deux voies montre tout le processus de collecte des données et suit le projet jusqu'à son terme. Tous les résultats de mesures intermédiaires et la réponse du système terminé sont exposés.

Les mesures nécessaires à l'évaluation des performances d'un système de haut-parleurs sont différentes de celles qui servent à la conception, et elles sont plus complètes. Tout en étant limitées, les mesures destinées à l'évaluation des performances devraient vous aider à déterminer la sonorité d'un système quand il sera placé dans un environnement d'écoute typique.

Selon mon expérience, les mesures qui se rapportent le plus directement à cet objectif sont : module et phase de l'impédance du système, réponse en fréquence dans l'axe, sensibilité du système, spectre du traînage, réponse à un échelon, surcroît de retard de groupe, réponse polaire horizontale et verticale, réponse en puissance, enfin distorsions harmonique et par intermodulation. Le texte fait état des résultats de toute cette séquence de tests, effectués sur un système à deux voies MTM. Les résultats de chaque test sont présentés sous la forme de graphiques ou de tableaux, les implications acoustiques des résultats sont expliquées soigneusement.

Le chapitre se termine par trois exemples supplémentaires qui illustrent l'utilité considérable des systèmes sur PC d'acquisition de données acoustiques et électriques. Dans le premier exemple, le surcroît de phase est utilisé pour calculer la vitesse du son dans une ligne de transmission rembourrée. Le deuxième exemple revient sur les fenêtres de pondération et l'étalement de spectre. Le troisième et dernier exemple examine une fenêtre très spéciale et son utilisation dans l'analyse et l'égalisation de la réponse en fréquence de la pièce et de l'enceinte.

J'espère que cette brève introduction aux *Mesures sur les systèmes de haut-parleurs* a éveillé votre intérêt pour le sujet. Si oui, passez au chapitre 2.

Référence

1. **Dickson**, Vance, *The Loudspeaker Design Cookbook*, cinquième édition. Audio Amateur Press. *Enceintes acoustiques & haut-parleurs*, traduction française chez Publitrone, 1996, 2-866661-073-3 (cat. : 008030) [EAHP]

CHAPITRE 2

TEST DES HAUT-PARLEURS

2.0

Introduction

Les deux séries de données les plus importantes pour la description d'un haut-parleur sont sa réponse en fréquence et ses *paramètres de Thiele et Small* (T&S). Les mesures de la réponse en fréquence seront étudiées dans le chapitre 4. Les paramètres de T&S d'un haut-parleur sont indispensables pour concevoir correctement une enceinte.

Je donnerai dans ce chapitre un historique très bref de l'évolution de la conception des systèmes de haut-parleurs à basse fréquence à rayonnement direct, pour mettre en lumière l'introduction de l'approche de Thiele et Small, définir les paramètres de T&S, donner une explication rapide de leur signification à partir des principes physiques et présenter la technique propre à les mesurer. Comme la courbe d'impédance du haut-parleur joue un rôle de premier plan dans la détermination des paramètres de T&S, sa nature sera étudiée à partir des principes de base. L'utilisation des paramètres de T&S dans la conception des systèmes de haut-parleurs à basse fréquence à rayonnement direct est bien expliquée dans *Enceintes acoustiques et haut-parleurs (EA&HP)*¹. On supposera donc que ce livre est bien connu du lecteur.

2.1

Un peu d'histoire

Depuis l'invention du haut-parleur électrodynamique par Kellogg et Rice² (vers 1920) et jusqu'aux années soixante-dix, la conception des systèmes de haut-parleurs à rayonnement direct tenait autant de l'art que de la science. On comprenait plutôt mal les relations critiques entre les paramètres des haut-parleurs, le dessin de l'enceinte et la réponse en fréquence d'un système de haut-parleurs à basse fréquence. Un haut-parleur à rayonnement direct est un appareil complexe qui effectue tout d'abord une transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, ensuite une deuxième conversion de l'énergie mécanique en énergie acoustique. Même si les équations qui décrivent ce processus à étages multiples ont été écrites dans les années trente (par exemple par McLachan³), elles étaient complexes et

très difficiles à résoudre. Il n'y avait pas de solutions générales utilisables pour les travaux de conception.

Dans les années quarante, Olson⁴ et d'autres introduisirent la notion de circuit électrique équivalent dans l'analyse à basse fréquence des systèmes acoustiques. Dans cette approche, les modèles des éléments acoustiques sont des résistances, inductances et capacités. C'est possible parce que le comportement des éléments acoustiques obéit aux mêmes équations que les éléments électriques correspondants, sous réserve de certaines suppositions raisonnables. Cela signifiait qu'un système complexe d'éléments acoustiques pouvait être représenté par un circuit électrique et que toute la puissance d'une théorie électrique largement développée pouvait s'appliquer à l'analyse du fonctionnement des haut-parleurs. Olson⁵ a proposé en 1943 des modèles complets sous forme de circuits électriques pour les enceintes closes et à évent.

Malheureusement, si prometteuse que fût l'approche du circuit équivalent, un gros problème subsistait. Certains des éléments acoustiques dépendent de la fréquence. Cela veut dire que la valeur de l'élément électrique homologue doit changer avec la fréquence. Voilà qui complique fortement la solution analytique des équations du circuit et les solutions chiffrées étaient hors de question avant l'arrivée des calculateurs modernes. On pouvait ignorer en grande partie la subordination à la fréquence, mais on était généralement convaincu qu'un paramètre critique, l'*impédance de rayonnement*, ne pouvait pas être négligé. L'impédance de rayonnement, et en particulier la résistance de rayonnement d'un cône de haut-parleur, est le paramètre qui relie la vitesse du cône à la puissance acoustique de sortie. L'âne qui ignorerait la résistance de rayonnement n'aura pas de son !

En mettant à profit le circuit équivalent d'un système bass-reflex, Beranek⁶ a pu, en 1954, résoudre les équations de la réponse d'un système bass-reflex à trois points critiques où il était possible de calculer la résistance de rayonnement ; cependant, il manquait encore une courbe de réponse complète. Une percée d'importance s'est produite en 1959 dans l'analyse des systèmes de haut-parleurs.

En constatant que le rendement des systèmes de haut-parleurs à rayonnement direct est très faible (le rendement typique est de 1%, voire moins), Novak⁷ tint le raisonnement que l'effet de charge dû à la résistance de rayonnement pouvait être ignoré dans le calcul de la vitesse du cône. Une fois connue la vitesse du cône, la sortie acoustique pouvait être calculée au moyen de la résistance de rayonnement dépendant de la fréquence. Cela a conduit à une solution mathématique relativement simple de la réponse en fréquence. Ensuite Novak a analysé la réponse des systèmes clos et des systèmes à évent, puis proposé une analyse des performances relatives des deux.

Une discipline d'ingénierie n'est pas vraiment mûre tant qu'elle n'a pas migré de l'analyse vers la synthèse. Avec une spécification du fonctionnement du système, un outil analytique permet au concepteur d'arriver à une conception correcte par une série d'essais. Après chaque essai, on change les paramètres du haut-parleur, de l'enceinte ou des deux, puis on répète l'analyse, et ce jusqu'à obtenir le fonctionnement souhaité. En prenant la spécification du fonctionnement comme point de départ, les outils de synthèse mènent directement à la conception recherchée. On attribue en général à A.N. Thiele la paternité de la méthode synthétique de conception des haut-parleurs à rayonnement direct.

Il a publié en 1961 un article de référence intitulé « haut-parleurs en enceintes à évent » (*Loudspeakers in Vented Boxes*⁸). En poursuivant les travaux de Novak, Thiele a montré comment choisir les paramètres du haut-parleur, le volume de l'enceinte et l'accord de façon à aligner la réponse en fréquence du système à évent sur celle d'un certain nombre de filtres électriques bien connus. Comme on connaissait la fréquence, la phase et la réponse transitoire du filtre électrique, il s'ensuivait que le système de haut-parleurs aligné sur un filtre donné aurait la même réponse. Thiele a proposé une table de neuf alignements discrets pour l'enceinte à évent.

Il a proposé aussi quelques procédures relativement simples pour la mesure des paramètres primaires du haut-parleur (on les appelle maintenant paramètres de Thiele/Small) nécessaires pour le processus de conception, à savoir la fréquence de résonance f_s , le facteur Q et le volume équivalent V_{AS} , en utilisant seulement les valeurs de l'impédance du haut-parleur. Avec l'article de Thiele, les concepteurs disposaient désormais d'une procédure systématique de spécification des

paramètres des haut-parleurs et de conception des enceintes (volume et accord) pour obtenir la réponse désirée dans le cas des systèmes à évent.

À ce point, on pourrait penser que l'analyse et la synthèse de systèmes haut-parleurs à rayonnement direct étaient bien connues, mais souvent les publications dans les journaux des sociétés professionnelles ne filtrent que lentement jusqu'à la communauté des concepteurs. L'article de Thiele a été publié dans une revue technique australienne et il a fallu plusieurs années pour que ses résultats soient largement connus.

Pendant la période de 1968 à 1972, J.E. Benson publia une série d'articles, appuyés sur les travaux de Novak, Thiele et de beaucoup d'autres, intitulée « Théorie et conception des enceintes acoustiques » (*Theory and Design of Loudspeaker Enclosures*⁹). Cette série en trois parties donnait sur quelque deux cent quarante pages une théorie très générale de toutes les enceintes, closes, à évent et à amortissement apériodique. Malheureusement, les articles de Benson furent publiés aussi dans un journal australien et ils ont attendu longtemps avant d'être cités par les articles de Small, que nous allons voir maintenant.

L'événement qui a attiré l'attention de la communauté des concepteurs dans son ensemble sur la synthèse des systèmes de haut-parleurs à rayonnement direct à basse fréquence fut la publication des

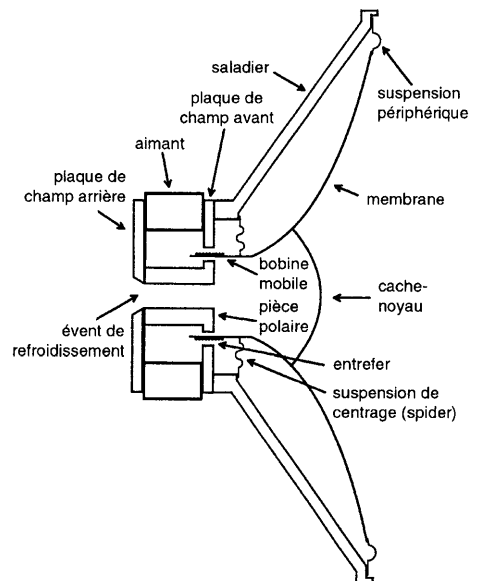


Figure 2.1 - Vue en coupe d'un haut-parleur à basse fréquence typique.

articles de R.H. Small¹⁰⁻¹² dans le *Journal of the Audio Engineering Society (JAES)*. Small, étudiant en doctorat sous la férule de Benson, a publié une série de neuf articles sur l'analyse et la conception de systèmes à enceintes closes, à évent et à radiateur passif. Ces articles prolongeaient les travaux de Thiele, avec des preuves détaillées de nombre de ses résultats et toute une gamme d'exemples de conception. Small a introduit le *graphe d'alignement continu* qui a remplacé le tableau limité des alignements discrets de Thiele. Avec ce graphe, un concepteur pouvait trouver le volume d'enceinte adéquat (et l'accord pour les systèmes à évent) pour une plage continue de paramètres de haut-parleurs. Grâce à la diffusion internationale du JAES, les résultats de Small se sont largement répandus et, dès le milieu des années soixante-dix, de nombreux concepteurs appliquaient ses méthodes avec succès.

2.2

Paramètres de Thiele & Small

Presque tous les paramètres utiles des haut-parleurs avaient été définis par d'autres chercheurs et auteurs avant Thiele et Small. Cependant, ils ont rassemblé ces paramètres et quelques paramètres nouveaux dans une méthode de conception complète et ils ont montré comment déduire ces paramètres facilement de la seule mesure de l'impédance. Ces paramètres sont désignés collectivement sous le nom de paramètres de T&S.

La figure 2.1 est une vue en coupe d'un haut-parleur de grave standard, c'est-à-dire un *woofer*. Cette figure tirée de la référence 1 devrait être familière pour le lecteur. Les paramètres T&S de la liste partielle ci-dessous se rapportent à cette figure. Leur sens et leur signification physique seront expliqués plus loin dans ce chapitre. Les voici en ordre alphabétique :

B	Densité du flux magnétique dans l'entrefer
Bl	Force du moteur : produit de B par l
C_{AS}	Élasticité acoustique de la suspension du haut-parleur
C_{MS}	Élasticité mécanique de la suspension du haut-parleur
f_S	Fréquence de résonance du haut-parleur, y compris la charge d'air
f_{SA}	Fréquence de résonance du haut-parleur en champ libre
l	Longueur du fil de la bobine mobile dans l'entrefer

L_{VC}	Inductance de la bobine mobile
M_{AS}	Masse acoustique de l'équipage mobile, y compris la charge d'air réactive
M_{MD}	Masse mécanique de l'équipage mobile, charge d'air exclue
M_{MS}	Masse mécanique de l'équipage mobile, y compris la charge d'air
Q_{ES}	Q du haut-parleur à f_S en considérant seulement la résistance électrique
Q_{MS}	Q du haut-parleur à f_S en considérant seulement les pertes mécaniques
Q_{TS}	Q du haut-parleur à f_S en considérant toutes les pertes du haut-parleur
R_{AS}	Résistance acoustique des pertes de la suspension du haut-parleur
R_E	Résistance électrique en continu de la bobine mobile
R_{ES}	Résistance électrique réfléchie du fait des pertes de la suspension du haut-parleur
R_{MS}	Résistance mécanique des pertes de la suspension du haut-parleur
S_D	Surface effective du cône du haut-parleur
S_0	Référence de la sensibilité en tension du haut-parleur
S_p	Référence de la <i>sensibilité en puissance</i> du haut-parleur
V_{AS}	Volume d'air qui présente la même élasticité acoustique que la suspension du haut-parleur
η_0	Rendement de référence du haut-parleur

Dans cette liste, la lettre A en première position dans l'indice désigne un paramètre acoustique, de même E pour électrique et M pour mécanique.

2.3

Courbe de l'impédance du haut-parleur

Le transducteur électro - mécano - acoustique complexe qu'est le haut-parleur se caractérise par un mélange de paramètres électriques, mécaniques et acoustiques, dont une grande partie sont cités dans la liste ci-dessus. La beauté de la théorie de T&S tient à ce que tous les paramètres du haut-parleur nécessaires à la conception d'un système de haut-parleurs peuvent être déterminés à partir de la *courbe d'impédance du haut-parleur*, mesurée dans deux conditions différentes seulement. C'est-à-dire que tous les paramètres intéressants peuvent être déterminés du côté électrique, ou de l'entrée, du haut-parleur. Plutôt étonnant si on prend un peu de recul.

La courbe d'impédance du haut-parleur est assez importante pour que nous passions un peu de temps à la comprendre et à comprendre d'où elle vient. La figure 2.2 représente la courbe d'impédance d'un haut-parleur à basse fréquence typique. Le module et la phase y sont représentés. Aux très basses fréquences, le module de l'impédance est égal à la résistance de la bobine mobile, R_E , et la phase est proche de 0° . L'impédance augmente pour des fréquences croissantes et l'angle de phase devient positif. Dans cette région, en-dessous de la

fréquence de résonance du haut-parleur, l'impédance électromotrice, ou du mouvement, apparaît inductive. La courbe d'impédance présente une pointe de valeur $R_E + R_{ES}$ à l'endroit de la résonance mécanique, f_S , où les phase repasse par zéro.

Au-dessus de la résonance, le tracé tombe et l'angle de phase devient négatif. Dans cette région, l'impédance du haut-parleur apparaît capacitive. Ensuite, la courbe passe par un minimum, à l'endroit où l'inductance de la bobine mobile, L_{VC} , forme un circuit résonant série avec l'impédance électromotrice capacitive du haut-parleur. Finalement, la courbe d'impédance remonte à cause de l'inductance de la bobine mobile et d'autres effets,

liés à la fréquence, que nous étudierons plus loin dans ce chapitre. Ces effets sont dominants dans l'impédance du haut-parleur à partir de ce point.

2.4

Modèle simple de haut-parleur

Pourquoi la courbe d'impédance prend-elle la forme de la figure 2.2 ? Construisons un modèle simple de ce *woofer*, de façon à pouvoir l'utiliser pour expliquer la forme de la courbe d'impédance.

2.4.1

Construction du modèle du côté mécanique

La figure 2.3 décrit un poids de masse M suspendu à un plan fixe, un plafond par exemple, par un ressort de rigidité K . La masse est exprimée en kilogrammes, K est le rapport entre la force et l'élongation. Par exemple, s'il faut une force de un newton (1 N) pour allonger un ressort de un mètre (1 m), la valeur de K est de un newton/mètre (1 N/m).

La figure 2.3 montre aussi un élément amortisseur, D , caractérisé par un rapport entre force et vitesse,

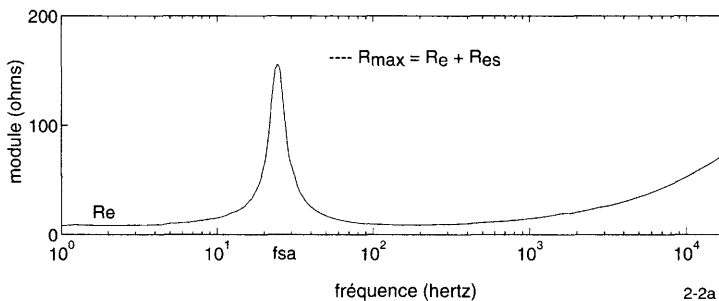


Figure 2.2a - Module de l'impédance d'un haut-parleur typique de 20 cm.

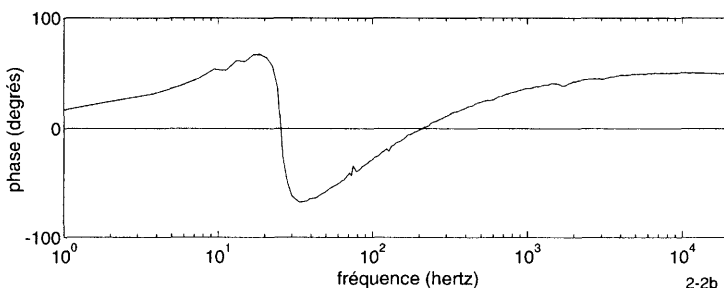


Figure 2.2b - Phase de l'impédance d'un haut-parleur typique de 20 cm.

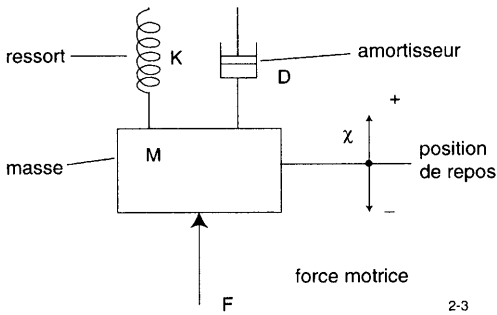


Figure 2.3 - Modèle masse/ressort/amortisseur des propriétés mécaniques d'un haut-parleur.

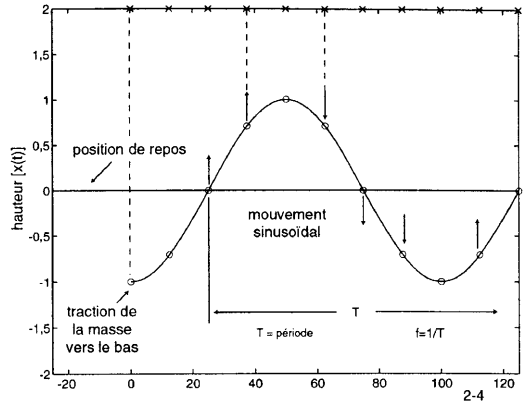


Figure 2.4 - Mouvement périodique d'un système ressort/masse.

en newtons par mètre par seconde. C'est-à-dire que la force d'amortissement qui ralentit le mouvement de la masse M est proportionnelle à la vitesse de la masse. (Dans ce livre, nous utiliserons souvent le système d'unités international (SI). Les unités élémentaires de longueur, masse et temps dans ce système sont le mètre, le kilogramme et la seconde. L'unité de poids ou force est le newton. L'appendice A (de ce chapitre) indique les facteurs de conversion entre les unités de mesure anglo-saxonnes (*Imperial*) et celles du Système International.)

Quand la masse est tirée vers le bas sur une distance donnée, l'énergie potentielle est stockée dans le ressort allongé. Si la masse est relâchée maintenant, elle va osciller de haut en bas. Dans ce modèle idéalisé la masse oscillera indéfiniment si l'amortissement D est nul, c'est-à-dire s'il n'y a aucune perte dans le système. La distance qui sépare M de sa position initiale – repérée par $x(t)$ dans la figure – subira une variation sinusoïdale dans le temps. On le verra facilement sur la figure 2.4.

Si on déplace à une vitesse constante le point de fixation du ressort au plafond et qu'on dirige une lumière sur la masse en mouvement, l'ombre de la masse tracera une sinusoïde sur le mur, tout comme un oscilloscope. L'amplitude de ce mouvement harmonique changera proportionnellement à l'amplitude du déplacement initial, mais la fréquence, ou la période T, ne variera pas. La fréquence sera la même quelle que soit la grandeur du déplacement initial de la masse, à la seule condition que le ressort ne soit pas étiré au-delà de sa limite d'élasticité.

La combinaison masse/ressort forme un oscillateur harmonique. La fréquence d'oscillation est donnée par l'équation :

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}} \quad [2.1]$$

où :

f_s = fréquence de résonance en hertz

K = rigidité du ressort en N/m

M = masse en kg

L'équation 2.1 nous indique qu'un ressort plus rigide produira une fréquence de résonance plus élevée, alors qu'une masse plus grande donne une f_s plus faible. C'est ce qu'on prévoit intuitivement.

