Modélisation en vue de l'intégration d'un système audio de micro puissance comprenant un haut-parleur MEMS et son amplificateur

Eric Sturtzer

▶ **To cite this version:**

Eric Sturtzer. Modélisation en vue de l'intégration d'un système audio de micro puissance comprenant un haut-parleur MEMS et son amplificateur. Autre. INSA de Lyon, 2013. Français. NNT : 2013ISAL0025 . tel-00940463

HAL Id: tel-00940463

https://theses.hal.science/tel-00940463v1

Submitted on 1 Feb 2014

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

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

N° d'ordre 2013 ISAL 0025 Année 2013

Thèse

Modélisation en vue de l'intégration d'un système audio de micro puissance comprenant un haut-parleur MEMS et son amplificateur.

Présentée devant

L'institut national des sciences appliquées de Lyon

Pour obtenir

Le grade de docteur

École doctorale : Électronique, Électrotechnique, Automatique de Lyon
Formation doctorale : Micro et nano technologies
Laboratoire : Institut des Nanotechnologies de Lyon (UMR CNRS 5270)

Présentée et soutenue par :

Eric STURTZER

Soutenue le **25 Avril 2013** devant la commission d'examen

Membres du jury :

M. Guy Hollinger ..... *Président*
DR émérite (INL – UMR CNRS 5270)

M. Luc Hébrard ..... *Rapporteur*
PR à l'Université de Strasbourg (ICube – UMR CNRS 7357)

M. Laurent Latorre ..... *Rapporteur*
PR à l'Université de Montpellier II (LIRMM – UMR CNRS 5506)

M. Nacer Abouchi ..... *Directeur de thèse*
PR à CPE Lyon (INL – UMR CNRS 5270)

M. Gaël Pillonnet ..... *Co-encadrant*
EC à CPE Lyon (INL – UMR CNRS 5270)

M. Guy Lemarquand ..... *Examinateur*
PR à l'Université du Maine (LAUM – UMR CNRS 6613)

M. Frédéric Goutti ..... *Invité*
Responsable équipe de conception (AMS), STMicroelectronics (Grenoble)

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

INSA Direction de la Recherche - Ecoles Doctorales – Quinquennal 2011-2015.

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNÉES DU RESPONSABLE
CHIMIE	CHIMIE DE LYON http://www.edchimie-lyon.fr Insa : R. GOURDON	**M. Jean Marc LANCELIN** Université de Lyon – Collège Doctoral Bât ESCPE 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43.13.95 directeur@edchimie-lyon.fr
E.E.A.	ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE http://edeea.ec-lyon.fr Secrétariat : M.C. HAVGOUDOUKIAN eea@ec-lyon.fr	**M. Gérard SCORLETTI** Ecole Centrale de Lyon 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18.60.97 – Fax : 04.78.43.37.17 gerard.scorletti@ec-lyon.fr
E2M2	EVOLUTION, ECOSYSTEME, MICROBIOLOGIE, MODELISATION http://e2m2.universite-lyon.fr Insa : H. CHARLES	**Mme Gudrun BORNETTE** CNRS UMR 5023 LEHNA Université Claude Bernard Lyon 1 Bât Forel 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.72.43.12.94 e2m2@biomserv.univ-lyon1.fr
EDISS	INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTE http://ww2.ibcp.fr/ediss Sec : Safia AIT CHALAL Insa : M. LAGARDE	**M. Didier REVEL** Hôpital Louis Pradel Bâtiment Central 28 Avenue Doyen Lépine 69677 BRON Tél : 04.72.68.49.09 – Fax : 04.72.35.49.16 didier.revel@creatis.uni-lyon1.fr
INFOMATHS	INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES http://infomaths.univ-lyon1.fr	**M. Johannes KELLENDONK** Université Claude Bernard Lyon 1 INFOMATHS Bâtiment Braconnier 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.44.82.94 – Fax : 04.72.43.16.87 infomaths@univ-lyon1.fr
Matériaux	MATERIAUX DE LYON Secrétariat : M. LABOUNE PM : 71.70 – Fax : 87.12 Bat. Saint Exupéry Ed.materiaux@insa-lyon.fr	**M. Jean-Yves BUFFIERE** INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Saint Exupéry 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.72.43.83.18 – Fax : 04.72.43.85.28 jean-yves.buffiere@insa-lyon.fr
MEGA	MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE Secrétariat : M. LABOUNE PM : 71.70 – Fax : 87.12 Bat. Saint Exupéry mega@insa-lyon.fr	**M. Philippe BOISSE** INSA de Lyon Laboratoire LAMCOS Bâtiment Jacquard 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43.71.70 – Fax : 04.72.43.72.37 philippe.boisse@insa-lyon.fr
ScSo	ScSo* M. OBADIA Lionel Sec : Viviane POLSINELLI Insa : J.Y. TOUSSAINT	**M. OBADIA Lionel** Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Tél : 04.78.69.72.76 – Fax : 04.37.28.04.48 lionel.obadia@univ-lyon2.fr

*ScSo : Histoire, Geographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

The Origin of the Teses

Jorge Cham © 2009 – www.phdcomics.com

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Remerciements

Je remercie Nacer Abouchi de m'avoir accueilli au sein de l'équipe de conception de systèmes hétérogènes de l'Institut des Nanotechnologies de Lyon pour effectuer mon travail de thèse. J'ai pu profiter de conditions de travail très agréables et de la grande diversité des activités de recherches des différentes équipes du laboratoire.

Je tiens à remercier Frédéric Goutti, Guy Hollinger et Guy Lemarquand d'avoir accepté de juger ce travail et particulièrement Luc Hébrard et Laurent Latorre d'en être les rapporteurs.

Je souhaite adresser de profonds remerciements à Gaël Pillonnet pour son encadrement d'exception. Je remercie également Rémy Cellier pour sa disponibilité pour résoudre tous les tracas d'un doctorant. Au cours de ces quelques années j'ai pu profiter de leurs connaissances aussi diverses que nombreuses et j'ai pris beaucoup de plaisir à travailler quotidiennement à leurs côtés.

Je remercie également toute l'équipe de R&D du service AMS chez STMicroelectronics (Grenoble) ; Elie Leufeuvre et Iman Shahosseini de l'Institut d'Electronique Fondamentale (Paris) ; Romain Ravaud et Mehran Erza du Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine (Le-Mans) ainsi que tous les membres du projet SAIPON pour les échanges et les discussions que nous avons pu avoir au sujet du haut-parleur MEMS. Leur soutien précieux m'a permis d'approfondir et de diversifier mon domaine d'expertise.

Un grand merci à Evelyne Stephen, François Joly, Renaud Daviot, Nicole Gache, Monique Chiollaze qui m'ont permis d'effectuer des vacations dans leurs modules d'enseignement. Merci également à Caroline Chamot-Rook pour sa disponibilité et ses nombreuses aides administratives. Merci également aux autres membres de CPE Lyon pour toutes les discussions très enrichissantes que j'ai pu avoir avec eux.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Je tiens également à remercier mes collègues doctorants : Patrice Russo, Firas Yengui, Roberto Mrad, Inga Zbieska, Pawel Fiedorow et Xavier Branca avec qui j'ai partagé mon espace de travail durant mes années de thèse.

Enfin je souhaite remercier ma famille, mes amis et plus particulièrement mon épouse Aurélie pour son aide et son soutien.

Merci à tous !

Eric Sturtzer

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Résumé

Avec l'augmentation du nombre de fonctions complexes dans les systèmes embarqués, tels que les téléphones portables, les concepteurs se trouvent face à un double défi : une forte intégration et une optimisation de la consommation d'énergie pour maintenir l'autonomie de fonctionnement. Plus précisément, la chaîne de reproduction sonore peut représenter jusqu'à un tiers de la consommation globale dans ces objets nomades. Le faible rendement de ces dispositifs (inférieur au dixième de pour cent) s'explique par une faible efficacité du transducteur électroacoustique mais aussi par une approche de conception fragmentée. En effet, chaque partie du dispositif est optimisée sans tenir réellement compte de la chaîne audio dans sa globalité. A cela s'ajoute généralement une qualité audio relativement faible : bande passante limitée (650 Hz – 16 kHz) ou encore dans la limitation du niveau sonore ($\simeq$ 73 dB_{SPL}). Ce travail de recherche, réalisé en quatre phases, a pour objectif d'apporter des améliorations et propose l'optimisation de l'ensemble de la chaîne audio dans un système nomade par une approche globale de conception. Il est également intéressant de préciser que ce travail est inclus dans un programme de recherche plus large, visant à développer expérimentalement un haut-parleur en technologie MEMS pour réduire ces limitations.

L'objectif du premier chapitre est d'introduire des notions générales concernant les systèmes audio embarqués. Cette étude est nécessaire à la bonne compréhension de ce document mais servira aussi d'état de l'art des deux sous systèmes qui composent la chaîne de reproduction sonore dans les objets nomades : le transducteur acoustique (haut-parleur) et l'amplificateur audio. Ce mémoire n'étant pas spécifiquement dédié aux acousticiens mais plutôt aux électroniciens, l'auteur a jugé utile de préciser certaines notions d'acoustique « de base ». Les principes de conversion électro-mécano-acoustique seront abordés dans cette section, afin de comprendre les différents principes d'actionnement utilisés dans les transducteurs acoustiques et leur influence sur l'amplificateur audio positionné en amont. La seconde partie du premier chapitre présente les différentes architectures d'amplificateur audio ainsi que les topologies (classes) les plus couramment utilisées dans les systèmes embarqués. Cet état de l'art des amplificateurs audio met en évidence les spécificités de chaque classe ainsi que les performances obtenues dans la littérature actuelle de cette catégorie d'amplificateur. Pour mieux comprendre le fonctionnement du transducteur, pour

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

mieux le piloter, une modélisation fiable est nécessaire.

Comme il existe différents principes de conversion électroacoustique, l'état de l'art nous a permis d'identifier l'actionnement électrodynamique comme étant le plus judicieux pour notre application malgré le faible rendement intrinsèque à la conversion électromagnétique. Un transducteur électrodynamique possède des non-linéarités (dues à l'élasticité mécanique ou encore au flux magnétique) dépendantes du déplacement de la membrane. Ces non-linéarités sont sources de perturbations en termes de qualité audio. Un modèle fiable, basé sur le logiciel *Matlab/Simulink*, utilisant un nombre optimal d'équations et de mesures impliquant les paramètres non-linéaires majeurs d'un haut-parleur électrodynamique « standard » a été développé et validé dans le second chapitre du manuscrit. Ce modèle électrique du transducteur nous a permis de quantifier l'impact des non-linéarités sur l'accélération de la membrane (proportionnelle à la puissance acoustique), donc l'impact sur la pression acoustique. Maintenant que nous disposons d'un modèle fiable de haut-parleur, l'étude du couplage entre l'amplificateur et le haut-parleur est possible. L'amélioration de la fonction de transfert en la rendant plus linéaire, contribue à l'amélioration des performances globales du système.

Le contrôle en tension ou en courant du transducteur est une piste abordée dans le troisième chapitre de ce travail de recherche afin d'améliorer les performances globales de reproduction sonore. Rappelons l'intérêt de contrôler un haut-parleur en courant : la fonction de transfert du déplacement par rapport au courant comporte moins de paramètres que la fonction de transfert du déplacement en fonction de la tension. Entre autre, il est donc possible de s'affranchir de l'impact de la non-linéarité de la bobine sur la force qui commande le déplacement. En forçant le courant, un paramètre non-linéaire devient alors négligeable. Comme le nombre de paramètres non-linéaires a été réduit, les non-linéarités devraient également être réduites. Malgré cela, une étude détaillée est nécessaire pour valider (ou réfuter) cette première impression. En se basant sur le modèle développé précédemment, une analyse des distorsions harmoniques, des distorsions d'intermodulation et une analyse transitoire (réponse à un échelon et spectrogramme) prouvent que le contrôle en courant est équivalent au contrôle en tension pour le type de transducteur visé. Sur les quatre non-linéarités majeures, la différence entre contrôle en tension et contrôle en courant influence la non-linéarité due à la variation d'inductance en fonction du déplacement. Cependant, comme dans les micro-haut-parleurs, cette variation est faible, cela explique que les résultats soient similaires entre le contrôle en tension et en courant (résultat fortement dépendant des caractéristiques du haut-parleur). Enfin, que le contrôle soit en tension ou en courant, le haut-parleur a besoin d'un amplificateur audio lui délivrant suffisamment de puissance sans dégrader les performances acoustiques, d'où la nécessité

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

d'étudier plus en détail les amplificateurs.

Historiquement ce sont des amplificateurs linéaires qui sont utilisés pour fournir la puissance au transducteur. Pour des raisons d'efficacité, les amplificateurs à commutation ou hybrides sont de plus en plus présents dans de nombreuses applications dont la téléphonie mobile. Une étude de l'état de l'art nous a permis de déterminer les spécifications « standard » de ces amplificateurs. L'approche système nous permet d'observer si l'amplificateur audio est surdimensionné par rapport au haut-parleur. En effet, ces spécifications ne sont pas toujours pertinentes comparées à celles du transducteur car malheureusement, les micro-haut-parleurs actuels présentent des performances médiocres aussi bien en terme d'efficacité que de qualité acoustique. L'idée dans l'approche globale est de savoir si une spécification a un impact significatif sur les résultats acoustiques en sortie de la chaîne audio. Si nous prenons l'exemple du niveau de bruit en sortie de l'amplificateur, même en augmentant la spécification actuelle ($50\ \mu V_{RMS(A-W)}$) par un facteur cinq, et en calculant la pression acoustique générée, on n'atteint pas la limite basse de la perception de l'oreille. On en conclut qu'il y a surdimensionnement de la spécification et qu'il est possible de la réajuster en faisant le chemin inverse. C'est-à-dire partir de la limite de la pression acoustique pour définir la spécification électrique. Le fait d'être moins drastique sur certains paramètres peut apporter un gain de consommation donc augmenter l'efficacité globale du système. Il est important de préciser que la démarche appliquée au micro-haut-parleur pour redéfinir les spécifications électriques tels que le niveau de bruit, de THD+N, la plage de fréquence, etc. peut s'appliquer à tous les haut-parleurs, encore faut-il avoir caractérisé ce dernier.

Basé sur les travaux de nos partenaires de projet, le dernier chapitre de ce mémoire présente la caractérisation du micro-haut-parleur en silicium. Cette caractérisation a pour objectif d'évaluer les performances acoustiques du haut-parleur MEMS pour définir, grâce à l'approche globale, les spécifications appropriées de l'amplificateur qui pilotera le MEMS. La caractérisation électroacoustique des échantillons réalisés présente de très bons résultats : la courbe d'impédance est plate (variation de $\pm 0,5$ %) dans toute la bande audio ; un niveau sonore moyen de 79 dB à 10 cm pour une puissance électrique de 1 W ainsi qu'un taux de distorsions inférieur à $0,016$ % ($\equiv -38\ dB_{SPL}$) ont été mesurés dans la bande passante (200 Hz – 20 kHz) du micro-haut-parleur MEMS. En considérant le niveau sonore obtenu dans la bande passante et la puissance électrique injectée, on obtient un rendement électroacoustique $\simeq 1^{-3}\%$. Le MEMS se place dans la moyenne des micro-haut-parleurs du marché en augmentant la bande passante (on passe de 650 Hz – 16 kHz à 200 Hz – 20 kHz) et en fournissant réellement 80 dB in 10 cm. Cette caractérisation valide le potentiel des microtechnologies pour améliorer la qualité sonore et le rendement

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

électroacoustique, qui sont deux points faibles majeurs des micro-haut-parleurs actuels. Les résultats obtenus par le doctorant dans le cadre de ce travail de recherche ont pour l'instant fait l'objet d'une revue internationale, quatre articles de conférences internationales et deux articles de conférences nationales. De plus un autre article de revue internationale est en cours de soumission. Nous pouvons préciser que ces travaux, qui s'intègrent dans un projet financé en partie par l'ANR (projet SAIPON), ont donné lieu depuis 2009 à cinq autres revues internationales, huit articles de conférences internationales ainsi que de nombreux colloques et conférences nationales dans des domaines aussi variés que l'acoustique, l'ingénierie audio, la mécanique, les actionneurs, la microfabrication et l'électronique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Abstract

English translation of the "Résumé".

With the increasing number of complex functions in embedded systems such as mobile phones, designers are facing a double challenge: a strong integration and an optimization of the energy consumption to keep autonomy. More specifically, the sound reproduction chain can represent up to a third of the total consumption in the mobile devices. The poor performance of these devices (less than a tenth of a percent) is due to a low efficiency of the electroacoustic transducer but also by a fragmented design approach. In fact, every part of the system is optimized without taking into account the actual audio in its entirety. In addition the audio quality is usually relatively low: limited bandwidth (650 Hz – 16 kHz) with a limitation of the sound level ($\simeq$ 73 dB_{SPL}). This research, carried out in four phases, aims at improving and optimizing the entire audio system in a mobile through a comprehensive approach to design. It is also interesting to note that this work is included in a larger research program aimed at developing a speaker experimentally in MEMS technology to reduce these limitations.

The objective of the first chapter is to introduce general notions concerning audio systems. This study is necessary for the understanding of this paper but will also be used as state of the art of the two subsystems composing the sound reproduction chain in nomadic objects: the acoustic transducer (loudspeaker) and the audio amplifier. This thesis is not specifically dedicated to acoustics experts but rather to electronics specialists; this is why the author considered it useful to clarify some "basic" concepts of acoustic. The principles of electro-mechanical-acoustical conversion will be discussed in this section to understand the different actuator principles used in acoustic transducers and their influence on the audio amplifier positioned upstream. The second part of the first chapter presents the different architectures as well as the audio amplifier topologies (classes) most widely used in embedded systems. This state of the art audio amplifiers highlights the specificities of each class and the performance obtained in the current literature for this type of amplifier. To understand the functioning of the transducer and the better way to drive it, a reliable modeling is required.

As there are different principles of electroacoustic conversion, electrodynamics actuation

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

is the smarter for our application, despite the low intrinsic efficiency linked to the electromagnetic conversion. An electrodynamic transducer has nonlinearities (due to mechanical elasticity or to the magnetic flux) which depend on the displacement of the membrane. These nonlinearities are sources of interference in terms of audio quality. A reliable model, based on *Matlab/Simulink*, using an optimal number of equations and measures involving major non-linear parameters of a "standard" electrodynamic loudspeaker has been developed and validated in the second chapter of the manuscript. This electric model of the transducer has allowed us to quantify the impact of nonlinearities on the acceleration of the membrane (proportional to the acoustic power), and thus the impact on the sound pressure. Now that we have a reliable model of the loudspeaker, the study of the coupling between the amplifier and the loudspeaker is possible. Improving the transfer function by making it more linear contributes to increasing the overall system performance.

Voltage or current control of the transducer is an axis discussed in the third chapter of this work to improve the overall performance of sound reproduction. Recall the interest of a loudspeaker control current: the transfer function of the displacement relative to the current has fewer parameters than the transfer function of the displacement as a function of the voltage. Among other things, it is therefore possible to overcome the impact of the non-linearity of the coil on the force that controls movement. By forcing current, a non-linear parameter becomes negligible. As the number of non-linear parameters has been reduced nonlinearities should also be reduced. Nevertheless, a detailed study is needed to confirm (or refute) this first impression. Based on the model developed above, an analysis of harmonic distortion, intermodulation distortion and transient analysis (step response and spectrogram) show that the current control is equivalent to the voltage control for the kind of transducer referred (micro-speaker). For the four major nonlinearities, the difference between voltage control and current control affects the non-linearity due to the inductance variation as a function of displacement. However, as in micro-speakers this variation is small, it explains why the results are similar between the voltage and the current control (result strongly depends on the characteristics of the loudspeaker). Finally, the speaker needs in all cases an audio amplifier delivering enough power without degrading the acoustic performance, hence the need to explore the amplifiers more in detail.

Historically, linear amplifiers are used to provide power to the transducer. For efficiency reasons, switching amplifiers or hybrids are increasingly present in many applications such as mobile phones. A study of the state of the art has allowed us to determine the "standard" specifications of these amplifiers. The systems approach enables us to see if the audio amplifier is oversized compared to the loudspeaker. Indeed, these specifications

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

are not always relevant in relation to the transducer because, unfortunately, present-day micro-speakers have a poor performance both in terms of efficiency and sound quality. The idea of the global approach is to check whether a specification has a significant impact on the results of the acoustic output audio. If we take the example of the level of the output voltage noise of the amplifier, even by increasing the current specification (50 $\mu V_{RMS(A-W)}$) by a factor of five, and calculating the acoustic pressure generated, it does not reach the lower limit of the perception of the ear. One concludes that there is an oversizing of the specification and it is possible to adjust by the reverse path. This means that we use the limit of the sound pressure to define the electrical specification. Being less drastic on some parameters can provide a consumption gain, thus increase the overall efficiency of the system. It is important to specify that the approach applied to micro-speaker to redefine electrical specifications such as noise, THD+N, frequency range, etc. can be applied to all loudspeakers (provided it has been characterized).

Based on the work of our project partners, the last chapter of this thesis presents the characterization of the micro-speaker in silicon. This characterization is intended to evaluate the acoustic performance of the MEMS micro-speaker to define, thanks to the comprehensive approach, the appropriate specifications of the amplifier which will control the MEMS. Electroacoustic characterization of samples achieved successful results: the impedance curve is flat (variation of $\pm 0,5$ %) across the audio band, an average sound pressure level of 79 dB in 10 cm for an electric power of 1 W and a distortion level lower than 0.016 % ($\equiv -38$ dB_{SPL}) have been measured in the bandwidth (200 Hz – 20 kHz) of the MEMS micro-speaker. Considering the sound pressure level obtained in the bandwidth and the electrical power, the electroacoustic efficiency $\simeq 1^{-3}$%. The MEMS ranks within the average of the micro-speaker market by increasing the bandwidth (650 Hz – 16 kHz shifted to 200 Hz – 20 kHz) and providing really 80 dB in 10 cm. This characterization validates the potential of micro-technologies to improve the sound quality and the electroacoustic efficiency, which are two major weaknesses of present-day micro-speakers.

The results obtained by the student in the context of this research have so far been the subject of an international journal, four international conferences papers and two national conferences papers. Furthermore another international journal article is pending. We can specify that these works, which are integrated in a project funded in part by the ANR (project *SAIPON*), led since 2009 with five other international journals, eight international conferences papers as well as numerous national conferences and symposia in fields such as acoustics, audio engineering, mechanics, actuators, and electronics microfabrication.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Préface

Conventions typographiques et icônes

Avant de commencer la lecture, familiarisez-vous avec les icônes utilisées dans ce document. Certaines conventions utilisées dans ce document nécessitent d'être quelque peu éclaircies :

Notes : si certaines parties sont présentées sous forme de « notes », ce sera pour éclaircir un point essentiel et attirer l'attention du lecteur sur le point à retenir.

Question : si une question pertinente aidant à la compréhension du document est à mettre en évidence, cette icône la précèdera.

Ce manuscrit de thèse est partagé en différents chapitres représentés par un nombre arabe (chap. 3). Chaque chapitre est à son tour divisé en sections représentées par deux chiffres arabes séparés par un point (sect. 5.2). Chaque section peut être divisée en sous-sections ou paragraphes représentés par trois nombres arabes séparés par deux points (§ 2.3.1).

Les équations hors texte sont numérotées continûment par chapitre et repérées par deux nombres arabes séparés par un point, le tout entre parenthèses (2.5). Ces équations hors texte sont toujours accompagnées de l'unité associée à l'équation représentée entre crochets [Ω]. Les références à ces équations dans le texte suivent le même principe de notation, précédé d'un préfixe (Eq. (2.5)). Les figures et tableaux sont également numérotés continûment par chapitre et repérées par deux nombres arabes séparés par un point précédé d'un préfixe (Fig. 3.8 tableau 5.2). Les sous-équations et sous-figures suivent le même principe auquel s'ajoute une lettre en minuscule (Eq. (1.2c) ou Fig. 3.3b).

Le nombre arabe contenu entre crochet dans le texte fait référence à un document (article, thèse, livre, etc.) présenté dans la bibliographie qui commence à la p. VII. Cette citation peut être accompagnée d'un numéro de page, de figure, de tableau pour cibler davantage la référence en question.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Système d'unités

L'auteur tient à préciser que le système international d'unités (abrégé en SI) est utilisé tout au long du document. Le SI se base sur le système métrique et il est constitué de sept unités fondamentales :

Grandeur	Nom	Symbole
Longueur	mètre	[m]
Masse	kilogramme	[kg]
Temps	seconde	[s]
Intensité	ampère	[A]
Température	degré kelvin	[K]
Intensité lumineuse	candela	[cd]
Quantité de matière	mole	[mol]

Les unités dérivées sont formées en combinant les unités de base d'après les relations algébriques qui lient les grandeurs correspondantes.
Pour éviter d'avoir à utiliser des facteurs multiplicatifs ou des valeurs avec un grand nombre de zéros, l'auteur a recourt à des préfixes. Les principaux préfixes du SI sont :

Facteur	Préfixe	Symbole
10^{12}	téra	T
10^{9}	giga	G
10^{6}	mega	M
10^{3}	kilo	k
10^{2}	hecto	h
10^{1}	déca	da
10^{-1}	déci	d
10^{-2}	centi	c
10^{-3}	milli	m
10^{-6}	micro	μ
10^{-9}	nano	n
10^{-12}	pico	p

Nota Bene

L'auteur rappelle que, comme le contexte des travaux est hétérogène, et que ce mémoire n'est pas spécifiquement dédié aux acousticiens mais plutôt aux électroniciens, les notions d'acoustique « de base », ont été détaillées dans les différents chapitres.

Bonne lecture !