La notion de rigidité du ressort est séduisante intuitivement. Dans le monde des haut-parleurs, cependant, on a l'habitude de parler de l'élasticité d'un ressort ou d'une suspension (*compliance* en anglais, d'où l'abréviation C). Mathématiquement, l'élasticité C est l'inverse de la rigidité K.

$$C = \frac{1}{K} \quad [2.2]$$

Ainsi un ressort très rigide a une faible élasticité et *vice versa*. L'élasticité s'exprime en mètres/newton. En termes d'élasticité, l'équation 2.1 devient :

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{CM}} \quad [2.3]$$

La grandeur M_{MD} est la masse totale de l'équipage mobile. Elle comprend la masse du cône, du mandrin et du fil de la bobine mobile, le cache-noyau, de même qu'une partie de la suspension périphérique et de la suspension de centrage (*spider*), qui se déplace avec le cône. L'équivalent d'une masse supplémentaire est dû à la charge quand le cône pousse l'air environnant. Cette charge « pneumatique », dite charge par réactance de masse, sera étudiée plus en détail dans le chapitre 3. Pour l'instant, retenons simplement que la masse supplémentaire équivalente due à la charge de l'air sur un haut-parleur suspendu à l'air libre sans baffle se calcule au moyen de :

$$M_{M1} = 2,67\rho a^3 = 0,394D^3 = 0,566S_D^{1,5}$$

où :

a = rayon du cône du haut-parleur

D = diamètre du cône du haut-parleur

ρ = densité de l'air ($1,18 \text{ kg/m}^3$ à 20°C au niveau de la mer)

Ensuite, la masse totale en mouvement, y compris la charge pneumatique, devient :

$$M_{MS} = M_{MD} + M_{M1}$$

La grandeur C_{MS} est l'élasticité totale de l'équipage mobile, elle comprend l'élasticité de la suspension de centrage (*spider*) et de la suspension périphérique. Si on remplace C et M de la figure 2.2 par C_{MS} et M_{MS} , on obtient un modèle simple de la partie mécanique du haut-parleur, et l'équation de la fréquence de résonance en champ libre devient :

$$f_{SA} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_{MS}M_{MS}}} \quad [2.4]$$

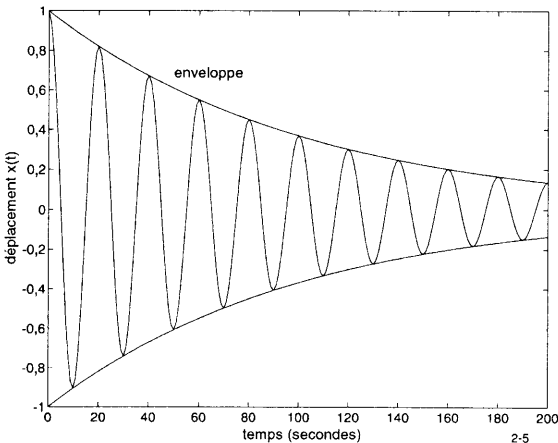


Figure 2.5 - Oscillation décroissante et son enveloppe.

L'amortissement, D , constitue le mécanisme de dissipation de l'énergie dans l'oscillateur harmonique. Si la valeur de D n'est pas nulle, l'amplitude de l'oscillation amorcée par le déplacement initial décroîtra jusqu'à zéro suivant une loi exponentielle dans le temps (figure 2.5). En plus de l'oscillation amortie, cette figure montre deux courbes à décroissance exponentielle, une au-dessus et une en-dessous de l'oscillation réelle. Ces courbes constituent une enveloppe qui délimite l'amplitude de crête de l'oscillation dans le temps. La vitesse de décroissance de l'enveloppe est caractérisée par le paramètre sans unité Q_{MS} :

$$Q_{MS} = 2\pi f_S \frac{M_{MS}}{C_{MS}} = \left(\frac{1}{D}\right) \sqrt{\frac{M_{MS}}{C_{MS}}} \quad [2.5]$$

Ce paramètre Q_{MS} est inversement proportionnel à D ; donc une forte valeur de l'amortissement est équivalente à une faible valeur de Q_{MS} et inversement. La vitesse de décroissance de l'oscillation s'exprime en décibels par cycle :

$$DR = -54,6/Q_{MS} \text{ dB/cycle} ; Q_{MS} > 0,5 \quad [2.6]$$

L'équation 2.6 ci-dessus est valable pour les valeurs de Q_{MS} supérieures à 0,5. En-dessous de cette valeur le système est sur-amorti et un déplacement initial décroît jusqu'à zéro uniformément et sans oscillation. L'équation 2.6 montre clairement qu'un système à fort Q décroîtra lentement dans le temps, alors qu'un système à faible Q mourra rapidement. Les valeurs de Q_{MS} vont de 3 à 10 sur les haut-parleurs usuels. Nous allons bientôt en dire beaucoup plus sur le facteur Q .

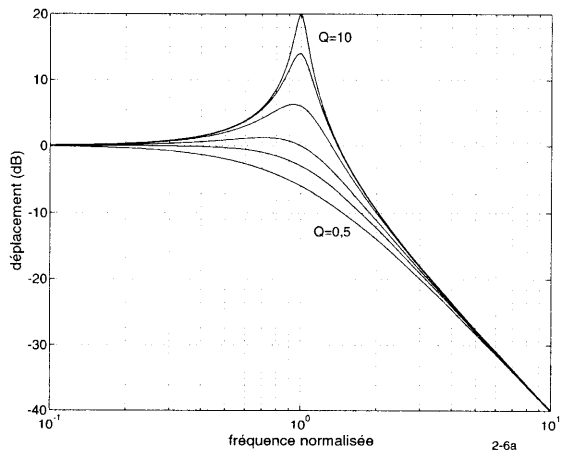


Figure 2.6a - Déplacement normalisé en fonction du facteur Q mécanique.

2.4.2

Système forcé

Nous avons envisagé jusqu'ici ce qui se passe dans le temps quand le système de la figure 2.3 est perturbé par un déplacement initial. Que se passe-t-il quand le système est actionné en permanence par une force sinusoïdale d'amplitude constante et de fréquence variable ? La réponse en déplacement de la masse actionnée est représentée par la figure 2.6a en fonction de la fréquence pour les valeurs de Q_{MS} égales à 0,5 ; 0,7 ; 1 ; 2,5 et 10. Aux fréquences très inférieures à celle de la résonance, la réponse en déplacement est constante. Dans cette région, la résistance à l'impulsion motrice ne résulte que de la rigidité du ressort. On la désigne par *région régie par l'élasticité*.

Au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence, le mouvement de la masse s'amplifie jusqu'à atteindre un maximum à l'endroit de f_S ou légèrement au-dessus, suivant la valeur de Q_{MS} . Il est clair d'après le graphe que la crête de la réponse dépend de la valeur de Q_{MS} , les valeurs les plus faibles déterminent un amortissement plus fort et moins de crête. La région proche de f_S est dite régie par l'amortissement. Un peu au-dessus de f_S , la réponse s'affaïsse, jusqu'à suivre une pente constante de -12 dB/octave. Ici les forces d'inertie dominant quand il est de plus en plus difficile de mouvoir la masse avec une fréquence croissante. Cette région est dite régie par la masse.

Les figures 2.6b et 2.6c donnent plus de renseignements sur la réponse en fréquence du système. La figure 2.6b montre la réponse en vitesse de la masse actionnée. Cette courbe possède une caractéristique de bande passante croissante de 6 dB/octave aux basses fréquences, passant par un maximum à f_S et décroissante de 6 dB/octave au-delà de f_S . Cela nous explique pourquoi la force d'amortissement, proportionnelle à la vitesse, est dominante dans la zone proche de f_S , où la vitesse est la plus élevée. Contrairement à la réponse en position, la réponse en vitesse est *toujours* maximale à f_S , quand la vitesse est la plus grande. Ce fait sera utilisé plus tard pour déterminer f_{SA} à partir de la courbe d'impédance.

La figure 2.6c représente la *réponse en accélération*. L'accélération s'accroît de 12 dB par octave en-dessous de f_S ; toutefois, au-dessus de f_S , la courbe s'aplatit et l'accélération devient constante. Pour garder constante la réponse en déplacement de la masse, l'accélération doit augmenter comme le carré de la fréquence.

Réciproquement, si l'accélération est constante, le déplacement doit décroître comme le carré de la fréquence, ou de 12 dB par octave, comme le montre la figure 2.6a. Remarquez que le tracé de la réponse en accélération est similaire à la réponse à basse fréquence d'un système de haut-parleur à enceinte close (voir la figure 1.1 de la référence 1). Ce n'est pas par hasard, puisque la réponse en pression d'un haut-parleur est proportionnelle à l'accélération du cône.

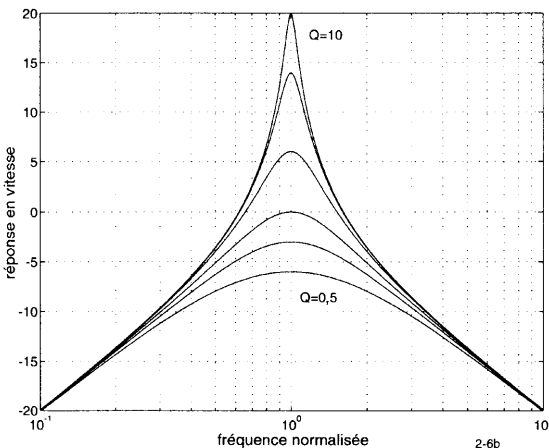


Figure 2.6b - Réponse en vitesse en fonction du facteur Q mécanique.

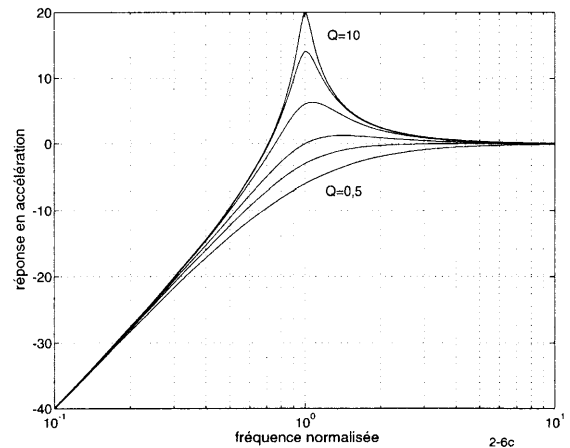


Figure 2.6c - Réponse en accélération en fonction du facteur Q mécanique.

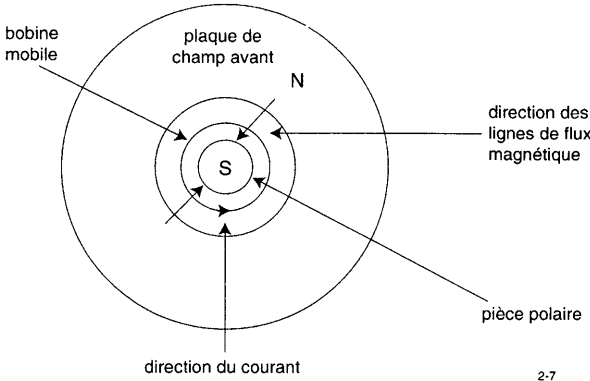


Figure 2.7 - Géométrie de l'entrefer. La force s'exerce vers le papier pour les directions représentées du courant et du champ.

2.4.3

Qu'est-ce donc que ce facteur Q ?

Dans les premiers jours de la radio, les circuits résonnants LC parallèles étaient largement utilisés pour améliorer la sélectivité en fréquence des récepteurs. (Il est regrettable que le symbole C soit utilisé à la fois pour la capacité électrique et pour l'élasticité mécanique (*compliance* en anglais), mais le lecteur reconnaîtra par le contexte le sens de C.)

Ces circuits bouchons ont une courbe de réponse en fréquence tout à fait comparable à la courbe de réponse en vitesse de notre système masse/ressort. Plus le pic de la courbe est étroit, plus le circuit est sélectif.

La sélectivité du circuit bouchon LC est caractérisée par un coefficient sans unité, le *facteur de qualité*, ou Q. Des valeurs de 50, 100 ou plus étaient courantes dans ces montages. Une valeur élevée de Q signale un amortissement moindre ou des pertes électriques moindres dans le circuit, donc une plus grande sélectivité. La valeur de Q était limitée par des facteurs tels que la résistance du fil des bobines et l'angle de perte des condensateurs de l'époque.

On considère souvent Q comme une mesure des pertes d'énergie dans un circuit, mais ce n'est qu'un aspect de l'affaire. Le facteur Q se définit formellement par le rapport :

$Q = \text{énergie stockée pendant un cycle} / \text{énergie dissipée pendant un cycle}$

où un « cycle » désigne une période de la force motrice sinusoïdale F. La force motrice apporte l'énergie au système. Le facteur Q est donc une mesure de la quantité d'énergie retenue dans le système par rapport à la quantité dissipée finalement en chaleur. Si la quantité d'énergie retenue est supérieure à la quantité dissipée, Q sera supérieur à 1.

Il est clair que cette définition de Q peut s'appliquer à des systèmes mécaniques aussi bien qu'électriques. Pour le système mécanique de la figure 2.2, l'énergie est stockée comme énergie potentielle par la compression ou l'élongation du ressort, ou comme énergie cinétique dans la masse en mouvement. L'énergie est dissipée par l'intermédiaire de l'amortissement. Dans un haut-parleur, les pertes mécaniques se produisent par les flexions des suspensions, de centrage et périphérique. Nous définirons plus loin dans ce chapitre un facteur Q électrique qui rend compte des pertes du côté électrique du haut-parleur.

Nous avons maintenant un modèle complet du côté mécanique d'un haut-parleur, passons à son côté électrique.

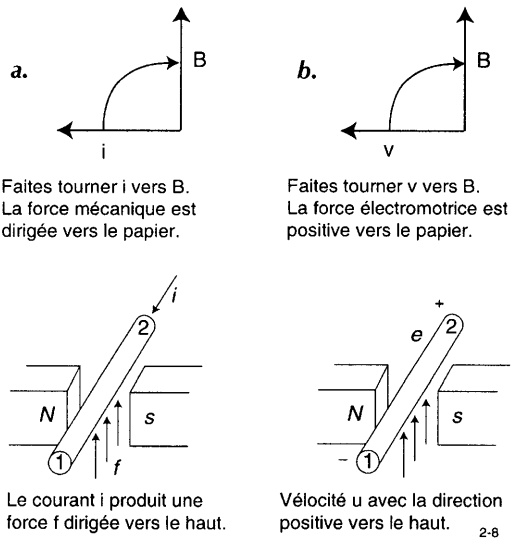


Figure 2.8 - Directions relatives de la force et de la force contre-électromotrice.

2.4.4

Modèle du côté électrique

La bobine mobile associée au champ magnétique de l'entrefer forme un moteur linéaire. La figure 2.7 est une vue agrandie de la géométrie de la bobine mobile et de l'entrefer annulaire où elle est logée. Les lignes de flux magnétique sont radiales dans l'entrefer et perpendiculaires aux spires de la bobine mobile. Il s'ensuit qu'elles sont aussi perpendiculaires à tout courant qui circule dans le fil. Quand un courant i passe à travers la bobine mobile, il naît une force F qui actionne le cône. La force est proportionnelle à la densité magnétique B , à la longueur l du fil dans le champ magnétique et au courant i . L'équation qui s'applique est :

$$F = Bli \quad [2.7]$$

La direction de la force est déterminée par la procédure illustrée sur la figure 2.8a. Dessinez une flèche dans la direction du flux magnétique. Dessinez une deuxième flèche dans la direction de l'écoulement du courant. Faites tourner i dans B suivant le plus petit des deux angles. La force s'exercera dans la même direction qu'une vis ordinaire soumise à la même rotation. Par exemple, si i doit tourner dans le sens horaire pour s'approcher de B , une vis tournée dans le même sens s'enfoncerait dans le plan du papier. Cette règle, connue aussi sous le nom de *règle des trois doigts de la main droite*, indique aussi que la force est toujours perpendiculaire à la direction du courant et aux lignes de champ ; elle est perpendiculaire au plan défini par les flèches du courant et du champ.

Pour ceux d'entre vous qui sont habitués à l'algèbre des vecteurs, la force F est le vecteur produit de i et B , avec i pris dans la direction du conducteur l . Dans un haut-parleur, la force s'exerce suivant

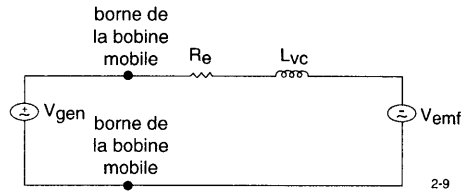


Figure 2.9 - Circuit équivalent vu aux bornes de la bobine mobile.

l'axe de la bobine et son sens s'inverse si le sens du courant s'inverse. Le moteur linéaire pousse la bobine mobile et le cône vers l'intérieur et vers l'extérieur du châssis.

À première vue, on pourrait supposer que le courant n'est limité que par l'impédance de la bobine mobile et par la tension appliquée à ses bornes, mais il se passe autre chose. Le mouvement de la bobine mobile dans le champ magnétique agit comme un générateur. Selon une des formes de la loi de Faraday, quand un conducteur de longueur l se déplace perpendiculairement à un champ à une vitesse v , il naît aux bornes du conducteur une force électromotrice (fem) ou tension de valeur :

$$EMF = Blv \quad [2.8]$$

La polarité de la tension est définie selon la figure 2.8. On la déterminé en dessinant les flèches des vecteurs v et B et en faisant tourner v suivant l'angle le plus petit. La polarité de la force contre-électromotrice correspond ici aussi à la direction du mouvement d'une vis. Remarquez que la tension produite tend à provoquer la circulation d'un courant de sens opposé à celui que produit la tension appliquée, V_{gen} . C'est pourquoi cette tension s'appelle force contre-électromotrice ou f_{cem} .

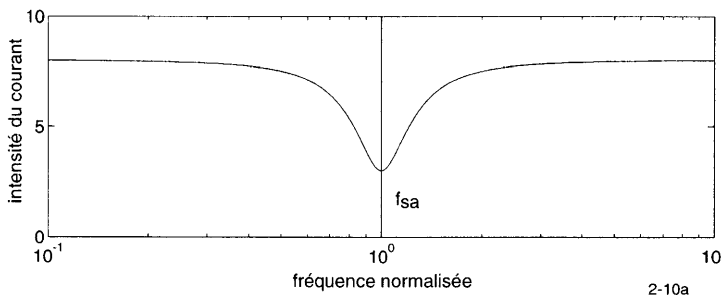


Figure 2.10a - Courant dans la bobine mobile soumise à un balayage à tension constante.

2.4.5

Courbe d'impédance du haut-parleur

Nous sommes à même maintenant d'expliquer la courbe d'impédance du haut-parleur. Le circuit équivalent à la bobine est représenté par la figure 2.9. Supposons qu'une tension alternative d'amplitude constante, V_{gen} est appliquée à ses bornes (négligeons l'inductance pour le moment). Sous l'effet de la tension, un courant circule dans la bobine, en produisant à son tour une force qui varie suivant une loi sinusoïdale et provoque un mouvement de va et vient du cône. Suivant la loi d'Ohm, le courant i_{VC} est égal à :

$$i_{VC} = \frac{V_{gen}}{R_E}$$

Toutefois, si la fréquence de l'onde sinusoïdale augmente, la vitesse du cône augmente selon la figure 2.6b et elle atteint son maximum pour f_{SA} . En même temps, l'augmentation de vitesse augmente la force contre-électromotrice qui provoque dans la bobine la circulation d'un courant de sens opposé ; ainsi le courant qui circule effectivement dans la bobine décroît jusqu'à un minimum pour f_{SA} . Quand la fréquence continue d'augmenter, la vitesse et la f_{cem} décroissent, pour finir par laisser le courant reprendre sa valeur de basse fréquence (en ignorant L_{VC} pour l'instant). La figure 2.10a représente l'évolution caractéristique du courant en fonction de la fréquence.

Pour envisager d'un autre point de vue la courbe d'impédance du haut-parleur, supposons maintenant que l'amplitude de la tension appliquée est adaptée en fonction de la fréquence de façon à maintenir un *courant constant* dans la bobine. Toujours selon la loi d'Ohm, le courant est :

$$i_{VC} = \frac{V_{gen} - V_{emf}}{R_E} \quad [2.9]$$

Quand la fréquence augmente, la f_{cem} augmente à nouveau, donc la tension appliquée (V_{gen}) doit augmenter pour maintenir le courant constant. La tension passera par un maximum à f_{SA} pour décroître quand la fréquence continue d'augmenter au-delà de f_{SA} . Le graphe de l'amplitude de la tension en fonction de la fréquence est celui de la figure 2.10b.

Comme l'impédance de la bobine mobile est définie par le rapport V_{gen}/i_{VC} , l'exposé qui précède et les graphes de la figure 2.10 montrent clairement que l'impédance de la bobine mobile passe par un maximum pour f_{SA} , si on suppose nulle l'inductance de la bobine, L_{VC} . La force contre-électromotrice est le phénomène par lequel les propriétés mécaniques et acoustiques d'un haut-parleur se reflètent dans l'impédance électrique vue aux bornes de la bobine mobile. Thiele et Small nous ont montré comment extraire des chiffres de l'impédance les paramètres de T&S.

L'augmentation d'impédance aux abords de f_{SA} est identique à celle d'un circuit résonant parallèle RLC. Il s'ensuit qu'on peut concevoir un modèle entièrement électrique de l'impédance de la bobine mobile. Le modèle électrique complet de la figure 2.11 prend en compte tous les effets électriques et tous les effets acoustiques et mécaniques réfléchis. Dans la figure 2.11, la *capacité électrique* C_{MES} représente la masse totale en mouvement – y compris la charge d'air – réfléchi du côté électrique. (Voir dans le chapitre 3 l'explication de la différence entre M_{MS} et M_{MD} .) La capacité C_{MES} est liée à la masse en mouvement par :

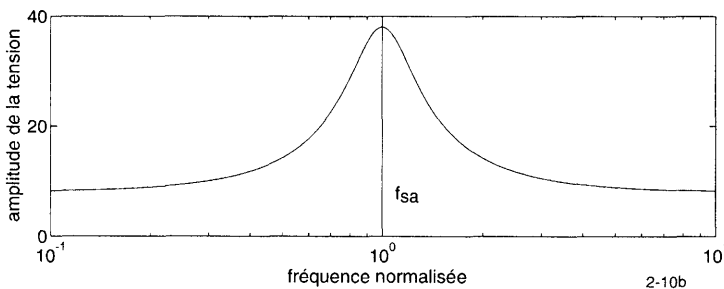


Figure 2.10b - Tension aux bornes de la bobine mobile soumise à un balayage à courant constant.

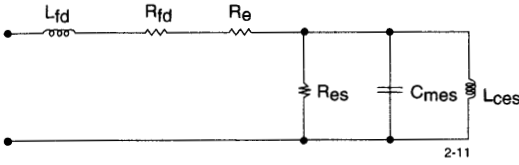


Figure 2.11 - Circuit électrique équivalent de l'impédance d'un haut-parleur.

$$C_{MES} = \frac{M_{MS}}{(Bl)^2} \quad [2.10]$$

La grandeur L_{CES} représente l'élasticité mécanique, telle qu'elle se réfléchit aux bornes de la bobine mobile :

$$L_{CES} = C_{MS}(Bl)^2 \quad [2.11]$$

Enfin, R_{ES} représente les pertes mécaniques réfléchies vers le côté électrique. On les calcule avec :

$$R_{ES} = \frac{(Bl)^2}{R_{ns}} \quad [2.12]$$

Remarquez, dans les équations 2.10 à 2.12, que toutes les conversions de paramètres mécaniques vers le côté électrique mettent en jeu le facteur $(Bl)^2$. Le premier Bl vient de l'effet de « Bli », le deuxième vient du terme B/v . Remarquez aussi que le circuit complet inclut une résistance et une inductance dépendantes de la fréquence comme l'indiquent R_{fd} et L_{fd} dans le dessin. C'est-à-dire que la partie résistive du circuit variera avec la fréquence comme la partie inductive.