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Table des matières

Page

Page de titre **i**

Table des matières **xxi**

Glossaire **xxiii**

Liste des figures **xxvii**

Liste des tableaux **xxix**

Liste des symboles **xxxii**

Introduction **1**

1 État de l'art **7**
- 1.1 Contexte des systèmes embarqués . . . 8
  - 1.1.1 L'audio dans les systèmes multimédias embarqués . . . 8
  - 1.1.2 Principe de conversion . . . 10
- 1.2 Conversions électroacoustiques . . . 12
  - 1.2.1 Présentation de la conversion mécano-acoustique . . . 12
  - 1.2.2 Présentation et fonctionnement des types de couplages . . . 14
  - 1.2.3 Avantages et inconvénients (transducteur) . . . 22
  - 1.2.4 Haut-parleur électrodynamique dans les systèmes embarqués . . . 24
  - 1.2.5 Conclusion de la conversion électroacoustique . . . 25
- 1.3 Les architectures d'amplifications . . . 27
  - 1.3.1 Notions communes aux différentes architectures . . . 27
  - 1.3.2 Architectures existantes : linéaire, commutation, hybride . . . 28
  - 1.3.3 Avantages et inconvénients (amplificateur) . . . 41
  - 1.3.4 Folio des amplificateurs audio . . . 42
- 1.4 Conclusion de l'état de l'art . . . 45

2 Modélisation du haut-parleur **49**
- 2.1 Utilité d'un modèle . . . 50
  - 2.1.1 Impédance d'un haut-parleur . . . 50
  - 2.1.2 Phénomènes mécaniques/physiques du haut-parleur . . . 51
- 2.2 Type de modélisation . . . 52
  - 2.2.1 Schéma équivalent . . . 52
  - 2.2.2 Implémentation Simulink . . . 54
- 2.3 Enrichissement du modèle . . . 56
  - 2.3.1 Pertes par courants de Foucault . . . 56

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

2.3.2 Schématisation petits/larges signaux . . . 57
2.3.3 Non-linéarités en fonction du déplacement . . . 58
2.3.4 Validation du modèle enrichi . . . 65
2.4 Conclusion de la modélisation . . . 69

3 Commande tension/courant 73
3.1 Introduction au contrôle en courant . . . 75
3.1.1 Non-linéarité de la fonction de transfert tension/courant . . . 75
3.1.2 Analyse des distorsions électriques . . . 76
3.1.3 Réponse en accélération . . . 77
3.2 Comparaison entre les deux contrôles . . . 79
3.2.1 Modélisation d'un haut-parleur contrôlé en courant . . . 79
3.2.2 Analyse des distorsions harmoniques . . . 79
3.2.3 Analyse des distorsions d'intermodulation . . . 83
3.2.4 Influence du contrôle sur les paramètres non linéaires qui affectent l'IMD . . . 85
3.2.5 Analyse transitoire . . . 90
3.3 Conclusion sur le contrôle . . . 93

4 Ajustement des spécifications 97
4.1 Aspect énergétique . . . 99
4.1.1 Rendement du haut-parleur . . . 100
4.1.2 Rendement de l'amplificateur audio . . . 101
4.1.3 Consommation statique de l'amplificateur . . . 104
4.1.4 Conclusion aspect énergétique . . . 106
4.2 Présentation de la démarche globale . . . 107
4.2.1 Niveau de bruit en tension . . . 107
4.2.2 Taux de distorsion harmonique . . . 109
4.2.3 Plage de gain en fonction de la fréquence . . . 112
4.3 Conclusion des nouvelles spécifications . . . 115

5 Haut-parleur MEMS 119
5.1 Conception et réalisation du MEMS . . . 122
5.1.1 Structure du MEMS . . . 122
5.1.2 Conception de la membrane du MEMS . . . 125
5.1.3 Suspension du MEMS . . . 126
5.1.4 Moteur électrodynamique du MEMS . . . 127
5.1.5 Résultats de la micro fabrication . . . 130
5.2 Caractérisation . . . 132
5.2.1 Impédance du MEMS . . . 132
5.2.2 Modélisation petit signal du MEMS . . . 133
5.2.3 Déplacement de la membrane . . . 135
5.2.4 Pression acoustique . . . 137
5.2.5 Rendement électro-acoustique . . . 138
5.2.6 Distorsion harmonique . . . 139
5.2.7 Distorsion d'intermodulation . . . 140
5.3 Application de l'étude globale au MEMS . . . 142
5.3.1 Spécifications de l'amplificateur audio dédié au MEMS . . . 142
5.3.2 Structure de l'amplificateur adapté au MEMS : . . . 144
5.4 Conclusion sur le MEMS . . . 146

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Conclusion **149**
Résultats 149
Perspectives 156

A Compléments au chapitre 1 **A**
A.1 Notions utiles au Classe-D : . . . . . A

B Compléments au chapitre 3 **E**
B.1 Tableau des paramètres linéaires . . . . . E
B.2 Tableau des paramètres non-linéaires du micro-haut-parleur . . . . . F

C Compléments au chapitre 5 **G**
C.1 Haut-parleurs MEMS existants . . . . . G
C.2 Rapport entre la masse de la bobine et de l'aimant . . . . . H
C.3 Champ magnétique radial I
C.4 Principales étapes de la microfabrication du MEMS . . . . . J
C.5 Présentation des bancs de caractérisation . . . . . K

D Publications scientifiques du doctorant **M**
D.1 Articles de revues internationales . . . . . M
D.2 Conférences internationales . . . . . M
D.3 Conférences nationales . . . . . N
D.4 Autres . . . . . N

Bibliographie **VII**

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Glossaire

Liste des acronymes

BP **B**ande **P**assante.

CMRR **C**ommon **M**ode **R**ejection **R**atio, taux de réjectrion du mode commun.

FFT ***F**ast **F**ourier **T**ransform*, transformée de Fourier rapide.

HD ***H**armonic **D**istortion*, distorsion harmonique.

IMD ***I**nter**M**odulation **D**istortion*, distorsion d'intermodulation.

MEF **M**éthode par **E**léments **F**inis.

MEMS ***M**icro-**E**lectro-**M**echanical **S**ystems*, microsystème electromécanique.

PSRR ***P**ower **S**upply **R**ejection **R**atio*, taux de réjection de l'ondulation de l'alimentation.

RMS ***R**oot **M**ean **S**quare*, représente la valeur efficace du signal.

SNR ***S**ignal-to-**N**oise **R**atio*, rapport signal sur bruit.

SPL ***S**ound **P**ressure **L**evel*, niveau de pression acoustique.

T&S ***T**hiele & **S**mall parameters*, paramètres de Thiele et Small.

TFD **T**ransformée de **F**ourier **D**iscrète, équivalent discret de la transformée de Fourier continue.

THD ***T**otal **H**armonic **D**istortion*, taux de distorsion harmonique.

THD+N ***T**otal **H**armonic **D**istortion + **N**oise*, taux de distorsion harmonique plus bruit.

Recueil de gloses

Aiguës Représente la partie supérieure de la bande audio, généralement de 4 kHz à 20 kHz.

Bruit Le bruit est une mesure du niveau de sortie, dans la bande passante spécifiée, lorsque l'amplificateur n'est pas entrain d'amplifier un signal. Le bruit est généralement spécifié en µV ou dBV accompagné d'une bande passante. La mesure du bruit est souvent réalisée à l'aide d'un filtre pondéré A (« A-Weighted filter ») correspondant à la correction de l'oreille humaine.

Bruit Blanc Le bruit blanc est un bruit complètement aléatoire. Le bruit blanc peut par exemple être entendu en réglant une radio sur une fréquence non utilisée (où il n'y a pas de station de radio).

CMRR Exprimé en dB, soit dBr ou dBV et généralement donne l'amplitude et la fréquence du signal d'ondulation. Le CMRR est la capacité d'un circuit différentiel à rejeter les signaux indésirables présents sur les entrées/sorties ('commun') ayant la même fréquence et phase.

Décade L'intervalle entre deux fréquences avec un ratio de 10 : 1. Exemples : 50 Hz à 500 Hz ou 1 kHz à 10 kHz.

Décibel (dB) Le décibel est une unité de rapport pour exprimer les amplitudes de signal. Si les amplitudes sont exprimées en tension, la formule est $\mathrm{dB} = \mathbf{20}\log_{10}(V1/V2)$. Si les amplitudes sont exprimées en puissance la formule est $\mathrm{dB} = \mathbf{10}\log_{10}(P1/P2)$.

dBr Décibel relatif. Une unité couramment utilisée dans les documents techniques. Il est le plus souvent écrit sans le '*r*' comme un simple dB. Lorsqu'ils sont utilisés dans une documentation, la valeur de référence sera indiquée.

dBV Décibel relatif à $1V$. Semblable à dBu dans le fait que dBV est aussi une unité de référence de tension. 1 V est typiquement 1 $\mathrm{V_{RMS}}$.

FFT Transformée de Fourier rapide, algorithme de calcul de la transformée de Fourier discrète (*TFD*), couramment utilisé pour transformer des signaux discrets du domaine temporel dans le domaine fréquentiel.

Efficacité (η) Indiquée en %. L'efficacité est une mesure de la capacité d'un appareil à transférer la puissance d'entrée à la puissance de sortie.

Grave La partie basse fréquence de la bande audio généralement de 20 Hz à 250 Hz.

IMD Indiquée en % ou en dB. La distorsion d'intermodulation est mesurée en injectant deux ondes sinusoïdales de fréquences différentes, F_1&F_2, dans l'amplificateur. La mesure est effectuée pour quantifier la quantité de distorsions générées par l'amplificateur à $F_1 \pm F_2$, et à leurs harmoniques. Il existe plusieurs normes pour IMD, l'une étant la norme SMPTE avec $F_1 = 60$ Hz & $F_1 = 7$ kHz avec un rapport d'amplitudes respectif de 1 : 0,25 (-12 dB).

MEMS Un MEMS est un microsystème mécanique utilisant l'électricité pour fonctionner comme un capteur ou un actionneur. Les informations mécaniques et électriques peuvent être utilisées. Généralement sous forme de puce conçue en silicium. Les structures peuvent être inférieures à un micromètre, grâce à la miniaturisation des semi-conducteurs.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Médium La partie centrale en fréquence de la bande audio, environ de 250 Hz à 4 kHz.

Midrange Haut-parleur qui gère la partie médium (centrale) des fréquences audio (Cf. Médium).

Octave L'intervalle entre deux fréquences avec un ratio de 2 : 1. Exemples : 440 Hz à 880 Hz ou 5 kHz à 10 kHz.

PSRR Indiqué en dB, dBV ou dBr et donnant généralement l'amplitude et la fréquence des perturbations/oscillations sur l'alimentation. Le PSRR est le rapport du signal alternatif présent dans l'alimentation par rapport au niveau du même signal vu sur la sortie de l'amplificateur.

Puissance de sortie Indiquée en W_{RMS}, pilotant une impédance de charge spécifiée avec une limite maximale sur la THD+N. Les niveaux couramment utilisés comme THD+N dans une spécification de puissance de sortie sont $< 0,1$ % et 1 %.

Réponse fréquentielle La réponse en fréquence est la gamme de fréquences dans laquelle le dispositif peut remplir sa fonction correctement. La réponse en fréquence est spécifiée en ΔdB, relatifs à la partie plane de la bande de réponse, typiquement mesurée à 1 kHz. Les limites communes sont ± 3 dB, ± 1 dB et ± 0.5 dB.

RMS Représente la racine de la moyenne du carré d'un signal périodique ou encore sa valeur efficace et s'exprime comme étant l'amplitude maximale du signal divisée par la racine carrée de deux (E.g. $I_{RMS} = I_{eff} = I_{MAX}/\sqrt{2}$ en A_{RMS}).

Rub & Buzz Indiqué en dB_{SPL}, est un facteur de distorsion harmonique qui représente un phénomène de frottement et de vibration/bourdonnement. Ce phénomène est généralement causé par des défauts mécaniques et/ou structurels telle la limite en élongation de la membrane ou encore un défaut d'équilibrage de la masse mobile qui va provoquer des modes mécaniques du piston.

Single-ended Ou sortie asymétrique, se réfère à la façon dont la charge est connectée à l'amplificateur. Dans une configuration single-ended la charge a un seul côté (« *single* ») relié à une sortie. L'autre côté de la charge est relié à la masse.

SNR Indiqué en dB. le SNR est le rapport du niveau de bruit de référence à un certain niveau de sortie spécifié, couramment mesuré à proximité du maximum en sortie de l'amplificateur (sans écrêtage). On associera toujours au SNR la bande passante du bruit et l'amplitude de sortie.

SPL Indiqué en dB_{SPL}. Le niveau de pression acoustique est une mesure du niveau sonore. Les haut-parleurs auront souvent une spécification en dB_{SPL} mesurée à 1 mètre du haut-parleur avec amplificateur fournissant une puissance de 1 Watt. Le niveau de pression acoustique ou le niveau sonore, augmentera avec la puissance de l'amplificateur mais sur une échelle logarithmique. Donc doubler la puissance de l'amplificateur équivaut en une augmentation de 3 dB_{SPL} du niveau sonore ; augmenter de dix fois la puissance de l'amplificateur augmente le niveau sonore de 10dB... ce qui est perçu seulement deux fois plus fort !

T&S Paramètres Thiele et Small, permettant de définir les caractéristiques de haut-parleurs ; d'après le nom de auteurs Thiele et Small.

Tension de clipping Indiquée en volts (V). La tension de clipping (ou d'écrêtage) est l'amplitude maximale en tension de sortie que peut produire un amplificateur. La différence entre la tension de clipping et la tension d'alimentation est connue sous le nom de tension de « dropout ».

THD Indiqué en % ou en dB relatif à l'entrée (fondamental). Ce qui est testé ? Une forme de non-linéarité qui provoque des signaux indésirables ajoutés au signal d'entrée qui sont harmoniquement liés à celle-ci. Le spectre de la sortie montre les composantes de fréquences ajoutées à 2× le signal original, 3×,4× et ainsi de suite, mais pas de composants à, disons, 2.7× le fondamental ou tout multiple fractionnaire.

THD+N Indiqué en % ou dB relatif à l'entrée (au fondamental) du signal. La THD+N est mesurée en retirant le fondamental à la sortie. Le signal de sortie restant est constitué de toutes les harmoniques de l'entrée et du bruit. La THD+N a souvent une limitation fréquentielle tel que le bruit et les harmoniques qui contribuent à la mesure THD+N sont limités par une bande passante. Les largeurs de bandes courantes sont 20 kHz, 22 kHz, 30 kHz & 80 kHz.

Transducteur Dispositif recevant de l'énergie d'un dispositif et fournissant une énergie correspondante, mais d'une autre nature, à un ou plusieurs systèmes ou milieux.

Tweeter Haut-parleur qui gère la partie aiguë (haute) des fréquences audio (Cf. Aiguës).

Vitesse de balayage Indiquée en V/µs. La vitesse de balayage (« *Slew Rate* ») est la vitesse à laquelle la sortie d'un amplificateur peut changer l'amplitude.

Voiceband Représente la bande des fréquences associés à la voix en téléphonie (300 Hz à 3,4 kHz).

Wideband Haut-parleur qui gère une large bande des fréquences audio (souvent associé aux fréquences de la voix allant de 80 Hz à 14 kHz).

Woofer Haut-parleur qui gère la partie grave (basse) des fréquences audio (Cf. Grave).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Liste des figures

1 Exemple de dispositifs embarqués possédant un système audio 1
2 Idée de base du projet SAIPON 2

1.1 Exemple de plateforme regroupant de multiples fonctionnalités. 8
1.2 Répartition de la consommation de puissance électrique. 9
1.3 Principe de conversion d'un système audio 10
1.4 Schéma du système mécano-acoustique d'un transducteur électroacoustique. 12
1.5 Schéma d'une plaque piézoélectrique. 15
1.6 Schéma des variations d'épaisseur d'une couche de PZT. 16
1.7 Schéma de la déformation de deux couches de PZT. 17
1.8 Schéma de principe de la conversion électrostatique. 17
1.9 Schéma de principe d'un haut-parleur électrostatique. 19
1.10 Schéma de principe de la conversion électrodynamique. 20
1.11 Schéma de conversion électrodynamique à bobine mobile. 21
1.12 Schéma du couplage électrodynamique. 21
1.13 Exemple de réponse en fréquence d'un micro-haut-parleur. 25
1.14 Schéma d'une configuration asymétrique. 28
1.15 Schéma d'une configuration pont en H. 28
1.16 Définition de l'angle de conduction. 29
1.17 Efficacité énergétique (et puissance de sortie) vs. angle de conduction. . . . 30
1.18 Schéma de principe du Classe-AB « *push-pull* ». 30
1.19 Courant du Classe-AB en fonction du cycle du signal. 31
1.20 Schéma de principe du Classe-D analogique. 32
1.21 Schéma de principe du Classe-D(bin). 34
1.22 Signaux dans un Classe-D(bin) pont en H. 34
1.23 Signaux dans un Classe-D(tern) sans filtre. 35
1.24 Schéma de principe d'un amplificateur hybride. 36
1.25 Schéma de principe du Classe-G (deux niveaux). 37
1.26 Signaux dans un Classe-G (deux niveaux). 38
1.27 Combinaison d'un Classe-AB en parallèle avec un Classe-D. 39
1.28 Schéma de principe d'un Classe-K. 40
1.29 Classe-K MLI – schéma et courants. 40

2.1 Mesure d'impédance de micro-haut-parleur. 50
2.2 Puissance de sortie en fonction de la résistance de charge. 51
2.3 Schéma d'un haut-parleur sur écran infini. 52
2.4 Schématisation électrique d'un haut-parleur. 54
2.5 Schéma bloc d'un haut-parleur électrodynamique. 54
2.6 Modèle Simulink d'un haut-parleur électrodynamique. 55
2.7 Schéma d'un haut-parleur sur écran infini avec $R\mu$. 57
2.8 Plage de fonctionnement d'un haut-parleur. 58

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

2.9 Coupe schématique d'un micro-haut-parleur. 58
2.10 Non-linéarité $C_{ms}(x)$: origine et mesure. 59
2.11 Non-linéarité $Bl(x)$: origine et mesure. 60
2.12 Ajustement de la position de la bobine. 61
2.13 Différents résultats de simulations de l'offset. 62
2.14 Densité de flux B par rapport au champ magnétique H. 63
2.15 Non-linéarité $L_e(x)$: origine et mesure. 63
2.16 Schéma d'un haut-parleur sur écran infini avec non-linéarités. 65
2.17 Modèle Simulink d'un haut-parleur avec paramètres non-linéaires. 65
2.18 Paramètres non-linéaires du haut-parleur [1, p.130, Fig.1]. 66
2.19 $|Z|$ et φ en fonction de la fréquence. 67
2.20 Paramètres non-linéaires en fonction du déplacement. 67
2.21 Déplacement et amplitude spectrale. 68

3.1 Principe simplifié du contrôle en tension ou en courant. 74
3.2 Schéma bloc simplifié d'un haut-parleur. 75
3.3 Mesure et simulation du spectre fréquentiel du courant (contrôle en tension). 76
3.4 Accélération en fonction de la fréquence. 78
3.5 Schéma d'un haut-parleur commandé en courant avec non-linéarités. 79
3.6 Modèles Simulink d'un haut-parleur (commande tension/courant). 80
3.7 Amplitude spectrale de l'accélération du micro-haut-parleur. 83
3.8 Amplitude spectrale de l'accélération du micro-haut-parleur (signal bitonal). 84
3.9 Analyse d'IMD avec toutes les non-linéarités : $Bl(x)$, $C_{ms}(x)$, $L_e(x, i_L)$ et F_r. 86
3.10 Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $Bl(x)$. 87
3.11 Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $C_{ms}(x)$. 88
3.12 Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $L_e(x, i_L)$. 88
3.13 Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : F_r. 89
3.14 Signal audio (voix masculine). 90
3.15 Analyse transitoire : tension $u(t)$; courant $i(t)$ et accélération $a(t)$. 91
3.16 Résultats des spectrogrammes (*watterfall*). 92

4.1 Illustration du compromis global. 98
4.2 Principe de conversion et répartition du rendement. 99
4.3 Signal audio (voix masculine) en fonction du temps avec $V_{crête}$, V_{eff} et CF. 99
4.4 Rendement d'un amplificateur à commutation. 103
4.5 Mesure de $|Z|$ et ϕ de deux haut-parleurs. 103
4.6 Réponse en fréquence de deux haut-parleurs (en champ libre sur baffle infini). 104
4.7 Schématisation globale de la puissance. 104
4.8 Rendement v.s. puissance, pour différentes topologies. 105
4.9 Courant d'alimentation v.s. puissance, pour différentes topologies. 106
4.10 Principe de conversion avec une estimation du rendement. 106
4.11 Principe de la démarche globale. 107
4.12 Démarche globale appliquée au bruit en tension. 108
4.13 Banc de mesure des distorsions (ampli & haut-parleur). 110
4.14 Comparaison des distorsions harmoniques (ampli v.s. haut-parleur) 111
4.15 Distorsion en fonction de la fréquence (haut-parleur). 111
4.16 Distorsion en fonction de la fréquence (ampli). 112
4.17 Gain (ampli.) et sensibilité (haut-parleur) en fonction de la fréquence. . . . 113
4.18 Contours isosoniques (audition humaine). 114

5.1 Niveau sonore v.s. fréquence pour différents micro-haut-parleurs MEMS. . . 121

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

5.2 Structure schématisée du micro-haut-parleur MEMS. 122
5.3 Diagramme de calcul du rendement. 124
5.4 Structure schématisée de la face arrière de la membrane en silicium avec les nervures. 126
5.5 Analyse dynamique par méthode à élément fini de la micro-structure à nervures : vue de dessus et de côté des modes de vibrations indésirables. . . 126
5.6 Déplacement hors-plan et distribution de la contrainte principale dans le cas de la solution à six ressorts. 127
5.7 Structure schématisée de la micro-bobine de déposée dur la membrane. . . . 128
5.8 Vue de coupe schématisée du micro-haut-parleur MEMS avec un aimant permanent à polarisation radiale. 129
5.9 Valeur moyenne calculée du facteur de force, Bl, en fonction de la position axiale de la bobine, x. 130
5.10 Résultats de la microfabrication et photographie d'un prototype. 131
5.11 Mesures du module, $|Z|$, et de la phase, φ, de l'impédance électrique en fonction de la fréquence. 132
5.12 Circuits équivalents en petit signal au MEMS. 133
5.13 Force appliquée en fonction du déplacement de la membrane. 135
5.14 Courbe de réponse en déplacement (normalisée par rapport à la fréquence de résonance et par rapport à la position moyenne de la membrane). 136
5.15 Réponse à un échelon en tension. 137
5.16 Courbe de réponse en pression acoustique. 138
5.17 Spectre de fréquence pour différents niveaux de pression acoustique mesurés. 139
5.18 Taux de distorsion en fonction de la fréquence ($P_{élec} = 250mW$). 140
5.19 Spectre de fréquence dans le cas d'un signal bitonal. 141

A.1 Schéma de principe d'un Classe-D MLI. . . . . B
A.2 Schéma des transitions sans & avec temps mort. C

C.1 Rapport $\Delta/(\Delta+1)^2$ en fonction de Δ. . . . . H
C.2 Valeur calculée du champ magnétique radial, B_r, en fonction de la position axiale de la bobine, x, pour différentes hauteurs, H et largeurs, L, de l'aimant. I
C.3 Figures schématisant les étapes principales de microfabrication du dispositif. J
C.4 Bancs de caractérisation : impédance, pression acoustique et déplacement. . L

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Liste des tableaux

1.1 Comparaison des processus de conversion 23
1.2 Tableau comparatif de différents micro-haut-parleurs. 26
1.3 Classes d'amplificateur et angle de conduction 29
1.4 Comparaison des topologies 42
1.5 Tableau comparatif des caractéristiques électriques de différents amplis. . . 44

2.1 Paramètres linéaires du haut-parleur [1, p.130, Table 1]. 66
2.2 Vue d'ensemble des principales non-linéarités (HP électrodyn.). 69

3.1 THD pour différents types de haut-parleurs. 82
3.2 Simulation des distorsions de l'accélération. 85
3.3 Mesures d'IMD – comparaison toutes non-linéarités versus uniquement $Bl(x)$. 87
3.4 Mesures d'IMD – comparaisons. 89

4.1 Puissance électrique v.s. échantillon. 100
4.2 Spécifications typiques et réajustées. 115

5.1 Valeurs du circuit équivalent. 134
5.2 Spécifications typiques, réajustées, réajustées au MEMS. 143
5.3 Caractéristiques du LM48511 vs spécifications réajustées au MEMS. 145

B.1 Tableau des paramètres pour les différents types de haut-parleurs. . . . . E
B.2 Coefficients des paramètres non-linéaires du micro-haut-parleur. . . . . F

C.1 Caractéristiques de différents micro-haut-parleurs MEMS. . . . . G

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Liste des symboles

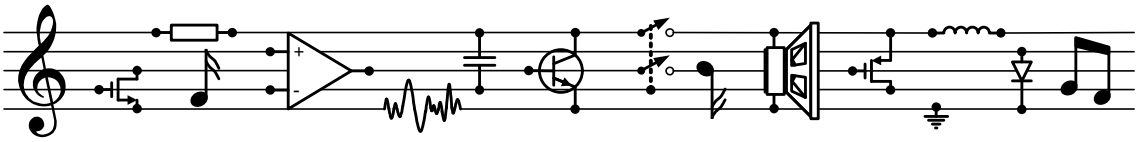
$\varnothing_m$ Diamètre de la membrane ..... [m]
A_n Valeur efficace de la composante d'ordre n. [Si]
B Induction magnétique ..... [T]
B_r Induction magnétique radiale ..... [T]
Bl Coef. de couplage électrodynamique .... [T · m]
Bl_0 Coef. de couplage en $x = 0$ ..... [T · m]
C Capacité ..... [F]
c Vitesse du son dans l'air (~ 345) ..... [m/s]
C_0 Capacité au repos ..... [F]
C_m Compliance ..... [m/N]
C_{eq} Capacité parasite équivalente ..... [F]
C_{mes} Capacité équivalente à M_{ms} ..... [F]
C_{ms_0} Compliance en $x = 0$ ..... [m/N]
C_{ms} Compliance mécanique ..... [m/N]
d Distance d'écoute ..... [m]
d Distance entre armatures ..... [m]
d_0 Distance entre armatures au repos ..... [m]
d_Q Module piézoélectrique de charge ..... [C/N]
d_ξ Module piézoélectrique de charge ..... [m/V]
e Force électromotrice ..... [V]
E_i Champ électrique induit ..... [V/m]
e_{Bobine} Epaisseur de la bobine ..... [m]
F Force ..... [N]
f Fréquence ..... [Hz]
F_c Force électrostatique ..... [N]
F_r Force de réluctance ..... [N]
F_r Force de réluctance ..... [N]
F_c Force de rappel ..... [N]
F_d Fréquence de transition haute ..... [Hz]
F_e Fréquence d'échantillonnage ..... [Hz]
F_m Force d'inertie ..... [N]
F_{rm} Force de frottement ..... [N]
F_S Fréquence résonance ..... [Hz]
FC Facteur de crête ..... [dB]
H Champ magnétique ..... [A/m]
i Courant ..... [A]
i_L Courant dans la bobine ..... [A]
I_p Intensité acoustique ..... [W/m^2]
I_{acou} Intensité acoustique ..... [W/m^2]
I_{CC} Courant d'alimentation ..... [A]
I_{STBY} Courant au repos ..... [A]
K Raideur ..... [N/m]
k Nombre d'onde angulaire ..... [rad/m]
L Coef. d'induction magnétique ..... [H]
l Longueur du conducteur ..... [m]
L_p Niveau de pression acoustique ..... [dB]
l_{Bobine} Longueur de la bobine ..... [m]
L_{ces} Inductance équivalente à C_{ms} ..... [H]
L_{e_0} Inductance de la bobine en $x = 0$ ..... [H]
L_e Inductance propre d'un haut-parleur ..... [H]
l_n Longeur de la spire n ..... [m]
m Masse idéale ..... [kg]
M_{Bobine} Masse de la bobine ..... [kg]
$M_{Membrane}$ Masse de la membrane ..... [kg]
M_{ms} Masse mobile ..... [kg]
p Pression acoustique ..... [Pa]
p Variable de Laplace ..... [m]
P_s Puissance en sortie (ampli) ..... [W]
P_0 Pression acoustique de référence ..... [Pa]
P_{acou} Puissance acoustique rayonnée ..... [W]
$p_{av/ar}$ Pression acoustique ..... [Pa]
P_{con} Pertes commutation ..... [W]
P_{con} Pertes conduction ..... [W]
P_{eff} Pression acoustique efficace ..... [Pa]
P_{ref} Référence de pression sonore ..... [Pa]
$P_{s_{nom}}$ Puissance nominale en sortie (ampli) ... [W]
Q Charge électrique ..... [C]
q Débit volumique ..... [m^3/s]
q_d Débit volumique ..... [m^3/s]
Q_{es} Facteur de qualité électrique ..... [1]
Q_{ms} Facteur de qualité mécanique ..... [1]
Q_{ts} Facteur de qualité totale ..... [1]
R_μ Résistance équivalente de pertes Foucault .. [Ω]
R_{Bobine} Résistance électrique de la bobine ..... [Ω]

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

R_{DS} Résistance drain-source ..... [Ω]
R_{es} Résistance équivalente à R_{ms} ..... [Ω]
R_e Résistance équiv. de pertes dans la bobine . [Ω]
R_L Résistance de charge ..... [Ω]
R_{ms} Résistance mécanique ..... [Ω]
R_m Résistance mécanique de frottement ..... [Ω_m]
r_m Rayon de la membrane ..... [m]
R_P Résistance parasite équivalente ..... [Ω]
r_{sph} Rayon de la sphère ..... [m]
S Surface de la membrane ..... [m^2]
S_p Sensibilité acoustique ..... [dB_{SPL}]
S_0 Surface projetée de référence ..... [m^2]
S_d Surface projetée ..... [m^2]
S_{sph} Surface de la sphère ..... [m^2]
t_{Bobine} Largeur inter-spire de la bobine ..... [m]
U Tension ..... [V]
u_c Tension ..... [V]
u_L Dif. de potentiel aux bornes de la bobine .. [V]
U_{hp} Source de tension ..... [V]
v Vitesse ..... [m/s]
V_{as} Volume d'air équivalent ..... [m^3]
$V_{crête}$ Tension crête ..... [V]
V_{eff} Tension efficace ..... [V]
V_N Bruit en tension (sortie ampli.) ..... [μV_{RMS}]
V_{oo} Tension d'offset en sortie (ampli) ..... [V]
v_r Vitesse radiale ..... [m/s]
W_c Énergie cinétique ..... [J]
W_e Énergie électrique ..... [J]
W_p Énergie potentielle ..... [J]
w_{Bobine} Largeur de la bobine ..... [m]
W_{mag} Énergie magnétique dans une bobine .... [J]
x Déplacement de la bobine ..... [m]
x_{ac} Amplitude du déplacement crête ..... [m]
x_{MAX} Déplacement maximal ..... [m]
x_{MAX} Valeur maximale du déplacement ..... [m]
x_{min} Valeur minimale du déplacement ..... [m]
x_{offset} Décalage pour ajuster la bobine ..... [m]
Z Impédance du haut-parleur ..... [Ω]
Z_0 Impédance acou. caractéristique .... [$Pa \cdot s/m$]
$Z_{a/i}$ Module de l'accélération ctrl courant .... [dB]
$Z_{a/u}$ Module de l'accélération ctrl tension .... [dB]
$Z_{av/ar}$ Impédance de rayonnement acoustique .. [Ω]
Z_c Impédance caractéristique du milieu [$Pa \cdot s/m$]
$|Z|$ Module de l'impédance Z ..... [Ω]
∂_ξ Déplacement élémentaire ..... [m]
ΔBl Variation de Bl entre x_{MAX} et x_{min} ..... [%]
ε Permittivité du diélectrique ..... [F/m]
η_{acou} Efficacité énergétique acoustique ..... [%]
η_{elec} Efficacité énergétique électrique ..... [%]
ξ Élongation ..... [m]
ρ_{air} Masse volumique de l'air ..... [kg/m^3]
Φ Potentiel des vitesses ..... [m^2/s]
φ Phase de l'impédance Z ..... [°]
Ψ Flux magnétique (totalisé) ..... [Wb]
ω Pulsation ..... [rad/s]

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Introduction



Contexte : le projet SAIPON

Aujourd'hui, les systèmes embarqués grand public, comme ceux présentés en Fig. 1 intègrent de nombreuses fonctions, comme des applications audio et vidéo performantes, des services de communication sans fil ou des interfaces utilisateurs conviviales. Avec l'augmentation de la complexité de ces objets nomades, les concepteurs se trouvent face à un double défi : une forte intégration et une augmentation de l'autonomie.

Figure 1 – Exemple de dispositifs embarqués possédant un système audio

La chaîne de reproduction sonore, dans les applications audio, représente par exemple jusqu'à un quart de la consommation globale d'un téléphone cellulaire. Le faible rendement de ces dispositifs (inférieur à 5%) s'explique en partie par une approche de conception fragmentée et par les performances du haut-parleur. En effet, chaque partie du dispositif est optimisée sans tenir compte de la chaîne audio dans sa globalité.
Le projet SAIPON [1] propose l'optimisation de l'ensemble de la chaîne audio par une

1. SAIPON : Système Audio *In Package* Pour Objets Nomades

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

approche globale de conception et le développement expérimental d'un haut-parleur en technologie MEMS [2]. Ce projet prévoit également la réalisation d'un système *in package* hétérogène incluant le haut-parleur et l'électronique associée comme présenté en Fig. 2. Les objectifs visés sont de doubler au moins le rendement actuel et d'améliorer l'intégration de ce dispositif.

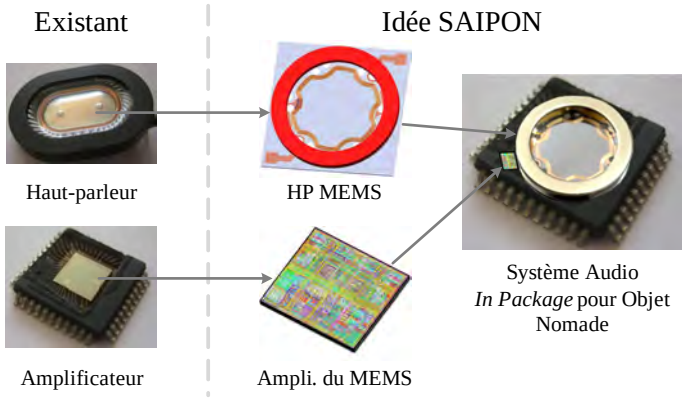


Figure 2 – Idée de base du projet SAIPON

Les participants au projet : Trois partenaires universitaires (INL, IEF, LAUM) et un partenaire industriel (STMicroelectronics) ont associé leurs compétences pour mener à bien ce projet de recherche. En effet, les compétences du LAUM en transducteurs acoustiques et de l'IEF en technologies MEMS permettront d'accomplir un saut technologique pour la conversion électroacoustique. L'INL apportera ses compétences dans le domaine de la conception et de la modélisation électroniques des systèmes hétérogènes pour l'optimisation au niveau système. Enfin, STMicroelectronics, premier fabricant de circuits analogiques pour applications spécifiques, apportera son savoir-faire en conception intégrée et en technologie SiP [3]. Sa connaissance des enjeux industriels contribuera à la valorisation de ce travail.

Verrous techniques : A ce jour, il existe de nombreux verrous pour améliorer le système audio dans sa globalité. Les principaux aspects sont listés ci-dessous avec des pistes pour les améliorer :

- La durée d'écoute :
  - → minimiser la consommation (réduire les pertes) ;
  - → maximiser l'efficacité énergétique (se focaliser sur les puissances nominales).
- La qualité audio globale :
  - → minimiser les distorsions (THD, IMD, Rub&Buzz) ;

2. MEMS : « *Micro-Electro-Mechanical System* »
3. SiP : « *System in Package* » ≈ système dans un boîtier

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

→ adapter le niveau de bruit (tension de bruit en sortie de l'amplificateur, SNR).

– La puissance acoustique :
  → adapter le type de conversion électroacoustique à l'application visée (plage de fréquence utile) ;
  → maximiser le niveau de pression acoustique dans la plage de fréquence désirée (de préférence en restant linéaire).
– La taille :
  → minimiser la surface du dispositif ;
  → minimiser l'épaisseur du système audio.

Pour cela, nous avons besoin de bien connaître les notions générales concernant les systèmes audio embarqués (haut-parleur et amplificateur audio) afin de définir le meilleur compromis et de trouver comment optimiser l'ensemble du système.

Rôle du doctorant dans ce projet : Le sous-projet concernant l'INL a été de modéliser par une approche de haut niveau l'ensemble de la chaîne et de concevoir le circuit de commande optimal du transducteur MEMS. Notons que la démarche d'optimisation globale de la chaîne de reproduction sonore intervient également sur les paramètres de dimensionnement du haut-parleur MEMS. Pour cela, le savoir-faire du directeur de thèse Nacer Abouchi et du co-encadrant Gaël Pillonnet en modélisation et conception de systèmes hétérogènes, associé à leurs compétences en conception intégrée ont orienté les travaux du doctorant pour atteindre son objectif principal : la modélisation de système audio de micro puissance en vue de l'intégration d'un haut-parleur MEMS et de son architecture d'amplification.

Organisation du document

Chapitre 1 – État de l'art : Ce chapitre introduira les notions générales concernant les systèmes audio embarqués nécessaires à la bonne compréhension du contexte de la recherche. La première section de ce chapitre présentera le principe de conversion afin de comprendre les différents blocs qui composent un système audio. La section suivante sera consacrée à un état de l'art sur les différents principes de conversion acoustique (différents types de haut-parleurs seront présentés). La dernière section du premier chapitre présentera les architectures d'amplificateur audio ainsi que les structures (classes) les plus couramment utilisées dans les systèmes embarqués. Les notions générales étant présentées, nous étudierons ensuite l'origine des perturbations acoustiques grâce à une modélisation électrique du transducteur dans le chapitre suivant.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

0

Chapitre 2 – Modélisation du haut-parleur : Ce chapitre présentera une modélisation électrique du haut-parleur (tenant compte d'un nombre optimal de paramètres) permettant à un électronicien de mieux appréhender les phénomènes non-linéaires qui dégradent majoritairement la qualité audio d'un micro-haut-parleur. La modélisation d'un haut-parleur électrodynamique se base sur les travaux de A.N. Thiele et R.H. Small. La première section mettra en évidence l'utilité de recourir à un modèle de haut-parleur et sera suivie d'une présentation du niveau d'abstraction de la modélisation, ainsi que la version retenue du modèle. La modélisation sera ensuite enrichie, notamment en ajoutant des paramètres non-linéaires. Enfin, la modélisation étant réalisée et validée, elle mettra en évidence le fonctionnement du haut-parleur, ce qui permettra de proposer par la suite des améliorations afin de minimiser l'impact des non-linéarités qui dégradent la qualité audio.

Chapitre 3 – Commande tension/courant : Ce chapitre présentera l'impact du contrôle du transducteur. En d'autres termes, nous chercherons à savoir s'il existe une différence (du point de vue de la qualité audio) entre le contrôle d'un micro-haut-parleur par le biais d'une tension ou d'un courant. Dans un premier temps, l'introduction nous permettra de bien comprendre le contrôle en courant, et nous amènera à confirmer ou démentir l'intérêt de ce contrôle pour les micro-haut-parleurs. Ensuite sera présentée une modélisation du micro-haut-parleur contrôlé en courant qui sera confrontée à la modélisation du contrôle en tension via une batterie d'analyses sur la qualité de reproduction audio (distorsion harmonique, distorsion d'intermodulation, transitoire, réponse à un échelon). Enfin, nous conclurons sur le type de contrôle à adopter pour le micro-haut-parleur ce qui permettra d'ouvrir sur l'axe de recherche suivant : ajuster les spécifications électriques de l'amplificateur en se basant sur les performances du micro-haut-parleur.

Chapitre 4 – Ajustement des spécifications : Ce chapitre proposera d'adapter les spécifications des amplificateurs audio aux performances des micro-haut-parleurs. Souvent, pour des raisons de différenciation commerciale, les concepteurs d'amplificateurs audio sont contraints à une sur-spécification. La sur-spécification de certains paramètres est contraignante alors qu'elle n'apporte rien en termes de qualité audio ou d'efficacité énergétique ; ces paramètres pourront donc être réajustés. Premièrement, une étude d'un point de vue énergétique sera exposée pour mettre en avant la différence de rendement entre un transducteur et un amplificateur audio. Puis nous verrons qu'un des facteurs clés pour améliorer l'efficacité de l'amplificateur audio est la consommation statique en courant. Pour finir, l'approche système sera proposée et appliquée à différentes spécifications standard de l'amplificateur. Pour conclure, un tableau présentera de façon synthétique les

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

différents « ajustements » des spécifications de l'amplificateur audio. L'approche système étant réalisée du point de vue électrique, nous constaterons ensuite qu'il est possible de concevoir un transducteur basé sur les micro-technologies, capable d'améliorer l'efficacité énergétique et la qualité audio globale.

Chapitre 5 – Haut-parleur MEMS : Ce chapitre s'articulera autour d'un nouveau type de transducteur : un micro-haut-parleur électrodynamique en technologie MEMS. Nous verrons que le projet SAIPON a permis de développer un transducteur très performant grâce aux compétences de l'IEF en technologies MEMS, du LAUM en transducteurs acoustiques et de l'INL en conception et en modélisation électroniques des systèmes hétérogènes. Dans un premier temps, nous commencerons par présenter un état de l'art des micro-haut-parleurs MEMS pour se rendre compte de la complexité de l'objectif visé par le projet. Nous envisagerons ensuite de façon synthétique la structure, la réalisation et la conception du micro-haut-parleur MEMS (ayant déjà fait l'objet d'un manuscrit de thèse de nos partenaires de l'IEF). La caractérisation du prototype sera la valeur ajoutée par ce manuscrit et nous constaterons qu'il y a un réel saut technologique pour la conversion électroacoustique, notamment en termes de qualité audio. Pour continuer, la démarche globale d'ajustement des spécifications électriques de l'amplificateur audio sera présentée et synthétisée dans un tableau, ce qui permettra une comparaison de l'évolution des paramètres entre les valeurs typiques, réajustées pour les micro-haut-parleurs standard, et finalement pour le micro-haut-parleur MEMS. Enfin, des perspectives de conception de l'amplificateur audio, notamment le choix de la topologie de l'amplificateur ou le type de contrôle (tension/courant) seront abordées pour conclure l'étude du système dans sa globalité.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Chapitre 1

État de l'art des systèmes audio embarqués

Sommaire

1.1 Contexte des systèmes embarqués 8
1.1.1 L'audio dans les systèmes multimédias embarqués 8
1.1.2 Principe de conversion 10
1.2 Conversions électroacoustiques 12
1.2.1 Présentation de la conversion mécano-acoustique 12
1.2.2 Présentation et fonctionnement des types de couplages 14
1.2.3 Avantages et inconvénients (transducteur) 22
1.2.4 Haut-parleur électrodynamique dans les systèmes embarqués 24
1.2.5 Conclusion de la conversion électroacoustique 25
1.3 Les architectures d'amplifications 27
1.3.1 Notions communes aux différentes architectures 27
1.3.2 Architectures existantes : linéaire, commutation, hybride 28
1.3.3 Avantages et inconvénients (amplificateur) 41
1.3.4 Folio des amplificateurs audio 42
1.4 Conclusion de l'état de l'art 45

L'objectif de ce chapitre est d'introduire des notions générales concernant les systèmes audio embarqués nécessaires à la bonne compréhension de ce document et de situer le contexte de la recherche.

La première partie, présentée en sect. 1.1, est consacrée à une présentation générale des systèmes embarqués possédant une chaîne de reproduction sonore. Le principe de conversion sera abordé dans cette section afin de comprendre les différents blocs qui composent un système audio. La sect. 1.2 est consacrée à un état de l'art sur les différents principes de conversion acoustique (différents types de haut-parleurs seront présentés). La sect. 1.3 présente les architectures d'amplificateur audio ainsi que les topologies (classes) les plus couramment utilisées dans les systèmes embarqués.

Cette introduction aux notions générales se termine par une conclusion qui va permettre d'extraire plusieurs axes de recherche qui seront traités dans les chapitres suivants.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

1.1 Contexte des systèmes embarqués

La Fig. 1.1 présente un exemple [1] de plateforme d'un système embarqué grand public qui intègre de nombreuses fonctionnalités tel que des applications vidéo, photo et audio performantes, des services de communication sans fil (bluetooth, WiFi, GPS), une interface utilisateur conviviale (écran tactile, capteurs MEMS) et qui offre également une grande capacité de stockage (mémoire et interconnexion). Une forte intégration et une augmentation de l'autonomie sont les paramètres clés à prendre en considération.

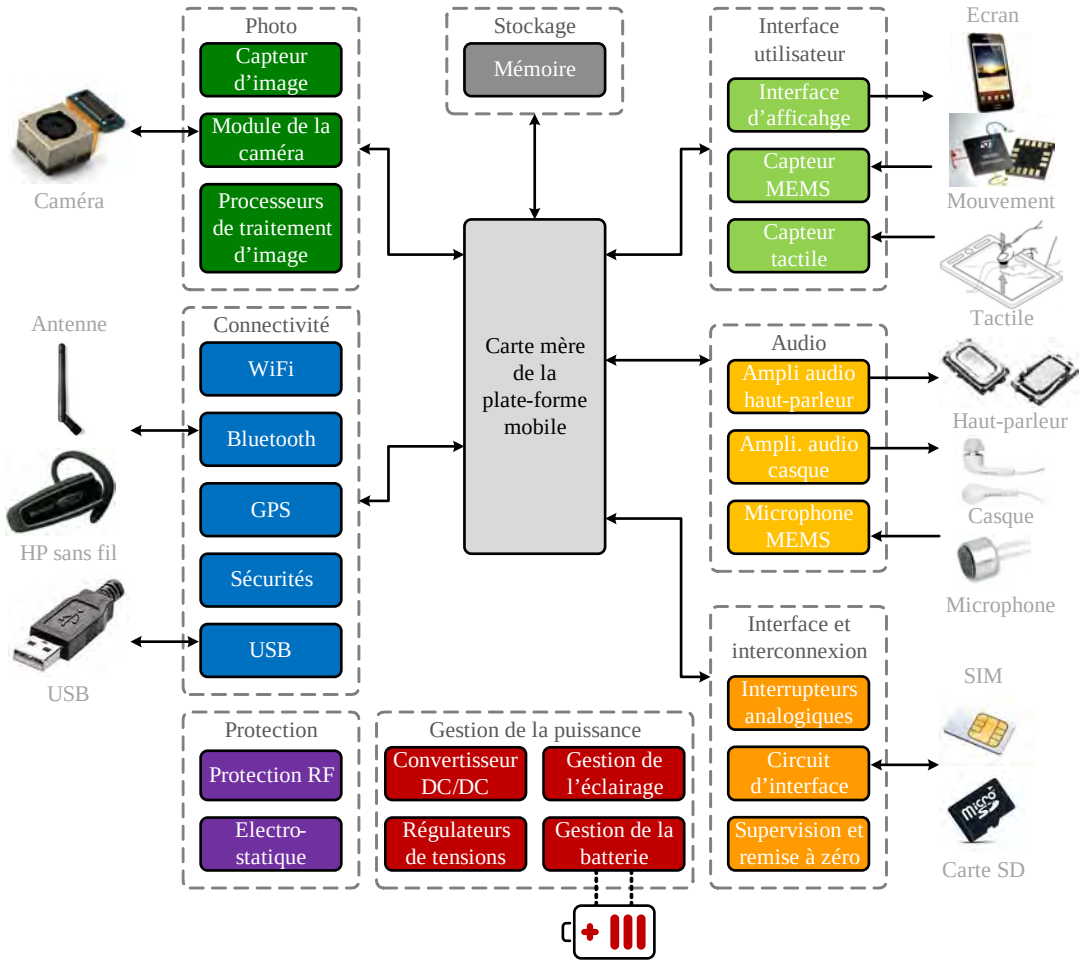


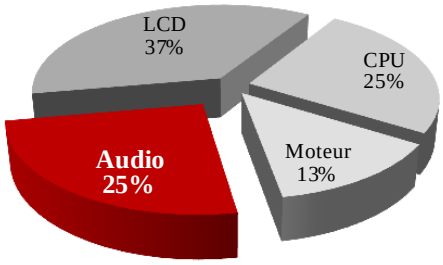
Figure 1.1 – Exemple de plateforme regroupant de multiples fonctionnalités.

1.1.1 L'audio dans les systèmes multimédias embarqués

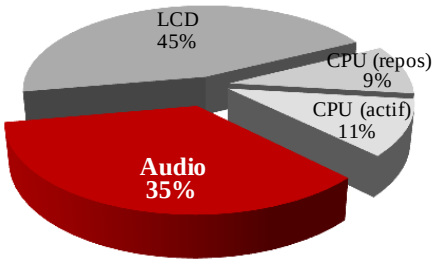
La chaîne de reproduction sonore, dans les applications audio embarquées, représente jusqu'à un tiers de la consommation globale comme présenté en Fig. 1.2. Même au repos, *idle mode* pour les anglophones, la partie audio utilise de l'énergie : d'après la Fig. 1.2 environ 10% de l'énergie est consommée par la partie audio dans un smatphone.

1. Source : STMicroelectronics – plate-forme pour smartphone/tablette

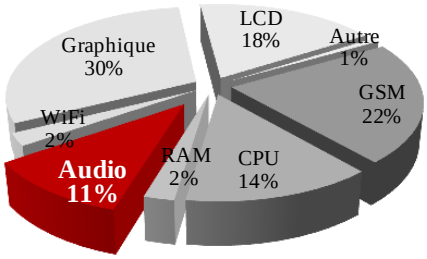
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés



(a) Lecteur DVD portable avec écran 7"[2]



(b) Téléphone portable utilisé comme lecteur MP3 [2]



(c) Smartphone au repos (*idle mode*) sur un cycle de batterie [3]

Figure 1.2 – Répartition de la consommation de puissance électrique.

A cela s'ajoute le fait que le rendement [2] de la chaîne de reproduction sonore est faible (inférieur à 0,5%) ce qui s'explique en partie par une approche de conception fragmentée. En effet, chaque partie du dispositif (amplificateur vs. transducteur) est optimisée sans tenir compte de la chaîne audio dans sa globalité.

Différentes applications audio peuvent également cohabiter dans un même système en ayant différentes contraintes. Par exemple, dans un téléphone cellulaire on retrouve les applications suivantes :

– applications vibrantes (8Ω, $1W$, qualité audio basse) ;
– écouté (8Ω, $1W$, bonne qualité audio) ;
– mains-libres (8Ω, $1-3W$, qualité audio moyenne) ;
– casque (32Ω, $20mW$), très bonne qualité audio).

Comme précisé dans le chapitre d'introduction, dans le cadre d'une recherche industrielle financée par l'ANR, le projet SAIPON propose l'optimisation de l'ensemble de la chaîne audio par une approche globale de conception et le développement expérimental d'un haut parleur en technologie MEMS. Il est intéressant de préciser que ce haut-parleur MEMS et son électronique associée se classera dans la catégorie des applications dites « mains-libres » en visant une qualité équivalente à la catégorie « casque » c'est-à-dire une très bonne qualité acoustique.

2. Le rendement représente le rapport de la puissance utile à la puissance absorbée par un dispositif.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

1.1.2 Principe de conversion

La chaîne de reproduction sonore peut être considérée comme un convertisseur d'énergie qui convertit une énergie électrique en énergie mécanique puis en onde acoustique. La Fig. 1.3 présente un schéma de la chaîne de reproduction sonore. A gauche, est représenté une source d'énergie et un fichier audio (le signal à transmettre).