Les courants audio qui traversent la bobine mobile produisent un champ magnétique alternatif qui induit à son tour des courants électriques dans la pièce polaire. Ces courants, dits *courants de Foucault* (*eddy currents* en anglais), produisent une quantité de chaleur qui augmente avec la fréquence. Le résultat net est une augmentation de la résistance et une diminution de l'inductance quand la fréquence augmente. Cet effet sera expliqué en détail plus loin dans ce chapitre.

2.5

Encore un peu de paramètres de T&S

Avant d'en venir vraiment aux techniques de mesure des paramètres, il faut définir deux paramètres supplémentaires et leur signification. Il s'agit de Q_{ES} et V_{AS} .

2.5.1

Force contre-électromotrice, amortissement électrique et Q_{ES}

La f_{cem} produit un amortissement électrique qui s'ajoute à l'amortissement mécanique dans le haut-parleur. En fait, pour les haut-parleurs à rayonnement direct utilisés couramment aujourd'hui, l'amortissement électrique est souvent la source dominante d'amortissement, il dépasse celui des pertes mécaniques et acoustiques.

Pour voir comment agit la f_{cem} , tentez l'expérience suivante. Prenez un grand haut-parleur de grave (*woofer*) de grande élasticité, de préférence un modèle de 30 ou 38 cm (15") de diamètre avec une faible valeur de f_s . Appuyez brusquement sur le cône à proximité du cache-noyau. Le cône se déplacera facilement. Maintenant court-circuitez les bornes de la bobine mobile et appuyez à nouveau. Vous allez sentir une résistance beaucoup plus forte au mouvement. La pression brusque imprime une grande vitesse à la bobine, ce qui produit une force contre-électromotrice.

On l'observera facilement en branchant un voltmètre aux bornes de la bobine mobile, court-circuit supprimé. Si les bornes sont en court-circuit, au contraire, la f_{cem} produit un fort courant dans la bobine et, suivant l'équation 2.7, une force qui s'oppose au mouvement de la bobine et amortit le cône. Les haut-parleurs sont attaqués habituellement par des amplificateurs à faible résistance interne de sortie, de façon à obtenir le maximum d'amortissement électrique.

Thiele a défini un Q électrique, Q_{ES} , pour caractériser cet amortissement électrique. L'équation de Q_{ES} est :

$$Q_{ES} = \left(\frac{R_E}{(Bl)^2} \right) \sqrt{\frac{M_{MS}}{C_{MS}}} \quad [2.13]$$

Physiquement, cette équation nous dit que Q_{ES} est inversement proportionnelle au carré de l'intensité du champ magnétique, si bien qu'un plus gros aimant apportera plus d'amortissement électrique.

La valeur de Q_{ES} augmente avec R_E parce qu'une plus forte valeur de R_E réduit le courant qui circule dans la bobine en court-circuit, ce qui réduit à son tour la force d'amortissement. La valeur de Q_{ES} augmente si la masse du cône augmente parce qu'une masse plus lourde est plus difficile à amortir. Finalement, Q_{ES} décroît si l'élasticité augmente parce qu'il faut moins de force pour amortir une suspension plus élastique.

2.5.2

Ressorts pneumatiques, élasticité mécanique et V_{AS}

La figure 2.12 représente deux boîtes closes. Chaque boîte est munie d'un piston de surface S_D qui forme un ressort pneumatique. La deuxième boîte a le plus petit volume. Si les deux pistons sont poussés sur la même distance vers le bas, il faut plus de force pour déplacer le piston 2. Puisque nous avons défini la rigidité K d'un ressort comme le rapport force/élongation, il est clair que le ressort pneumatique 2 est plus rigide que le ressort pneumatique 1. Réciproquement, le ressort 1 est plus élastique que le ressort 2. Pour une surface de piston donnée, plus le volume enfermé est grand, plus l'élasticité est grande.

La figure 2.13 montre deux boîtes de même volume, mais maintenant le piston de la boîte 2 est plus petit que celui de la boîte 1. Si les deux pistons sont à nouveau poussés sur la même distance vers le bas, le piston 1 comprimera un plus grand volume d'air que le piston 2 et la force nécessaire au déplacement sera plus grande pour le piston 1.

Dans cet exemple, le piston 2 est plus élastique que le piston 1. Nous voyons que l'élasticité de ce ressort pneumatique dépend à la fois du volume enfermé et de la surface du piston.

L'analogie du ressort pneumatique peut servir à caractériser l'élasticité d'un haut-parleur en termes de volume d'air équivalent. Le paramètre approprié (V_{AS}) représente le volume d'air enfermé qui présente la même élasticité (ou rigidité) que le système de suspension du haut-parleur quand ce volume est comprimé par un piston de même surface que la membrane du haut-parleur. La notion de V_{AS} est utile pour nous aider à visualiser la gamme de volumes d'enceintes dans laquelle un haut-parleur donné fonctionnera correctement. Précisément, V_{AS} est utilisé pour calculer le volume d'enceinte nécessaire pour obtenir un alignement donné de la réponse au moyen du paramètre α décrit dans le chapitre 2 de *EAHP*. La relation entre l'élasticité mécanique (C_{MS}) et V_{AS} est donnée par la formule :

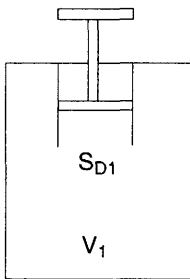
$$V_{AS} = \rho c^2 C_{MS} S_D^2 \quad [2.14]$$

où :

ρ = densité de l'air ($1,18 \text{ kg/m}^3$ à 20°C au niveau de la mer)

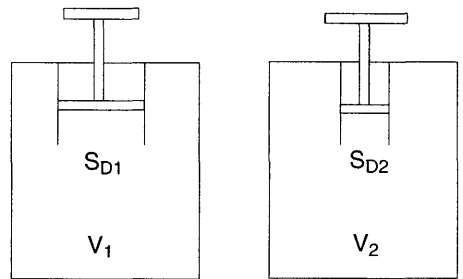
c = vitesse du son ($344,5 \text{ m/s}$ à 20°C au niveau de la mer)

Le paramètre V_{AS} est acoustique. Pour une élasticité mécanique donnée, le *volume acoustique*, V_{AS} , varie comme le carré de S_D . Cela explique pourquoi les haut-parleurs de grand diamètre avec une grande élasticité ont besoin d'enceintes de



2-12

Figure 2.12 - Effet du volume englobé sur l'élasticité du ressort pneumatique. Le volume V_1 est plus grand que V_2 , mais les surfaces S_D et S_{D2} sont égales. Dans ce cas, l'élasticité C_{M1} est supérieure à C_{M2} .



2-13

Figure 2.13 - Effet de la taille du piston sur l'élasticité du ressort pneumatique.

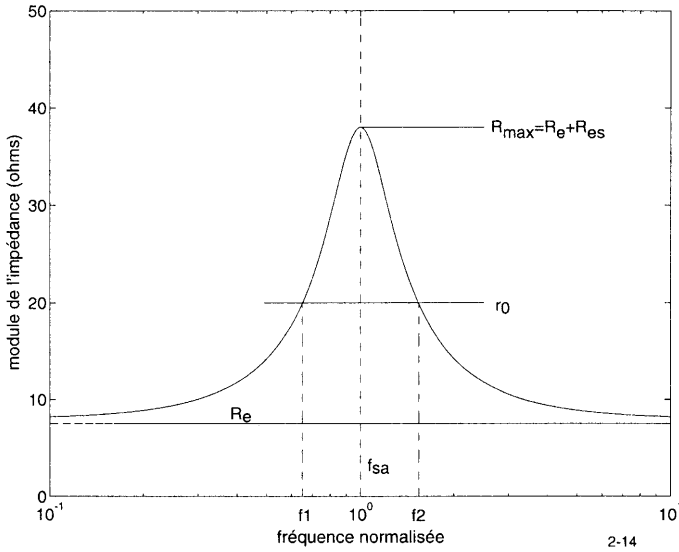


Figure 2.14 - Module de l'impédance de la bobine mobile (modèle simplifié).

grandes dimensions. Remarquez aussi que V_{AS} varie avec la température et la pression atmosphérique parce que ρ et c changent avec ces variables.

2.6

Détermination des paramètres de base de T&S à partir de la courbe d'impédance

Pour concevoir une enceinte adaptée à un haut-parleur, les paramètres nécessaires au minimum sont f_{SA} , Q_{TS} est V_{AS} . C'est par la mesure de ces paramètres que nous allons commencer. Thiele recommandait que le haut-parleur soit suspendu en l'air aussi loin que possible de toutes les surfaces qui réfléchissent le son.

Les paramètres mesurés ainsi sont dits « *en champ libre* ». Thiele (et Small plus tard) a établi une série d'équations pour déterminer les paramètres de T&S à partir du modèle simplifié de l'impédance de la bobine mobile. Nous avons déjà indiqué que la résistance de rayonnement peut être négligée. Thiele ignorait aussi l'effet de l'inductance de la bobine mobile, habituellement faible dans la région proche de la fréquence de résonance. Avec ces suppositions, le graphe de la figure 2.14 décrit le module de l'impédance d'une bobine mobile typique.

Plusieurs caractéristiques ressortent de cette figure. La courbe d'impédance atteint sa valeur maximale, R_{max} , égale à $R_{ES} + R_E$, pour f_{SA} , avec un déphasage nul ; c'est-à-dire que l'impédance est pure-

ment résistive pour cette fréquence. Remarquez que le module de l'impédance reprend la valeur R_E aussi bien aux très hautes qu'aux très basses fréquences. Enfin, le graphe de l'impédance est symétrique par rapport à f_{SA} s'il est tracé sur une échelle de fréquences logarithmique. Cette dernière observation implique que la courbe présente une symétrie géométrique autour de f_{SA} et que, pour toute autre paire de fréquences f_1 et f_2 disposée de façon symétrique par rapport à f_{SA} sur une échelle logarithmique, nous avons :

$$f_1 f_2 = f_{SA}^2 \quad [2.15]$$

Ce fait pourra être utilisé par la suite dans les mesures pour vérifier l'exactitude des suppositions simplifiées de Thiele.

À partir de la figure 2.14, Thiele a énoncé les relations suivantes :

Définir d'abord :

$$r_0 = \frac{R_{max}}{R_E} = \frac{R_{ES} + R_E}{R_E} \quad [2.16]$$

et

f_1, f_2 = fréquences inférieure et supérieure à f_{SA} , respectivement, pour lesquelles le module de l'impédance, R_x , vaut $R_E \sqrt{r_0}$.

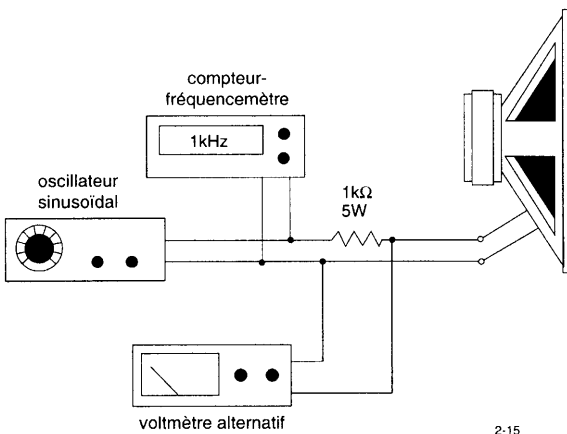


Figure 2.15 - Montage de mesure par la méthode du diviseur de tension.

Ensuite :

$$Q_{MS} = \frac{f_{SA} \sqrt{r_0}}{f_2 - f_1} \quad [2.17]$$

et

$$Q_{ES} = \frac{Q_{MS}}{r_0 - 1} \quad [2.18]$$

$$Q_{TS} = \frac{Q_{MS} \times Q_{ES}}{Q_{MS} + Q_{ES}} = \frac{Q_{MS}}{r_0} \quad [2.19]$$

Ces équations permettent de mettre au point des techniques pratiques de mesure de f_{SA} et Q_{TS} . Selon la figure 2.14, nous devons mesurer R_E et trois points de la courbe d'impédance pour déterminer f_{SA} et Q_{TS} . Nous étudierons trois approches : la méthode du diviseur de tension, la méthode de la tension constante et la méthode du courant constant.

La méthode du diviseur de tension utilise l'appareillage de mesure le plus simple, mais elle risque d'être moins précise si elle n'est pas bien appliquée. La technique de la tension constante est plus précise, mais elle réclame un amplificateur de puissance. La technique du courant constant utilise une source de courant constant alternative (SCC). Elle est aussi précise que la technique de la tension constante et un peu plus rapide et facile à mettre en œuvre, mais elle met en jeu des appareils de mesure plus perfectionnés.

2.6.1

Préparation des mesures

La suspension d'un haut-parleur se ramollit avec l'usage, ses paramètres dérivent. Pour prendre ce fait en compte, il est important que tous les haut-parleurs soient « rodés » avant les mesures. On peut le faire en les suspendant à l'air libre et en les attaquant avec un amplificateur de puissance dans la plage de 20 à 25 Hz. Le niveau d'attaque sera réglé pour provoquer un débattement modéré du cône. Veillez à ne pas sur-attaquer^{ndt}, sous peine de dommages matériels. Rodez le haut-parleur pendant au moins une heure. Certains fabricants spécifient les paramètres de leurs haut-parleurs après un rodage de huit heures, ou même vingt-quatre.

Les paramètres de T&S sont des paramètres de « signaux faibles ». Il est essentiel dans tous les tests de maintenir l'attaque au niveau le plus bas que permet le matériel de mesure tout en garantissant des résultats fiables. Suspendu en l'air, un cône de haut-parleur oppose peu de résistance au déplacement à basse fréquence. Dans ces conditions, même une attaque à niveau relativement faible risque de provoquer une forte excursion de l'équipage mobile, au point d'amener la suspension ou le moteur dans une zone non linéaire. C'est particulièrement vrai quand la fréquence d'attaque est égale à la fréquence de résonance en champ libre ou s'en approche. Les paramètres de T&S mesurés avec de fortes excursions seront différents des valeurs en « petits signaux ».

Note du traducteur : Tout comme on parle de surcharge (*overload*) si on impose à la sortie d'un amplificateur ou autre appareil une charge qui excède la valeur nominale, on parlera de sur-attaque (*overdrive*) quand le niveau de commande appliqué à une entrée atteindra une valeur excessive, suffisante pour amener la sortie au-delà de la limite prévue, au-delà de la saturation qui représente la limite. Le trait d'union est là à titre d'excuses pour ce néologisme.

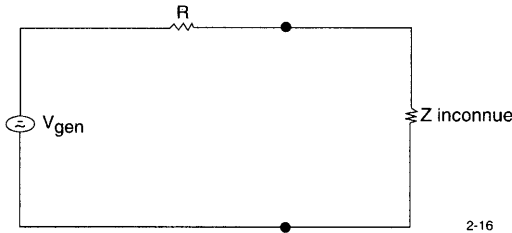


Figure 2.16 - Diviseur de tension

2.6.2

Méthode du diviseur de tension

La méthode du diviseur de tension est schématisée sur la figure 2.15.

Le matériel nécessaire comporte :

1. Générateur de signal sinusoïdal à fréquence audio
2. Voltmètre alternatif à haute impédance
3. Compteur-fréquence-mètre avec une résolution de 0,1 Hz
4. Résisteur de 1 kΩ (5 W)
5. Résisteur de 10 Ω 1% (voir les explications ci-dessous)
6. Oscilloscope en mode XY (facultatif)
7. Haut-parleur à tester

2.6.2.1

Principe du diviseur de tension

La figure 2.16 représente un diviseur de tension simple. La tension aux bornes de sortie du diviseur est donnée par l'équation suivante :

$$V_{out} = \left(\frac{Z}{R + Z} \right) V_{gen} \quad [2.20]$$

La tension d'entrée est « divisée » par le rapport $Z/(R+Z)$. Le terme Z est une impédance arbitraire qui est en général à la fois résistive et inductive. Si R est beaucoup plus grande que le module de Z – repéré par les barres verticales – l'équation 2.20 se simplifie en :

$$V_{out} = \left(\frac{|Z|}{R} \right) V_{gen} = \left(\frac{V_{gen}}{R} \right) |Z|$$

ou pour résoudre $|Z|$,

$$|Z| = \left(\frac{R}{V_{gen}} \right) V_{out} \quad [2.21]$$

Si V_{gen} est maintenu constant alors que la fréquence varie, R/V_{gen} sera constant et $|Z|$ sera directement proportionnelle à V_{out} tant que la valeur de R est beaucoup plus grande que $|Z|$. La constante de proportionnalité est R/V_{gen} .

Pour calibrer le diviseur de tension en vue des mesures d'impédance, remplacez le haut-parleur à tester par le résisteur de 10 Ω à tolérance de 1% et réglez la tension de sortie du générateur de façon à obtenir une tension de 0,01 V (10 millivolts) aux bornes du résisteur de mesure. Ainsi le rapport entre la résistance de calibrage et la tension mesurée est de 1000:1, ce qui facilite la conversion en impédance de la tension lue.

Si la résistance de calibrage est remplacée maintenant par une impédance arbitraire, on détermine la valeur de cette impédance simplement en multipliant par mille la tension lue. Par exemple, une lecture de 0,018 V représente une impédance de 18 Ω ; 0,0056 V égale 5,6 Ω, et ainsi de suite. Le rapport 0,01 V = 10 Ω a été choisi pour la facilité de la multiplication par 1000. On peut utiliser d'autres rapports si on veut.

Faute de résisteur de 10 Ω à 1%, vous pouvez utiliser n'importe quelle valeur à la place. Par exemple, si vous avez un résisteur de 11,8 Ω à 1%, ajustez simplement le voltmètre de façon à lire 0,0118 V et obtenir le rapport de 1000:1. Vous pouvez aussi mesurer n'importe quel résisteur de faible valeur avec un pont de mesure en continu ou avec un voltmètre numérique à 0,1 Ω près et l'utiliser comme résistance de calibrage. Pensez seulement à prendre en compte la résistance des fils de mesure.

Le voltmètre utilisé pour mesurer V_{out} doit présenter une impédance interne d'au moins cent fois l'impédance à mesurer. Les voltmètres alternatifs à large bande comme le modèle HP403B Hewlett-Packard donnent satisfaction parce que leur impédance d'entrée à basse fréquence est habituellement de 1 MΩ. Certains vieux modèles de voltmètres numériques et de multimètres avec échelles alternatives, cependant, risquent de présenter une résistance interne trop faible pour ne pas affecter l'exactitude de vos résultats.

2.6.2.2

Mesure de f_{SA} et de Q_{TS} au moyen du diviseur de tension

La méthode du diviseur de tension consiste à :

1. Mesurer la résistance en continu de la bobine mobile avec un voltmètre numérique ou un pont précis. La valeur de R_E sera mesurée à 0,1 Ω près. Si vous mesurez au voltmètre numérique, n'oubliez pas de soustraire la résistance des fils de mesure. La résistance des fils se mesure en court-circuitant les deux pointes de touche et en lisant la valeur en ohms affichée par le multimètre.
2. Calibrer le diviseur de tension comme indiqué ci-dessus.
3. *Tout en gardant constante la tension de sortie du générateur*, faire varier la fréquence pour trouver l'impédance maximale. Noter l'impédance maximale sous le repère R_{max} . Noter la fréquence et l'étiqueter f_{SA} .
4. Calculer R_0 à l'aide de l'équation 2.16 puis calculer R_x , avec :

$$R_x = R_E \sqrt{r_0} \quad [2.22]$$

5. Trouver les deux fréquences, f_1 et f_2 , respectivement en-dessous et au-dessus de f_{SA} , pour lesquelles l'impédance vaut R_x .
6. Vérifier la validité du modèle simplifié de l'impédance en calculant :

$$f'_{SA} = (f_1 f_2)^{1/2},$$

et comparer les résultats à f_{SA} . Si f'_{SA} est à 1 Hz ou moins de f_{SA} pour les haut-parleurs de grave, ou à 1% ou moins pour les haut-parleurs de médium et d'aigu, les suppositions faites sur le modèle de l'impédance lors de l'élaboration des paramètres de T&S se révèlent valides. En général, des différences plus fortes sont dues à des bobines de grandes dimensions ou à des défauts de linéarité introduits par l'attaque sous une tension excessive.

7. Si la vérification de l'étape 5 est concluante, les facteurs Q des haut-parleurs peuvent être calculés comme suit :

$$Q_{MS} = \frac{f_{SA} \sqrt{r_0}}{f_2 - f_1}$$

Et

$$Q_{ES} = \frac{Q_{MS}}{r_0 - 1}$$

$$Q_{TS} = \frac{Q_{MS} \times Q_{ES}}{Q_{MS} + Q_{ES}} = \frac{Q_{MS}}{r_0}$$

2.6.2.3

Exemple de diviseur de tension**Exemple 2.6.1**

Les paramètres d'un haut-parleur de grave de 20 cm (8") à saladier embouti, avec cône en polypropylène et suspension périphérique en caoutchouc butylique, ont été mesurés suivant la méthode du diviseur de tension. La résistance de la bobine mobile, R_E , mesurée au pont de mesure en continu, est de 7,85 Ω .

Un résistor de 1 k Ω , 1 W 1% est utilisé comme R . Sa résistance réelle est de 1024 Ω . Le diviseur a été calibré avec une résistance de 10 Ω 1% et le test a commencé. L'impédance maximale et la fréquence correspondante sont :

$$R_{max} = 72,5 \Omega \text{ et } f_{SA} = 32,3 \text{ Hz}$$

Ensuite :

$$r_0 = \frac{72,5}{7,85} = 9,24$$

$$\sqrt{r_0} = 3,04$$

Et

$$R_x = 3,04 \times 7,85 = 23,9 \Omega$$

Les fréquences correspondant à R_x sont :

$$f_1 = 22,1 \text{ Hz et } f_2 = 48,6 \text{ Hz}$$

En vérifiant la validité des suppositions du modèle simplifié de l'impédance, nous trouvons :

$$f'_{SA} = (22,1 \times 48,6)^{1/2} = 32,8 \text{ Hz,}$$

Ce qui est effectivement à 1 Hz de la valeur mesurée pour f_{SA} .

À partir de ces valeurs, les facteurs Q se calculent comme suit :

$$Q_{MS} = 3,04 \times 32,3 / (48,6 - 22,1) = 3,71$$

$$Q_{ES} = Q_{MS} / (9,24 - 1) = 0,45$$

et

$$Q_{TS} = (3,71 \times 0,45) / (3,71 + 0,45) = 0,40$$

2.6.2.4

Pièges, mises en garde et parades

(A) Beaucoup de voltmètres numériques ne donnent pas une mesure fiable pour les faibles valeurs de résistance. Dans l'idéal, il faudrait connaître la résistance à trois décimales. Un pont de mesure de la résistance en continu est sûrement préférable si votre voltmètre numérique n'est pas assez fiable. La référence 15 décrit un pont de mesure de résistance en continu simple mais précis.

(B) L'attrait de la technique du diviseur de tension est dû à sa simplicité. Après le calibrage, l'impédance se lit simplement par mise à l'échelle des mesures de tension. Toutefois, la méthode repose largement sur la supposition que R est beaucoup plus forte que $|Z|$, l'impédance à mesurer. Que vaut cette supposition ?

La figure 2.17 montre l'erreur potentielle du diviseur quand R vaut 1 kΩ et que le calibrage est fait sur 10 Ω. Pour les impédances supérieures à 10 Ω, le diviseur de tension lit toujours une impédance *inférieure* à la valeur réelle. L'erreur n'est pas seulement une fonction du module de l'impédance, mais aussi de l'angle de déphasage de l'impédance.

Les courbes représentent l'impédance avec des déphasages de 0, ±45° et ±90°. Ces angles correspondent à une résistance pure, à une impédance dont les composantes résistive et réactive (inductives ou capacitives) sont égales, enfin à une réactance pure (ici encore inductive ou capacitive). Remarquez qu'une résistance pure représente le plus grand risque d'erreur. Un diviseur de tension calibré sur une résistance de 10 Ω et affichant une valeur de 50 Ω, quand il mesure une résistance

pure, donne en fait un résultat trop faible de 1,9 Ω. C'est-à-dire que la valeur réelle est de 51,9 Ω. Une lecture de 100 Ω est obtenue pour une résistance de 109,8 Ω.

Curieusement, l'erreur est nettement moindre avec les impédances réactives. Une impédance déphasée de 45° possède des composantes réactive et résistive égales. Par exemple, une impédance de 50 Ω avec un déphasage positif de 45° sera composée d'une partie résistive et d'une partie réactive :

$$R = 35,36 \text{ } \Omega \text{ et } X_L = +35,36 \text{ } \Omega$$

ce qui donne une impédance de :

$$|Z| = [(35,36)^2 + (35,36)^2]^{1/2} = 50 \text{ } \Omega$$

D'après la figure 2.17, nous voyons qu'une lecture de 50 Ω sur une impédance réactive de 45° représente en fait une impédance réelle de 51,4 Ω alors qu'une lecture de 100 Ω est obtenue pour une impédance réelle de 106,1 Ω. L'erreur sur la mesure d'une réactance pure ne dépasse jamais 0,5 Ω.

Heureusement, ce problème trouve une solution simple et le diviseur de tension peut rentrer en grâce. L'erreur la plus forte se produit à la fréquence f_{SA} , pour laquelle l'impédance est maximale et purement résistive. Trois méthodes de correction sont convenables : 1) utiliser la figure 2.17 pour corriger le résultat ; 2) insérer une deuxième résistance de calibrage dans le montage de test à f_{SA} , avec une valeur proche de R_{max} ; enfin 3)

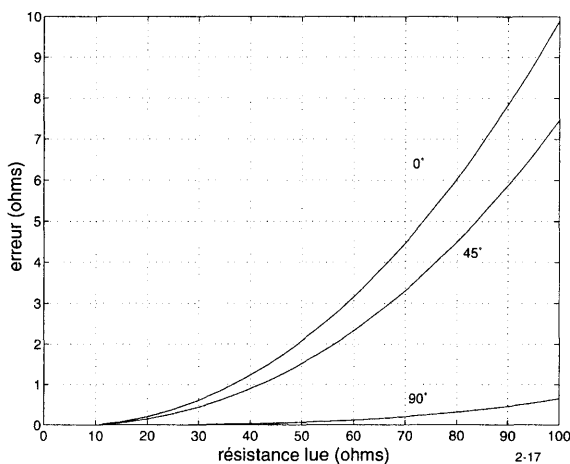


Figure 2.17 - Erreur du diviseur de tension (l'appendice B contient cette même figure en grand format).

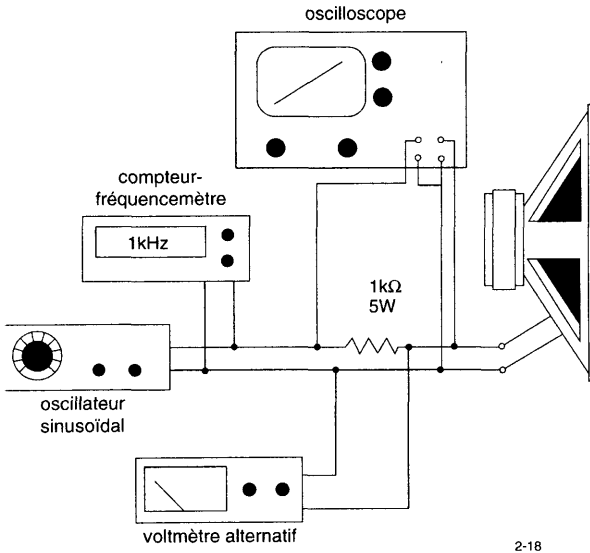


Figure 2.18 - Montage de test pour la mesure du déphasage entre le courant dans la bobine et la tension à ses bornes. À la résonance, la trace sera rectiligne.

insérer une résistance variable dans le montage de test et régler sa valeur pour obtenir la même tension qu'avec le haut-parleur à tester. Ensuite mesurer la résistance au multimètre numérique ou au pont de mesure pour obtenir l'impédance correcte.

Dans l'exemple précédent (2.6.1), la mesure donnait pour R_{\max} la valeur de $72,5 \Omega$. La méthode de correction la plus simple consiste à utiliser la figure 2.17, où on voit que la valeur $72,5 \Omega$ est trop faible de $4,3 \Omega$. Donc R_{\max} est plus proche de $76,8 \Omega$. Rien de plus simple que de recalculer r_0 et R_x et de répéter les mesures de f_1 et f_2 .

$$r_0 = 76,8/7,85 = 9,78 ; \sqrt{r_0} = 3,13 \text{ et } R_x = 24,6 \Omega$$

Aux fréquences f_1 et f_2 , le module de l'impédance est beaucoup plus faible et plus réactif. Les déphasages sont couramment de 45 à 60° . La figure 2.17 montre qu'une impédance réactive de $24,6 \Omega$ doit présenter une erreur inférieure à $0,3 \Omega$. Les fréquences f_1 et f_2 ont été remesurées :

$$f_1 = 22,2 \text{ Hz et } f_2 = 48,3 \text{ Hz}$$

Les valeurs recalculées pour les facteurs Q sont :

$$Q_{MS} = 3,88 ; Q_{ES} = 0,44 \text{ et } Q_{TS} = 0,40$$

Bien que l'erreur sur Q_{MS} soit d'environ 4% par défaut sans correction, la valeur finale de Q_{TS} arrondie à deux chiffres n'est pas différente du résultat du calcul précédent.

La figure 2.17 suppose que $R = 1 \text{ k}\Omega$. Comme la valeur réelle est de 1024Ω , les deux autres méthodes ont été essayées pour voir s'il y a une réduction significative supplémentaire de l'erreur. Avec la méthode 2, on monte un résistor de 75Ω 1% et on règle le générateur de signal de façon à lire $0,075 \text{ V}$ à $32,3 \text{ Hz}$, toujours avec un facteur d'échelle de 1000. Une fois ce réglage effectué, on reconnecte le haut-parleur au diviseur et on mesure pour R_{\max} une valeur de $76,2 \Omega$.

Suivant la méthode 3, on insère un potentiomètre de 100Ω dans le montage de test et on le règle à la fréquence f_{SA} de façon à lire $0,0725 \text{ V}$ (la tension enregistrée à R_{\max} dans le premier exemple). On retire ensuite le potentiomètre et on mesure sa résistance au pont de mesure en continu ; on lit $76,2 \Omega$. Toutes ces mesures complémentaires montrent que pour une utilisation pratique, la figure 2.17 permet la correction des mesures de R_{\max} .

Une dernière remarque. La tension de sortie des générateurs de signaux usuels se situe dans la plage de 5 à 7 V . Cette valeur, associée à la sensibilité des voltmètres alternatifs courants, limite la valeur de R à quelque 1000Ω . Le recours à un amplificateur pour élever cette tension dans la plage des 20 à 30 V permet de porter R à $10 \text{ k}\Omega$. Ceci garantit que R est beaucoup plus grande que $|Z|$ et rend inutiles les corrections de la valeur lue sur le diviseur de tension. On s'approche ainsi d'une véritable source de courant constant.

(C) Pour les haut-parleurs dotés d'un Q mécanique relativement faible, la courbe d'impédance dans la région proche de f_{SA} aura peu de courbure et la tension maximale correspondante sera très plate. Dans ce cas, il risque d'être difficile de trouver précisément le maximum en partant des mesures de tension. Des changements de fréquence de l'ordre du hertz ne feront pas dévier l'aiguille d'un galvanomètre. L'équation 2.15 donnera alors une meilleure estimation de f_{SA} si on sait que l'inductance de la bobine est faible.

Une autre façon d'attaquer ce problème consiste à exploiter la propriété de *déphasage nul* de la courbe d'impédance pour trouver la fréquence f_{SA} . À cette fréquence, la tension aux bornes de la bobine et le courant qui la traverse seront en phase. Un oscilloscope avec des entrées X et Y permettra de mesurer la phase sur des *figures de Lissajous*. Quand on applique simultanément aux entrées verticale et horizontale de l'oscilloscope des tensions sinusoïdales de même fréquence, de même ampli-

tude mais de phase différente, on produit une trace fermée qui varie entre une ligne droite et un cercle, pour revenir à une ligne droite, quand le déphasage passe de 0° à 90° puis à 180° . En général, les figures de Lissajous ne donnent qu'une mesure grossière du déphasage, mais le cas particulier du déphasage nul se reconnaît facilement à la ligne droite.

Avec le montage de la figure 2.18, on mesure à nouveau la résonance en champ libre du haut-parleur de 20 cm, au moyen de la propriété du déphasage nul. Le résultat obtenu est :

$$f_{SA} = 32,2 \text{ Hz,}$$

ce qui est à 0,1 Hz près la valeur mesurée par le critère de R_{\max} . Dans cet exemple, les deux méthodes concordent parfaitement, mais il est fréquent que ce critère du déphasage nul donne un résultat plus précis avec les haut-parleurs à très faible Q_{MS} . Par contre, des haut-parleurs dont la bobine mobile a une forte inductance peuvent afficher des différences de quelques dixièmes de hertz entre la fréquence du déphasage nul et celle de R_{\max} .

(D) L'équation de Q_{MS} met en jeu la *différence* entre deux fréquences dans le dénominateur. Dans le cas de haut-parleurs de grave à faible f_{SA} et fort Q_S mécanique, la différence entre f_1 et f_2 risque d'être minime. Pour obtenir la précision maximale dans ces conditions, la mesure de f_2 et f_1 doit être faite à 0,1 Hz près ou mieux. La résolution du cadran de la plupart des générateurs sinusoïdaux n'a guère de chance de permettre des mesures fiables de ces paramètres. C'est pourquoi un fréquencemètre audio à résolution de 0,1 Hz figure dans la liste du matériel de mesure. Un exemple sera utile ici (voir encadré ci-contre : exemple 2.6.2).

Au moyen d'un fréquencemètre à résolution de 0,1 Hz, les fréquences relevées pour R_x étaient 19,7 et 34,2 Hz. À partir de ces chiffres, la valeur de Q_{MS} est :

$$Q_{MS} = \frac{4,47 \times 26}{34,2 - 19,7} = 8,02$$

Remarquez que la différence entre f_2 et f_1 n'est que de 14,5 Hz. Les fréquencemètres disponibles couramment ont des résolutions de 1 Hz ou 10 Hz et pratiquent l'arrondi par défaut. Avec un fréquencemètre à 1 Hz, f_1 et f_2 seraient de 19 et 34 Hz res-

Exemple 2.6.2

Des mesures d'impédance sur un haut-parleur de grave de 25 cm ont donné les résultats suivants :

$$R_E = 6,50 \Omega$$

$$R_{\max} = 130 \Omega \text{ à } 26,0 \text{ Hz}$$

ensuite :

$$R_0 = 130/6,5 = 20 ; \sqrt{r_0} = 4,47$$

et

$$R_x = 4,47 \times 6,5 = 29,1 \Omega$$

pectivement, ce qui donnerait pour Q_{MS} une valeur de 7,7, soit une erreur de 3,5% ! Les valeurs de Q_{ES} et Q_{TS} seraient décalées aussi de 3,5%. Il en résulterait en gros une erreur de 1 dB dans la réponse d'une enceinte close conçue avec une valeur erronée de Q . Il est évident qu'une mesure à 10 Hz serait inutilisable.

Heureusement, il y a une solution à ce problème. Les fréquencemètres usuels ont un mode *période*. Dans ce mode, on mesure le temps mis par la sinusoïde pour accomplir un cycle complet. La fréquence de l'onde sinusoïdale est égale à l'inverse de sa période. Le fréquencemètre à 1 Hz utilisé précédemment mesure la période en millisecondes. Les périodes correspondant à f_1 et f_2 , repérées T_1 et T_2 , sont de :

$$T_1 = 50,81 \text{ ms} = 0,05081 \text{ s}$$

et

$$T_2 = 29,22 \text{ ms} = 0,02922 \text{ s}$$

De là :

$$f_1 = 1/T_1 = 19,681 \text{ Hz et } f_2 = 1/T_2 = 34,223 \text{ Hz}$$

Arrondies à 0,1 Hz, ces valeurs sont identiques à celles que donne le fréquencemètre à 0,1 Hz. Le mode périodemètre est de loin le meilleur moyen de mesurer les basses fréquences. Si votre fréquencemètre a un mode période, utilisez-le.

(E) Une mesure exacte des paramètres en signaux faibles exige un niveau d'attaque assez faible pour que tous les courants et tensions mesurés restent des sinusoïdes sans distorsion. Du fait de la forte résistance série du diviseur de tension, le haut-parleur à tester perd tout amortissement électrique par la force contre-électromotrice. Dans ce cas, des niveaux d'attaque relativement faibles à f_{SA} , la fréquence de réponse maximale, sont à même de

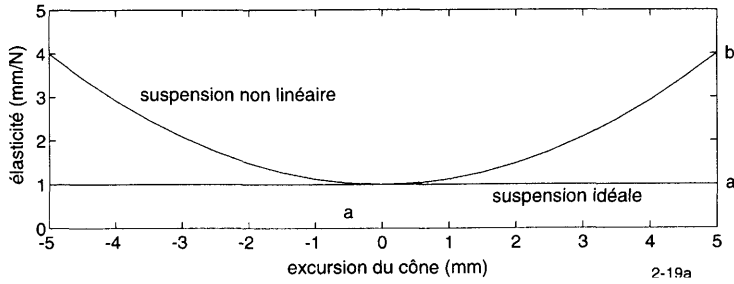


Figure 2.19a - Élasticité de la suspension en fonction du déplacement du cône.

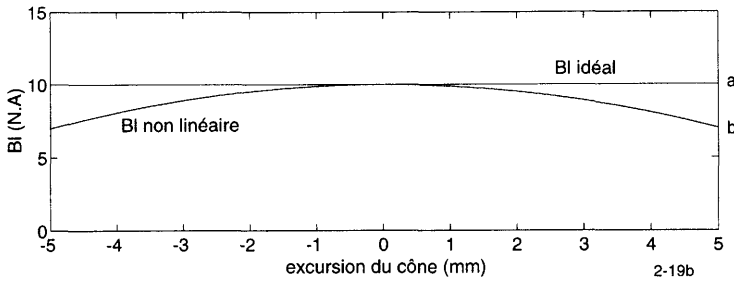


Figure 2.19b - Produit BI en fonction du déplacement du cône.

produire de fortes excursions du cône, ce qui amènerait le haut-parleur en-dehors du régime des petits signaux, dans une zone de fonctionnement non linéaire.

Les deux sources principales des écarts de linéarité dans la réponse des haut-parleurs sont : l'affaissement de la force motrice (BI) quand la bobine mobile quitte l'entrefer ; l'écart entre le comportement de la suspension et celui d'un ressort linéaire idéal. L'asymétrie des champs de fuite – au-dessus et en-dessous de la plaque de champ avant – est une autre source de défaut de linéarité.

La première et la troisième sources des défauts de linéarité sont étudiées dans le chapitre 1 de *EAHP*. Les figures 2.19a et 2.19b représentent le défaut de linéarité du ressort et les problèmes de BI. L'élasticité d'un ressort idéal est constante (courbe a de la figure 2.19a) quand l'excursion du cône s'allonge dans l'une et l'autre directions. Les suspensions réelles affichent un défaut de linéarité quadratique tel que celui de la courbe b. Cette réponse du ressort produit des harmoniques d'ordre pair pour les fortes excursions. Les défauts de linéarité de la caractéristique BI sont représentés sur la figure 2.19b. Ici, la courbe a représente la réponse idéale, telle qu'elle serait avec BI constant quand l'excursion du cône s'allonge. La courbe b est tracée avec un produit BI du monde réel. Tout comme C_{MS} , BI a souvent tendance à être quadratique.

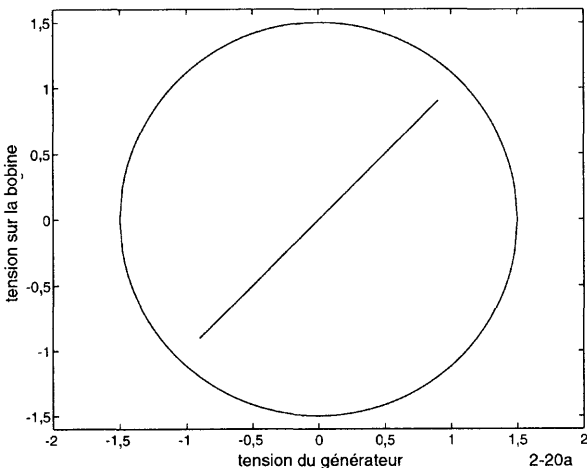


Figure 2.20a - Figure de Lissajous à la résonance ; régime des petits signaux.

Quand le haut-parleur testé est sur-attaqué, la force contre-électromotrice contient des harmoniques de la fréquence d'excitation. S'il n'est que faiblement sur-attaqué, c'est habituellement le deuxième harmonique qui domine. Les figures de Lissajous, les mêmes que celles qui nous ont servi à trouver le point de déphasage nul, vont nous permettre de mettre en évidence la présence de ces harmoniques. Quand on s'approche du déphasage nul et que la figure de Lissajous commence à se refermer, une double boucle se forme dans le dessin si l'harmonique de rang deux est présent (figure 2.20). Avec la réduction du niveau d'attaque, ces boucles s'amenuisent et finissent par disparaître. Arrivé à ce point, le haut-parleur est revenu dans le régime des petits signaux.

Un exemple n'est pas superflu. Le haut-parleur de 20 cm du test précédent était attaqué par un courant moyen de 3 mA. Le niveau d'attaque a été augmenté jusqu'à ce que deux petites boucles apparaissent dans la figure de Lissajous, ce qui révèle la présence de l'harmonique 2. Cela s'est produit quand le courant d'attaque à f_{SA} a atteint 10 mA. Les mesures des paramètres de T&S relevées dans ces conditions d'attaque sont présentées ci-dessous :

$$R_{max} = 72,5 \Omega \text{ et } f_{SA} = 30,3 \text{ Hz}$$

d'où :

$$r_0 = \frac{72,5}{7,85} = 9,24 \quad \text{et} \quad \sqrt{r_0} = 3,04$$

Les fréquences correspondant à R_x se révèlent :

$$f1 = 20,8 \text{ Hz et } f2 = 46,2 \text{ Hz}$$

Si on vérifie les suppositions du modèle simplifié de l'impédance, on trouve :

$$f'_{SA} = (20,8 \times 46,2)^{1/2} = 31,0 \text{ Hz}$$

ce qui se situe à 1 Hz de la fréquence f_{SA} mesurée. À partir de ces valeurs, les Q se calculent comme suit :

$$Q_{MS} = \frac{3,04 \times 30,3}{46,2 - 20,8} = 3,63$$

$$Q_{ES} = \frac{Q_{MS}}{9,24 - 1} = 0,44$$

$$Q_{TS} = \frac{3,63 \times 0,44}{3,63 + 0,44} = 0,39$$

Dans cet exemple particulier la fréquence de résonance et le Q mécanique accusent tous les deux une chute de 6%. Le Q électrique ne change que de 2%. Cela révèle que l'augmentation de l'attaque et la distorsion qui en résulte étaient dues en grande partie à des changements des paramètres de la suspension (c'est-à-dire mécaniques). À partir de ces résultats nous pouvons généraliser pour affirmer que les niveaux d'attaque à f_{SA} doivent être limités à 10 mA ou moins pour les mesures en champ libre, de façon à maintenir le haut-parleur dans le régime des petits signaux. Un fabricant européen spécifie même une valeur de 7,5 mA.

(F) Lors du test de la fréquence de résonance inférieure sur des haut-parleurs à forte élasticité avec des cônes lourds, il est conseillé de maintenir vertical le châssis du haut-parleur. Sinon, l'effet de la gravité sur l'équipage mobile risquerait d'amener le cône hors de sa position de repos normale et en même temps la bobine mobile en-dehors des positions correspondant aux petits signaux. On peut être amené à monter le haut-parleur sur un petit baffle pour le tenir vertical.

(G) Le test ci-dessus a été effectué avec le haut-parleur suspendu à environ cinq pieds (1,5 m) du sol, à la même distance du plafond et à plus de dix pieds (3 m) de tout autre objet perturbateur. Le livre *EAHP* indique qu'on peut obtenir des résultats un peu plus exacts si le haut-parleur est fixé sur un support quelconque de façon à empêcher le châssis de bouger. Mais quel est le gain en exactitude ?

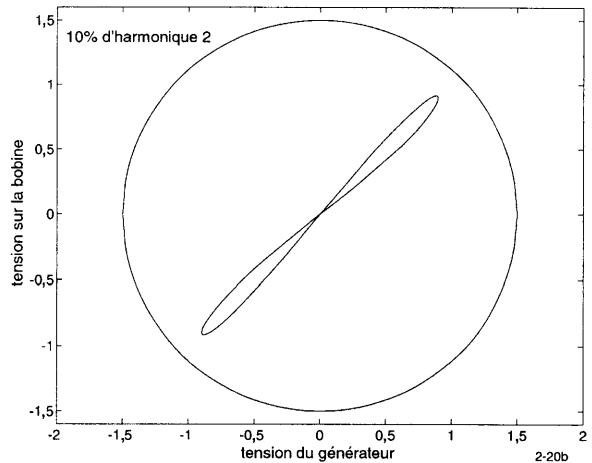


Figure 2.20b - Figure de Lissajous à la résonance ; le signal sort de la plage non linéaire.