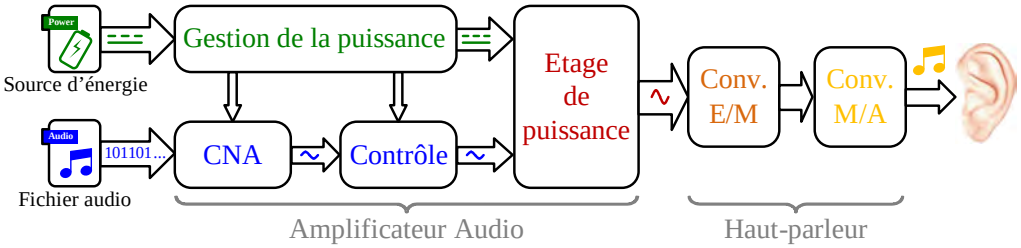


Figure 1.3 – Principe de conversion d'un système audio

Pour entendre un son, l'oreille humaine (représentée à droite dans le schéma) doit percevoir une variation de pression d'air. Cette pression d'air est obtenue grâce à un transducteur électro-mécano-acoustique (un haut-parleur). Ce dernier convertit une énergie électrique fournie par un amplificateur audio en onde acoustique. La conversion s'effectue en deux étapes :

- une conversion électromécanique : moteur qui convertit l'énergie électrique en force mécanique.
- une conversion mécano-acoustique : membrane qui, sous l'action de la force générée par le moteur, se déplace pour générer une variation de pression d'air.

En amont du transducteur se trouve l'amplificateur audio, et les quatre principaux blocs qui le composent sont :

- la gestion de la puissance : convertit et répartit l'énergie provenant de la source (généralement c'est un convertisseur DC/DC pour les systèmes embarqués).
- le CNA [3] : convertit une valeur numérique composée de plusieurs bits en une valeur analogique proportionnelle à la valeur numérique codée.
- le bloc de contrôle : comme son nom l'indique, ce bloc contrôle l'étage de puissance. Ce bloc joue un rôle primordial pour éviter les court-circuits.
- l'étage de puissance : fait le lien entre le chemin de signal et le chemin de puissance. C'est ce bloc qui fournit, au bon moment et avec la bonne quantité, l'énergie au transducteur électro-mécano-acoustique.

Le rôle de l'amplificateur audio est de convertir un fichier source en un signal électrique avec suffisamment d'énergie pour que le haut-parleur puisse générer une pression acoustique

3. Convertisseur Numérique-Analogique (CNA pour Numérique vers Analogique ou, pour les anglophones, DAC pour « *Digital to Analog Converter* »)

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

audible. La plage de fréquence audible par l'oreille humaine couvre une bande située entre $20Hz$ et $20kHz$ [4], les performances électriques sont donc mesurées en se limitant à cette bande de fréquence qu'on appelle communément la bande audio. La fidélité de reproduction sonore est un des critères principaux de la spécification d'une chaîne de reproduction sonore. Les critères de qualité peuvent être subjectifs (chaleur du son, profondeur, etc.) ou objectifs (distorsion harmonique, niveau de bruit, réponse en fréquence, etc.).

4. pouvant aller jusqu'à $24kHz$ pour la Hi-Fi (abréviation du terme anglophone « *High Fidelity* »)

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

1.2 Conversions électroacoustiques

Dans cet ouvrage, l'intérêt se porte principalement sur les transducteurs *électroacoustiques* qui transforment une énergie électrique en énergie acoustique. Majoritairement, ces transducteurs électroacoustiques font intervenir un transducteur *électromécanique* en cascade avec un transducteur *mécanoacoustique*. Les § 1.2.1 et 1.2.2 sont consacrées aux processus de conversion d'une énergie électrique en énergie mécanique puis en énergie acoustique, également appelée couplage électromécanique et mécanoacoustique, et mis en œuvre dans les transducteurs de l'audio.

1

1.2.1 Présentation de la conversion mécano-acoustique

Un champ acoustique est crée par une source de son, qui altère le milieu en propageant une onde. Le rayonnement de cette onde dépend de la surface du système mobile en contact avec le milieu (l'air). La Fig. 1.1 présente un système mécanique simple, constitué d'une plaque circulaire (qui sert à propager l'onde) reliée à un support fixe par le biais d'une suspension. On peut considérer ce système comme un piston se déplaçant sur un axe de mouvement unique, avec la suspension jouant le rôle d'un ressort de rappel.
Note : Du point de vue acoustique, un mouvement de la surface émissive de type piston est théoriquement idéal [4, p. 117] et le terme « mode piston » sera utilisé dans la suite du document, notamment dans la sect. 2.2, pour faire appel à ce principe de fonctionnement (hypothèses incluses).

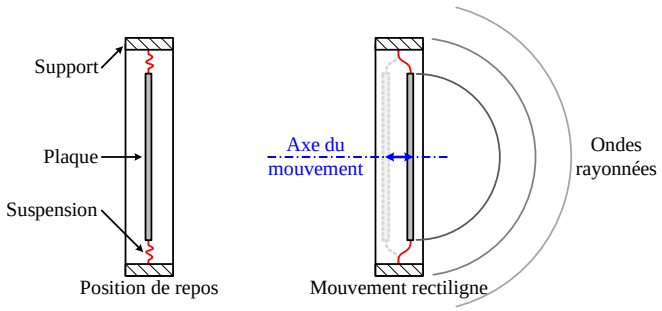


Figure 1.4 – Schéma du système mécano-acoustique d'un transducteur électroacoustique.

On prendra également comme hypothèse que la vitesse radiale, v_r, est identique en tout point de la *face parlante*[5], dS, et que dans son mouvement elle est capable de déplacer un certain volume. Le débit volumique, q, est le volume déplacé par unité de temps et s'écrit généralement sous la forme (1.1a). La plaque étant circulaire, on utilise généralement la notion de *sphère pulsante*. l'équation du débit devient alors (1.1b) avec $S_{sph} = 4\pi r_{sph}^2$, la

5. Le rayonnement est conditionné par la surface du système mobile en contact avec le milieu, appelé face parlante

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

surface de la sphère de rayon r_{sph} et v_r la vitesse radiale de la surface de la sphère.

$$q = \int_{S_{sph}} v_r \times \mathrm{d}S \qquad \left[\mathrm{m}^3/\mathrm{s}\right] \tag{1.1a}$$

$$q\left(t\right) = S_{sph} \times v_r\left(t\right) \qquad \left[\mathrm{m}^3/\mathrm{s}\right] \tag{1.1b}$$

Une sphère pulsante implique un rayonnement d'ondes sphériques. En régime sinusoïdal, la vitesse acoustique est donnée par (1.2a). Le potentiel des vitesses, Φ, est défini par l'Eq. (1.2b) dans laquelle on trouve le nombre d'onde angulaire [6], $k = \omega/c$ en rad/m. De plus avec l'impédance caractéristique du milieu, $Z_c = \rho c$ [7] en Pa·s/m, on obtient l'équation de la pression acoustique (1.2c), valable pour une distance d'écoute $d \geq r_{sph}$, c'est à dire à l'extérieur de la sphère pulsante. L'intensité acoustique, I_{acou}, est calculée selon (1.2d) et la puissance acoustique rayonnée, P_{acou}, s'obtient grâce à l'équation (1.2e) [8].

$$v\left(r_{sph}\right) = q \Big/ 4\pi {r_{sph}}^2 \qquad [\mathrm{m/s}] \tag{1.2a}$$

$$\Phi = \left(q/4\pi\right)\left(kr_{sph} - \mathrm{j}\right)^{-1} \exp\left(\mathrm{j}kr_{sph}\right) \qquad \left[\mathrm{m}^2/\mathrm{s}\right] \tag{1.2b}$$

$$p\left(d\right) = Z_c k q \exp\left(-\mathrm{j}\left(d - r_{sph}\right)\right)/4\pi d\left(kr_{sph} - \mathrm{j}\right) \qquad [\mathrm{Pa}] \tag{1.2c}$$

$$I_{acou}\left(d\right) = Z_c k^2 q^2 / 16\pi^2 d^2 \left[\left(kr_{sph}\right)^2 + 1\right] \qquad \left[\mathrm{W}/\mathrm{m}^2\right] \tag{1.2d}$$

$$P_{acou} = \iint_S I_{acou} \cdot \mathrm{d}S = 4\pi d^2 I_{acou}\left(d\right) = Z_c k^2 q^2 / 4\pi \left[\left(kr_{sph}\right)^2 + 1\right] \qquad [\mathrm{W}] \tag{1.2e}$$

Nous allons maintenant aborder les notions de masse idéale, compliance idéale [9] et résistance mécanique qui seront indispensables dans la compréhension de la modélisation du transducteur.

Pour donner du mouvement à une masse idéale, m, à la vitesse, v, il faut lui appliquer une force, F_1, égale mais opposée à la force d'inertie, F_m, comme présenté dans (1.3a). Pour la compliance idéale, nous allons nous intéresser à la déformation donnant lieu à une force de rappel comme dans un ressort. La force extérieure, F_2, appliquée à une compliance est égale mais opposée à la force élastique de rappel, F_c. On obtient alors l'équation (1.3b)

6. Avec ω la pulsation ($\omega = 2\pi f$) en rad/s et c la vitesse du son dans l'air en m/s. Pour $k \times r_{sph} < 1$ on suppose que le piston se comporte comme une source ponctuelle.

7. Pour l'air, l'impédance caractéristique, Z_c vaut 428,5 Pa·s/m.

8. Remarque : par la suite nous n'utiliserons que la demie sphère se situant sur la face avant du haut-parleur, de ce fait, il ne faudra pas oublier le facteur 1/2.

9. Le terme *idéal* est utilisé comme pour les capacités ou les inductances c'est-à-dire que le composant mécanique réel associe au composant idéal un phénomène secondaire pour définir ses imperfections associées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

où ξ représente l'élongation en m et C_m est la valeur de la compliance en m/N et K la raideur en N/m (avec $C_m = 1/K$).

$$F_1 = -F_m = m \times \dot{v} \qquad [\mathrm{N}] \tag{1.3a}$$

$$F_2 = -F_c = \xi / C_m = \xi \times K \qquad [\mathrm{N}] \tag{1.3b}$$

A partir de (1.3a) et de (1.3b) il est possible de déterminer une énergie cinétique W_c issue de la masse en mouvement et une énergie potentielle W_p issue de la force emmagasinée par la compliance.

$$W_c = \frac{1}{2} m v^2 \qquad [\mathrm{J}] \tag{1.4a}$$

$$W_p = \frac{1}{2} \frac{\xi^2}{C_m} = \frac{1}{2} C_m F^2 \qquad [\mathrm{J}] \tag{1.4b}$$

Enfin, pour la résistance mécanique, on admet que l'énergie correspond à une force appliquée égale mais opposée à la force, F_{rm}, développée par la résistance mécanique qui s'oppose au mouvement. Cette force peut s'exprimer comme (1.5) où R_m est une résistance mécanique de frottement en Ω_m.

$$F_3 = -F_{rm} = R_m v \qquad [\mathrm{N}] \tag{1.5}$$

Au final, la force totale appliquée sur la masse mobile, F, est la somme des forces F_1, F_2 et F_3.

Comme nous venons de le voir, toutes ces forces dépendent d'une élongation ou d'une vitesse. Pour générer ce déplacement, il existe différents processus appelés couplages et qui vont être présentés dans la section suivante.

1.2.2 Présentation et fonctionnement des types de couplages

De nombreux phénomènes physiques peuvent être mis en œuvre dans un transducteur électroacoustique, mais tous ne répondent pas aux exigences d'utilisation. Grâce au développement de leur technologie, certains processus se sont peu à peu imposés. Dans cette section seront présentés les types de couplage qui sont basés sur trois phénomènes physiques bien différents :

- *piézoélectrique*, exploitant la déformation de certains matériaux sous l'effet d'un champ électrique ;
- *électrostatique*, utilisant la force électrostatique pour déformer la membrane générant la vibration acoustique ;
- *électrodynamique*, basée sur les interactions entre un courant et un champ magnétique (force de Laplace).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Ne seront pas présentés dans cet ouvrage les couplages *électromagnétique*, mettant en jeu un circuit magnétique à réluctance variable et *magnétostrictive*, exploitant aussi la déformation de certains matériaux mais ferromagnétique, sous l'action d'une induction magnétique.

1.2.2.1 Conversion piézoélectrique

La piézoélectricité est la propriété que possèdent certains matériaux de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique. La réciproque est valable, c'est-à-dire se déformer lorsqu'un champ électrique est appliqué et c'est d'ailleurs cet effet qui va nous intéresser pour créer des transducteurs électroacoustiques. Cette propriété a été découverte dans les années 1880 par un Français, Pierre Curie, mais n'a véritablement été exploitée pour réaliser des transducteurs acoustiques qu'à partir de la fin des années 1960 notamment grâce à Motorola.

Définitions et propriétés fondamentales : Soit une plaque carrée fait d'un matériau piézoélectrique. Celle-ci est soumise à des forces de compression/traction selon son épaisseur. Sa surface inférieure est supposée fixe, de telle sorte que l'élongation de sa face supérieure représente la déformation. Avec les faces (haut/bas) métallisées qui entourent la plaque, on est dans une configuration de type condensateur plan comme présenté en Fig. 1.5. Des notions sont à introduire pour établir les équations du couplage piézoélectrique :

– ξ, élongation de la face supérieure, sa variation définie une vitesse $\nu = \dot{\xi}$;
– Q, charge électrique de l'élément, sa variation définie un courant $i = \dot{Q}$;
– u_c, tension appliquée entre les armatures ;
– F_c, force de traction appliquée à l'élément.

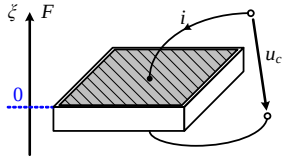


Figure 1.5 – Schéma d'une plaque piézoélectrique.

Appliquer une force F_c créé une déformation, donnant lieu à des mouvements dipolaires, donc une polarisation électrique représentée par une charge Q. Si la déformation est petite, le phénomène est linéaire. On a :

$$Q = d_Q \times F_c \qquad [\mathrm{C}] \tag{1.6}$$

où d_Q est le module piézoélectrique de charge en C/N.

Appliquer une tension u_c provoque un état de contrainte, donc une déformation (on ad-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

mettra que le processus est réversible). On a :

$$\xi = d_\xi \times u_c \qquad [\text{m}] \tag{1.7}$$

où d_ξ est le module piézoélectrique de charge en m/V.

Piézoélectricité dans les transducteurs acoustiques : Murata[5] a commencé (début d'année 2012) la production d'un haut-parleur piézoélectrique étanche très mince (0,9 mm). Ce composant est destiné aux téléphones portables, aux tablettes communicantes, aux livres électroniques, aux appareils photos numériques ou encore aux baladeurs numériques.

Les matériaux les plus courants pour ce type de couplage sont les céramiques PZT [10] (Titano-Zirconiate de Plomb) [6, p. 80], utilisées sous forme de couche de faible épaisseur (≈ dixième de millimètre). Une couche de PZT garde une polarisation permanente comparable à celle des aimants lorsqu'elle a été soumise un certain temps à un champ électrique adapté. Ainsi, cette couche polarisée s'aplatit ou s'épaissit lorsqu'on lui applique entre ses faces une tension électrique (inférieure à la tension utilisée pour sa polarisation) par l'intermédiaire de deux fines feuilles d'un matériau conducteur.

La Fig. 1.6 schématise les variations d'épaisseur d'une couche de PZT en fonction de la tension électrique appliquée (la polarisation de la couche de PZT est indiquée sur le schéma). Ces variations d'épaisseur sont trop faibles pour créer une onde sonore.

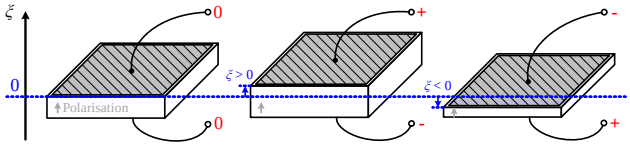


Figure 1.6 – Schéma des variations d'épaisseur d'une couche de PZT.

Pour les amplifier, deux plaques de PZT séparées par une fine feuille conductrice sont habituellement superposées. En appliquant sur les deux faces externes le même potentiel, la feuille conductrice centrale est donc la borne opposée. Les plaques de céramique se déforment de façon contraire : l'une augmente sa surface et l'autre la rétrécit, comme le montre la Fig. 1.7. Un haut-parleur piézoélectrique se construit généralement en adjoignant aux couches de PZT une petite membrane, le plus souvent conique pour le couplage acoustique, et un petit pavillon pour amplifier le niveau sonore dans une direction privilégiée. Ce type de haut-parleur est particulièrement adapté à la reproduction des hautes fréquences (tweeter [11]) à cause de sa petite taille et de la faible souplesse de l'élément transducteur.

10. ou LZT pour les anglophones, pour « *Lead Zirconate Titanate* »
11. Cf. glossaire à la page xxiii.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

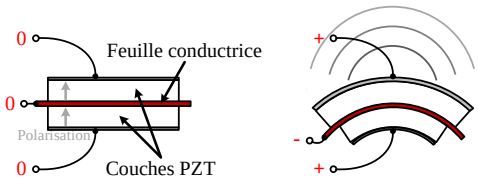


Figure 1.7 – Schéma de la déformation de deux couches de PZT.

Ce dispositif se comporte électriquement comme un condensateur. Par conséquent, son impédance (qui dépend de la composition exacte de la céramique et de sa géométrie) est en général très forte en basse fréquence et beaucoup plus faible dans un domaine haute fréquence. Pour éviter d'endommager l'amplificateur, qui n'apprécie pas les charges capacitives, une résistance est habituellement placée en série avec le tweeter.

1.2.2.2 Conversion électrostatique

La conversion électrostatique est basée sur l'interaction entre grandeurs électriques et mécaniques dans un condensateur dont une armature est mobile, contrairement au piézo-électrique où la distance reste fixe. La conversion électrostatique est déjà utilisée pour faire des capacités variables en technologie MEMS. Ces capacités sont généralement utilisées dans les oscillateurs contrôlés en tension [7]. La conversion électrostatique est donc déjà intégrée en MEMS mais pas pour les mêmes applications.

Définitions et propriétés fondamentales : Soit un condensateur plan [12] constitué d'armatures rigides, l'une fixe, l'autre suspendue, donc mobile comme présenté en Fig. 1.8.

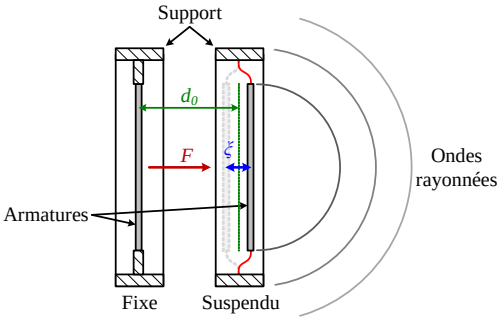


Figure 1.8 – Schéma de principe de la conversion électrostatique.

La capacité du condensateur $C = \varepsilon S/d$, où ε est la permittivité du diélectrique (de l'air en général), S, la surface des armatures et d, leur distance. La partie mobile est repérée par son élongation ξ. On a :

$$d\,(t) = d_0 - \xi\,(t) \qquad [\mathrm{m}] \tag{1.8}$$

12. Le condensateur plan consiste en deux plaques parallèles, infinies (épaisseur négligeable et on néglige les effets de bords), chargées de part et d'autre d'un diélectrique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

où d_0 représente la distance entre les armatures au repos. En utilisant (1.8) et en ajoutant à la capacité sa valeur au repos, elle s'écrit :

$$C = (\varepsilon S/d_0) \times (d_0/d) = C_0/(1 - (\xi/d_0)) \qquad [\mathrm{F}] \tag{1.9}$$

La tension aux bornes d'un condensateur C vaut $u_c(t) = Q(t)/C(t)$, où Q est sa charge en coulomb. A l'aide de (1.9), on trouve :

$$u_c(t) = (1 - (\xi/d_0))\, Q(t)/C_0 = Q(t)/C_0 - \frac{\xi(t)\, Q(t)}{C_0 d_0} \qquad [\mathrm{V}] \tag{1.10}$$

Ces deux termes correspondent au comportement au repos et au couplage électromécanique. La tension dépend de Q, grandeur électrique mais aussi de ξ, grandeur mécanique. En se basant sur la loi de Coulomb, il existe une force électrostatique, F_c, entre les deux armatures. Cette force vaut :

$$F_c = \partial_\xi W_e \qquad [\mathrm{N}] \tag{1.11}$$

Avec ∂_ξ le déplacement élémentaire et W_e l'énergie électrique d'un condensateur qui peut également s'écrire $(1/2)Cu_c^2$ ou $(1/2)Q^2/C$. En se basant sur (1.9), on trouve :

$$F_c = \frac{1}{2}\frac{Q^2(t)}{C_0 d} \qquad [\mathrm{N}] \tag{1.12}$$

qui montre le lien entre mécanoélectrique entre la force F_c , grandeur mécanique et Q, grandeur électrique.

L'amplitude de déplacement par rapport à la position d'équilibre d_0 est limite à $d_0/3$ c'est-à-dire un déplacement maximum de 30% sinon les deux armatures sont en « *pull in* » (si la force électrostatique au carré de la distance devint plus grande que la force de raideur du ressort il y a perte la position d'équilibre). Il y a donc une limite en déplacement ou encore une limite en puissance sonore.

Transducteurs électrostatiques : En électrostatique, l'armature mobile est une membrane tendue. Souvent de forme circulaire, et conçue d'un matériau métallique (duralumin [13]) ou plastique métallisé (aluminium ou or). Une polarisation auxiliaire est nécessaire pour le bon fonctionnement d'un transducteur électroacoustique.

Il existe cependant sur le marché des haut-parleurs électrostatiques qui atteignent de très bonnes performances acoustiques. Mais pour avoir une puissance sonore correcte, plusieurs panneaux électrostatiques sont utilisés comme pour le Quad ESL-2905 (six panneaux électrostatiques indépendants mais accolés).

13. Le duralumin est un alliage majoritairement composé d'aluminium et de cuivre généralement utilisé pour sa haute résistance mécanique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Pour centrer la membrane, un haut-parleur électrostatique a besoin d'une tension de polarisation permanente (d'où la nécessité de la brancher sur l'alimentation secteur). La membrane est ensuite mise en mouvement par des conducteurs non mobiles, fixés de chaque côté de la membrane comme présenté en Fig. 1.9. Ils sont parcourus par le signal audio, dont la tension est adaptée par un transformateur électrique, attirant ou repoussant ainsi statiquement la membrane.

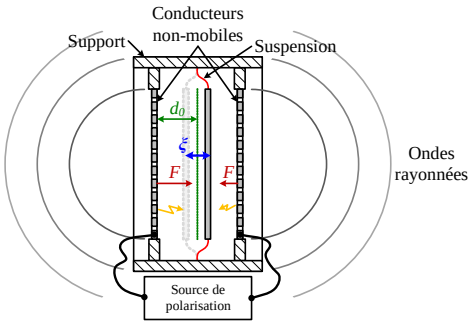


Figure 1.9 – Schéma de principe d'un haut-parleur électrostatique.

Dans beaucoup d'applications, cette polarisation auxiliaire handicape les transducteurs électrostatiques par rapport à d'autres processus de conversion. L'utilisation la plus courante du procédé électrostatique n'est pas en tant que haut-parleur mais plutôt en tant que microphone. En effet, la création d'une polarisation par diélectrique chargée, disposée entre les armatures du condensateur est régulièrement exploitée dans les microphones à électret [14]. Un transducteur électrostatique à électret utilise en règle générale directement un film électret comme armature mobile sinon un film électret est déposé contre l'armature fixe. La face extérieure du film est rendue conductrice par métallisation (al) ou par couche élastomère conducteur. Ce procédé permet de créer une variation électrique sensible à la position de la membrane.

1.2.2.3 Conversion électrodynamique

Qu'il s'agisse de transformer le mouvement en électricité (générateurs, capteurs) ou, réciproquement, de produire une action mécanique à partir de l'électricité (moteurs, actionneurs), les lois de l'électrodynamique constituent le fondement incontournable de tout processus de conversion électromagnétique de l'énergie [15]. En d'autres termes, c'est le principe le plus couramment utilisé pour faire une conversion électromécanique, toutes applications confondues. La conversion électrodynamique, dans le cas des haut-parleurs, est basée sur les interactions entre un courant et un champ magnétique.

14. Un électret est un matériau diélectrique susceptible de conserver en permanence une polarisation électrique. C'est en quelque sorte l'équivalent électrostatique d'un aimant permanent. Les électrets se présentent souvent sous la forme de films minces (10–25 ¯m) de matériaux polymères.

15. Note : pour la conversion électromagnétique, le cas général est basé sur le tenseur de Maxwell.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Définitions et propriétés fondamentales. Soit un conducteur filiforme, mobile, parcouru par un courant i comme présenté en Fig. 1.10. Celui-ci est plongé dans un champ magnétique d'induction, B, créé par une source externe. D'après la loi de Laplace, l'élément dl subit une force magnétique :

$$\mathrm{d}\vec{F} = i \times \mathrm{d}\vec{l} \wedge \vec{B} \qquad [\mathrm{N}] \tag{1.13}$$

avec E_i, le champ électrique induit. dl est également caractérisé par sa vitesse, v, et une induction, B. D'après la loi de Lenz-Faraday, dl est sujette à une force électromotrice :

$$\mathrm{d}e = \left(\vec{v} \wedge \vec{B}\right) \times \mathrm{d}\vec{l} = \vec{E_i} \times \mathrm{d}\vec{l} \qquad [\mathrm{V}] \tag{1.14}$$

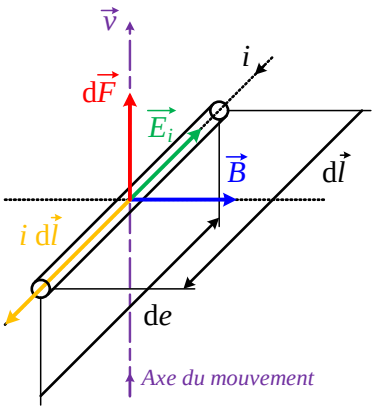


Figure 1.10 – Schéma de principe de la conversion électrodynamique.

La conversion électrodynamique est généralement utilisée de façon bien particulière en électroacoustique et respecte les règles suivantes :

- le conducteur mobile est indéformable avec un mouvement rectiligne dans une direction donnée ;
- la force magnétique appliquée est dirigée selon l'axe du mouvement ;
- l'induction B est uniforme dans tout l'espace que peut occuper le conducteur mobile dans son mouvement.

On retrouve bien dans la figure 1.10 la position des grandeurs B, E_i, v et dF pour un conducteur dl. Le sens du courant va déterminer si v et dF coïncident. Pour que la seconde condition soit respectée, la direction de B est déterminée par celle de dl (la géométrie du conducteur fixe celle du champ).