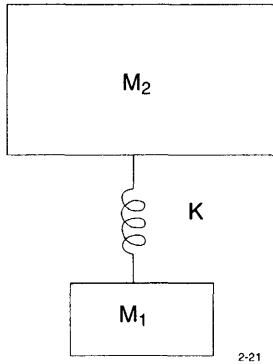


Figure 2.21 - Modèle à deux masses d'un haut-parleur suspendu librement.

Le modèle mécanique simple de la masse et du ressort, décrit dans la section 2.4.1 et illustré à la figure 2.3, suppose que l'extrémité supérieure du ressort est assujettie à point fixe, immobile. L'analogie entre ce modèle simple et le haut-parleur suppose que le châssis est immobile. Quand le châssis du haut-parleur est suspendu par un câble ou une chaîne, le châssis est libre de bouger.

Suivant la troisième loi de Newton, le mouvement du cône par rapport au saladier crée une force de réaction qui met le châssis en mouvement. La situation peut être représentée approximativement par le modèle de la figure 2.21. Il est constitué de deux masses reliées par un ressort. La masse M_2 est celle du châssis, y compris celle de l'aimant et du circuit magnétique, M_1 est celle de l'équipage mobile, bobine et membrane. La masse M_1 correspond à la masse originale M de la figure 2.23. Je laisse au lecteur le soin de fixer la forte masse M_2 .

Le paramètre critique ici est le rapport entre M_2 et M_1 . Plus la masse du châssis est grande par rapport à celle de la masse en mouvement, moins le châssis bouge.

Appelons ce rapport κ (lettre grecque kappa)

$$\kappa = M_2/M_1 \quad [2.23]$$

On a alors la fréquence de résonance et le Q mécanique du haut-parleur suspendu par rapport au haut-parleur fixé :

$$f_{SA} = \left(\frac{\kappa + 1}{\kappa} \right) f_{SAC} \quad [2.24]$$

$$Q_{MS} = \left(\frac{\kappa}{\kappa + 1} \right) Q_{MSC} \quad [2.25]$$

où f_{SAC} et Q_{MSC} sont les valeurs « fixé ». La fréquence de résonance mesurée sur le haut-parleur suspendu au plafond est légèrement supérieure à la valeur mesurée sur le haut-parleur fixé. Le facteur Q_{MS} est légèrement inférieur. Le haut-parleur de 25 cm utilisé dans un exemple précédent pèse environ huit livres (3632 g). (Voir dans l'appendice A les tables de conversion.) La masse mobile de ce haut-parleur, indiquée par le fabricant, est de 49,8 g. Ainsi κ est de 73 et

$$f_{SA} = 1,014 f_{SAC} \text{ et } Q_{MS} = 0,986 Q_{MSC}$$

La fréquence de résonance mesurée sur ce haut-parleur suspendu est de 1,4% supérieure à celle du haut-parleur fixé et le Q mécanique est inférieur de 1,4%.

Bien sûr, un haut-parleur suspendu à un câble n'est pas entièrement libre de bouger, aussi le modèle de la figure 2.21 risque-t-il de surestimer la différence. Un HP à châssis moulé de 20 cm a été mesuré dans les deux conditions, suspendu et fixé. L'ensemble pesait 3,5 livres (1589 g) ; le cône a été pesé, son poids était de 22,4 g. (Voir la section 2.7.1 pour des détails sur ce haut-parleur.) Ainsi :

$$\kappa = 72,3$$

et l'équation 2.24 nous permet de prévoir que

$$f_{SA} = 1,014 f_{SAC}.$$

Les valeurs mesurées sont :

$$f_{SA} = 23,4 \text{ et } f_{SAC} = 23,1$$

soit un rapport de 1,013:1. Ces résultats sont typiques. Si on considère l'utilisation finale des paramètres dans la conception des systèmes de haut-parleurs, ces erreurs ne sont pas très significatives. Si on le veut, toutefois, on peut corriger à partir des équations 2.24 et 2.25 les résultats obtenus avec les haut parleurs suspendus au lieu de fixés. On utilisera ensuite simplement f_{SAC} et Q_{MSC} au lieu de f_{SA} et Q_{MS} dans les calculs de conception.

(H) Une précaution pour finir. Un haut-parleur dynamique est aussi un microphone très sensible. Un bruit extérieur à basse fréquence dans la zone de test peut fausser les mesures. Beaucoup d'entre vous testeront des haut-parleurs dans leur cave.

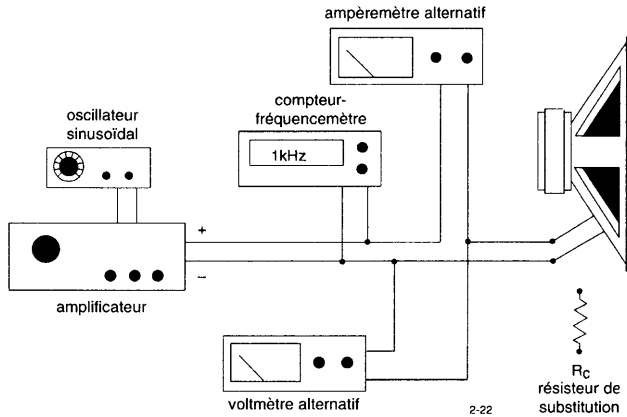


Figure 2.22 - Montage de test pour la mesure à tension constante.

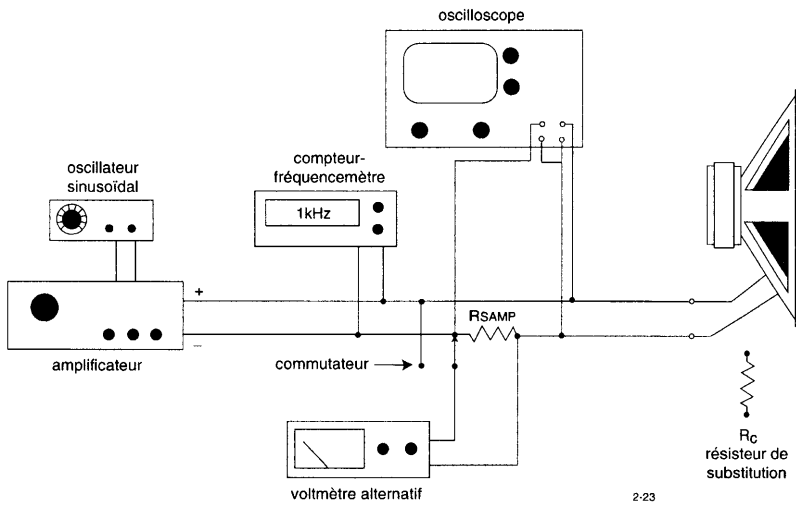


Figure 2.23 - Méthode de mesure à tension constante avec un shunt de mesure et un millivoltmètre alternatif à la place du milliampèremètre alternatif ; illustration du raccordement d'un oscilloscope pour mesurer la phase de la bobine mobile.

Le ronflement d'une chaudière qui démarre brusquement pendant un test risque de faire dévier l'aiguille suffisamment pour fausser votre mesure. Il vous faudra attendre que la chaudière s'arrête ou l'arrêter vous-même. Simplement, n'oubliez pas de la remettre en marche quand vous aurez fini !

2.6.3 Méthode de la tension constante

Le premier à proposer la méthode de la tension constante a été Thiele⁸. Cette procédure contourne certains des défauts de la méthode du diviseur de tension. Dans cette deuxième méthode, le haut-

parleur testé est attaqué par un amplificateur de puissance à faible impédance interne de sortie. Si cette condition est remplie, l'amortissement par la force contre-électromotrice s'exerce, ce qui autorise de plus hauts niveaux d'attaque et relâche du même coup les exigences sur la sensibilité des appareils de mesure utilisés pour les tests. Il est tout de même conseillé de maintenir le niveau de l'attaque à la valeur la plus faible pour laquelle vos instruments fournissent encore des résultats fiables. Le prix à payer est celui d'un amplificateur supplémentaire associé à un ampèremètre alternatif ou à une procédure plus complexe qui requiert deux mesures pour chaque fréquence.

La méthode de la tension constante est schématisée par la figure 2.22. Les instruments suivants sont nécessaires :

1. Ohmmètre numérique ou pont de mesure en continu
2. Oscillateur sinusoïdal calibré à fréquence variable
3. Amplificateur de puissance
4. Voltmètre alternatif à haute impédance d'entrée
5. Ampèremètre alternatif (facultatif, voir le texte)
6. Résisteur de substitution, R_c
7. Fréquencemètre à résolution de 0,1 Hz
8. Oscilloscope XY (facultatif)

La méthode de la tension constante utilise un ohmmètre, un oscillateur sinusoïdal à fréquence variable calibré, un fréquencemètre, un amplificateur de puissance, un voltmètre alternatif, un milliampèremètre alternatif et une résistance de test, R_c . On peut aussi, comme le montre la figure 2.23, utiliser le voltmètre alternatif pour mesurer à la fois la tension aux bornes du haut-parleur et, avec le *shunt* adéquat, l'intensité du courant qui parcourt la bobine mobile. Comme nous ne nous intéressons qu'à la forme de la courbe, aucun des deux appareils de mesure n'a besoin d'être absolument exact ; cependant, le voltmètre doit présenter d'abord une courbe de réponse plate pour garantir que la tension appliquée est constante quelle que soit la fréquence, ensuite une haute impédance d'entrée de façon à ne pas fausser la mesure d'intensité.

L'ampèremètre, si on s'en sert, doit présenter une réponse linéaire en fréquence pour permettre un calcul exact des rapports d'intensité. Beaucoup de multimètres numériques peuvent être utilisés autant pour les mesures de tension que pour celles d'intensité en alternatif. L'amplificateur de puissance est nécessaire parce que nous attaquons directement la basse impédance du haut-parleur.

Si vous mesurez l'intensité dans la bobine mobile au voltmètre alternatif, choisissez la plus petite valeur de *shunt* qui permettra encore à votre voltmètre de donner des résultats fiables ; une valeur faible perturbera peu l'amortissement électrique, ce sera 1 Ω ou moins.

Voici la procédure de mesure à tension constante :

1. Mesurez la résistance en continu de la bobine mobile, au voltmètre numérique ou avec un pont précis, comme dans la méthode du diviseur de tension.
2. Choisissez une valeur de R_c proche de celle de R_E . Si le composant n'a pas une tolérance de 1%, le mesurer à 0,1 Ω près avec le même instrument que la bobine mobile.
3. La valeur relative du courant du fait de R_E seule ne peut pas être mesurée directement puisqu'on ne peut pas, avec un matériel simple, la séparer des autres effets liés à l'impédance de la bobine mobile. On utilise un résisteur de test pour cela. Réglez la fréquence de l'oscillateur à une valeur proche de la valeur supposée de f_{SA} . Raccordez

R_c aux bornes de mesure et réglez la tension de sortie de l'amplificateur quelque part entre 0,1 et 1 V. La valeur exacte n'est pas critique. Limitez-vous à la valeur la plus faible qui donne de bons résultats avec votre matériel. Appelez cette tension V_{test} et notez sa valeur. *Cette valeur doit être maintenue constante pour toutes les mesures à venir.* Mesurez le courant sous cette tension fixe et appelez-le I_c . Calculez :

$$I_E = I_c R_c / R_E$$

4. Déconnectez R_c des bornes de test et connectez-y le haut-parleur. Suspendez le haut-parleur à l'air libre aussi loin que possible de toute surface réfléchissante. En maintenant constante et égale à V_{test} la tension aux bornes de la bobine mobile, réglez la fréquence de façon à obtenir le minimum de courant. La fréquence correspondant au courant minimum est f_{SA} . Notez ce courant minimum sous l'étiquette I_0 . Calculez :

$$r_0 = I_E / I_0$$

et

$$I_x = \sqrt{r_0} \times I_E = (I_E I_0)^{1/2}$$

5. Trouvez les fréquences f_1 et f_2 de part et d'autre de f_{SA} pour lesquelles le courant est égal à I_x sous la tension fixe V_{test} . Vérifiez maintenant la validité du modèle simplifié de l'impédance.

Calculez :

$$f'_{SA} = (f_1 f_2)^{1/2}$$

$$\sqrt{r_0} = 3,14$$

$$\text{et } I_x = 9,74 \text{ mA}$$

Si f'_{SA} se situe à 1 Hz ou moins de f_{SA} pour les haut-parleurs de grave ou à 1% ou moins pour ceux de médium et d'aigu, les suppositions sur lesquelles reposent les équations des paramètres de T&S sont valides. Des différences plus grandes sont dues en général à une forte inductance de la bobine mobile ou à des défauts de linéarité résultant eux-mêmes d'une tension d'attaque excessive.

On a trouvé les fréquences f_2 et f_1 correspondant à I_x égales à 48,1 Hz et 22,3 Hz respectivement. À partir de ces valeurs, les facteurs Q ont été calculés comme suit :

$$Q_{MS} = \frac{3,14 \times 32,2}{48,1 - 22,3} = 3,92$$

$$Q_{ES} = \frac{Q_{MS}}{9,74 \pm 1} = 0,45$$

6. Si le test du point 5 est positif, les facteurs Q du haut-parleur peuvent être calculés comme suit :

$$Q_{MS} = \frac{f_{SA} \sqrt{r_0}}{f_2 - f_1}$$

$$Q_{ES} = \frac{Q_{MS}}{r_0 - 1}$$

et

$$Q_{TS} = \frac{Q_{MS}}{r_0} = \frac{3,92}{9,74} = 0,40$$

Et

$$Q_{TS} = \frac{Q_{MS} Q_{ES}}{Q_{MS} + Q_{ES}} = \frac{Q_{MS}}{r_0}$$

Ces valeurs correspondent de très près aux valeurs obtenues précédemment avec la méthode du diviseur de tension.

2.6.3.1

Exemple de mesure à tension constante

Le haut-parleur de 20 cm de l'exemple précédent a été mesuré à nouveau suivant la méthode de la tension constante. On a monté un résisteur de 6 Ω 1% à la place de R_c . On a réglé la tension de sortie de l'amplificateur de puissance de façon à obtenir un courant de 40 mA dans le résisteur de 6 Ω . La tension mesurée aux bornes était de 0,24 V. Ensuite :

$$I_E = 0,04 \times (6/7,85) = 0,0306 \text{ A} = 30,6 \text{ mA}$$

Le résisteur de 6 Ω remplacé par le haut-parleur, la fréquence a été réglée de façon à obtenir l'intensité minimale. On a vérifié que la tension aux bornes du haut-parleur était toujours de 0,24 V. Ces mesures ont donné :

$$I_0 = 0,0031 \text{ A} = 3,1 \text{ mA} \text{ et } f_{SA} = 32,2 \text{ Hz}$$

Calcul de r_0 et I_x :

$$r_0 = \frac{30,6}{3,1} = 9,87$$

2.6.3.2

Paramètres du haut-parleur en fonction de la puissance d'entrée

Comme je l'ai indiqué au début de cette section, les hauts niveaux d'attaque sont utilisables avec la méthode de la tension constante. Voici un exemple qui montre comment les paramètres du haut-parleur changent avec le niveau d'attaque. Le haut-parleur en question est un modèle de haute qualité de 20 cm de diamètre avec une bobine mobile en cuivre de 40 mm et une course nominale de $\pm 7,5$ mm. Un *shunt* de mesure de 1 Ω a servi pour les tests. Avec cette valeur, on a pu faire passer un courant de 100 mA à travers la bobine à f_{SA} avant de dépasser la limite d'excursion linéaire du haut-parleur. C'est plus de dix fois la valeur typique obtenue avec la méthode du diviseur de tension. Le tableau 2.1 donne les paramètres de T&S en fonction de la tension d'attaque de la bobine mobile.

L'impédance de ce haut-parleur à f_{SA} est de quelque 50 Ω , de sorte que le courant de bobine

Tableau 2.1

Paramètres du haut-parleur en fonction de la tension aux bornes de la bobine mobile, V_{VC} .

V_{VC}	f_{SA}	Q_{MS}	Q_{ES}	Q_{TS}
0,5	30,8	2,55	0,33	0,29
1,0	29,9	2,37	0,31	0,28
1,5	28,6	2,34	0,31	0,27
2,0	28,2	2,35	0,30	0,27
2,5	28,0	2,40	0,30	0,27
3,0	28,0	2,44	0,31	0,28
3,5	27,9	2,50	0,31	0,28
4,0	27,9	2,67	0,32	0,29
5,0	27,9	2,73	0,33	0,30

allait de 10 à 100 mA pour cette série de tests. Remarquez que f_{SA} décroît quand le niveau d'attaque croît et qu'elle se stabilise, après avoir décré de 10%, aux niveaux supérieurs ou égaux à 3 V. Tous les facteurs Q commencent par décroître, mais l'évolution s'inverse vers 2,5 V. On aurait pu obtenir des variations plus importantes des paramètres en poussant le haut-parleur bien au-delà de sa course linéaire. Je ne l'ai pas fait de peur de l'endommager. L'important ici est que même dans la plage linéaire spécifiée, les paramètres varient de 10%.

Une résistance de mesure plus faible aurait permis un amortissement plus efficace et des niveaux d'attaque supérieurs, mais la nature des résultats n'aurait pas changé. La variation des paramètres du haut-parleur est largement proportionnelle à l'excursion de la bobine. Si l'amortissement est plus fort, de plus forts niveaux d'attaque sont néces-

saires pour produire la même excursion. L'effet principal d'une élévation du niveau d'attaque serait une augmentation de l'échauffement de la bobine mobile. Cela élèverait R_E et abaisserait Q_{ES} .

2.6.3.3

Pièges, mises en garde et parades

La plupart des mises en garde de la section 2.6.2.2 à propos de la technique du diviseur de tension s'appliquent aussi à la technique de la tension constante. Par exemple, comme le montre la figure 2.23, on peut recourir à un oscilloscope pour détecter le déphasage nul et vérifier les défauts de linéarité. La comparaison de Lissajous se fait entre la tension appliquée à la bobine mobile et l'intensité qui la traverse, cette dernière est mesurée par la tension aux bornes du *shunt*.

Si vous vous servez d'un voltmètre alternatif pour mesurer le courant, gardez la valeur du *shunt* aussi faible que possible, sans mettre au cause la fiabilité des lectures. Comme la tension aux bornes doit être maintenue constante pour ce test, de plus grandes variations de V_{test} dues à une forte valeur de R_{samp} obligeraient à des corrections plus fréquentes du niveau de sortie du générateur de signal.

2.6.3.4

Méthode du courant constant

Comme on l'a dit dans la section 2.6.1, on peut améliorer la précision de la méthode du diviseur de tension au moyen d'une résistance plus grande. Poussée à son terme logique, la technique sera exempte d'erreur si la résistance est infinie (ou au moins de quelques mégohms).

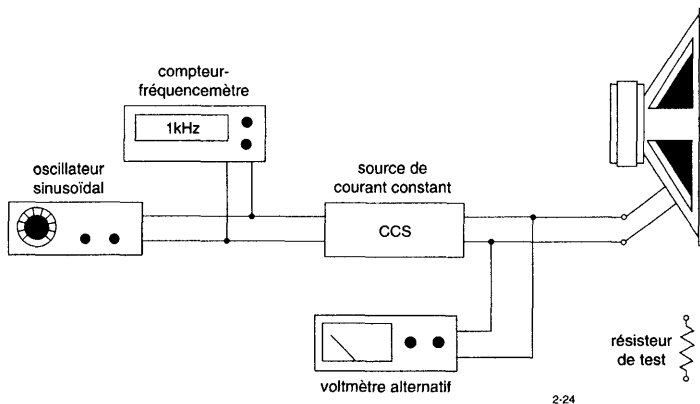


Figure 2.24 - Montage de test pour les mesures à courant constant.

La plupart des lecteurs connaissent probablement les sources de tension constante. Une *source de tension constante* présente une impédance de sortie très faible ; par conséquent, la tension de sortie varie très peu en fonction de l'impédance de la charge. Le courant de sortie change en fonction de ce qui est nécessaire pour maintenir constante la tension de sortie. La plupart des amplificateurs audio modernes à semi-conducteurs ont une très faible impédance de sortie, souvent moins de $0,1 \Omega$; ce sont donc des sources de tension constante.

Une *source de courant constant* fournit à la charge un courant constant quelle que soit son impédance. L'impédance de sortie d'une source de courant constant est très élevée. La tension de la sortie change en fonction de ce qui est nécessaire pour maintenir le courant constant. Par conséquent, la tension de sortie de la source de courant est proportionnelle à l'impédance de la charge. Les sources usuelles de courant constant alternatif, à amplificateurs opérationnels, ont une impédance de sortie de plusieurs mégohms. L'équipement suivant est nécessaire pour les mesures à courant constant :

1. Générateur de signal sinusoïdal
2. Voltmètre alternatif à haute impédance
3. Source de courant constant électronique
4. Résistance de calibrage de 10Ω 1%

2.6.4

Méthode du courant constant

Avec le montage de la figure 2.24, la procédure du courant constant est donnée ci-dessous :

1. Montez le résisteur de calibrage et le voltmètre alternatif aux bornes de sortie de la source de courant constant. Réglez la fréquence du générateur de signal aux environs de la valeur supposée de f_{SA} . Réglez la tension aux bornes de R_{cal} de façon à lire $0,1$ V. Ainsi le courant est réglé à 10 mA. Notez la tension de commande, V_{gen} , appliquée par le générateur de signal à la source de courant. Cette tension doit rester *constante* tout au long du test pour que la sortie de la source de courant reste constante. Cette étape fixe à 100:1 le rapport de proportionnalité entre la tension de sortie et l'impédance de la charge. Précisément,

$$|Z| = (10 \Omega / 0,1 \text{ V}) V_0 = 100 V_0$$

Remarque : vous pouvez utiliser pour le calibrage de la source de courant constant tout résisteur à 1%. Par exemple, si vous avez sous la main un exemplaire de 15Ω à 1%, réglez simplement à $0,15$ V la tension aux bornes de R_{cal} .

2. En maintenant la tension de sortie du générateur de signal constante et égale à la valeur déterminée à l'étape 2 de la méthode de la tension constante, faites varier la fréquence pour trouver la tension maximale aux bornes de la bobine mobile, donc l'impédance maximale. Notez l'impédance maximale sous l'étiquette R_{max} . Notez aussi la fréquence correspondante et appelez-la f_{SA} .

3. Calculez :

$$r_0 = \frac{R_{max}}{R_E}$$

et

$$R_x = R_E \sqrt{r_0}$$

4. Trouvez les deux fréquences, f_1 et f_2 , respectivement au-dessus et en-dessous de f_{SA} , pour lesquelles l'impédance est égale à R_x .
5. Vérifiez la validité du modèle simplifié de l'impédance en calculant :

$$f'_{SA} = (f_1 f_2)^{1/2}$$

et en comparant le résultat à f_{SA} . Si f'_{SA} se situe à 1 Hz ou moins de f_{SA} pour les haut-parleurs de grave ou à 1% ou moins pour les haut-parleurs de médium et d'aigu, les suppositions faites pour établir les équations des paramètres de T&S sont valides.

6. Si le test de l'étape 5 est positif, les facteurs Q du haut-parleur se calculent comme suit :

$$Q_{MS} = \frac{f_{SA} \sqrt{r_0}}{f_2 - f_1}$$

$$Q_{ES} = \frac{Q_{MS}}{r_0 - 1}$$

et

$$Q_{TS} = \frac{Q_{MS} Q_{ES}}{Q_{MS} + Q_{ES}} = \frac{Q_{MS}}{r_0}$$

2.6.3.2

Exemple de mesure à courant constant

Toujours avec le haut-parleur de 20 cm des exemples précédents, j'ai relevé les chiffres suivants pour une attaque à 10 mA :

$$R_{\max} = 76,4 \Omega \text{ à } f_{SA} = 32,3 \text{ Hz}$$

d'où

$$r_0 = 9,73 \text{ et } \sqrt{r_0} = 3,12$$

ensuite :

$$R_x = 3,13 \times 7,85 = 24,5 \Omega$$

Les fréquences f_1 et f_2 correspondant à R_x sont :

$$f_1 = 22,2 \text{ Hz et } f_2 = 48,3 \text{ Hz}$$

Pour vérifier les suppositions du modèle simplifié de l'impédance, nous trouvons :

$$f'_{SA} = (22,2 \times 48,3)^{1/2} = 32,8 \text{ Hz,}$$

ce qui se situe bien à 1 Hz près de la valeur mesurée pour f_{SA} .

À partir de ces valeurs, les facteurs Q se calculent comme suit :

$$Q_{MS} = \frac{3,12 \times 32,3}{48,3 - 22,2} = 3,86$$

$$Q_{ES} = \frac{Q_{MS}}{9,73 - 1} = 0,44$$

et

$$Q_{TS} = \frac{3,86 \times 0,44}{3,86 + 0,44} = 0,40$$

Ces résultats sont les mêmes que ceux de la méthode de la tension constante avec corrections.

2.6.5

Mérites relatifs des trois méthodes pour f_{SA} et Q

Trois procédures ont été proposées pour la détermination des paramètres f_{SA} et Q_S à partir des chiffres de l'impédance. Appliquées correctement, toutes les trois donnent des résultats exacts. Laquelle est la meilleure ? Je n'ai pas trouvé de méthode uniformément supérieure aux autres. Chacune a des avantages et des inconvénients. Certains auteurs ont déconseillé l'utilisation du diviseur de tension parce que, comme nous l'avons vu, elle risque d'être une source d'erreur dans sa version la plus simple. Mais mise en œuvre soigneusement, avec les corrections indiquées, elle est parfaitement exacte.

C'est la méthode du diviseur de tension qui requiert le moins de matériel et qui est la plus simple à appliquer. Pour l'amateur qui a besoin de faire ces mesures occasionnellement, c'est probablement la meilleure voie à suivre. Cette même méthode permet de mesurer l'impédance du haut-parleur sur toute la plage des fréquences audio.

Certains auteurs ont avancé que la méthode de la tension constante était supérieure aux autres parce que, reposant sur un amplificateur de puissance de faible résistance interne, elle s'approche de très près des conditions réelles de l'utilisation du haut-parleur. Toutefois, nous avons vu qu'en surveillant les niveaux d'attaque de façon à rester dans la plage linéaire du haut-parleur on obtient des résultats comparables avec les trois méthodes.

La méthode de la tension constante est peut-être moins sensible au bruit, mais elle requiert un ampèremètre alternatif que certains lecteurs risquent de ne pas posséder. Un des systèmes d'acquisition et d'analyse de données acoustiques par PC décrits dans le chapitre 7 permet d'effectuer facilement des mesures à tension constante sur une large plage de niveaux de puissance.

La méthode du courant constant est la plus facile à appliquer. Elle est particulièrement utile pour relever toute la courbe d'impédance du haut-parleur. Malheureusement, elle requiert aussi le plus gros équipement de test. Si on a beaucoup de haut-parleurs à mesurer, cette méthode a des chances de réduire la durée globale des tests.

2.7

Mesure de V_{AS}

Le paramètre V_{AS} est le plus difficile à mesurer précisément, et ce pour trois raisons :

1. La valeur de V_{AS} est une fonction de la température, de la densité de l'atmosphère et de la constance de l'élasticité de la suspension du haut-parleur. Elle varie avec le temps et le lieu.
2. Les modèles électro-acoustiques qui relient V_{AS} aux paramètres électriques mesurés ne sont qu'approximativement exacts.
3. Les équations de ces modèles électro-acoustiques sont sensibles aux erreurs de mesure.

Heureusement, il n'y a pas lieu de connaître V_{AS} avec une précision extrême. Une variation de 25% de V_{AS} provoque une variation inférieure à ± 1 dB dans la courbe de la bande passante des alignements répandus B_4 et QB_3 dans les enceintes à évent. Une même variation de 25% de V_{AS} a encore moins d'effet sur la bande passante des alignements répandus des enceintes closes ($\alpha > 3$, $Q_{TC} < 1,1$).

Il y a au moins quatre méthodes pour la mesure de V_{AS} à partir des chiffres de l'impédance, ce sont :

1. Champ libre/enceinte close
2. Alourdissement en champ libre
3. Enceinte ouverte seulement
4. Enceinte ouverte/enceinte fermée

Les deux premières méthodes, les plus répandues, seront exposées ici. Les deux autres seront abordées dans le chapitre 3. La méthode 1 mesure V_{AS} directement mais exige la construction d'une enceinte close de volume approprié. La méthode 2 mesure directement la masse en mouvement, qui est ensuite combinée à la valeur connue de f_{SA} pour calculer l'élasticité mécanique, C_{MS} , au moyen de l'équation 2.4. On calcule ensuite le volume V_{AS} avec l'équation 2.14. Cette dernière étape suppose que nous connaissons ou que nous pouvons estimer la surface du cône, S_D .

2.7.1

Méthode champ libre/enceinte close

Quand un haut-parleur est placé dans une boîte étanche, sa fréquence de résonance s'élève. C'est dû à la résistance que rencontre le mouvement du cône vers l'intérieur, non seulement du fait de sa propre suspension, mais parce qu'il doit en plus comprimer l'air derrière lui. La rigidité de la suspension du haut-parleur est augmentée de la rigidité du ressort pneumatique. Si la rigidité totale a augmenté, la fréquence de résonance du haut-parleur dans l'enceinte doit augmenter aussi, selon l'équation 2.1. Si la rigidité de l'ensemble haut-parleur/enceinte a augmenté, l'élasticité de la combinaison a diminué. C'est la variation de la fréquence de résonance, associée au volume connu de l'enceinte, qui sert à déterminer V_{AS} .

Le résultat ne sera fiable que si la taille de l'enceinte utilisée pour le test fait augmenter la fréquence de résonance d'au moins 50% par rapport à sa valeur à l'air libre. La fréquence de résonance dans l'enceinte, F_{CT} , est une fonction du paramètre V_{AS} du haut-parleur et du volume de l'enceinte, V_B . La fréquence de résonance dans l'enceinte, f_{CT} , est donnée approximativement par :

$$f_{CT} = \left[\left(\frac{V_{AS}}{V_B} \right) + 1 \right]^{1/2} f_{SA} \quad [2.26]$$

où V_{AS} et V_B sont donnés dans la même unité de mesure de volume (litre, pouces cubiques ou autres). Par exemple, si V_B est la moitié de V_{AS} ,

$$F_{CT} = (2+1)^{1/2} f_{SA} = \sqrt{3} f_{SA} = 1,73 f_{SA}$$

soit une augmentation de 73% de la fréquence de résonance. Si le paramètre V_{AS} est connu d'après les données du fabricant, le choix du volume de l'enceinte est simple. Mais alors pourquoi mesurer V_{AS} si on le connaît ? Ce paramètre est le plus difficile à maîtriser dans le processus de fabrication. Suivant les échantillons, il peut s'écarter facilement de $\pm 30\%$ des spécifications du fabricant.

Si V_{AS} n'est pas connu, les volumes de test (tableau 2.2) suggérés initialement dans *EHP* devraient couvrir tous les cas.

Tableau 2.2
Volumes de test suggérés (litres)

Diamètre (mm)	Volume de l'enceinte de test
100-127	3,6
150-180	14
200	27
250	40
300	56
380	71

Le volume de test exact n'est pas critique, mais il est important de le connaître exactement.

La détermination de V_{AS} suivant la méthode champ libre/enceinte close s'effectue comme suit :

1. Mesurez f_{SA} et Q_{ES} suivant l'une des procédures données dans la section 2.6.
2. Montez le haut-parleur à tester dans l'enceinte de test, de préférence suivant l'orientation de la figure 2.25. Assurez-vous de l'étanchéité du joint entre l'enceinte et le châssis du haut-parleur. Voyez l'explication ci-dessous pour les détails de la détermination du volume englobé total.
3. Mesurez la nouvelle fréquence de résonance dans l'enceinte et le facteur Q électrique suivant la même procédure qu'au point 1. Repérez ces valeurs par f_{CT} et Q_{ECT} , respectivement.
4. Calculez V_{AS} suivant :

$$V_{AS} = \left[\left(\frac{f_{CT} Q_{ECT}}{f_{SA} Q_{ES}} \right) - 1 \right] V_B \quad [2.27]$$

où V_B est le volume total derrière le haut-parleur en cours de test.

2.7.1.1

Exemple de VAS

Le fabricant d'un haut-parleur de grave particulier avec saladier moulé de 20 cm donne les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} f_{SA} &= 22,1 \text{ Hz} \\ Q_{MS} &= 5,07 \\ Q_{ES} &= 0,26 \\ V_{AS} &= 149 \text{ litres} \end{aligned}$$

Une enceinte de 63,6 litres se trouvait disponible. Selon l'équation 2.126, ce volume devrait provoquer un décalage approximatif de la fréquence, vers le haut, de :

$$\begin{aligned} f_{CT} &= \left[\left(\frac{V_{AS}}{V_B} \right) + 1 \right]^{1/2} f_{SA} \\ &= \left[\left(\frac{149}{63,6} \right) + 1 \right]^{1/2} f_{SA} = 1,83 f_{SA} \end{aligned}$$

Le décalage de 83% est largement au-dessus du minimum suggéré de 50%, aussi cette enceinte doit convenir. Les valeurs de f_{SA} et Q_{ES} en champ libre ont d'abord été mesurées suivant la méthode du diviseur de tension. Les valeurs obtenues sont :

$$f_{SA} = 23,4 \text{ Hz et } Q_{ES} = 0,30$$

Ensuite, le haut-parleur a été monté dans l'enceinte de test et soumis à une excursion relativement forte à 5 Hz pour rechercher les fuites d'air. Après le test d'étanchéité, les valeurs de f_{CT} et Q_{ECT} dans l'enceinte close ont été mesurées :

$$f_{CT} = 40,4 \text{ Hz et } Q_{ECT} = 0,54$$

Le relèvement de fréquence réel n'est que de 73%. Pourquoi cette différence ? Une fois le haut-parleur placé dans une enceinte, les ondes produites par ses faces avant et arrière se trouvent isolées. Dans ces conditions, la réactance de la charge sur le cône dépasse sa valeur en champ libre. Cela explique en partie que l'élévation de fréquence est moindre. La réactance de la charge sur le cône du haut-parleur placé sur un baffle ou dans une enceinte sera étudiée plus en détail dans le

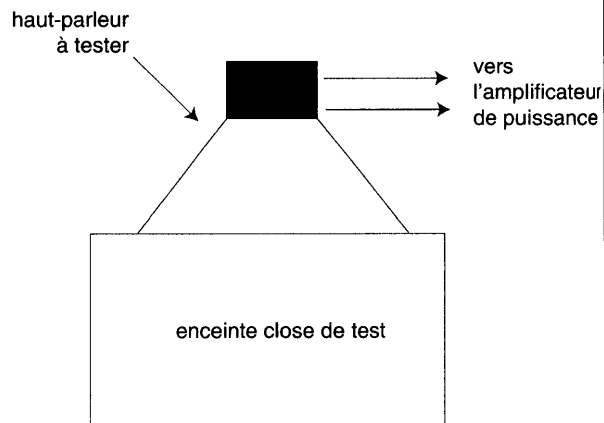


Figure 2.25 - Montage de test pour la mesure de VAS avec la méthode de l'enceinte close.

chapitre 3. En plus, le paramètre V_{AS} réel du haut-parleur est différent de la spécification du fabricant.

Avant notre calcul final de V_{AS} , il faut corriger le volume englobé à cause du trou de fixation et du cône du haut-parleur. Le trou découpé dans du contre-plaqué de 19 mm avait un diamètre de 194 mm, soit un volume supplémentaire de 0,56 litre. Le calcul du volume du cône a donné 0,34 l, le volume total est de 64,5 l. Les corrections pour le volume du trou et celui du cône ne représentent que 1,4% ; elles auraient pu être négligées dans ce cas, mais il est instructif d'aller au bout de calculs de toute façon. Avec le volume corrigé, nous sommes à même maintenant de calculer V_{AS} .

$$V_{AS} = \left[\left(\frac{40,4 \times 0,54}{23,4 \times 0,30} \right) - 1 \right] \times 64,5 = 136 \text{ l}$$

La valeur mesurée pour f_{SA} est supérieure de quelque 5% à la spécification du fabricant. Puisque f_{SA} varie comme l'inverse de la racine carrée de l'élasticité mécanique et que V_{AS} est directement proportionnel à C_{MS} , on pouvait s'attendre à une valeur de V_{AS} inférieure de quelque 10% à la spécification du fabricant. Eh bien, c'est ce que nous avons obtenu.

2.7.1.2
Discussion

(A) Le volume V_B doit comprendre tout le volume qui se trouve derrière le cône. Cela comprend le volume du trou de montage et l'effet du volume du haut-parleur. La figure 2.25 représente le haut-parleur à tester monté à l'extérieur de l'enceinte. Si on peut assurer une bonne étanchéité entre le châssis et l'enceinte, ce montage est préférable. Avec cette disposition, le volume ajouté par le cône tronqué du haut-parleur est facile à déterminer. Si le haut-

parleur est monté de la façon normale, il faut déterminer le volume occupé par le cône et le circuit magnétique pour le retrancher du volume de l'enceinte. C'est un travail plus compliqué. En se reportant à la figure 2.26, on peut déterminer le volume du cône tronqué par les étapes suivantes :

1. Mesurer D_1 , D_2 et h .
2. Dessiner le trapèze a,a , D_1,D_2 à l'échelle sur un papier millimétré et prolonger les lignes « a » jusqu'à leur intersection.
3. Déterminer h_1 et h_2 à partir du dessin à l'échelle.
4. Calculer le volume du cône tronqué comme suit :

$$V_{\text{cône}} = \left(\frac{\pi}{12} \right) (D_1^2 h_1 - D_2^2 h_2) = 0,262 (D_1^2 h_1 - D_2^2 h_2)$$

(B) L'enceinte de test doit être étanche. De fortes fuites d'air risquent de donner des résultats incorrects. Une fois le haut-parleur monté, on peut vérifier l'étanchéité en excitant le haut-parleur avec une sinusoïde à basse fréquence, de préférence dans la plage de 5 à 10 Hz. Appliquez une puissance suffisante pour produire une excursion du cône appréciable mais pas excessive (c'est-à-dire sans dégâts). Approchez votre oreille des zones susceptibles de présenter des fuites. Toute fuite sera entendue comme un souffle ou ressentie comme un courant d'air pulsé. La fuite est obturée facilement avec un mastic aux silicones ou tout autre mastic qui ne durcit pas.

(C) les parois de l'enceinte de test doivent être raisonnablement rigides, mais il ne faut pas exagérer. L'absorption d'énergie due à la flexibilité des parois n'a d'effet que sur le paramètre Q_{MCT} et

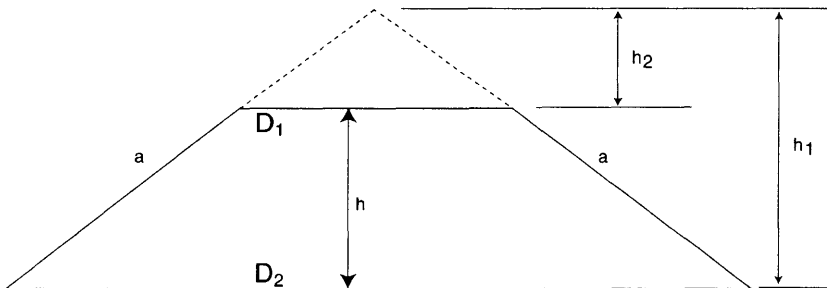


Figure 2.26 - Principe du calcul du volume d'un cône tronqué.

n'influe pas sur la valeur de Q_{ECT} . Toutefois, ne placez aucun doublage absorbante dans l'enceinte, parce que cela modifierait la valeur de V_B . (Voir le chapitre 3 pour une explication de l'effet sur V_B du revêtement des parois et du remplissage.)

2.7.2

Méthode de l'alourdissement

Dans la méthode champ libre/enceinte close, on élève la fréquence de résonance en montant le haut-parleur dans une enceinte close. Dans la méthode de l'alourdissement, on abaisse cette fréquence de résonance en alourdissant le cône. On commence par la mesure de la fréquence de résonance à l'air libre. Ensuite on ajoute une masse connue et on détermine la nouvelle fréquence de résonance à l'air libre. Cette donnée suffit à calculer la masse mobile du haut-parleur, M_{MS} . On utilise ensuite M_{MS} et f_{SA} pour calculer l'élasticité mécanique du haut-parleur, C_{MS} , suivant l'équation 2.4. Enfin, C_{MS} et f_{SA} servent à calculer V_{AS} avec l'équation 2.14.

Pour que cette méthode fonctionne bien, vous devrez rechercher un abaissement de la fréquence de 25% ou plus. Pour les grands haut-parleurs de grave, cela veut dire qu'il faudra ajouter de 30 à 60 g sur le cône. La masse ajoutée sera disposée symétriquement près de la pointe du cône. Utilisez un mastic aux silicones ou un mastic qui ne durcit pas.

De petits disques magnétiques en céramique conviennent aussi si le saladier n'est pas magnétique. Deux disques magnétiques de part et d'autre de la membrane se maintiennent mutuellement si leurs pôles sont opposés. La masse ajoutée sera pesée précisément, de préférence à 0,1 g près. Comme pour les tests en champ libre, le haut-parleur sera maintenu vertical pour éviter de gauchir la suspension. C'est particulièrement important à cause de la masse supplémentaire. Enfin, si la surface S_D n'est pas indiquée par le fabricant, vous pouvez la calculer avec une approximation suffisante en prenant une valeur du diamètre qui inclue la moitié de la suspension périphérique, puisqu'une fraction de la suspension est mobile et fait partie de la surface effective du piston.

La méthode de l'alourdissement pour déterminer V_{AS} est donnée ci-dessous :

1. Mesurez f_{SA} par l'une des méthodes indiquées dans la section 2.6.

2. Ajoutez au cône une masse connue. Si la masse du cône est indiquée dans les données du fabricant, ajoutez au minimum 60% de cette masse. Mesurez la masse ajoutée avec une précision de 0,1 g.

3. Mesurez la nouvelle fréquence de résonance en champ libre suivant la méthode adoptée au point 1. Notez-la sous l'étiquette f_{SAM} . Si cette fréquence n'est pas inférieure à f_{SA} de 25% au moins, augmentez la masse ajoutée et répétez le point 3.

4. Calculez la masse mobile au moyen de la formule suivante :

$$M_{MS} = \frac{M_{ADD}}{\left(\frac{f_{SA}}{f_{SAM}}\right)^2 - 1} \quad [2.28]$$

où M_{ADD} est la masse ajoutée.

5. Calculez l'élasticité mécanique du haut-parleur suivant :

$$C_{MS} = \frac{1}{4\pi^2 f_{SA}^2 M_{MS}} = \frac{0,0253}{f_{SA}^2 M_{MS}} \quad [2.29]$$

6. Finalement, calculez V_{AS} suivant l'équation 2.14 :

$$V_{AS} = \rho c^2 C_{MS} S_D^2 = 1,4 \times 10^5 C_{MS} S_D^2, \quad [2.30]$$

où S_D est en m^2 et les conditions atmosphériques sont supposées standard dans l'évaluation de ρc^2 .

2.7.2.1

Exemple d'alourdissement

Soit à déterminer le volume V_{AS} pour le haut-parleur de grave de 20 cm de l'exemple 2.7.1.1, suivant la méthode de l'alourdissement. La fréquence de résonance en champ libre est déjà connue. La surface et la masse du cône sont données par le fabricant : 22,2 g et 0,222 m^2 . Trois gouttes de mastic pesant au total 23,8 g ont été collées symétriquement près de la pointe du cône et on a mesuré la nouvelle fréquence de résonance :

$$f_{SAM} = 16,3 \text{ Hz}$$

Ensuite, nous obtenons avec les équations 2.28 à 2.30 :

$$M_{MS} = \frac{23,8}{\left(\frac{23,4}{16,3}\right)^2 - 1} = 22,4 \text{ g} = 0,0224 \text{ kg}$$

$$C_{MS} = \frac{0,0253}{(23,4)^2 \times 0,0224} = 0,00206 \text{ m/N}$$

$$V_{AS} = 1,4 \times 10^5 \times 0,00206 \times 0,0222^2 = 142 \text{ l}$$

Ce résultat se situe à 4% de celui de la méthode champ libre/enceinte close. Ce degré de concordance est excellent pour des mesures de V_{AS} .

2.7.2.2

Discussion de la technique de l'alourdissement

(A) Le terme ρc^2 varie de 0,4% environ si la température tombe de 20 °C à 0 °C (68 à 32 °F) au niveau de la mer.

(B) Le fait de fixer une masse de test au cône décale souvent l'élasticité du haut-parleur à cause d'une hystérésis ou d'un gauchissement de la suspension. Cela se produit parce que la position du cône est légèrement décalée par la masse de test. Il suffit habituellement d'exciter le haut-parleur à la résonance pendant une minute avec la masse en place pour supprimer le décalage de la suspension. Le risque existe d'ajouter au cône une masse excessive et de le désaligner ou de porter la suspension hors de la zone linéaire.

N'ajoutez pas une masse supérieure à celle du cône lui-même. Diviser la masse en trois ou quatre parties égales et les disposer symétriquement autour de la pointe du cône contribue à éviter des problèmes. Les disques magnétiques en céramique sont un moyen très pratique d'alourdir le cône. Toutefois avec les saladiers en tôle emboutie, les aimants risquent d'attirer le cône vers le saladier et de produire un décalage de l'élasticité comme celui qu'on décrit ci-dessus.