Dès lors que ces conditions sont respectées, l'intégration de (1.14) et (1.13) est possible sur toute la longueur, l, du conducteur. La force électromotrice, e, vaut alors :

$$e = -\left(Bl\right) \times v \qquad [\mathrm{V}] \tag{1.15}$$

D'après la loi de Lenz, e ou u_i s'opposent au courant i. La tension appliquée sera donc opposée ($u = -e$), en plus de celle nécessaire pour la circulation du courant i lorsque le

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

conducteur est immobile. D'après la loi de Laplace, la force magnétique sur ce conducteur mobile est :

$$F = (Bl) \times i \qquad [\mathrm{N}] \tag{1.16}$$

Les équations (1.15) et (1.16) définissent le couplage ou la conversion électrodynamique. Le produit Bl représente le coefficient de couplage électrodynamique en N/A ou en T · m.

Transducteurs électrodynamiques. En électroacoustique, la conversion électrodynamique met généralement en œuvre un conducteur mobile Idl en forme de bobine cylindrique dont l'axe est celui du mouvement. Ce conducteur, placé dans une induction magnétique [16] B, est soumis à un force déterminée par la loi de Laplace [17]. Lorsque qu'il est animé d'une vitesse, v, se développe alors la force électromotrice [18] s'opposant au passage du courant comme présenté en Fig. 1.11.

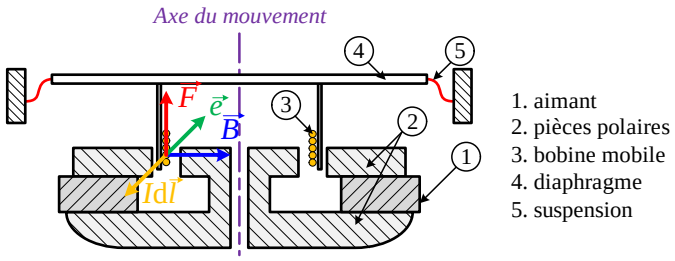


Figure 1.11 – Schéma de conversion électrodynamique à bobine mobile.

Avec la géométrie adoptée dans le haut-parleur, la Fig. 1.12 résume parfaitement la conversion électrodynamique.

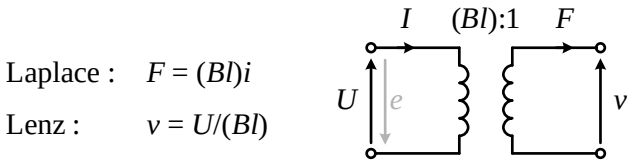


Figure 1.12 – Schéma du couplage électrodynamique.

La structure à cône et à bobine mobile basée sur le principe présenté en Fig. 1.11 est certainement le type de haut-parleur le plus répandu. Étant destiné à reproduire une musique ou la parole, il doit posséder une bande passante, BP, appropriée. En pratique, avec ce type de haut-parleur, BP couvre de trois à six octaves [19]. Il est difficile pour un seul haut-parleur électrodynamique de couvrir toute la bande audio. En règle générale, les

16. induction magnétique B créé par l'aimant et orienté par les pièces polaires
17. $\mathrm{d}F = (I\mathrm{d}l) \times B$ cf. (1.13)
18. $e = (v \times B) \cdot dl$ cf. (1.14)
19. Cf. glossaire à la page xxiii.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

systèmes Hi-Fi [20] associent trois types de haut-parleurs : woofer, midrange et tweeter [21] qui sont respectivement spécialisés dans les basses, moyennes et hautes fréquences. Dans les applications mobiles, ayant de fortes contraintes d'intégration en terme de dimensions et de poids, un seul haut-parleur doit couvrir toute la BP utile.

1.2.3 Avantages et inconvénients (transducteur)

Piézoélectrique : Les haut-parleurs piézoélectriques présentent plusieurs avantages : ils sont résistants aux surcharges et ils peuvent être utilisés sans filtre en raison de leurs propriétés électriques.

Il comporte aussi des inconvénients : certains amplificateurs peuvent osciller lors de la conduite des charges capacitives ce qui est le cas pour la plupart des piézoélectriques, ce qui entraîne au mieux une distorsion voir la destruction de l'amplificateur. En outre, leur réponse en fréquence, dans la plupart des cas, est inférieure à celle d'autres technologies. C'est pourquoi ils sont généralement mis en œvre pour une seule fréquence (bipeur) ou des applications non critiques. En effet, ils sont fréquemment utilisés comme bipeur ou « buzzer » [8] dans les appareils électroniques tels que les montres ou les radio-réveils. Ils sont parfois implémentés comme des tweeters dans les systèmes de haut-parleurs peu onéreux, tels que les haut-parleurs d'ordinateur et les radios portatives.

Électrostatique : Les haut-parleurs électrostatiques utilisent une tension élevée du champ électrique pour piloter une fine membrane chargée d'électricité statique. Le principal avantage est dû à l'entraînement de la totalité de la surface de la membrane qui a pour effet de générer un mouvement plus linéaire et moins distordu que pour les autres transducteurs.

Ils présentent l'inconvénient d'avoir une excursion du diaphragme limité en raison des limitations pratiques de construction, ce qui fait que les haut-parleurs électrostatiques à large bande sont grands par nature. De plus, plus le stator est éloigné, plus la tension doit être élevée pour atteindre une efficacité acceptable, ce qui augmente le risque d'apparition d'arcs électriques ainsi qu'une augmentation du pouvoir d'attraction [22] de particules de poussière.

Électrodynamique : Les haut-parleurs électrodynamiques utilisent le principe de la force de Laplace : lorsqu'un courant parcourt une bobine plongée dans un champ magné-

20. Hi-Fi, abréviation du terme anglophone « *High Fidelity* », qui peut se traduire en français par « Haute Fidélité » car les systèmes dit Hi-Fi couvrent toute la bande audio (20 Hz – 20 kHz)

21. Cf. glossaire à la page xxiii.

22. Attraction de particules de poussière due à l'électricité statique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

tique [23], du fait de la tension que l'on fixe aux bornes de la bobine, une force tend à faire sortir la bobine du champ dans le sens axial. Les deux inconvénients majeurs de ce type de transducteur sont : d'une part l'existence d'une forte perte de rendement essentiellement par effet Joule due à la conversion électromécanique ; et d'autre part l'utilisation d'un aiment permanent qui peut créer des perturbations magnétiques sur les dispositifs périphériques.

C'est la structure la plus couramment utilisée grâce au développement d'aimants permanents de grande qualité et à faible coût. Un haut-parleur électrodynamique offre une performance optimale dans une plage de fréquence donnée. Les haut-parleurs électrodynamiques peuvent couvrir toute la plage de fréquence audio en combinant plusieurs types de haut-parleurs dans un même système (woofer + midrange + tweeter).

Il existe également des haut-parleurs dit à large bande ou « *Full-range* » pour les anglophones, qui sont conçus pour avoir la réponse en fréquence la plus large possible. Généralement ils sont de petite taille (diamètre inférieur à 13cm) et conçus pour générer un minimum de distorsions dans les basses fréquences. L'inconvénient c'est qu'ils sont limités en puissance de sortie. Les haut-parleurs à large bande sont les plus répandus dans les systèmes grand public tels que les téléviseurs, les petites radios, les ordinateurs portables, etc.

Conclusion sur la comparaison : Le tableau 1.1 présente une comparaison succincte des différents processus de conversion électromécanique. En se basant sur les contraintes (réponse en fréquence, type de charge, tension électrique, puissance acoustique, etc.), le haut-parleur électrodynamique semble être le meilleur compromis pour les applications embarquées.

	Piézoélectrique	Électrostatique	Électrodynamique
Type de charge	☹	☺	☺☺
Réponse en fréquence	☹☹	☺☺	☺
Distorsion	☹	☺☺	☹
Tension / courant	☺	☹☹	☺
Puissance acoustique	☹	☹	☺☺
Encombrement	☺	☺	☹

Tableau 1.1 – Comparaison des processus de conversion

23. Quasiment tous les haut-parleurs récents utilisent un aimant permanent pour créer le champ magnétique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

1.2.4 Haut-parleur électrodynamique dans les systèmes embarqués

Les anglophones utilisent le terme « *micro-speaker* » (qui peut se traduire par micro-haut-parleur) pour le type de haut-parleur qui intéresse le projet SAIPON c'est-à-dire d'un faible diamètre (inférieur à deux centimètres), le plus souvent utilisé pour des dispositifs de communication mobile (configuration mains-libres) nécessitant une qualité sonore de type vocale. Les arguments souvent mis en avant pour l'utilisation de ce type de haut-parleur sont :

1

– la facilité d'intégration mécanique (dimension et forme) ;
– la fréquence de résonance est basse ;
– pour une utilisation avec des petits volumes arrière ;
– la conception mécanique est étudiée pour obtenir un débit extrêmement élevé ;
– la membrane adaptée pour un minimum de distorsions ;
– convient aux applications mono et stéréo ;
– pour une utilisation en face avant ou latérale.

Les fabricants fournissent généralement les caractéristiques suivantes pour le choix d'un micro-haut-parleur :

– la dimension, $Dim.$;
– l'impédance nominale, Z, et la résistance DC, R_e ;
– le volume arrière typique, « *Back vol.* » ;
– la fréquence de résonance (dans le volume arrière typique), F_S ;
– la sensibilité, SPL (niveau sonore en dB_{SPL} pour 1W à 1m) ;
– la sensibilité maximale, $L_{P_{MAX}}$ (à 10cm pour une puissance donnée) ;
– la plage de fréquence utile, F_{range} ;
– la puissance nominale, P_{NOM}.

Dans le tableau 1.2 sont présentés plusieurs échantillons de micro-haut-parleur qui serviront d'état de l'art. Il est intéressant de noter qu'en plus des valeurs présentées dans le tableau, les fabricants fournissent généralement une mesure de la réponse en fréquence. Ce qui est sous entendu par mesure en fréquence c'est une mesure de la puissance rayonnée, L_P, fonction de la fréquence associée la plupart du temps à une courbe de THD [24] également fonction de la fréquence comme présenté en Fig. 1.13.

24. Cf. glossaire à la page xxiii.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

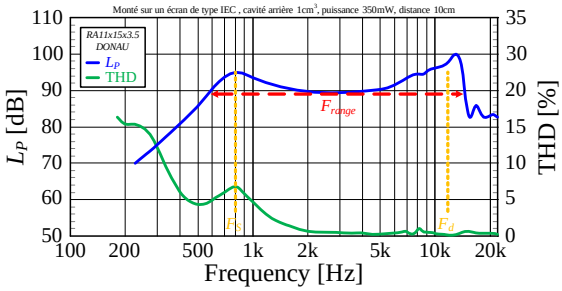


Figure 1.13 – Exemple de réponse en fréquence d'un micro-haut-parleur.

1

1.2.5 Conclusion de la conversion électroacoustique

En se basant sur le contraintes des systèmes embarqués, le processus de conversion électrodynamique semble être le processus de conversion électromécanique le plus adapté. La catégorie « micro-haut-parleur » ($\varnothing <$ 2cm) correspond aux contraintes des dispositifs de communication mobile. La tendance pour ce type de produit en terme de puissance acoustique est de l'ordre de 73 dB_{SPL}, la fréquence de résonance tend vers 800 Hz et la plage de fréquence utile est généralement comprise entre 650 Hz et 16 kHz.

La chaîne totale de reproduction sonore qui a été présentée en Fig. 1.3, p. 10 se divise en deux parties : un haut-parleur mais également le contrôle électrique. Dans la sect. 1.3 nous allons voir qu'il existe différentes façons de convertir et d'amplifier le signal provenant de la source et pourquoi il est nécessaire d'amplifier le signal avant de l'injecter dans le haut-parleur.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Model	Image	*Dim.* [mm]	*Z* [Ω]	*SPL* $\left[\mathrm{dB_{SPL(W/m)}}\right]$	Vol. air dépl. $\left[\mathrm{mm^3}\right]$	Vol. AR $\left[\mathrm{cm^3}\right]$	F_S [Hz]	F_{range} [Hz]	P_{NOM} [mW]	$L_{P_{MAX}}$ $\left[\mathrm{dB_{(10cm)}}\right]$
FOX RA9x16x3.0		**9x16x3**	8	70,5	55	1	850	750-16k	500	86 (500mW)
COBRA RA11x15x3.5		11x15x3,5	6	73	88	1	850	800-8k	1000	94 (700mW)
DONAU RA11x15x3.5		11x15x3,5	8	73	69	1	800	650-16k	500	89 (350mW)
NAUTILUS RA11x15x4		11x15x4	8	73	69	1	750	650-16k	500	89 (350mW)
SAMBO RA13x18x4.5		13x18x4,5	8	77	100	1	750	700-16k	700	95,5 (700mW)
DUMBO RA13x18x4.5		13x18x4,5	8	73	**140**	1	**650**	**500-16k**	700	91,5 (700mW)
Multifunctional Vibrator MFD16		⌀16,4x4,76	8	74	90	2	740	650-15k	500	91 (500mW)
GRACE 14x20x4		14x20x4	8	**78**	/	ouvert	950	800-10k	500	**94,5** (500mW)

Tableau 1.2 – Tableau comparatif de différents micro-haut-parleurs.

Thèse en Micro et Nano Technologies
Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Eric Sturtzer
2013

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

1.3 Les architectures d'amplifications

Le signal, avant d'être transmis au transducteur électroacoustique, passe par un amplificateur. Le rôle de l'amplificateur est d'augmenter l'effet d'un courant selon les signaux qu'il reçoit. En règle générale, il s'agit d'un quadripôle qui augmente la tension ou le courant du signal qui a été injecté. Il existe différentes « familles » d'amplificateurs :

- *opérationnels* qui sont généralement utilisés pour effectuer des opérations mathématiques ;
- *différentiels* qui multiplient par une constante la différence entre les deux entrées ;
- *d'instrumentation* qui sont étudiés pour faire des mesures ;
- *faible bruit* qui vont mettre en forme des signaux de très faible amplitude ;
- *audio* qui vont amplifier des signaux de fréquence audio avec peu de distorsions.

Le contexte étant l'audio dans les systèmes embarqués, nous allons naturellement nous orienter vers les amplificateurs audio [25]. Dans cette gamme d'amplificateurs, il existe différents principes d'amplification qui peuvent être répertoriés dans trois catégories : *linéaire*, à *commutation* ou *hybride*.

Les amplificateurs audio linéaires ont longtemps été les seules solutions électroniques permettant d'amplifier un signal audio avant l'apparition des amplificateurs à commutation. Ces amplificateurs linéaires sont toujours très utilisés dans les applications mobiles grâce à leur très bonne qualité de reproduction sonore. Néanmoins, pour des raisons d'efficacité énergétique, les amplificateurs à commutation sont de plus en plus présents dans de nombreuses applications dont la téléphonie mobile. Les amplificateurs hybrides sont plus rarement utilisés car plus complexes à développer mais il n'est pas rare d'en trouver pour les applications de type casque. Avant de détailler les différentes architectures d'amplificateur dans le § 1.3.2, le § 1.3.1 présentera différentes notions communes.

1.3.1 Notions communes aux différentes architectures

Sortie asymétrique ou « *Single-Ended* » : Fait référence à la façon dont la charge est connectée à l'amplificateur. Une configuration asymétrique de la charge signifie qu'elle a seulement un côté (« *single* ») connecté à la sortie de l'amplificateur, l'autre côté étant connecté à la masse. Un étage de sortie asymétrique est présenté en Fig. 1.14.

Sortie en pont en H ou « *H-Bridge* » : Fait référence à la façon dont la charge est connectée à l'amplificateur. Un pont en H est une structure qui sert à contrôler la polarité aux bornes du dipôle (le haut-parleur). Il est composé de quatre éléments de commutation

25. Dés que nous parlerons d'amplificateur dans la suite du document, cela va de soi qu'il s'agit d'un *amplificateur audio*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

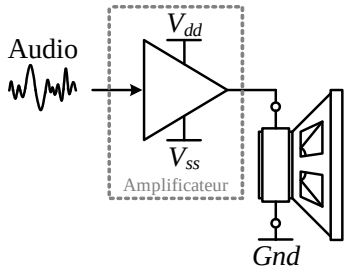


Figure 1.14 – Schéma d'une configuration asymétrique.

disposés schématiquement en une forme de H d'où son nom.

Un étage de sortie H-Bridge est présenté en Fig. 1.15. Les quatre éléments de commutation sont les transistors ($T_{[1-4]}$). Deux transistors sur quatre sont passants en alternant haut/bas. Quand le transistor du haut d'un côté est passant, c'est celui du bas de l'autre côté qui est passant et vice-versa. Le signal de contrôle, $Ctrl$, pilotant un côté du pont en H est simplement à inverser pour créer le signal de contrôle, $\overline{Ctrl}$, de l'autre côté.

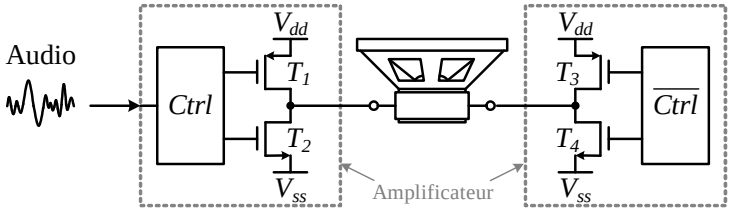


Figure 1.15 – Schéma d'une configuration pont en H.

Un système différentiel fournit une immunité accrue au bruit de mode commun, réduit les harmoniques paires et peut doubler l'amplitude du signal de sortie (en comparaison au système asymétrique pour la même tension d'alimentation).

1.3.2 Architectures existantes : linéaire, commutation, hybride

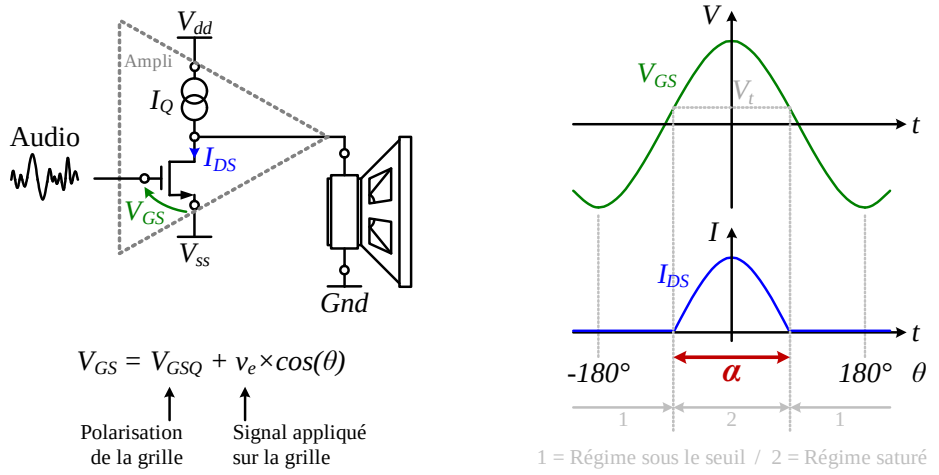
La conception d'un amplificateur audio repose sur le choix du fonctionnement de ses composants actifs (transistors). En fonctionnement dynamique, le transistor peut changer de régime (linéaire, saturé) au cours du temps en fonction de la polarisation statique et de l'amplitude des signaux d'entrée et de sortie.

1.3.2.1 Topologie linéaire

Pour traduire la durée pendant laquelle le transistor conduit sur une période du cycle, la notion d'angle de conduction α est introduite (cf. Fig. 1.16).

A l'origine, suivant la valeur de l'angle de conduction, α, qui dépend de la polarisation du transistor et de la dynamique du signal d'entrée, différentes classes de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés



(a) Schéma de principe d'un amplificateur linéaire.

(b) Signaux représentant la conduction du transistor.

Figure 1.16 – Définition de l'angle de conduction.

fonctionnement pour les amplificateurs audio ont été créées [26] :

Classe	A	AB	B	C
Angle de conduction α	360°	$180° \leq \alpha \leq 360°$	180°	$\alpha \leq 180°$

Tableau 1.3 – Classes d'amplificateur et angle de conduction

La Fig. 1.17 résume le compromis majeur des amplificateurs audio : fournir le maximum de la puissance à la charge en étant très efficient. Pour atteindre cet objectif, l'angle de conduction doit être légèrement supérieur à 180°. L'amplificateur de Classe-AB est le meilleur compromis entre la qualité du Classe-A et le rendement du Classe-B (Classe-C uniquement utilisé en RF [27]). Le § 1.3.2.1 détaillera davantage l'amplificateur de Classe-AB.

Amplificateur linéaire – Classe-AB : Cette classe d'amplificateur est un compromis entre la Classe-A et la Classe-B (cf. tableau 1.3)). A la place d'avoir un courant de polarisation nul comme le Classe-B ou un très fort courant de polarisation comme le Classe-A, l'étage de sortie du Classe-AB est légèrement polarisé. En général, une structure de type *push-pull* est utilisée dans les Classe-AB. Les deux transistors de sortie sont polarisés de telle sorte qu'ils aient un angle de conduction légèrement supérieur à 180° mais bien inférieur à 360°. La valeur du courant de polarisation varie pour chaque amplificateur mais il est toujours réglé pour avoir le meilleur compromis entre une distorsion de croisement

26. Avec l'apparition de structures à commutation, les familles d'amplificateurs plus récentes (Classe-D, E, F, etc.) ne sont plus définies suivant l'angle de conduction des transistors.
27. RF : Radio Fréquence

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

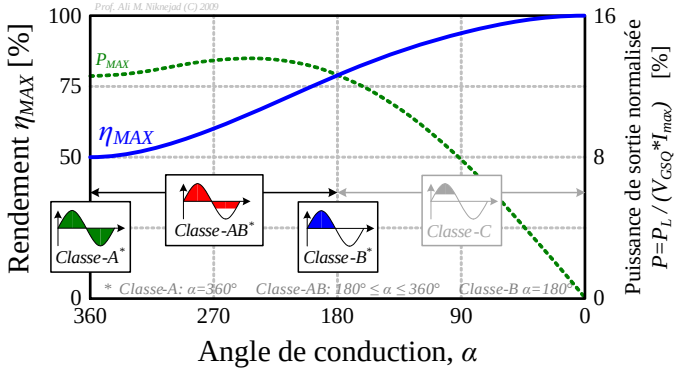


Figure 1.17 – Efficacité énergétique (et puissance de sortie) vs. angle de conduction.

faible et une bonne efficacité énergétique.

Un schéma simplifié de l'étage de sortie de l'amplificateur de Classe-AB monté en *push-pull* à base de transistors FET est présenté en Fig. 1.18. Chaque dispositif de sortie est polarisé avec un faible courant de polarisation, de sorte qu'ils soient tous les deux actifs même s'il n'y a pas de signal en entrée.

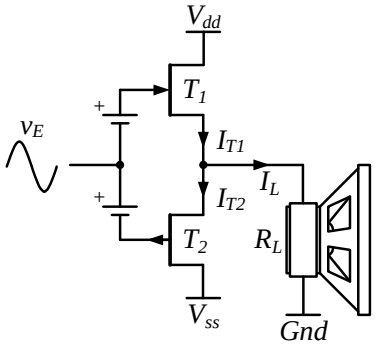


Figure 1.18 – Schéma de principe du Classe-AB « *push-pull* ».

Plus le courant de polarisation est important, moins il y aura de distorsion de croisement mais l'amplificateur sera aussi moins efficace. Une telle méthode de polarisation permet au Classe-AB de fonctionner en Classe-A pour les signaux de faible amplitude puis de se comporter comme un amplificateur de Classe-B pour les signaux de forte amplitude.

La Fig. 1.19 présente le courant dans l'étage de sortie du Classe-AB. Autour de la zone de croisement, les deux transistors conduisent ce qui réduit significativement la distorsion inhérente au Classe-B. Le Classe-AB n'élimine pas totalement la distorsion de croisement, mais la réduit à un niveau acceptable.

Classe-AB – Efficacité énergétique maximale : La conception du Classe-AB est très similaire à celle d'un Classe-B. Les étages de sortie sont montés en *push-pull* et

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

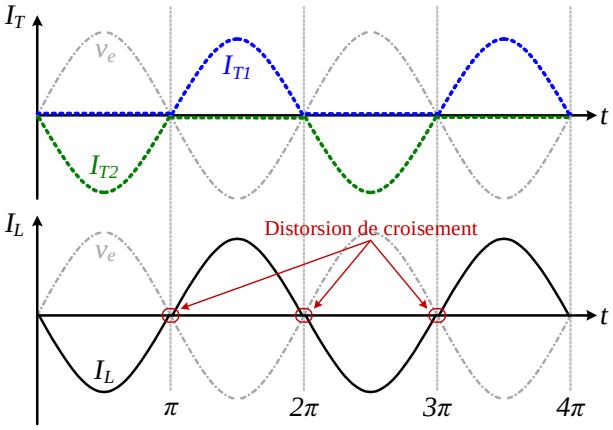


Figure 1.19 – Courant du Classe-AB en fonction du cycle du signal.

l'efficacité énergétique maximale vaut 78.5% (cf. [9, Eq. (1)]–[10]). Le Classe-AB a le même maximum si le courant de polarisation dans l'étage de sortie n'est pas pris en compte. Par contre, si ce courant est pris en compte, le rendement sera diminué.

La « quantité » de changement en terme d'efficacité énergétique dépend de la quantité de courant de polarisation. Il n'est pas utile de donner une équation générale car un transistor réel, avec des tensions de saturation et les pertes $I \times R$, diminue davantage le rendement que le courant de polarisation. Le rendement énergétique maximal pour un dispositif réel est de l'ordre de 70%.

La grande majorité des circuits d'amplifications linéaires réalisés actuellement sont de type Classe-AB. Ils sont couramment utilisés pour piloter les écouteurs dans les applications portables.

1.3.2.2 Topologie à commutation

Pourquoi utiliser une technologie plus difficile à concevoir que les amplificateurs audio linéaires ?