2.7.3

Comparaison des méthodes de l'alourdissement et de l'enceinte close pour la détermination de V_{AS}

Il est évident que la technique de l'alourdissement est la plus simple à mettre en œuvre. Inutile de construire une enceinte. Contrairement à la méthode de l'enceinte close, la technique de l'alourdissement n'est pas sujette à des erreurs dues à des fuites. Il y a tout de même un risque d'erreurs dues à l'incertitude sur S_D et au défaut de compensation de décalages d'élasticité. La méthode de l'enceinte mesure V_{AS} directement, elle n'est pas sujette aux erreurs sur S_D ni, habituellement, aux décalages d'élasticité. Toutefois, les fuites risquent de se produire même dans une enceinte étanche, à travers la suspension périphérique ou le cache-noyau du haut-parleur.

La technique de l'alourdissement mesure la masse du cône, M_{MS} , et l'élasticité, C_{MS} , directement avec une erreur faible. La méthode de l'enceinte close mesure V_{AS} avec une erreur faible. Les résultats des deux méthodes vous permettent de calculer S_D , suivant l'équation :

$$S_D = 10 \left(\frac{2\pi M_{MS} V_{AS} f_{SA}^2}{\rho c^2} \right)^{1/2} \\ = 0,168 f_{SA} (M_{MS} V_{AS})^{1/2}$$

où M_{MS} est en grammes et V_{AS} en litres. Avec les chiffres de nos exemples :

$$S_D = 0,168 \times 23,4 \times (22,4 \times 136)^{1/2} = 217 \text{ cm}^2 \\ = 0,0217 \text{ m}^2$$

Le résultat se trouve à 2,3% des spécifications du fabricant.

2.8

Autres paramètres de T&S

Quelques-uns des autres paramètres de T&S peuvent être mesurés directement avec des appareils de mesure supplémentaires mais la pratique courante dans l'industrie est de les calculer à partir du modèle électro-mécanico-acoustique du haut-parleur. Les paramètres que nous avons appris à mesurer jusqu'ici, f_{SA} , V_{AS} et les trois Q , suffisent pour calculer tous les autres paramètres de T&S qui nous intéressent.

2.8.1

Calcul de la masse du cône

La masse mobile liée au cône est déterminée directement avec la méthode de l'alourdissement. Toutefois, si vous avez déterminé V_{AS} selon la procédure de l'enceinte close, vous voudrez peut-être calculer la masse du cône. Vous pouvez le faire en deux étapes :

1. Utilisez V_{AS} pour calculer l'élasticité mécanique du haut-parleur, C_{MS} ;
2. Utilisez f_{SA} et C_{MS} pour calculer M_{MS} .

La solution des équations 2.29 pour C_{MS} et 2.28 pour M_{MS} nous donne :

$$C_{MS} = \frac{V_{AS}}{\rho c^2 S_D^2} = 7,16 \times 10^{-6} \left(\frac{V_{AS}}{S_D^2} \right) \quad [2.31]$$

et

$$M_{MS} = \frac{0,0253}{f_{SA}^2 C_{MS}} \quad [2.32]$$

Continuons avec l'exemple du haut-parleur de 20 cm de la section 2.7.1 :

$$\begin{aligned} C_{MS} &= 7,16 \times 10^{-6} (0,136/0,0222^2) \\ &= 0,00198 \text{ N/m} \\ &= 1,98 \text{ mN/m} \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} M_{MS} &= 0,0253 / (0,00198 \times 23,4^2) \\ &= 0,0233 \text{ kg} \\ &= 22,3 \text{ g} \end{aligned}$$

Cette valeur est conforme à la spécification du fabricant : 22,2 g.

2.8.2

Calcul du produit Bl du haut-parleur

L'intensité du champ magnétique, B , ne peut se mesurer qu'après démontage de l'équipage mobile et insertion dans l'entrefer d'un capteur magnétique, du genre à effet Hall. Heureusement, nous n'avons pas à mesurer B . Le fonctionnement du haut-parleur est une fonction du produit Bl . Dans la section 8.43 de *EAHP*, on trouve une technique qui permet de mesurer directement ce produit ; cependant, on le calcule plus couramment et plus facilement à partir du modèle de T&S. L'équation adéquate est :

$$Bl = \left(\frac{2\pi f_S R_E M_{MS}}{Q_{ES}} \right)^{1/2} = 2,51 \left(\frac{f_S R_E M_{MS}}{Q_{ES}} \right)^{1/2}$$

Les unités de Bl sont le newton/ampère ou le tesla/mètre. Remarquez que nous avons utilisé f_S dans l'équation 2.33, de préférence à f_{SA} . Si le haut-parleur est monté sur un baffle infini ou dans une enceinte, les ondes avant et arrière sont isolées, ce qui impose une charge acoustique supplémentaire sur le cône. Ce supplément de masse abaisse légèrement la fréquence de résonance et modifie le Q_S du haut-parleur par rapport aux valeurs mesurées en champ libre. Nous en avons parlé précédemment et nous en traiterons en détail dans le chapitre 3. Pour le moment nous utilisons les paramètres en champ libre dans les exemples suivants, tout en sachant que nos résultats seront légèrement entachés d'erreur.

Pour le haut-parleur à saladier moulé que nous avons utilisé comme exemple, R_E vaut 7,55 Ω . De là :

$$Bl = 2,51 \left(\frac{23,4 \times 7,55 \times 0,0223}{0,30} \right)^{1/2} = 9,1 \text{ N/A}$$

Le fabricant donne pour Bl une valeur de 9,3 N/A. Cet exemplaire est très proche de la valeur nominale.

2.8.3

Rendement et sensibilité

Le plus important à calculer des paramètres de T&S est peut-être le *rendement* du haut-parleur. Ce paramètre nous dit quelle puissance et quelle pression acoustiques peut rendre un haut-parleur pour un watt de puissance électrique fourni à l'entrée. Il est utile aussi pour l'appariement des haut-parleurs dans les systèmes à haut-parleurs multiples. Les haut-parleurs de grave, de médium et d'aigu doivent avoir des sensibilités comparables pour produire une réponse en fréquence équilibrée. Small¹¹ a montré que l'expression du rendement à demi-plan, mi-bande peut s'écrire en termes de fréquence de résonance du haut-parleur, f_S , facteur de qualité électrique Q_{ES} et V_{AS} . L'équation correspondante est :

$$\eta_0 = \frac{4\pi^2 f_S^3 V_{AS}}{c^3 Q_{ES}} \quad [2.34]$$

où η_0 est le rendement du haut-parleur (watts acoustiques en sortie par watt électrique en entrée) et les autres termes ont été définis précédemment. L'expression « demi-plan, mi-bande » signifie que ce rendement est obtenu quand le haut-parleur est monté au milieu d'un très grand mur (c'est-à-dire sur un baffle infini) et qu'il fonctionne à une fréquence très supérieure à sa fréquence de résonance, mais toujours dans la plage du piston.

Le rendement en plein espace est inférieur de 3 dB. Comme avec l'équation 2.33, nous trouvons f_S au lieu de f_{SA} dans l'équation 2.34. Les commentaires donnés pour l'équation 2.33 s'appliquent ici aussi. Nous utilisons à nouveau les paramètres du champ libre en sachant que nos résultats seront légèrement erronés. L'équation 2.34 peut s'écrire en termes plus pratiques :

$$\eta_0 = 9,6 \times 10^{-10} \frac{f_S^3 V_{AS}}{Q_{ES}} \quad [2.35]$$

avec V_{AS} en litres. Remarquez que le rendement est proportionnel au cube de f_S et que le résultat est donc très sensible à ce paramètre. L'équation 2.35 montre pourquoi il est si difficile d'obtenir la fois une extension vers les basses fréquences et un bon rendement. Par exemple, si on réduit f_S d'un facteur deux, pour étendre la plage d'une octave vers le bas tout en gardant constants Q_{ES} et V_{AS} , le rendement serait divisé par huit. Sinon, pour garder le même rendement avec Q_{ES} constant, il faudrait multiplier V_{AS} par huit, ce qui se traduirait directement par un volume d'enceinte huit fois plus grand.

Pour les environnements d'écoute typiques, il y a une relation directe entre la puissance acoustique rayonnée et le niveau de pression acoustique. Cela nous permet d'exprimer la sensibilité à la puissance en termes de rendement. La sensibilité à la puissance est liée au rendement par :

$$SP = 112,2 + 10 \log(\eta_0) \text{ dB SPL/1 W/1 m} \quad [2.36]$$

La sensibilité à la puissance exprime le niveau de pression acoustique produit par le haut-parleur quand il est monté sur un grand baffle à une distance de 1 m en réponse à une puissance électrique de 1 W.

Calculons le rendement et la sensibilité à la puissance du haut-parleur de 20 cm pris comme exemple dans la section 2.7.1. Bien que ce ne soit pas rigoureusement exact, nous utiliserons dans ce calcul les paramètres du haut-parleur en champ

libre. L'erreur sera minime. Rappelez-vous que les paramètres mesurés pour ce haut-parleur étaient :

$$f_{SA} = 23,4 \quad Q_{ES} = 0,30 \quad V_{AS} = 136 \text{ litres} \\ (\text{méthode de l'enceinte close})$$

de là :

$$\eta_0 = 9,6 \times 10^{-10} \left[\frac{(23,4)^3 \times 136}{0,30} \right] = 0,0056 = 0,56\%$$

et

$$Sp = 112,2 + 10 \log(0,0056) \\ = 112,2 - 22,5 \\ = 89,7 \text{ dB/1 W/1 m}$$

Pour ce haut-parleur, une puissance électrique d'entrée de 1 W produira une sortie de 5,6 mW acoustiques et un niveau de pression acoustique de 89,7 dB à 1 m devant le haut-parleur. Remarquez que le logarithme d'un nombre inférieur à 1 est négatif.

Le rendement peut aussi s'exprimer en termes de paramètres électro-mécaniques fondamentaux du haut-parleur. Cette expression du rendement en demi-plan à mi-bande est :

$$\eta_0 = \frac{\rho(BI)^2 S_D^2}{2\pi R_E M_{MS}^2} = 5,44 \times 10^{-4} \frac{(BI)^2 S_D^2}{R_E M_{MS}^2} \quad [2.37]$$

Elle est parfaitement équivalente à l'équation 2.35. En fait, l'équation 2.37 était connue bien avant les travaux de Thiele et Small. C'est Small qui a tiré l'équation 2.35 de l'équation 2.37, nous donnant ainsi un regard différent et très utile sur la question du rendement des haut-parleurs. Small nous a montré les relations croisées entre le rendement, l'extension vers les basses fréquences et la taille de l'enceinte. En particulier, l'équation 2.35 démontre qu'une réponse étendue vers les basses fréquences et un haut rendement sont incompatibles avec des dimensions réduites.

Contrairement à l'équation 2.35, l'équation 2.37 a un attrait intuitif. Par exemple, on s'attendrait naturellement à ce qu'un champ magnétique plus fort produise une sortie plus puissante. On ne s'étonne pas non plus qu'un cône plus lourd réduise le rendement. De même, toutes choses égales d'ailleurs, un cône de plus grande surface devrait rayonner plus de puissance. L'équation 2.37 est intéressante parce qu'elle met en lumière dans le calcul du rendement une supposition préalable qui n'est pas évidente dans l'équation 2.35. Le calcul du rendement suppose que l'impédance du haut-parleur est

résistive et égale à R_E . La puissance d'entrée est alors simplement :

$$P_E = V_g^2 / R_E$$

C'est cette formule qui a été choisie parce que, nous l'avons vu, l'impédance effective du haut-parleur varie fortement avec la fréquence et que cela rend problématique le calcul de la puissance d'entrée à n'importe quelle fréquence. Le rendement η_0 est en fait un pseudo-rendement.

Calculons à nouveau η_0 d'après l'équation 2.37 :

$$\eta_0 = 5,44 \times 10^{-4} (9,1^2 \times 0,0217^2) / (7,55 \times 0,0223^2) = 0,0056 = 0,56\%$$

Nous avons obtenu le même résultat avec l'équation 2.35.

Supposer que l'impédance est résistive et constante signifie que les mesures de réponse en fréquence effectuées en principe à puissance d'entrée constante sont réalisées en fait à tension d'entrée constante. La conception moderne des systèmes de haut-parleurs suppose habituellement que le système est attaqué par une source de tension à faible impédance. Il est devenu courant de spécifier les

performances du haut-parleur en termes de sensibilité à la *tension*, S_0 . L'unité de S_0 est le dB SPL/2,83 V/1 m. Le facteur 2,83 V est la tension qui produit un watt de puissance dissipée dans une résistance de 8 Ω . Dans la mesure où R_E s'écarte de 8 Ω , S_p et S_0 seront différentes. L'expression de S_0 est :

$$S_0 = 20 \log_{10} \left(\frac{B \times S_D}{R_E M_{MS}} \right) + 88,5 \text{ dB SPL/2,83 V/1 m}$$

Toujours avec notre exemple de haut-parleur de 20 cm :

$$S_0 = 20 \log_{10} \left(\frac{9,1 \times 0,0217}{7,55 \times 0,0223} \right) + 88,5 = 89,9 \text{ dB SPL/2,83 V/1 m}$$

Ce résultat est légèrement différent de celui que donne l'équation 2.37 parce que R_E est légèrement inférieure à 8 Ω .

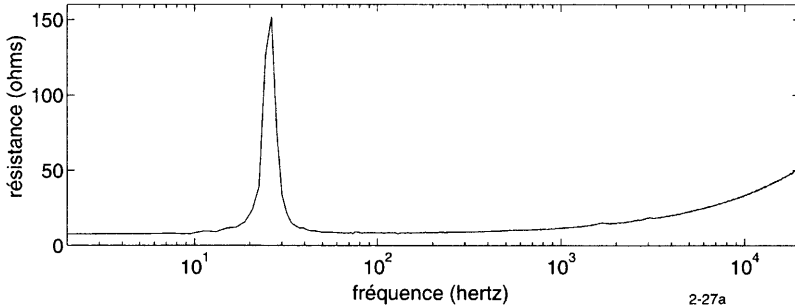


Figure 2.27a - Partie résistive de l'impédance d'un haut-parleur.

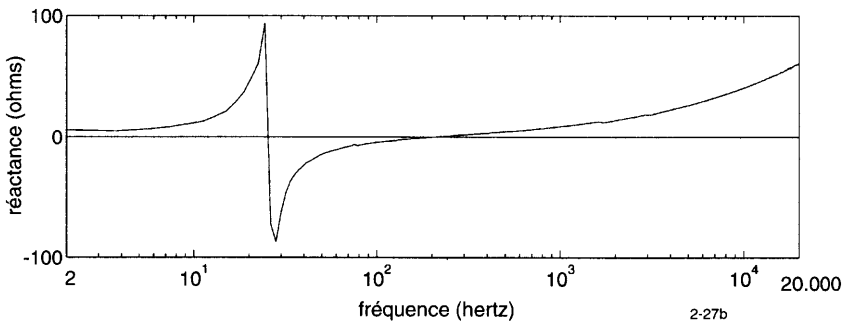


Figure 2.27b - Partie réactive de l'impédance d'un haut-parleur.

2.8.4

Mesure de l'inductance de la bobine

L'inductance de la bobine mobile est un autre paramètre difficile à mesurer, d'abord parce qu'elle n'est pas constante et qu'elle varie avec la fréquence. D'ailleurs, ce paramètre n'est pas des plus intéressants ni des plus utiles. Dans l'optique de la conception d'un système de haut-parleurs, c'est de la courbe d'impédance du haut-parleur (module et phase) que nous avons besoin. Peu importe la façon dont l'inductance de la bobine mobile varie pour produire la courbe d'impédance, puisque nous pouvons relever directement la courbe d'impédance. Cela dit, les fabricants continuent d'indiquer l'inductance de la bobine mobile, en général à 1 kHz, aussi allons-nous en parler ici.

Revoyons la figure 2.2. Il s'agit de la courbe d'impédance du haut-parleur de 20 cm à saladier moulé que nous avons utilisé dans plusieurs des exemples précédents. Le module de l'impédance de ce haut-parleur augmente suivant une pente très raide quand la fréquence approche de 20 kHz. Il paraît raisonnable de supposer que l'augmentation est due principalement à l'inductance de la bobine mobile. Si c'était vrai, pourtant, on devrait s'attendre à un angle de déphasage de 90° . Or la courbe du déphasage affiche un angle de $52,3^\circ$ seulement à 20 kHz. Que se passe-t-il ici ?

La figure 2.27 nous donne un aspect différent de la courbe d'impédance du haut-parleur. Ce tracé montre les composantes réelle et imaginaire (ou réactive) de l'impédance en fonction de la fréquence. La partie réelle commence à une valeur

légèrement supérieure à R_E , pour 2 Hz, et atteint son premier maximum pour f_{SA} , comme on pouvait s'y attendre. Mais au-delà de quelques centaines de hertz, elle commence à augmenter à nouveau pour atteindre une valeur maximale de $46,1 \Omega$ à 20 kHz.

La composante réactive est d'abord positive (inductive) en-dessous de f_{SA} , elle passe par zéro pour f_{SA} , et devient négative (capacitive) au-dessus de f_{SA} , pour repasser par zéro à 208 Hz et recommencer à monter dans la zone positive où elle reste ensuite. La réactance à 20 kHz est de $+59,8$. Le deuxième point d'impédance purement résistive à 204,7 Hz coïncide avec la fréquence de déphasage nul de la figure 2.2, comme on pouvait s'y attendre.

Nous voyons que l'augmentation d'impédance du haut-parleur aux fréquences supérieures comprend à la fois une composante résistive et une composante inductive. L'augmentation de la composante résistive est due aux courants de Foucault produits dans la plaque de champ par le courant alternatif qui traverse la bobine. Ces courants qui circulent dans la plaque de champ produisent un dégagement de chaleur qui se réfléchit dans l'impédance de la bobine comme une perte résistive. Ces pertes augmentent avec la fréquence, ce qui fait augmenter la composante résistive de l'impédance du haut-parleur. L'inductance de la bobine mobile décroît effectivement quand la fréquence augmente parce que la perméabilité magnétique des pièces polaires décroît aux fréquences les plus élevées. L'inductance de la bobine mobile est représentée par la figure 2.28.

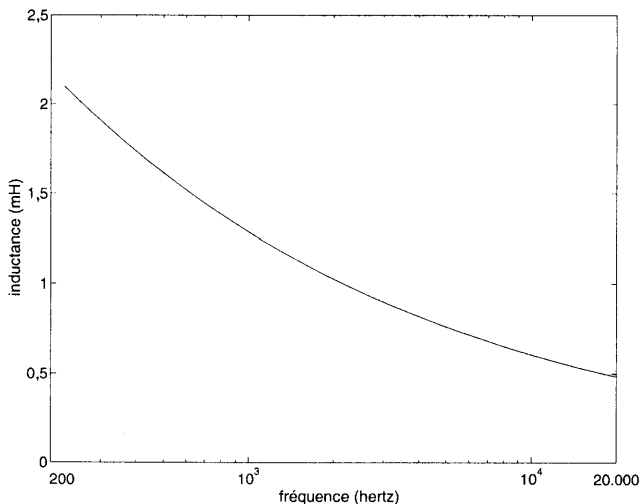


Figure 2.28 - Impédance de la bobine mobile en fonction de la fréquence.

Le processus complexe qui se déroule ici rend problématique la mesure de l'inductance de la bobine mobile. Habituellement on bloque le cône pour l'empêcher de bouger et on mesure l'inductance au pont de mesure alternatif. La valeur usuelle est donnée à 1 kHz. Si le cône n'est pas bloqué, l'impédance électromotrice représentée par le circuit RLC parallèle de la figure 2.11 s'ajoute à l'impédance mesurée, ce qui rend très difficile la séparation de la composante inductive.

La plupart des lecteurs n'auront pas le matériel spécial nécessaire pour le blocage du cône. Aussi faut-il des techniques de rechange, approximatives, pour avoir une idée de l'inductance de la bobine mobile. Il y a une fréquence pratique pour déterminer l'inductance : celle du deuxième point de déphasage nul, à 204,7 Hz dans notre exemple. Cette fréquence peut être déterminée par une mesure du déphasage sur les figures de Lissajous. Comme cette fréquence est de quelque dix fois f_{SA} ou plus, on peut représenter l'état de déphasage nul comme une résonance série entre le condensateur, C_{MES} , et l'inductance de la bobine mobile, L_{VC} . Les deux réactances sont égales à cette fréquence, elles s'annulent et donnent une impédance purement résistive. Nous avons :

$$1/(2\pi f_0 C_{MES}) = 2\pi f_0 L_{VC},$$

où f_0 est la fréquence de déphasage nul. La solution pour L_{VC} donne :

$$L_{VC} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_{MES}} = \frac{0,0253}{f_0^2 C_{MES}} \quad [2.39]$$

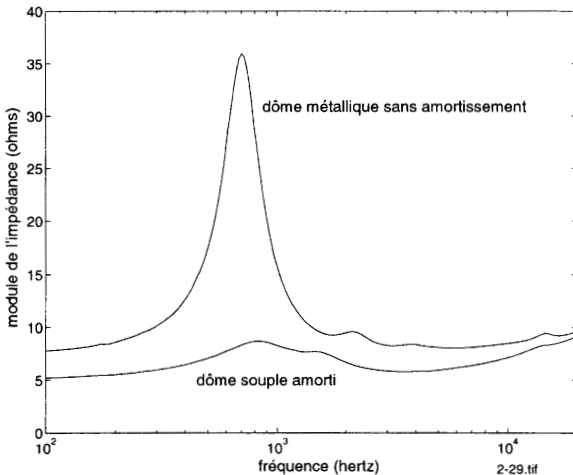


Figure 2.29 - Impédance du tweeter avec et sans amortissement.

La capacité C_{MES} se calcule avec l'équation 2.10 pour le haut-parleur de 20 cm à saladier moulé mesuré précédemment.

$$C_{MES} = M_{MS}/(Bl)^2 = 0,0224/(9,1)^2 = 269,3 \mu F$$

Ensuite :

$$L_{VC} = 0,0253/[(204,7)^2 \times 0,0002693] = 2,24 \text{ mH}$$

Pour déterminer l'inductance de la bobine mobile avec une exactitude raisonnable aux fréquences supérieures au deuxième point de déphasage nul, il faut connaître le module et la phase de l'impédance du haut-parleur. On peut la calculer en passant par les étapes suivantes :

1. À chaque fréquence intéressante, calculez la composante réactive de l'impédance du haut-parleur :

$$X = |Z| \sin \Theta,$$

où $|Z|$ est le module de l'impédance et Θ l'angle de déphasage de l'impédance.