La motivation principale pouvant orienter son choix vers une structure à commutation plutôt qu'une structure linéaire est principalement due à l'énorme amélioration en efficacité énergétique. L'amélioration en rendement est souhaitée pour augmenter la durée de charge de la batterie mais aussi pour réaliser des économies de dissipation de puissance (moins de chaleur mais aussi taille réduite).

Principe de fonctionnement : Ce paragraphe couvre quelques-unes des bases communes à tous les amplificateurs à commutation de type Classe-D, indépendamment de l'architecture de modulation.

Toutes les architectures de Classe-D fonctionnent d'une manière similaire à celle présentée en Fig. 1.20.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

La représentation avec un chemin pour le signal audio auquel est ajouté un chemin pour la puissance à fournir à la charge permet de comprendre plus aisément l'intérêt d'une structure à commutation. Le principe de base étant de générer un signal carré V_{mod}, représentatif du signal d'entrée V_e, ayant une fréquence élevée [28] par rapport au signal d'entrée. Ce signal carré peut avoir une fréquence fixe ou variable [29]. Ce signal est ensuite transmis à un bloc « Etage de puissance » qui permet d'augmenter la puissance à fournir à la charge (V_{puiss}). Un filtre passe-bas, typiquement un filtre LC de type Butterworth à deux pôles (le haut-parleur peut parfois jouer directement ce rôle), filtrera le signal carré à haute fréquence pour reconstruire le signal audio V_L. Utiliser un signal carré permet d'utiliser les transistors comme des interrupteurs (ouvert/fermé), minimisant ainsi les pertes.

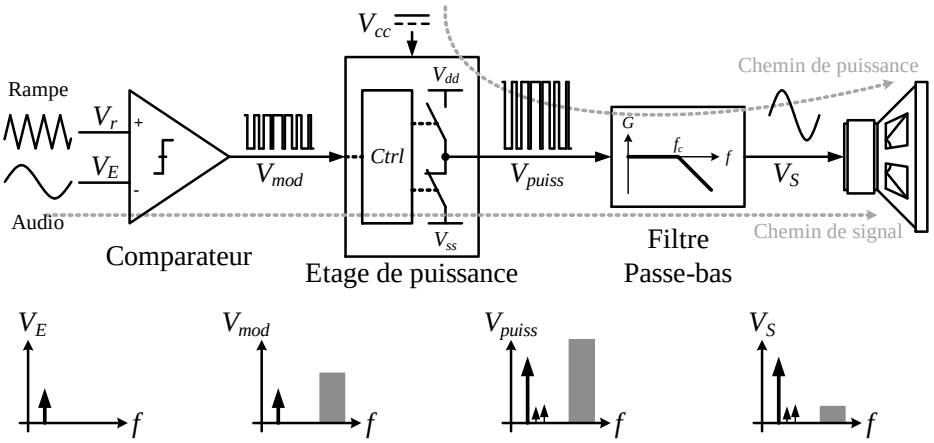


Figure 1.20 – Schéma de principe du Classe-D analogique.

La méthode de modulation du signal carré, le traitement des signaux, des entrées, des sorties et de la boucle du contrôle sont les points qui différencieront les architectures de Classe-D.

Amplificateur à commutation – Classe-D – notions utiles : Il existe de nombreux termes qui sont utilisés pour les Classe-D qui ne sont pas forcément utilisés pour les amplificateurs audio linéaires. Ce paragraphe liste ces nouveaux termes (en cas de doute sur une définition, se reporter aux explications données en annexe A.1 de la page A à C).

- Modulation, porteuse ou fréquence de commutation F_{SW}
- Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)
- Modulation Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$)
- Modulation à fréquence forcée/fixe
- Modulation à fréquence variable
- Étalement spectral
- Pourcentage de modulation
- Temps de montée/descente et dépasse-

28. Nettement supérieure au maximum de la bande passante audio.
29. Le signal peut être une série d'impulsions de durée fixe mais ayant une fréquence variable

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

ment
- Résistance drain/source ($R_{DS_{ON}}$)
- Sortie asymétrique ou « *single-ended* »
- Sortie pont en H ou « *H-Bridge* »
- Temps mort ou « *Dead-Time* »

Classe-D – Les sous-classes binaires & ternaires Ce sont les deux principales sous-classes de la grande famille des Classe-D. Un Classe-D binaire (Classe-D(bin)), n'a que deux états pour le signal carré en sortie de l'étage de puissance (cf. schéma de principe présenté en Fig. 1.20), soit V_{dd} et Gnd, soit V_{dd} et V_{ss}. Un Classe-D ternaire (Classe-D(tern)), possède trois états en sortie, V_{dd}, Gnd et V_{ss} pour une alimentation séparée. Pour un amplificateur à alimentation unique, les trois états sont créés par un BTL[30] (« *Bridge Tied-Load* »). Quand la mesure est faite en mode différentiel, les sorties valent : $+V_{dd}$, $0V$ et $-V_{dd}$.

Classe-D – Détail du Classe-D(bin) : Le Classe-D binaire peut être monté en sortie Single-Ended ou en sortie BTL avec une structure H-Bridge. Utiliser un pont en H permet le fonctionnement à l'aide d'un alimentation unique car la charge est montée en mode différentiel. Une configuration H-Bridge permet également une plus grande puissance en sortie de l'alimentation. Il est important de préciser qu'en configuration pont en H, le Classe-D(bin) possède deux étages de puissance. Les deux sorties sont identiques mais inversées. En Fig. 1.21 est présenté un schéma basique montrant comment le signal carré est créé. Notons que la sortie du comparateur est simplement inversée pour créer la modulation pour l'autre côté du pont.

La figure 1.22 présente les signaux de sortie modulés et le signal filtré pour un Classe-D(bin) BTL utilisant un pont en H à base de transistors FET. Comme le montre la figure, le signal carré n'a que deux états, soit V_{dd}, soit V_{ss}. A chaque instant, une tension d'alimentation est vue pas le filtre LC. Une conception à base d'une alimentation asymétrique serait identique du point de vue schématique et du point de vue des signaux de sortie. Par contre, à la différence du pont en H, les deux niveaux seraient soit V_{dd}, soit Gnd et les signaux audio oscilleraient autour de $V_{dd}/2$.

Un Classe-D(bin) possède seulement deux états qui sont soit V_{dd} et Gnd pour une conception basée sur une alimentation asymétrique, soit V_{dd} et V_{ss} pour une double alimentation.

30. En BTL, chaque amplificateur (demi pont *half-bridge*) amplifie le signal en opposition de phase avec un autre amplificateur associé. Ils ne tirent pas l'alimentation en même temps, et en théorie on peut multiplier la puissance par quatre. Plutôt par trois dans la réalité.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

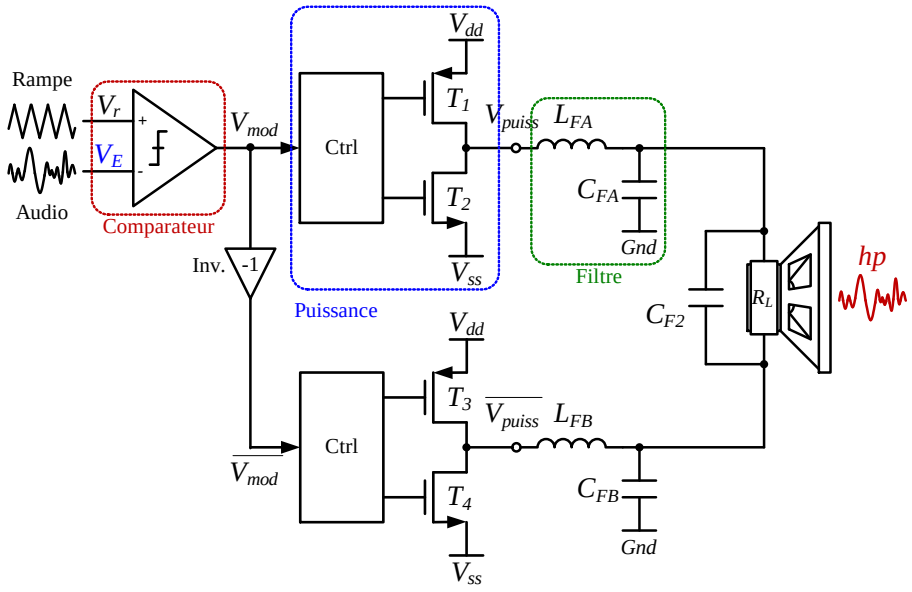


Figure 1.21 – Schéma de principe du Classe-D(bin).

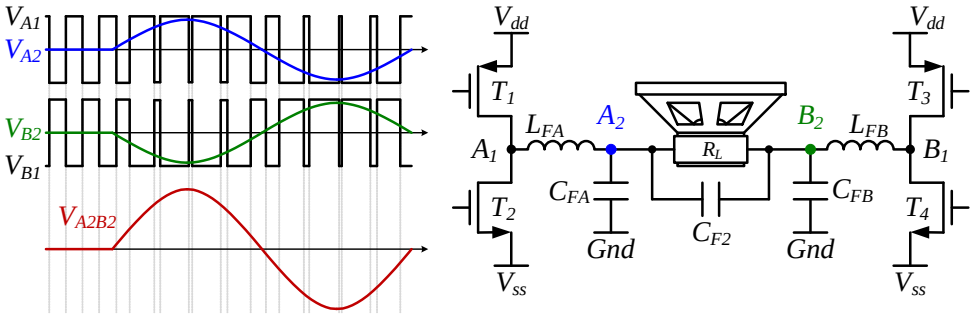


Figure 1.22 – Signaux dans un Classe-D(bin) pont en H.

Classe-D – Détail du Classe-D(tern) : Ce paragraphe explique comment fonctionne le Classe-D basé sur la modulation de phase de largeur d'impulsion, ou encore Classe-D(tern) MLI à fréquence fixe. Ces amplificateurs sont obligatoirement montés en pont en H afin d'obtenir les trois états nécessaires au Classe-D(tern) car les sorties commutent d'une alimentation à l'autre. Le troisième état, appelé l'état zéro, se produit parce que les sorties sont en phase, il en résulte donc un niveau égal à zéro volt à travers la charge (en différentiel).

Le schéma en Fig. 1.23 présente le fonctionnement d'un Classe-D(tern). La principale différence par rapport au schéma du Classe-D(bin), c'est que le signal modulé est doublement échantillonné et le signal audio est inversé. Notez que le Classe-D(bin) inversait simplement le signal modulé pour l'injecter dans l'autre côté du pont. Deux comparateurs sont maintenant nécessaires contrairement à un seul pour le Classe-D(bin). A noter également que le schéma en Fig. 1.23 présente le fonctionnement d'un Classe-D(tern) sans filtre (« *filterless* »).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

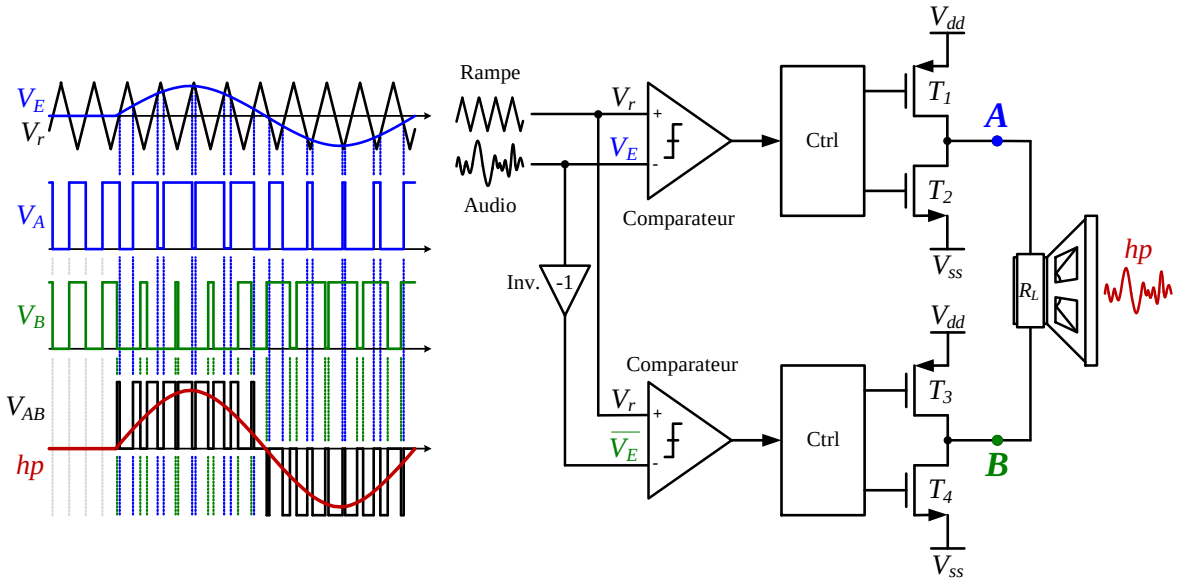


Figure 1.23 – Signaux dans un Classe-D(tern) sans filtre.

Comme les sorties sont en phase, sans signal en entrée, le courant circulant dans la charge est très faible. Le Classe-D(tern) a aussi l'avantage d'avoir une impulsion créée par une différence entre les deux sorties. Une impulsion peut se produire à chaque transition des sorties. Ce qui crée un train d'impulsions à deux fois la fréquence de la rampe. Tout cela sans augmenter la puissance utile à créer un modulateur à cette fréquence (plus élevée). Le train d'impulsions peut également avoir des impulsions de très courte durée augmentant ainsi la résolution pour des signaux de faible amplitude.

Classe-D – Classe-D(bin) vs. Classe-D(tern) : Il y a des avantages et des inconvénients à chaque sous-classe :

→ Avantages du Classe-D(bin)
- Une conception nécessitant moins de silicium que pour un Classe-D(tern).
- Peut avoir une sortie asymétrique ou en pont en H, et une alimentation simple ou séparée.

→ Inconvénients du Classe-D(bin)
- Doit toujours utiliser un filtre LC [31].
- Génère plus de bruit et un courant à vide plus important dans l'inductance que pour un Classe-D(tern).

→ Avantages du Classe-D(tern)
- Peut fonctionner sans filtre de sortie sans avoir un fort courant de repos.
- Possède de meilleures performances en terme de bruit qu'un Classe-D(bin).

31. Un Classe-D(bin) ne peut pas être utilisé sans filtre sinon le fort courant de repos (« *quiescent current* ») peut endommager la charge.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

→ Inconvénients du Classe-D(tern)

– Doit être soit monté en pont en H, soit avoir des tensions d'alimentation séparées pour créer trois états de sortie.

En général, un Classe-D(tern) est une meilleure solution qu'un Classe-D(bin). Mais ils nécessitent une très bonne expertise et la surface de silicium augmente, donc le coût augmente également.

1

1.3.2.3 Topologie hybride

? Pourquoi utiliser une technologie a priori plus difficile à concevoir et à utiliser que les amplificateurs audio linéaires, ou moins performante en terme d'efficacité énergétique qu'un amplificateur à commutation ?

La motivation principale pouvant orienter son choix vers ce type de structure est principalement due à la possibilité d'avoir les avantages des deux topologies précédentes en minimisant les inconvénients.

Principe de fonctionnement : Les amplificateurs hybrides sont des topologies se basant sur les deux principes vus précédemment (linéaire & commutation) pour former une nouvelle classe d'amplificateur afin d'accroître la linéarité et/ou le rendement de l'amplificateur. Ce sont des catégories distinctes en raison du fait qu'il est possible d'apporter plusieurs modifications à ce système, de sorte qu'il ne puisse pas être classé comme une seule sous-classe de toute autre catégorie [32].

Dans l'exemple présenté en Fig. 1.24, on utilise un amplificateur linéaire auquel on ajoute en série une structure à commutation (l'alimentation à découpage). Le but étant d'avoir un système linéaire dans lequel on améliore ses performances en contrôlant l'alimentation.

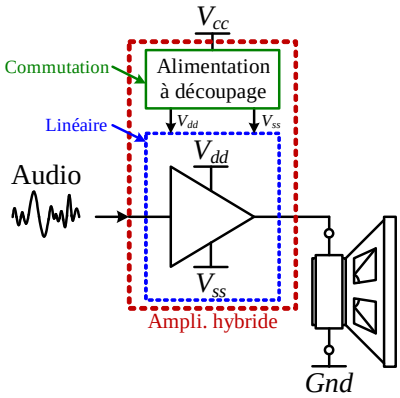


Figure 1.24 – Schéma de principe d'un amplificateur hybride.

32. Les topologies (linéaire & commutation) sont soit placés en série pour créer les amplificateurs de Classe-G également appelés Classe-B+D [11] [12, chap. 4.2, p. 51] ; soit placés en parallèle pour créer les amplificateurs de Classe-K également appelés Classe-B.D [13] [12, chap. 4.3, p. 58].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Amplificateur hybride – Classe-G : Cette topologie est basée sur le fait que les signaux musicaux (et la voix) possèdent un contenu moyen du signal qui se situe à de faibles niveaux. Seuls quelques rares pics plus élevés apparaissent dans ces signaux audio réels. L'idée pour augmenter l'efficacité énergétique est de mettre en place un dispositif à tensions multiples (un pour les faibles niveaux, l'autre pour les niveaux plus importants). L'alimentation basse est utilisée tant que la tension de sortie n'exige pas un niveau plus élevé. Au besoin, l'amplificateur utilisera l'alimentation haute pendant un certain temps et puis il passera à nouveau à son rail d'alimentation bas. La dissipation de puissance s'en trouve considérablement réduite.

Il y a plusieurs façons de mettre en œuvre un Classe-G et le schéma de principe le plus élémentaire est présenté en Fig. 1.25. Cette figure présente un Classe-G possédant un étage de sortie de type Classe-AB ainsi que deux rails de tension d'alimentation (quatre au total, deux pour la partie positive et deux pour la partie négative). En général, un transistor MOSFET est utilisé comme interrupteur pour passer de la tension d'alimentation basse (V_{xxBT}) à la tension d'alimentation plus élevée (V_{xxHT}).

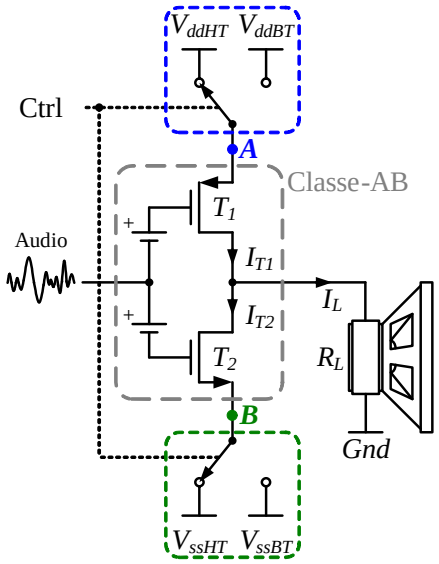


Figure 1.25 – Schéma de principe du Classe-G (deux niveaux).

La Fig. 1.26 présente un exemple de signal musical. V_A et V_B sont les tensions d'alimentation au niveau des transistors du Classe-AB (aux points A et B présentés dans la Fig. 1.25). Lorsque le signal de sortie nécessite une tension d'alimentation plus élevée, la tension d'alimentation passe au rail supérieur. Après un certain délai, les rails seront redescendus afin d'accroître l'efficacité énergétique.

Il y a de nombreux compromis associés au Classe-G [9]. Le plus important est le nombre de rails et la différence de tension entre les rails pour que le saut de rail soit intéressant. Quatre ou six tensions d'alimentations (2 ou 3 rails différents) semblent être les meilleurs

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

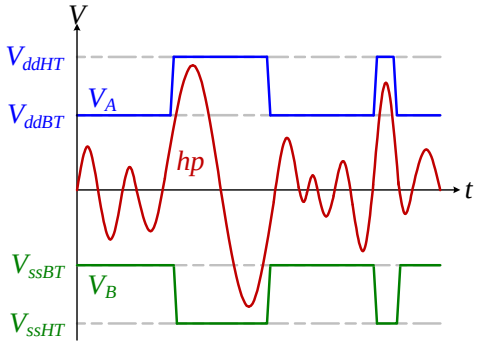


Figure 1.26 – Signaux dans un Classe-G (deux niveaux).

choix. Utiliser des rails supplémentaires peut réduire davantage la dissipation de puissance, mais le prix à payer sera un nombre de composants plus important, une augmentation de la complexité et une baisse de la fiabilité. L'autre compromis majeur sera de déterminer la durée à laquelle l'étage de sortie restera connecté au rail élevé avant de redescendre au rail inférieur.

Classe-G – Efficacité énergétique maximale et dissipation de puissance : Le rendement dépend en grande partie de la source (musique ou voix) et les caractéristiques du signal. Avec les signaux sinusoïdaux purs il n'y a pas de gain d'efficacité énergétique par rapport à un amplificateur de Classe-AB (dans les mêmes conditions). Un argument en faveur du Classe-G pourrait être le fait qu'il y a une amélioration tant que l'amplitude du signal d'entré ne provoque pas de saut de rail. En effet, avec une puissance de sortie équivalente à un Classe-AB, la dissipation en puissance sera alors plus faible. Par contre, si le Classe-G est tout le temps utilisé avec son rail d'alimentation élevé, son rendement sera un peu réduit comparé à celui d'un Classe-AB ce qui est dû aux pertes des $R_{DS_{ON}}$ et la tension de saturation des FETs.

De plus en plus de circuits d'amplification de type Classe-G sont utilisés pour piloter les écouteurs dans les applications nomades. Ils conservent une très bonne linéarité en ayant un rendement supérieur à celui des amplificateurs de Classe-AB.

Amplificateur hybride – Classe-K : Cette classe d'amplificateur est basée sur la mise en parallèle de deux structures. La Fig. 1.27 permet d'avoir une idée des difficultés associées au fait d'utiliser plusieurs amplificateurs en parallèle. C'est une mise en parallèle d'un amplificateur linéaire ($AB \Leftrightarrow$ Classe-AB) et d'un amplificateur à commutation ($D \Leftrightarrow$ Classe-D) complet [33]. Si $R_D < R_{AB}$, la majeure partie de la puissance provient de l'efficace Classe-D, pendant que le Classe-AB corrige les éventuelles erreurs.

33. C'est-à-dire avec modulation, étage de puissance et filtre

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

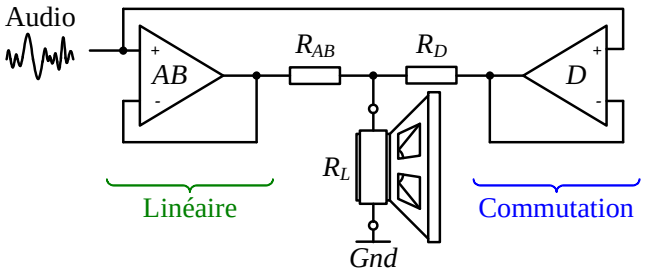


Figure 1.27 – Combinaison d'un Classe-AB en parallèle avec un Classe-D.

En observant ce schéma, on constate que l'un des points important à contrôler est l'offset car c'est par lui qu'on arrivera à récupérer quelques watts de dissipation. Il ne faut pas oublier que des problèmes tel que la disparité (« *mismatch* ») des transistors peut créer des pertes dans l'étage différentiel et de puissance. Un autre problème découle du délai causé par le filtre du Classe-D. Si la sortie du Classe-D n'est pas en phase avec le Classe-AB, il y aura une plus large correction, donc plus de consommation en courant.

Classe-K – Amélioration et schéma de principe du Classe-K : L'un des objectifs majeur dans la mise en parallèle est de maximiser l'efficacité énergétique du classe D ce qui revient à minimiser le courant de l'amplificateur linéaire. L'idée représentée sur le schéma de principe en Fig. 1.28 montre qu'en ajoutant un capteur de courant « A » à la sortie du Classe-AB, puis en l'envoyant sur le Classe-D (constitué des transistors $T_{D1\&2}$ et de le l'inductance L_F), ce dernier ajuste son signal de sortie. Cette figure présente un amplificateur linéaire (AB) qui est directement connecté à la charge R_L, ceci permet de contrôler la tension à ses bornes. La partie commutée est connectée à la même charge. Le signal de contrôle provient du courant de sortie de l'amplificateur de Classe-AB (I mesuré grâce au capteur A). Le système est auto-oscillant : si l'interrupteur T_{D1} est ouvert, T_{D2} est fermé. Le courant qui traverse L_F augmente linéairement dans le temps et influe sur le courant I_{AB}. Ce qui est mesuré par le capteur A, et quand I_{AB} dépasse légèrement une valeur définie, T_{D1} se ferme et T_{D2} s'ouvre. Donc le courant décroit dans L_F, etc.
Comme I_{AB} n'oscille que très légèrement, la dissipation de puissance dans le Classe-AB est faible. Si on regarde de l'autre côté, la partie commutée fournit pendant ce temps la majeure partie du courant.

Classe-K MLI – Schéma de principe et efficacité énergétique : Cette architecture est présentée dans la Fig. 1.29a. L'amplificateur linéaire (Classe-AB) et l'amplificateur à commutation (Classe-D) sont connectés en parallèle à la charge. La boucle de contrôle en tension [34] du Classe-AB ajuste la tension de sortie à celle appliquée à l'entrée. L'étage

34. Réinjection d'une partie de la sortie de l'amplificateur sur l'entrée de celui-ci

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

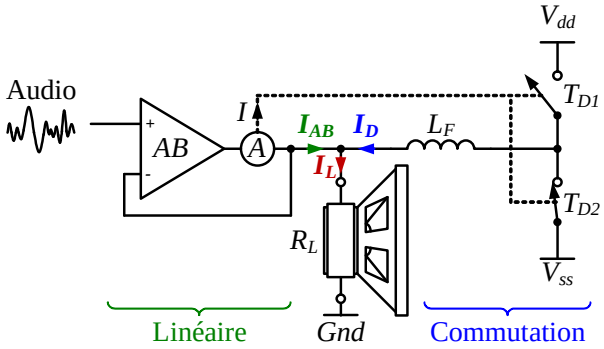
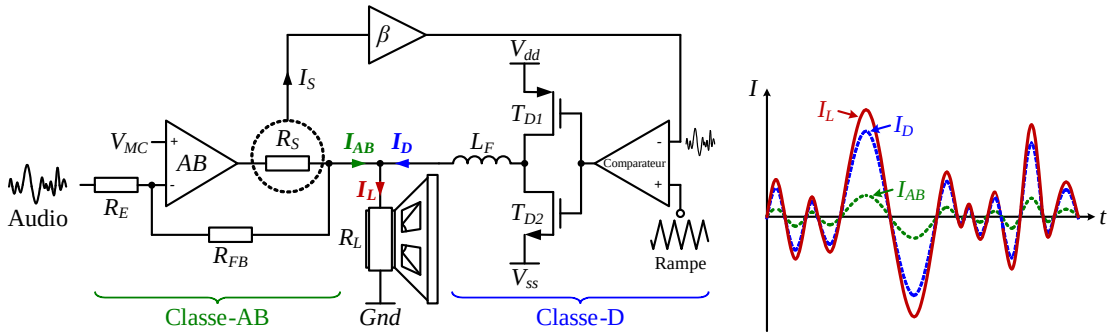


Figure 1.28 – Schéma de principe d'un Classe-K.

de puissance du Classe-D fournit à la charge la quantité exacte de puissance nécessaire, car il est piloté par le biais de la valeur du courant I_S. Ce courant I_S est proportionnel à celui fourni par l'amplificateur linéaire, I_{AB}. L'amplificateur à commutation transmet son courant I_D à la charge par le biais d'une inductance L_F.