2. À chaque fréquence, f , pour laquelle on recherche L_{VC} , corrigez dans la réactance déterminée au point 1 l'effet de C_{MES} au moyen de

$$X_L = X + 1/(2\pi f C_{MES}) = X + 0,1592/(f C_{MES})$$

3. Calculez L_{VC} suivant :

$$L_{VC} = 0,1592 X_L/f$$

Calculons L_{VC} à 1 kHz pour notre haut-parleur de 20 cm à saladier moulé. D'après la figure 2.2, le module et la phase de l'impédance sont :

$$|Z| = 14,57 \Omega \text{ et } \Theta = 36,2^\circ$$

Ensuite la composante réactive de l'impédance est :

$$X = 14,57 \times \sin(36,2) = 8,61 \Omega,$$

et la réactance inductive est :

$$\begin{aligned} X_L &= 8,61 + 0,1592/(1000 \times 0,0002693) \\ &= 8,61 + 0,59 = 9,2 \Omega, \end{aligned}$$

et finalement, on calcule l'inductance de la bobine mobile :

$$L_{VC} = 0,1592 \times 9,2/1000 = 1,51 \text{ mH}$$

Remarquez que l'inductance effective de la bobine mobile est tombée de 2,24 mH à 1,51 mH au passage de 204 Hz à 1 kHz. En répétant les calculs ci-dessus à 20 kHz, on trouve que l'inductance effective de la bobine n'est que de 0,47 mH. La figure 2.28 est un tracé de l'inductance de la bobine en fonction de la fréquence dans notre exemple. Je présenterai dans le chapitre 7 un modèle approximatif de l'impédance de la bobine mobile qu'on pourra utiliser avec les systèmes de mesures acoustiques basés sur les PC, de façon à obtenir des mesures très précises des paramètres de T&S.

2.9

Paramètres de T&S pour les haut-parleurs de médium et d'aigu

Les exemples de calcul des paramètres de T&S que j'ai présentés jusqu'ici se sont limités aux haut-parleurs à basse fréquence (de grave). C'est parce que ces paramètres se montrent les plus utiles pour la conception d'enceintes à basse fréquence. Les techniques déjà décrites permettent tout de même de déterminer les paramètres de T&S pour les haut-parleurs de médium et d'aigu. Les procédures sont identiques à une exception près. Certains haut-parleurs de médium et presque tous les haut-parleurs d'aigu ont la face arrière fermée. Pour ces haut-parleurs, il n'est pas possible de mesurer V_{AS} par la méthode champ libre/enceinte close. L'élasticité peut se mesurer par la méthode de l'alourdissement, mais ce résultat n'est pas très utile puisque le haut-parleur possède sa propre enceinte.

Beaucoup de haut-parleurs de médium et d'aigu ont un fluide amortisseur ferreux entre la plaque de champ avant et la pièce polaire ; son rôle est d'amortir les mouvements du cône et de favoriser le transfert de chaleur de la bobine mobile vers la plaque de champ et enfin vers l'air ambiant. Si l'amortissement est très énergique, le pic de la courbe d'impédance à la fréquence de résonance risque de s'aplatir au point qu'il sera impossible de déterminer les paramètres de T&S par les méthodes de ce chapitre. Un exemple sera utile ici.

La figure 2.29 représente les courbes d'impédance de deux haut-parleurs d'aigu. Le premier est un modèle répandu à dôme métallique sans fluide amortisseur. Le deuxième est un modèle à dôme souple à fort amortissement. La courbe du modèle à dôme métallique est bien formée et présente une pointe de résonance marquée à 700 Hz, avec une bonne symétrie de part et d'autre de ce point. La

courbe d'impédance du modèle à dôme souple ne montre qu'une résonance aplatie vers le maximum à 800 Hz. Il est clair que ce dernier modèle ne satisfera pas au test de symétrie de l'équation 2.15. Le facteur Q total du modèle à dôme souple ne pourra être déterminé que par comparaison de sa réponse acoustique en fréquence à celle d'un modèle.

2.10

Résumé

Ce chapitre a mis l'accent sur la détermination des paramètres de T&S en *petits signaux*, par des mesures relativement simples de la courbe d'impédance du haut-parleur. Cette méthode est largement utilisée par les fabricants de haut-parleurs ; c'est sûrement la plus facilement accessible pour le lecteur, puisqu'on peut la mettre en œuvre avec un équipement relativement simple. Nous traiterons dans le chapitre 7 de plusieurs applications sur PC qui tirent profit également de la courbe d'impédance. Ces programmes et le matériel qui les accompagne automatisent les procédures décrites dans ce chapitre et ont des chances de donner une meilleure précision.

Il existe d'autres façon d'obtenir les paramètres de T&S. Certaines mettent en jeu des mesures électromécaniques directes de paramètres tels que B/l et C_{MS} . Selon une autre méthode, un vélocimètre à laser mesure la vitesse du cône pour trouver f_{SA} , fréquence pour laquelle la vitesse est maximale. D'autres mesurent les paramètres sur toute la plage d'excursion du cône, ce qui caractérise le comportement non-linéaire du haut-parleur.

Bien qu'on n'en traite pas ici, on voit dans l'industrie un intérêt grandissant et des capacités pour la spécification du fonctionnement non linéaire des haut-parleurs en grands signaux. Les modèles non linéaires gagnent avec l'arrivée de logiciels perfectionnés pour l'analyse du comportement avec des signaux de forte amplitude.

La référence 13 présente l'une des façons les plus simples d'obtenir des modèles du comportement des haut-parleurs soumis à des signaux forts. Les auteurs appliquent un courant continu à la bobine pour compenser son déplacement par rapport à sa position de repos, puis appliquent un petit signal alternatif pour mesurer l'impédance et les paramètres de T&S dans cette position décalée. On peut construire ainsi un modèle valide sur toute la course possible du haut-parleur. Ce modèle sera utilisé pour prévoir les distorsions et la compression aux niveaux de puissance élevés. La

référence 14 décrit un dispositif plus perfectionné et plus conforme à l'état de la technique pour déterminer les paramètres de T&S en régime de signaux forts.

Références

1. **Dickason**, Vance, *Loudspeaker Design Cookbook*, cinquième édition, Audio Amateur Press, 1995. Version française : *Enceintes acoustiques & haut-parleurs*, [EAHP] Publitronec, 1996,
2. **Kellogg**, E.W., et Rice, C.W., *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, Vol. 44, p. 982, 1925.
3. **McLachlan**, N.W., *Loudspeaker, Theory, Performance, Testing and Design*, Dover Publications, Inc., 1960.
4. **Olson**, H.F., *Elements of Acoustical Engineering*, D. Van Nostrand Company, Inc., 1940 et 1947.
5. **Olson**, H.F., *Dynamical Analogies*, D. Van Nostrand Company, Inc., 1943.
6. **Beranek**, Leo, *Acoustics*, McGraw-Hill, 1954, et *Acoustical Society of America*, 1986.
7. **Novak**, J.F., « Performance of Enclosures for Low-Resonance High-Compliance Loudspeakers », IRE Transactions on Audio, janv./fév. 1959.
8. **Thiele**, A.N., « Loudspeakers in Vented Boxes », Proceedings of the IRE, Australie, août 1961, réimprimé dans JAES, mai/juin 1971.
9. **Benson**, J.E., « Theory and Design of Loudspeaker Enclosures, Parts 1, 2, and 3 », AWA Technical Review, Vol. 14, No. 1, 1968, Vol. 14, No. 3, 1971, et Vol. 14, No. 4, 1972.
10. **Small**, R. « Direct Radiator Loudspeaker System Analysis », JAES, juin 1972.
11. **Small**, R., « Closed Box Speaker Systems, Parts 1 and 2 », JAES, septembre 1972 et janvier/février 1973.
12. **Small**, R. « Vented-Box Loudspeaker Systems, Parts 1, 2, 3, et 4 », JAES, juin 1973, juillet/août 1973, septembre 1973, et octobre 1973.
13. **Scott**, J., et Kelly, J., « New Method of Characterizing Driver Linearity », JAES, avril 1996.
14. **Clark**, D., « Precision Measurement of Loudspeaker Parameters », JAES 99^{ème} Convention, octobre 1996, New York, preprint no. 4081.
15. **Williamson**, M., « Measuring Loudspeaker Resonance », Speaker Builder 3/97.

Appendice A

Facteurs de conversion

La liste ci-dessous regroupe les facteurs de conversion entre les unités usitées dans les mesures sur les haut-parleurs.

Conversion force/masse et force/force

Les conversions entre force et masse demandent quelques explications. Le système anglais dit *Imperial* utilise la livre (*pound*) comme unité de masse et de poids. Le Système International utilise le kilogramme comme unité de masse. Quelle est la différence ? Sur la terre, la gravité fait que le poids et la masse sont liés. Dans l'espace, il n'y a pas de poids, mais on peut avoir une masse. La masse est une mesure de l'inertie, une propriété de la matière qui fait qu'une force est nécessaire pour faire accélérer un corps. Les conversions entre masse et force obéissent à la deuxième loi de Newton :

$$a = F/M \quad [A.1]$$

où a = accélération du corps par rapport à l'espace inertiel

F = force appliquée

La deuxième loi de Newton pose que l'accélération d'un corps est directement proportionnelle à la force appliquée et inversement proportionnelle à la masse du corps. Ainsi la masse est la propriété du corps qui le fait résister aux variations du mouvement. La loi s'applique aussi bien dans l'espace que sur terre. On l'exprime plus couramment sous la forme :

$$F = Ma \quad [A.2]$$

La force d'attraction de la gravitation que la terre exerce sur un corps s'appelle le poids du corps. Si on ignore l'accélération centripète,

$$P = Mg \quad [A.3]$$

où

P = poids d'un corps en newtons ou en livres

M = masse du corps en kilogrammes

ou en livres

g = accélération due à la gravité en m/s^2

ou en ft/s^2

La valeur moyenne de la gravité terrestre est :

$$g = 32,174 \text{ ft/s}^2 = 9,807 \text{ m/s}^2$$

On peut assimiler la conversion force/masse à une conversion entre des pommes et des oranges. Quand nous disons qu'un kilogramme vaut 2,2 livres, nous voulons dire en réalité qu'une masse de un kilogramme a un poids de 2,2 livres à la surface de la terre. La conversion proprement dite se fait en deux étapes. D'abord, le kilogramme est converti en un poids exprimé en newtons conformément à la deuxième loi de Newton ; ensuite le poids en newtons est exprimé en livres.

L'unité de masse du système anglais ou *Imperial* est le lingot (*slug*). L'équation A.3 montre que le *slug* pèse 32,174 livres sur terre. Le lingot n'est pas utilisé dans la conception ni dans l'analyse des systèmes de haut-parleur, nous ne donnerons pas les tables de conversion pour cette unité.

Force/masse et force/force			Surface			
Pour convertir	en	multiplier par	Pour convertir	en	multiplier par	
g	kg	0,001	cm ²	m ²	10 ⁻⁴	
	newton	9,807 × 10 ⁻³		in ²	0,155	
	oz (poids)	0,03527		ft ²	1,0764 × 10 ⁻³	
	lb (poids)	2,205 × 10 ⁻³	m ²	cm ²	10 ⁴	
kg	g	1000		in ²	1550	
	newtons	9,807		ft ²	10,764	
	lb (poids)	2,205		in ²	cm ²	6,452
	oz	35,27	m ²		6,452 × 10 ⁻⁴	
oz (poids)	g	28,35	ft ²	ft ²	0,006945	
	kg	3,527 × 10 ⁻⁵		in ²	144	
lb (force)	lb (poids)	0,0625		cm ²	cm ²	929,1
	newtons	4,448			m ²	0,09291
	g	453,6				
	kg	0,4536				
Longueur			Volume			
Pour convertir	en	multiplier par	Pour convertir	en	multiplier par	
mm	cm	0,1	cm ³	m ³	10 ⁻⁶	
	m	0,001		in ³	0,01602	
	in	0,03937		ft ³	3,531 × 10 ⁻⁵	
cm	mm	10	m ³	l	0,001	
	m	0,01		cm ³	10 ⁶	
m	in	0,3937		in ³	6,103 × 10 ⁴	
	cm	100		ft ³	35,32	
	inch	39,37	l	1000		
in	ft	3,281	litres	cm ³	1000	
	mm	25,4		m ³	0,001	
ft	cm	2,54	in ³	in ³	61,03	
	m	0,0254		ft ³	0,03532	
	m	0,305		cm ³	16,387	
	cm	30,5	m ³	m ³	1,639 × 10 ⁻⁵	
				l	0,01638	
				ft ³	5,787 × 10 ⁻⁴	
				in ³	1728	
			ft ³	cm ³	2,832 × 10 ⁴	
				m ³	0,02832	
				l	28,32	

Appendice B

Voici une version en grand format de la figure 2.17, à utiliser pour corriger les mesures d'impédance effectuées suivant la méthode du diviseur de tension en supposant que l'étalonnage est fait avec un résistor de $10\ \Omega$ et $R = 1000\ \Omega$. Pour utiliser cette courbe, repérez sur l'échelle horizontale la valeur d'impédance mesurée. Tracez à partir de ce point une droite verticale jusqu'à l'intersection avec la courbe 0° , 45° ou 90° , suivant ce que vous supposez de la réactance de l'impédance. À partir de l'intersection entre la droite verticale et la courbe choisie, tirez une droite horizontale vers la gauche jusqu'à l'axe vertical. Relevez sur l'échelle verticale l'erreur du diviseur de tension. Cette grandeur s'ajoute à la valeur mesurée pour donner le module exact de l'impédance.

En règle générale, pour déterminer les paramètres de T&S, servez-vous de la courbe 0° pour corriger les valeurs mesurées à f_{SA} et la courbe 45° pour corriger les valeurs mesurées à f_1 et f_2 . Par exemple, vous mesurez une valeur de $80\ \Omega$ à f_{SA} . La ligne $80\ \Omega$ coupe la courbe 0° à $6\ \Omega$. Donc la valeur vraie est de $80+6$, soit $86\ \Omega$. Pour les valeurs mesurées supérieures à $100\ \Omega$, il est préférable de recalibrer le diviseur de tension avec une résistance plus grande, comme on l'explique au chapitre 2.

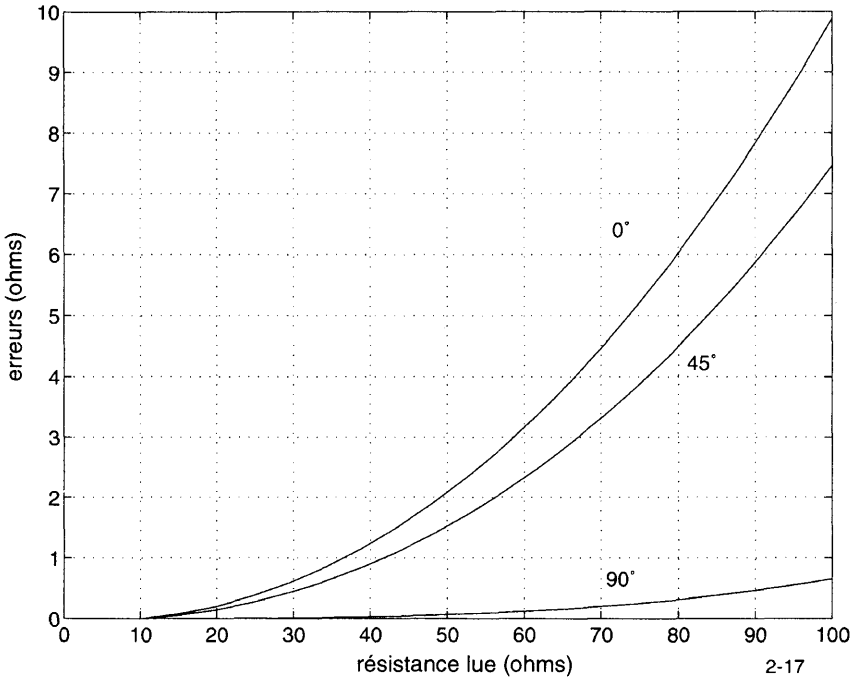


Figure 2.17 Erreur du diviseur de tension.

INDEX

- A**
- anéchoïde 77, 93
 - autocorrélation 186
- B**
- baffle infini 51
 - bruit 71, 74, 78
 - blanc 98
 - intrinsèque 74
 - pseudo aléatoire 153, 184
 - rose 88, 98
- C**
- capacité 18, 204, 209
 - électrique 62
 - centre acoustique 90
 - champ direct 112, 142, 144
 - champ lointain 113, 141
 - champ lointain réverbérant 96, 98
 - charge
 - réactance de masse 51, 55
 - circuit électrique équivalent 9
 - compression
 - adiabatique 58
 - isotherme 58
 - courant constant 18, 26, 34
 - courants de Foucault 19, 45
 - courbe d'impédance 9, 18, 26
 - mesure 37, 45
- D**
- décalage temporel des HP 39, 45
 - demi-espace 78, 89, 108
 - DFT, Discrete Fourier Transform 152, 200
 - diffraction 84
 - par effet de bord 85
 - acoustique 77, 84
 - distorsion 163, 194
 - harmonique 163
 - diviseur de tension 23, 31, 36
 - domaine des fréquences 151, 161, 169
 - domaine temporel 201, 217, 242
- E**
- échantillonnage 152, 163, 179
 - repliement 152, 163, 181
 - échantillonneur bloqueur 164, 168
 - échelon 202, 213, 248
 - élasticité 11, 20, 37
 - enceinte close 54, 62, 67
 - environnement réverbérant 77, 83, 96
- F**
- facteur Q 10, 16, 47
 - FFT, *Fast Fourier Transform* 152
 - figures de Lissajous 26, 29, 46
 - filtre
 - en peigne 78, 82, 88
 - passe-bande 81, 98, 106
 - filtre
 - passe-tout 245
 - filtres
 - filtres 112, 118, 134
 - ordre impair 112
 - pente douce 134
 - fonction de transfert 156
 - force contre électromotrice 17, 27, 31
 - Fourier
 - série de 152, 158, 169
 - fuites 60, 64
- G**
- géométrie du baffle 71, 77, 88
 - graphe d'alignement continu 11

H

- Haas
 - zone de fusion 129
- haut-parleur à rayonnement direct 9, 19
- Holmes, Sherlock 3

I

- impédance
 - bobine mobile 11, 17, 32
- impédance de rayonnement 9
- inductance 9, 18, 45
- intégration 112, 149
- intercorrélation 186
- intermodulation 235, 242

L

- ligne de transmission 67
- Lissajous 26, 29
- logiciel
 - optimisation des filtres 118, 125

M

- main droite 17
- masse
 - en mouvement 52
- mesure
 - champ lointain 82, 89, 96
 - champ proche 83, 90, 108
 - plan du sol 88, 94, 101
- microphone
 - types 71
- mode
 - axial 80
 - tangentiel 80
- modes obliques 80
- MTM (medium tweeter medium) 130
- multi voies 113, 142

N

- nombre d'or 53

O

- onde carrée 159, 162, 187
- ondes stationnaires 79, 88, 96
 - discrètes 81
 - statistiques 81, 88, 96

P

- paramètres
 - champ libre 21, 37, 47
- paramètres de Thiele et Small 19, 41, 47
- périodique 156, 170, 185
- perte
 - dispersion 85, 92, 107
- pertes
 - par absorption 78
- phase
 - minimale 226, 245
 - réponse en 204, 219, 230
 - surcroît 225, 238, 245
- plein espace 78
- pression acoustique 72, 79, 96
- propriété de déphasage nul 26

Q

- quasi-anéchoïde 218, 230, 252

R

- rapport des élasticités 56
- rebond sur le sol 113
- réflexion 57, 68
- région régie par la masse 15
- région régie par l'élasticité 15
- rendement 10, 42
 - haut-parleur 42
- répétabilité 74
- repliement 164, 167, 181
- réponse 10, 15, 28
 - en phase 204, 225, 233
- réponse à un échelon 202, 221, 248
- réponse en accélération 15
- réponse en fréquence 72, 98, 108
 - en champ libre 74, 100, 107
- réponse en puissance 181

réponse impulsionnelle 152, 178, 184
 réponse polaire
 cylindrique 141
 résonance
 dans l'enceinte 37
 retard de groupe 235, 239, 245
 retard temporel 186, 193, 199
 réverbérant 77, 83, 95

S

semi-réverbérant 78, 88
 sensibilité
 à la tension 44
 à la puissance 43
 série de Fourier 152, 158, 169
 signal analytique 219
 signaux
 vobulés 216
 sinusoïde 154, 170, 188
 SPL 72
 stabilité à long terme 74
 surcroît de phase 225, 231, 245
 surcroît de retard de groupe 235, 239, 245
 système à événement 10, 42

T

table tournante 126
 tension constante 22, 31
 TFR 152, 170, 185
 voie 111, 130, 140
 trajet
 différence 113, 119, 129
 transfert
 fonction de 156
 transformée de Fourier discrète 152, 162, 168
 transformée de Fourier rapide 152, 168, 182
 transformée de Hilbert 118
 tuyaux d'orgue 148

V

vobulateur 115
 volume acoustique 20

Z

zone de fusion de Haas 129

J. D'Appolito

LE HAUT-PARLEUR : MANIPULATIONS ET MESURES ÉLECTRO-ACOUSTIQUES

Des techniques analogiques
aux méthodes d'analyse numérique sur PC

CH. 1 INTRODUCTION À LA MESURE DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

CH. 2 TEST DES HAUT-PARLEURS (= HP)

Un peu d'histoire • Paramètres de Thiele & Small (= T&S) • Courbe de l'impédance du HP • Modèle simple de HP • Détermination des paramètres de base de T&S à partir de la courbe d'impédance • Mesure de V_{AS} • Autres paramètres de T&S • Paramètres de T&S pour les HP de médium et d'aigu

CH. 3 DE L'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE DES SYSTÈMES DE HP À BASSE FRÉQUENCE

Détermination de f_{SB} • HP en enceintes closes • Mesure des effets du matériau de remplissage • HP dans des systèmes à évent à accord simple • Regard empirique sur l'impédance de la ligne de transmission • Valeurs anormales d'impédance

CH. 4 TEST ACOUSTIQUE DE HP ISOLÉS

Courbe de réponse en fréquence • Microphones pour le test des HP • Effets de l'environnement acoustique sur la réponse en fréquence • Techniques et signaux de mesure des HP • Lissage analogique des courbes de réponse en fréquence

CH. 5 TESTS ACOUSTIQUES DE SYSTÈMES À PLUSIEURS HP

Intégration des HP multiples • Révision des rebonds sur le sol • Exemples de systèmes à deux voies

CH. 6 TEMPS, FRÉQUENCE ET TRANSFORMÉE DE FOURIER

Réponse impulsionnelle • Signaux périodiques et séries de Fourier • Échantillonnage et théorème de l'échantillonnage • Transformée de Fourier discrète • Transformée de Fourier rapide de la réponse impulsionnelle • Méthode pratique de mesure de la réponse impulsionnelle • Temps par rapport à la phase • Détermination du centre de la phase acoustique d'un haut-parleur

CH. 7 TEST DE HAUT-PARLEURS AVEC LES SYSTÈMES D'ACQUISITION SUR PC

Systèmes MLSSA et CLIO • Mesures d'impédance, d'inductance et de capacité • Mesure des paramètres de T&S • Mesures pour la conception et l'évaluation de systèmes de HP • Mesures pour la conception de systèmes acoustiques • Mesures pour l'analyse et l'évaluation des performances des systèmes acoustiques • Autres exemples intéressants

ISBN 286661114-4 Cat. : 008089



PUBLITRONIC/ELEKTOR