La puissance délivrée par l'amplificateur linéaire et l'amplificateur commuté est un des points clés dans la caractérisation de l'amplificateur de Classe-K. Le rendement dépend directement du rapport I_{AB}/I_D. L'amplificateur linéaire possède une efficacité énergétique plus faible que celle d'un amplificateur à commutation. La Fig. 1.29b présente les différents courants (I_{AB}, I_D et I_L). Dans ce cas, le rapport entre le courant du Classe-AB et la charge est approximativement de 20% (ou encore que le Classe-D fournit 80% de la puissance). Ainsi le rendement de l'ensemble est amélioré par rapport à un Classe-AB, car l'amplificateur linéaire dissipe $\approx V_{DS} \times I_L/6$, au lieu de $V_{DS} \times I_L$ dans le cas du Classe-AB.



(a) Schéma de principe d'un Classe-K basé sur la MLI. **(b)** Répartition des courants.

Figure 1.29 – Classe-K MLI – schéma et courants.

Le rendement total du Classe-K peut être estimé comme le rapport entre la puissance transmise à la charge et la somme des puissances transmises par chaque amplificateur ($\eta = P_L/(P_{AB} + P_D)$). L'avantage d'une structure de type Classe-K par rapport à un Classe-AB est son efficacité énergétique à moyenne et forte puissance de sortie. Le courant statique est l'inconvénient majeur pour le développement de cette structure si elle est

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

destinée à des applications intégrées à faible puissance et faible consommation statique comme les applications « casque » [14, § III, p. 187–188].

1.3.3 Avantages et inconvénients (amplificateur)

Linéaire : Les Classe-AB présentent plusieurs avantages en faveur de la qualité du signal restitué. Comme les deux transistors de sortie sont polarisés de telle sorte qu'ils aient un angle de conduction légèrement supérieur à 180°, ils sont toujours réglés pour avoir le meilleur compromis entre une distorsion de croisement faible et une bonne efficacité énergétique. L'inconvénient dans ce type de topologie réside dans le fait que les transistors fonctionnent en régime linéaire (obligé d'avoir une tension de grille V_{GS}, donc un $V_{GS} \times I_{DS}$ non nul contrairement au Classe-D). Les pertes $V_{GS} \times I_{DS}$ (dissipation de puissance) diminuent l'efficacité de la structure : l'efficacité maximale pour un dispositif réel est de l'ordre de 70%.

Commutation : La Fig. 1.20 présentée en p. 32 est une bonne base pour comprendre les avantages et inconvénients d'un Classe-D. Commuter constamment l'étage de puissance permet d'avoir un très bon rendement (de l'ordre de 90%). Comme les transistors sont utilisés en régime ohmique, il est possible d'avoir une résistance drain-source faible et du coup avoir un V_{GS} qui sera également faible car $V_{GS} = R \times I_{DS}$ (économies de dissipation de puissance). Mais commuter constamment génère également un inconvénient majeur car le système émettra potentiellement des perturbations haute fréquence. Il sera donc nécessaire d'utiliser un filtre EMC/EMI pour la compatibilité électromagnétique. De plus comme le système possède un asservissement à plus faible bande passante, la qualité (en terme de distorsion) sera dégradée par rapport à un amplificateur linéaire.

Hybride : Les amplificateurs hybrides sont des topologies se basant sur les deux principes vus précédemment (linéaire & commutation) pour former une nouvelle classe d'amplificateur afin d'accroître la linéarité et/ou l'efficacité de l'amplificateur.
Qui dit Classe-G, dit gestion d'alimentation, dit composants passifs qui pour l'instant ne sont pas intégrés (augmentation de la taille du circuit). Malgré cela, de plus en plus de circuits d'amplification de type Classe-G sont utilisés pour piloter les écouteurs dans les applications nomades car ils conservent une très bonne linéarité en ayant une efficacité supérieure à celle des amplificateurs de Classe-AB.
L'avantage d'une structure de type Classe-K par rapport à un Classe-AB ou un Classe-G est son efficacité à moyenne et forte puissance de sortie. Le courant statique est l'inconvénient majeur pour le développement de cette structure si elle est destinée à des applications intégrées à faible puissance et faible consommation statique comme les applications

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

« casque ». C'est pour cela qu'elle n'est pas implémentée dans ce type d'application mais pour des applications de type « mains-libres », il reste de nombreuses pistes à explorer. Cette topologie n'étant actuellement pas suffisamment aboutie, elle ne sera pas retenue lors de la comparaison finale.

Conclusion sur la comparaison : Le tableau 1.4 présente une comparaison succincte des différentes topologies d'amplificateur audio. En se basant sur les contraintes de qualité de reproduction, l'efficacité (pour différentes puissances) et l'encombrement (complexité et composants externes), il en ressort que l'amplificateur de Classe-AB possède la meilleure qualité audio, que l'amplificateur Classe-D est le plus efficace au détriment de la qualité audio et que l'amplificateur de Classe-G concilie qualité et efficacité.

	Linéaire (AB)	Commutation (D)	Hybride (G)
Qualité de reproduction	☺☺	☹	☺
Rendement (pleine échelle)	☺	☺☺	☹
Rendement (signal moyen)	☹	☺☺	☺
Rendement (signal faible)	☹☹	☹	☹
Encombrement	☺	☹☹	☹

Tableau 1.4 – Comparaison des topologies

1.3.4 Folio des amplificateurs audio

Sur le marché actuel des amplificateurs audio, on retrouve deux applications distinctes d'amplificateurs pour les systèmes embarqués : les applications « casque » (*Headphone Amplifiers*) et les applications « mains-libres » (*Audio Power Amplifiers*). Les arguments souvent mis en avant sont :

- dédié à de hautes performances audio ;
- amplificateur à faible dissipation de puissance ;
- convertisseur DC/DC (abaisseur de tension) à haut rendement ;
- possibilité de suppression des bruits parasites (« *common-mode sense pin* ») ;
- conception de la chaîne d'amplification pour atteindre des niveaux de PSRR et de SNR incomparables ;
- assure une stabilité sur une large gamme de charges capacitives ;
- possède un mode repos contrôlable, permettant de réduire le courant d'alimentation ;
- conçu avec un circuit de réduction du « pop » lors de la mise sous tension permettant une atténuation du bruit au démarrage.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Les fabricants fournissent généralement les caractéristiques suivantes pour le choix d'un amplificateur audio :

- La résistance de charge, R_L
- Le courant d'alimentation, I_{CC}
- Le courant au repos, I_{STBY}
- La tension d'offset en sortie, V_{oo}
- La puissance en sortie, P_s
- La THD+N
- Le PSRR
- Le CMRR
- Le SNR
- Le nombre de composants externes

Dans le tableau 1.5 sont présentés plusieurs échantillons d'amplificateurs qui serviront d'état de l'art. Il est intéressant de noter qu'en plus des valeurs présentées dans le tableau, les fabricants fournissent généralement une mesure de la réponse en fréquence. Ce qui est sous-entendu par mesure en fréquence c'est une mesure de la puissance rayonnée, L_P, fonction de la fréquence associée la plupart du temps à une courbe de THD [35]également fonction de la fréquence comme présenté en Fig. 1.13.

35. Cf. glossaire à la page xxiii.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

	Modèle	Image	R_L typ. [Ω]	I_{CC} [mA]	I_{STBY} [µA]	V_{oo} [mV]	P_s [W]	THD+N [%]	PSRR [dB]	CMRR [dB]	SNR [dB]	Externe
Linéaire	TPA6130A2 [15] (Casque)		16-32	4	1	0,15	0,138	**0,005**	**-109**	-68	98	0×L 2×C
	TS4601B [16] (Casque)		16-32	5,6	**0,5**	±5	0,11	0,02	-107	-65	101	0×L 2×C
	MAX98310 [17] (Mains-libres)		4-8	**1,9**	2	±0,2	1,4	0,02	-90	-62	**110**	4×R 0×L C
	TS4994FC [18] (Mains-libres)		4-8	4	<1	0,1	1,2	0,5	-100	**-90**	100	4×R 0×L C
	LM48555 [19] (Piezo)		20	7,5	0,1	0,5	/	0,05	-80	-70	/	1×L 5×R
Commutation	LM4991 [20] (Mains-libres)		4-8	4	0,1	5	1,3	0,2	-64	/	/	2×L 2×C
	MAX98314 [17] (Mains-libres)		4-8	**1,2**	**<0,1**	±1	1,4	**0,03**	-74	-67	/	2×L 2×C
	TPA2018D1 [20] (Mains-libres)		4-8	2	0,3	1,5	1,4	0,1	-80	**-75**	/	2×L 2×C
	TS2007FC[21] (Mains-libres)		4-8	2,5	1	/	1,4	0,12	-68	-60	93	2×L 2×C
	TPA2100P1 [19] (Piezo)		10∼20	4	0,5	1,4	/	0,07	**-100**	-60	94	1×L 1×C
Hybride	MAX97200[22] (Casque)		16-32	**1,16**	**0,2**	±0,1	34m	0,02	-96	/	105	1×L 3×C
	TPA6140A2[15] (Casque)		16-32	1,2	1	±0,5	25m	**0,01**	**-105**	**-68**	105	1×L 3×C
	TS4621B[16] (Casque)		16-32	1,2	0,6	±0,5	45m	0,05	-100	-65	100	1×L 3×C
	LM48580[19] (Piezo)		10	2,7	0,5	63	/	0,16	-75	-56	105	1×L 1×C

Tableau 1.5 – Tableau comparatif des caractéristiques électriques de différents amplis.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

1.4 Conclusion de l'état de l'art

La sect. 1.1 a présenté de façon générale les systèmes embarqués possédant une chaîne de reproduction sonore. Le principe de conversion a été abordé dans cette section afin de comprendre les différents blocs qui composent un système audio. La sect. 1.2, spécialement rédigée pour les non-acousticiens, nous a permis de comprendre comment fonctionne la conversion mécanoacoustique ainsi que la conversion électromécanique notamment en présentant différents couplages de transducteurs. Enfin, la sect. 1.3 a détaillé les architectures d'amplificateur audio ainsi que les topologies (classes) les plus couramment utilisées dans les systèmes embarqués.

Les tableaux 1.1 et 1.4 nous ont permis une comparaison à très haut niveau des différent transducteurs et amplificateurs alors que les tableaux 1.2 et 1.5 nous ont récapitulés les solutions existantes.

Une fois de plus, une « frontière virtuelle » a été mise en place entre la partie acoustique et la partie électrique. Ne perdons pas de vue que l'objectif de ces travaux est l'optimisation de l'ensemble de la chaîne audio. Celle-ci sera abordée par une approche globale : une modélisation électrique du haut-parleur (tenant compte d'un maximum de paramètres) va permettre à un électronicien de mieux appréhender les phénomènes non-linéaires qui dégradent majoritairement la qualité audio. Cet axe de recherche sera présenté dans le chap. 2.

Une fois que nous aurons bien compris les phénomènes non-linéaires et que le modèle du haut-parleur sera validé, l'auteur suggère de présenter dans le chap. 3 un second axe de recherche : comprendre l'impact du contrôle du transducteur ou en d'autres termes s'il existe une différence (du point de vue de la qualité audio) quand on le pilote par le biais d'une tension ou d'un courant.

Toujours dans un souci de démarche globale pour l'amélioration de la chaîne audio, nous nous attaquerons dans le chap. 4 aux spécifications des amplificateurs audio. Souvent, pour des raisons de marchéage, les concepteurs d'amplificateurs audio sont contraints à une sur-spécification. Nous verrons que la sur-spécification de certains paramètres peut être contraignante pour d'autres paramètres alors qu'elle n'apporte rien en terme d'amélioration de la chaîne acoustique. Cet axe de recherche permettra de focaliser les efforts à mettre en œuvre sur certains paramètres électriques, en montrant où les relâcher sur d'autres paramètres sans dégrader la partie acoustique.

Enfin, le dernier axe de recherche présenté dans le chap. 5 s'articulera autour d'un nouveau type de transducteur : un haut-parleur MEMS. Le projet SAIPON a permis de développer un transducteur très performant grâce aux compétences du LAUM en transducteurs acoustiques, de l'INL en conception et en modélisation électroniques des systèmes hétéro-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

gènes et de l'IEF en technologies MEMS. Nous nous rendons compte qu'il y a un réel saut technologique pour la conversion électroacoustique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Figures

1.1 Exemple de plateforme regroupant de multiples fonctionnalités. 8
1.2 Répartition de la consommation de puissance électrique. 9
1.3 Principe de conversion d'un système audio 10
1.4 Schéma du système mécano-acoustique d'un transducteur électroacoustique. . . . 12
1.5 Schéma d'une plaque piézoélectrique. 15
1.6 Schéma des variations d'épaisseur d'une couche de PZT. 16
1.7 Schéma de la déformation de deux couches de PZT. 17
1.8 Schéma de principe de la conversion électrostatique. 17
1.9 Schéma de principe d'un haut-parleur électrostatique. 19
1.10 Schéma de principe de la conversion électrodynamique. 20
1.11 Schéma de conversion électrodynamique à bobine mobile. 21
1.12 Schéma du couplage électrodynamique. 21
1.13 Exemple de réponse en fréquence d'un micro-haut-parleur. 25
1.14 Schéma d'une configuration asymétrique. 28
1.15 Schéma d'une configuration pont en H. 28
1.16 Définition de l'angle de conduction. 29
1.17 Efficacité énergétique (et puissance de sortie) vs. angle de conduction. 30
1.18 Schéma de principe du Classe-AB « *push-pull* ». 30
1.19 Courant du Classe-AB en fonction du cycle du signal. 31
1.20 Schéma de principe du Classe-D analogique. 32
1.21 Schéma de principe du Classe-D(bin). 34
1.22 Signaux dans un Classe-D(bin) pont en H. 34
1.23 Signaux dans un Classe-D(tern) sans filtre. 35
1.24 Schéma de principe d'un amplificateur hybride. 36
1.25 Schéma de principe du Classe-G (deux niveaux). 37
1.26 Signaux dans un Classe-G (deux niveaux). 38
1.27 Combinaison d'un Classe-AB en parallèle avec un Classe-D. 39
1.28 Schéma de principe d'un Classe-K. 40
1.29 Classe-K MLI – schéma et courants. 40

Tableaux

1.1 Comparaison des processus de conversion 23
1.2 Tableau comparatif de différents micro-haut-parleurs. 26
1.3 Classes d'amplificateur et angle de conduction 29
1.4 Comparaison des topologies 42
1.5 Tableau comparatif des caractéristiques électriques de différents amplis. 44

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Chapitre 2

Modélisation du haut-parleur électrodynamique

Sommaire

2.1 Utilité d'un modèle 50
2.1.1 Impédance d'un haut-parleur 50
2.1.2 Phénomènes mécaniques/physiques du haut-parleur 51
2.2 Type de modélisation 52
2.2.1 Schéma équivalent 52
2.2.2 Implémentation Simulink 54
2.3 Enrichissement du modèle 56
2.3.1 Pertes par courants de Foucault 56
2.3.2 Schématisation petits/larges signaux 57
2.3.3 Non-linéarités en fonction du déplacement 58
2.3.4 Validation du modèle enrichi 65
2.4 Conclusion de la modélisation 69

En général, la modélisation d'un haut-parleur électrodynamique se base sur les travaux de A.N. Thiele et/ou R.H. Small [23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31]. Dans ce type de modélisation, le haut-parleur se caractérise grâce aux paramètres dit de Thiele et Small [1] (acronyme T&S). Ce modèle est le plus largement utilisé à ce jour par les concepteurs de matériel électroacoustique et sert de base à la modélisation présentée dans ce chapitre.
La première partie, présentée en sect. 2.1, met en évidence l'utilité de disposer d'un modèle de haut-parleur. La sect. 2.2 présente le niveau de modélisation ainsi que la version retenue du modèle. La section suivante présente l'enrichissement du modèle, notamment en ajoutant des paramètres non-linéaires. Enfin la sect. 2.4, conclusion de ce chapitre, présente de façon synthétique tout ce qui a été dit dans ce chapitre et s'ouvre sur l'axe de recherche suivant. En effet, le modèle présenté dans ce chapitre met en évidence le fonctionnement du haut-parleur, ce qui permettra de proposer par la suite des améliorations.

1. « *Thiele/Small parameters* » pour les anglophones

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

2.1 Utilité d'un modèle

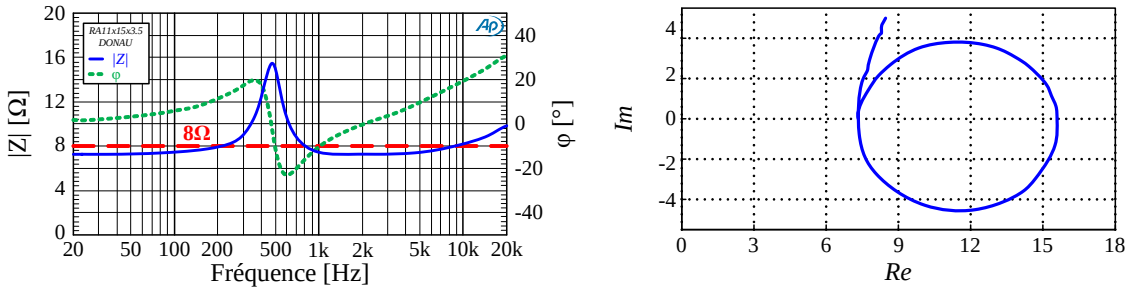
En fonction de l'application visée, il est commun de dire que l'impédance d'un haut-parleur vaut typiquement 4–8 Ω ou 16–32 Ω. Le plus souvent, cette impédance est représentée par une simple résistance R_L. La charge est pourtant l'élément primordial dans la conception d'un amplificateur. N'oublions pas que le rôle primaire de l'amplificateur audio est d'augmenter la puissance du signal [2] en lui ajoutant de l'énergie prélevée sur une source d'alimentation, c'est-à-dire alimenter « correctement » le haut-parleur. Cela pose la question suivante :

Y a-t-il un intérêt à utiliser un modèle plus compliqué qu'une simple résistance afin d'améliorer le lien entre l'amplificateur et le haut-parleur ?

Pour répondre à cette question, il faut d'abord savoir à quoi ressemble réellement l'impédance d'un haut-parleur.

2.1.1 Impédance d'un haut-parleur

Dans un premier temps, observons la réponse en fréquence de l'impédance, Z, d'un haut-parleur. Comme présentée en Fig. 2.1, en mesurant le module, $|Z|$, et la phase, φ, de l'impédance d'un micro-speaker (cf. § 1.2.4, p. 24), il en résulte que la réponse est non-linéaire (Fig. 2.1a). L'exemple présente clairement une forte augmentation du $|Z|$ autour de 500 Hz, puis une zone entre 800 Hz–10 kHz où la valeur du $|Z|$ est constante.



(a) Diagramme de Bode **(b)** Diagramme de Nyquist

Figure 2.1 – Mesure d'impédance de micro-haut-parleur.

Comme présentée en Fig. 2.2, la puissance maximale de sortie de l'amplificateur dépend de la résistance de charge. Comme la valeur de la charge varie, faut-il limiter la bande de l'amplificateur à celle où le haut-parleur possède une valeur du $|Z|$ constante ? En effet, la puissance envoyée n'est pas la même pour toutes les fréquences. En d'autres termes, le son restitué sera donc perturbé (timbre différent de celui désiré). De plus, il faut également garder à l'esprit que cette bande de fréquence varie d'un haut-parleur à l'autre. D'où

2. Signal provenant généralement de la sortie d'un CNA qui convertit un fichier audio numérique en un signal analogique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

l'utilité de modéliser cette réponse afin de connaître son impact sur l'amplificateur.

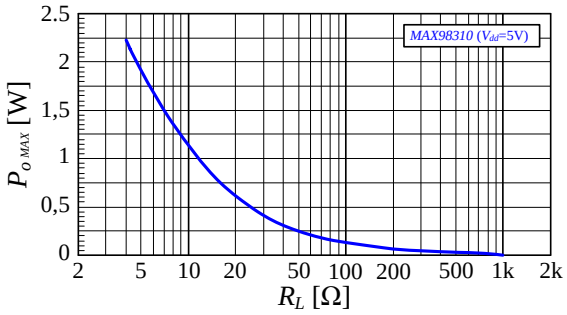


Figure 2.2 – Puissance de sortie en fonction de la résistance de charge.

2.1.2 Phénomènes mécaniques/physiques du haut-parleur

La seconde utilité d'un modèle va permettre d'avoir une connaissance étroite entre les phénomènes mécaniques/physiques du haut-parleur et leurs impacts sur l'amplificateur (vice versa également possible mais c'est le sens haut-parleur → amplificateur qui nous intéresse). En effet, la modélisation va mettre en avant les « défauts » du haut-parleur pouvant éventuellement être compensés lors de la conception de l'amplificateur (gain variable, contre réaction, etc.) et/ou du haut-parleur MEMS (champ magnétique, résistance/longueur de la bobine, etc.).

Enfin, ce modèle va aussi permettre de savoir si le haut-parleur est contrôlé correctement c'est-à-dire savoir si le contrôle en tension (qui est historiquement utilisé) est effectivement le principe de contrôle adéquat. Nous verrons plus en détail cet aspect dans le chapitre 3, mais avant cela, nous allons dans un premier temps définir le type de modélisation appropriée pour cette étude.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

2.2 Type de modélisation

Comme nous allons le démontrer, il est possible de modéliser de différentes façons un haut-parleur. L'ouvrage n'étant pas dédié à des acousticiens, le § 2.2.1 présente le modèle équivalent électrique couramment utilisé par les acousticiens. La section suivante présentera l'implémentation du modèle électrique grâce à l'outil de modélisation MATLAB/Simulink [32]. Une fois implémenté, nous présenterons la contribution personnelle au modèle dans la sect. 2.3.

2.2.1 Schéma équivalent du haut-parleur

Schématisation d'un haut-parleur : Comme abordé dans l'introduction de ce chapitre, le haut-parleur peut se caractériser grâce aux paramètres de Thiele et Small. Il est judicieux de se rappeler le schéma de conversion électrodynamique à bobine mobile qui a été présenté en Fig. 1.11, p. 21. La Fig. 2.3 présente le schéma d'un haut-parleur électrodynamique sur *écran infini*[3]. Le modèle se compose d'une partie électrique, de la conversion électrodynamique, d'une partie mécanique, de la conversion mécano-acoustique et des impédances de rayonnement acoustique, avec comme hypothèse qu'il n'y ait pas de pertes fer dans la bobine et que le haut-parleur fonctionne en mode piston (vitesse radiale identique en tout point de la surface émissive, masse idéale, compliance idéale, etc.) comme expliqué dans le § 1.2.1, p. 12.

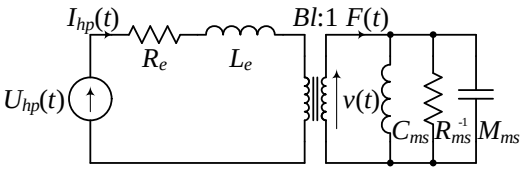


Figure 2.3 – Schéma d'un haut-parleur sur écran infini.

La partie électrique du haut-parleur est représentée par :

– R_e : Résistance équivalente aux pertes dans le moteur

– L_e : Inductance propre de la bobine

Ces éléments sont en série et sont considérés comme dépendant de la fréquence du signal $U_{hp}(t)$.

Ensuite intervient la conversion électrodynamique avec le coefficient de couplage électrodynamique Bl qui convertit la tension, $U(t)$, en vitesse, $v(t)$ (cf. § 1.2.2.3, p. 19–21). On rappelle que dans le coefficient de couplage Bl, B représente l'induction radiale considérée

3. ou encore « baffle infini » (« *infinite baffle* » pour les anglophones) c'est-à-dire monté sur une plaque de très grande dimension, pour que les ondes produites en face arrière ne perturbent pas les ondes produites en face avant.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

constante et l la longueur du conducteur (la bobine) plongée uniformément dans le champ magnétique.

La partie mécanique du haut-parleur est représentée par :

– C_{ms} : la compliance mécanique (suspension + air)

– R_{ms} : la résistance mécanique de pertes (frottements visqueux)

– M_{ms} : la masse du système mobile (bobine, diaphragme, masses des suspensions, etc.)

Remarque : le mouvement de la partie mécanique rend possible la conversion mécano-acoustique généralement représentée par une surface projetée S_d et un débit volumique q_d (mode piston).

Approximation : Il est important de préciser qu'un certain nombre d'approximations [4] nous a permis d'obtenir le schéma présenté en Fig. 2.3. l'impédance de rayonnement, $Z_{av/ar}$, est bien inférieure à la résistance mécanique, R_{ms}. Elle a donc été négligée et disparaît des schémas et des équations. De même, la compliance due à l'air est négligeable par rapport à celle de la suspension donc elle n'apparait pas dans le schéma. Mais pour la masse, il faut prendre en compte une masse de rayonnement M_r. Le piston est petit par rapport à la longueur d'onde ($ka < 1$). Nous obtenons ainsi une nouvelle masse M_{ms} (égale à $M_{ms} + 2 \times M_r$; $M_r = 8/3 \times \rho_{air} a^3$, avec ρ_{air} la masse volumique de l'air et a le rayon du piston).

A partir de maintenant, on considère que M_{ms} intègre directement M_r. Comme tous les composants sont linéaires, à ce stade, une résolution analytique peut résoudre le modèle. Le circuit équivalent trouvé du haut-parleur peut s'écrire sous la forme d'une transformée de Laplace comme dans Eq. (2.1), avec x le déplacement de la bobine et p la variable de Laplace.

$$U(p) = R_e \times i\,(p) + L_e\, p \times i\,(p) + Bl\, p \times x\,(p) \qquad [\mathrm{V}] \tag{2.1a}$$

$$F(p) = Bl \times i\,(p) \qquad [\mathrm{N}] \tag{2.1b}$$

$$F(p) = M_{ms}\, p^2 \times x\,(p) + R_{ms}\, p \times x\,(p) + \frac{1}{C_{ms}}\, x\,(p) \qquad [\mathrm{N}] \tag{2.1c}$$

Schématisation électrique d'un haut-parleur : Il est possible de schématiser de façon purement électrique le haut-parleur. La Fig. 2.4b présente le schéma électrique équivalent d'un haut-parleur, où L_{ces}, R_{es} et C_{mes} sont respectivement les équivalents de c_m,

4. Approximations rendues possibles grâce aux phénomènes de frottements visqueux, proportionnels à la vitesse.

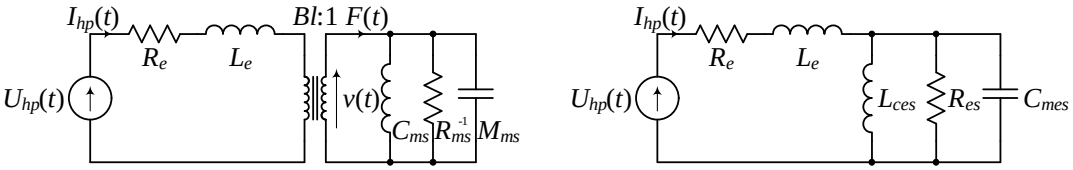
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

r_m et m_m basés sur les Eqs. (2.2a), (2.2b) et (2.2c).

$$L_{ces} = C_{ms}\,(Bl)^2 \qquad [\mathrm{H}] \tag{2.2a}$$

$$R_{es} = (Bl)^2 / R_{ms} \qquad [\Omega] \tag{2.2b}$$

$$C_{mes} = m_m / (Bl)^2 \qquad [\mathrm{F}] \tag{2.2c}$$



(a) Schéma équivalent d'un haut-parleur **(b)** Schéma électrique d'un haut-parleur

Figure 2.4 – Schématisation électrique d'un haut-parleur.

Représentation sous forme de schéma bloc : Les équations présentées précédemment en Eq. (2.1) sont dépendantes du temps (nous verrons dans la sect. 2.3 qu'elles sont aussi dépendantes du déplacement). Dans ce cas il est plus facile d'utiliser un outil de résolution numérique tel que Simulink [5] pour la modélisation. Le circuit électro-mécano-acoustique équivalent mis en équation grâce à une transformation de Laplace, peut être représenté par un schéma bloc, comme le montre la Fig.2.5. Celui-ci sera utilisé par la suite pour anticiper cette difficulté.

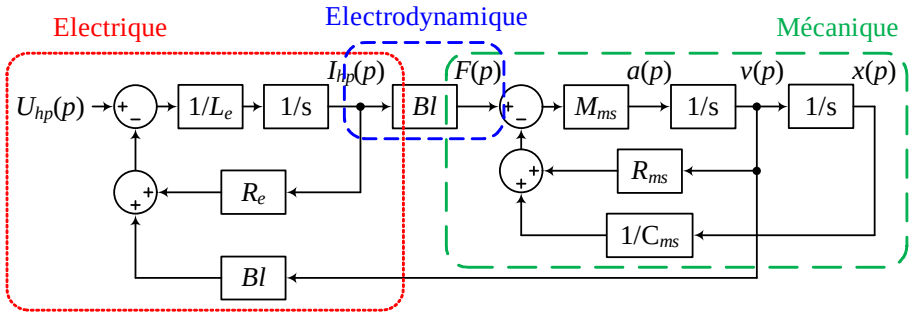


Figure 2.5 – Schéma bloc d'un haut-parleur électrodynamique.

2.2.2 Implémentation du schéma équivalent sous Simulink

A ce stade, nous avons vu qu'il est possible de modéliser le haut-parleur soit par des équations (équations de Laplace, Eq. (2.1) soit sous forme schématique (schéma bloc ou schéma électrique, Fig. 2.5 et Fig. 2.4b).

5. Simulink est une plate-forme de simulation multi-domaine et de modélisation de systèmes dynamiques (Similink est intégré à MATLAB)

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

L'auteur présente en Fig.2.6 la modélisation retenue : une modélisation sous forme de schéma bloc réalisé à l'aide de l'outil Simulink/MATLAB. Cette modélisation va permettre de simuler de façon temporelle différentes notions tels que le courant dans la bobine, l'accélération de la membrane, son déplacement, etc.

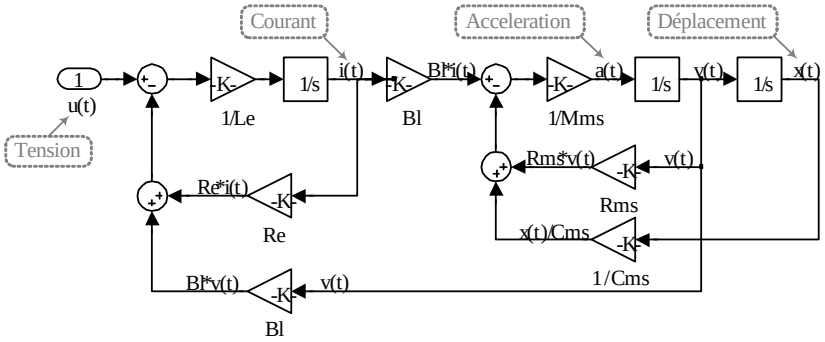


Figure 2.6 – Modèle Simulink d'un haut-parleur électrodynamique.

L'auteur ne va pas d'avantage détailler ce modèle car il ne prend pas en compte les défauts majeurs du haut-parleur. La sect. 2.3 va nous montrer qu'il est primordial d'enrichir ce modèle en ajoutant des notions tels que le courant de Foucault, les non-linéarités propres au couplage électrodynamique, la variation de l'inductance propre de la bobine, etc.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

2.3 Enrichissement du modèle

Les acousticiens parlent souvent de paramètres petits et larges signaux d'un haut-parleur. Jusqu'à présent, nous avons étudié la partie petits signaux c'est-à-dire dans la zone de fonctionnement linéaire du haut-parleur. L'application de larges signaux implique l'apparition de variations non-linéaires de certains paramètres du modèle.

Les principales non-linéarités dans les haut-parleurs proviennent de la suspension et du moteur électrodynamique :

– non-linéarité de la suspension en fonction de la position de la membrane ;
– non-uniformité de l'induction B le long de l'entrefer ;
– variation de l'inductance propre L_e en fonction du courant la parcourant et de sa position instantanée.

Dans un premier temps, nous allons enrichir notre modèle en ajoutant un composant représentant les pertes dans la bobine par courants de Foucault [6]. Ensuite, dans le § 2.3.2, sera présenté la différence entre petits et larges signaux. Enfin, dans le § 2.3.3, seront présentés les principaux paramètres devenant non-linéaires en larges signaux.

2.3.1 Pertes par courants de Foucault

Les courants de Foucault induisent des pertes dans les circuits magnétiques. J. King, J. Vanderkooy, W. Klippel et bien d'autres [33, 34, 35, 36, 37, 38, 39], ont effectué de nombreuses recherches concernant les effets de ces courants dans les moteurs des haut-parleurs. L'apparition de courants de Foucault diminue généralement l'inductance de la bobine et augmente les pertes dans les hautes fréquences [34].

Ces pertes sont-elles négligeables ? Comme le montre les publications de K. Thorborg [40], A. Dobrucki [41] ou encore W. Klippel [39, p. 32, diapo. 21], ces pertes dans l'inductance ne semblent pas être négligeables, du moins pas pour des haut-parleurs utilisés dans leurs articles.

Note : les courants de Foucault produisent également un champ opposé au flux de la bobine, ce qui a également pour effet de réduire l'impédance de la bobine. Ce phénomène sera d'avantage détaillé dans le paragraphe « *Inductance propre de la bobine* $L_e(x, i_L)$ *:* », p. 62.

Dans la Fig. 2.7, l'ajout d'une résistance, R_μ (en parallèle avec l'inductance propre de la bobine L_e), modélise les pertes par effet Joule. En ajoutant cette résistance R_μ aux équations présentées en Eq. (2.1), on obtient :

6. Courant de Foucault ou « *Eddy current* » pour les anglophones

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

$$U(p) = R_e\, i(p) + \frac{R_\mu \times L_e\, p}{R_\mu + L_e\, p}\, i(p) + Bl\, p\, x(p) \qquad [\mathrm{V}] \tag{2.3a}$$

$$\begin{aligned} F(p) &= Bl \times i(p) \qquad [\mathrm{N}] \\ &= M_{ms}\, p^2 \times x(p) + R_{ms}\, p \times x(p) + \frac{1}{C_{ms}}\, x(p) \qquad [\mathrm{N}] \end{aligned} \tag{2.3b}$$

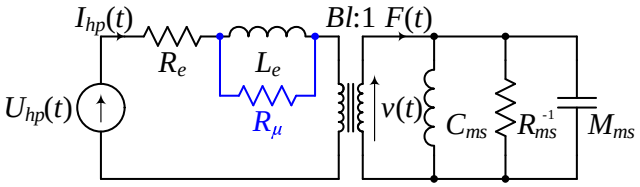


Figure 2.7 – Schéma d'un haut-parleur sur écran infini avec $R\mu$.

Grâce à cette schématisation (et mise en équation), il est possible d'extraire un premier résultat intéressant pour les électroniciens : l'impédance du haut-parleur. Dans la sect. 2.1, p. 50 était présentée une mesure d'impédance de micro-haut-parleur (cf. Fig. 2.1). l'Eq. (2.4) caractérise l'impédance d'un haut-parleur et nous indique que sa fréquence de résonance vaut : $F_S = 1/2\pi \sqrt{1/\left(M_{ms} C_{ms}\right)}$.

$$Z(p) = (R_e + Z_e)\, \frac{p^2 + \frac{Bl^2 + (R_e + Z_e)\cdot R_{ms}}{(R_e + Z_e)\cdot M_{ms}}\, p + \frac{1}{C_{ms}\cdot M_{ms}}}{p^2 + \frac{R_{ms}}{M_{ms}}\, p + \frac{1}{C_{ms}\cdot M_{ms}}} \tag{2.4a}$$

$$\text{Avec} \quad Z_e = \frac{R_\mu \cdot L_e \cdot p}{R_\mu + L_e \cdot p} \tag{2.4b}$$

Note : afin de ne pas surcharger le document, un exemple de tracé d'impédance sera présenté plus loin dans le document en Fig. 2.19, p. 67.

2.3.2 Schématisation petits/larges signaux

A ce stade, pour améliorer davantage la modélisation, il faut revenir sur une hypothèse définie lors du § 2.2.1 à la p. 52. L'hypothèse supposait que tous les paramètres du haut-parleur étaient constants sur toute sa plage de fonctionnement. Or, comme le présente la Fig. 2.8 il est possible de différencier deux plages de fonctionnement. La première que nous nommons « petits signaux » qui, comme son nom l'indique, représente le fonctionnement du haut-parleur dans lequel est injecté des signaux de faible amplitude. Cette zone représente la plage dans laquelle le haut-parleur fonctionne en mode piston. La seconde plage, également appelée « larges signaux » représente le fonctionnement du haut-parleur dans lequel sont injectés des signaux de forte amplitude[7]. Comme nous allons le voir dans la

7. Pour avoir une approximation de la limite entre petits et larges signaux, W. Klippel [39, p. 11, diapo. 22] l'estime à 10 % du déplacement maximal de la partie mobile, x_{MAX}.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

section suivante, pour modéliser le haut-parleur dans cette zone, il va falloir tenir compte du déplacement de la partie mobile.

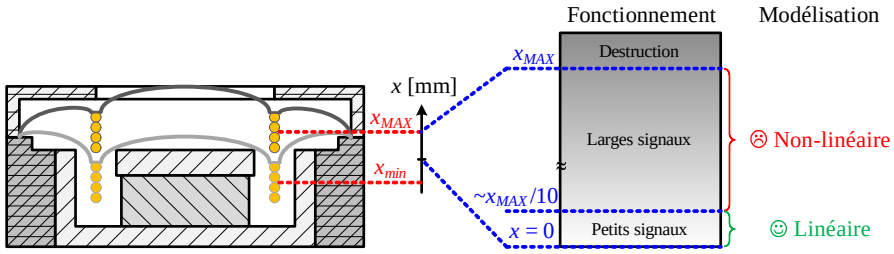


Figure 2.8 – Plage de fonctionnement d'un haut-parleur.

2.3.3 Non-linéarités en fonction du déplacement

La Fig. 2.9 présente une coupe schématique d'un micro-haut-parleur électrodynamique à bobine mobile (avec une photographie du micro-haut-parleur *RA11x15x3.5 DONAU* démonté). Son fonctionnement a été décrit dans le § 1.2.2.3 (il existe de nombreuses similitudes avec la Fig. 1.11, p. 21). Cette coupe schématique illustre le haut-parleur dans sa position de repos ($x = 0$). On considère un déplacement positif ($x > 0$) lorsque la bobine se déplace vers le haut (vers l'extérieur).

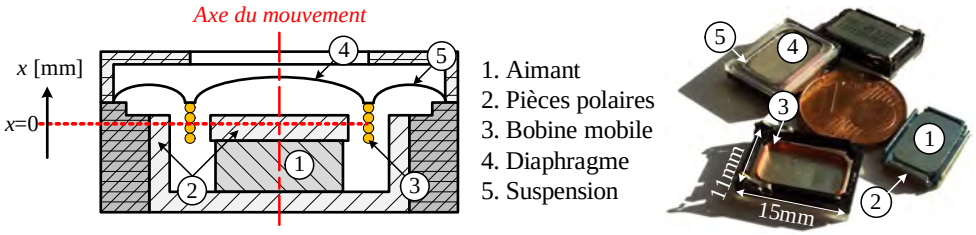


Figure 2.9 – Coupe schématique d'un micro-haut-parleur.

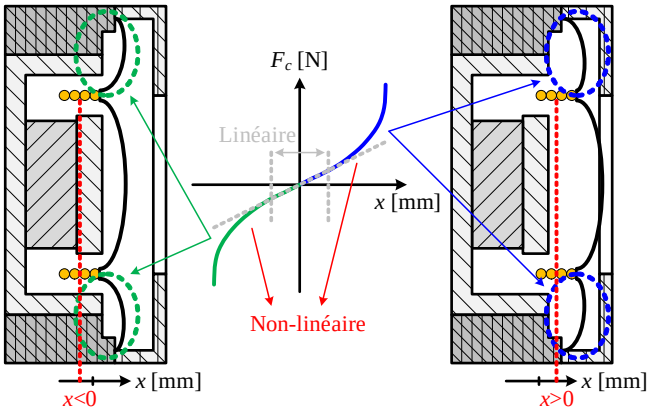
Compliance $C_{ms}(x)$ ou raideur $K_{ms}(x)$: Dans le § 1.2.1, nous avons vu que la force élastique de rappel (cf. Eq. (1.3b), p. 14) dépend de l'élongation, ξ, et de la raideur, K. Pour avoir une élongation linéaire (en appliquant une force linéaire), nous avons supposé que la compliance $(1/K)$ est constante. Mais ce n'est pas le cas comme l'indique la mesure présentée en Fig. 2.10b. En effet, en observant la Fig. 2.10a, la suspension possède une limite dans son élasticité. Ce paramètre devra être pris en compte dans la modélisation du haut-parleur afin d'introduire les perturbations dues à la non-linéarité de la suspension fonction de la position de la membrane[8]. Pour cela, en partant par exemple de la mesure

8. Il est également intéressant de noter qu'il existe des variations dues à la fréquence du signal appliquée au haut-parleur [42] mais nous n'allons pas en tenir compte car $C_{ms}(f)$ est négligeable par rapport à $C_{ms}(x)$.

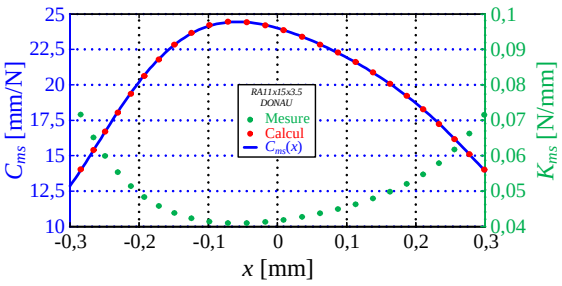
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

présentée en Fig. 2.10b, une régression polynômiale sera mise en place comme présenté en Eq. (2.5) avec C_{ms_0} la valeur de la compliance au repos et p l'ordre du polynôme.

$$C_{ms}(x) = C_{ms_0} + \sum_{n=1}^{n=p} \left(C_{ms_n}\, x^n\right) \tag{2.5}$$



(a) Force élastique de rappel vs. déplacement



(b) Compliance et raideur vs. déplacement

Figure 2.10 – Non-linéarité $C_{ms}(x)$: origine et mesure.

Coefficient de couplage électrodynamique $Bl(x)$: Rappelons que le coefficient de couplage électrodynamique [9] décrit le couplage entre le côté mécanique et électrique du modèle (cf. § 1.2.2.3, p.21). Comme le présente la Fig. 2.11a, si les spires de la bobine quittent l'entrefer, le facteur de force diminue car l'induction magnétique moyenne, B_{moy} diminue et la longueur efficace, l_{eff} diminue.

La mesure d'un coefficient de couplage, Bl, en fonction du déplacement, x est présenté en Fig. 2.11b. Dans cet exemple, il est possible de constater deux choses :

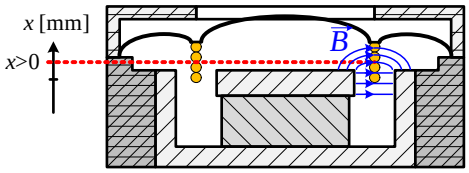
- La bobine possède un maximum à $x = -0,15$ mm parce que la bobine n'est pas parfaitement centrée dans l'entrefer ;
- Le maximum n'est pas constant (même valeur de Bl) sur une plage du déplacement ce qui signifie que la bobine est inférieure ou égale (en hauteur) à l'épaisseur de l'aimant (comme l est fixe, B décroit forcément).

9. également appelé facteur de force

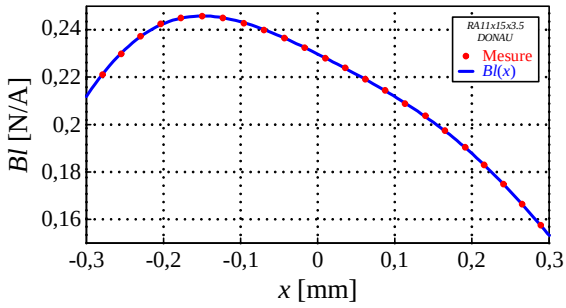
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Avec une différence de 30 % entre le maximum et le minimum de Bl sur la plage $\pm\, 0,3$ mm, il semble critique d'incorporer ce paramètre non-linéaire dans le modèle.
La fonction non-linéaire est invariable en fonction du temps et peut également être représentée par une régression polynômiale (Eq. (2.6)).

$$Bl\,(x) = Bl_0 + \sum_{n=1}^{n=p} (Bl_n\, x^n) \tag{2.6}$$



(a) $Bl(x)$: origine de la non-linéarité



(b) Coefficient de couplage vs. déplacement

Figure 2.11 – Non-linéarité $Bl(x)$: origine et mesure.

Note : dans la modélisation, il ne faut pas oublier l'impact de la non-linéarité sur la force électromotrice (cf. Eq. (1.15) à la page 20), qui se traduit par l'Eq. (2.7).

$$U_{FEM} = Bl\,(x) \times v \qquad [\mathrm{V}] \tag{2.7}$$

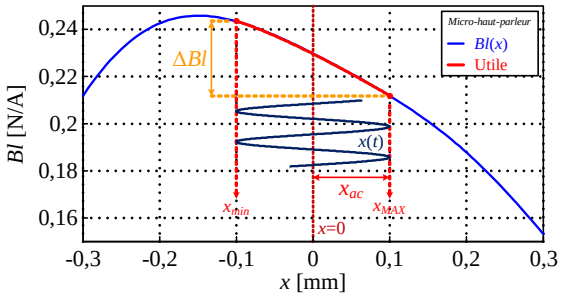
Toujours en rapport avec le facteur de force, un autre phénomène à ajouter au modèle concerne l'ajustement de la position de la bobine par rapport à sa position de repos. En observant la Fig. 2.11b, nous pouvons constater que la position de repos ($x = 0$) de la bobine ne correspond pas au maximum du facteur de force (est-ce un défaut de conception ou de fabrication ?). Dans le paragraphe suivant, nous allons montrer l'importance d'ajuster la bobine par rapport au maximum de Bl.

Évaluation du décalage propre de la bobine : La Fig. 2.12a présente une mesure de Bl en fonction du déplacement. La Fig. 2.12b, qui schématise le micro-haut-parleur au repos, montre que la bobine n'est pas parfaitement centrée par rapport au maximum du champ magnétique. Afin de ne pas se positionner dans un cas de figure pouvant générer des perturbations supplémentaires, nous allons effectuer nos simulations en centrant la

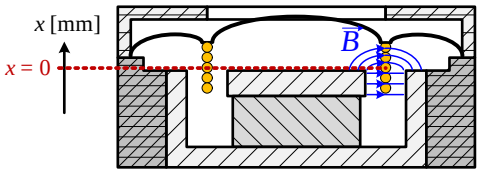
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

bobine sur le maximum du facteur de force [39, p. 176, diapo. 51] [10] [11]. Nous allons donc utiliser un paramètre supplémentaire, nommé x_{offset} qui représente le décalage artificiel de la bobine (ou de l'aimant). L'objectif d'utiliser x_{offset} dans le modèle, est de maintenir la valeur du facteur de force aussi symétrique que possible.

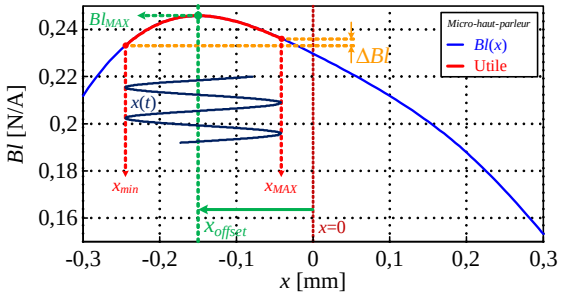
A titre d'exemple, la Fig. 2.12a présente une simulation avec un déplacement d'amplitude crête $x_{ac} = 0,1$mm et $x_{offset} = 0$ mm (c'est-à-dire sans ajustement) tandis que la Fig. 2.12c montre une simulation avec la même amplitude x_{ac} mais avec x_{offset} égale à la position du maximum de Bl (dans ce cas $x_{offset} \approx 0,15$ mm). Nous observons une variation maximale de Bl, $\Delta Bl = 12$ % (entre x_{min} et x_{MAX}) sur la Fig. 2.12a et un $\Delta Bl = 1,1$ % sur la Fig. 2.12c. Cet exemple confirme l'avantage d'utiliser un système pour régler la position de la bobine (notez que la norme CEI 62458 recommande un $\Delta Bl \leq 5$ %). En raison d'une variation possible élevée de ΔBl, il sera nécessaire d'intégrer ce phénomène dans le modèle.



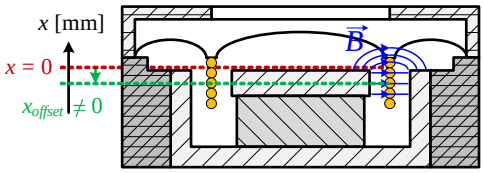
(a) $Bl(x)$.



(b) Coupe schématique d'un micro-haut-parleur sans ajustement de la bobine



(c) $Bl(x)$ avec ajustement.



(d) Coupe schématique d'un micro-haut-parleur avec ajustement de la bobine.

Figure 2.12 – Ajustement de la position de la bobine.

Le Prof. Guy Lemarquand, acousticien dans le projet SAIPON, a également pointé du doigt un autre phénomène en posant la question suivante : est-ce qu'un offset [12] supplé-

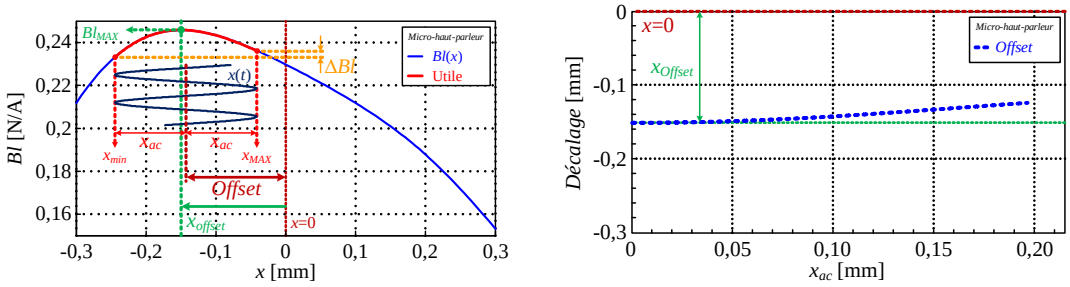
10. Remarque : quand le champ est asymétrique, la position de la bobine se décalera automatiquement, créant ainsi un offset en direction du maximum du champ.

11. Note : dans le projet SAIPON, la position de l'aimant n'est pas figée par rapport à la position de la bobine, il est donc facilement imaginable d'ajuster la position de l'aimant en ajoutant par exemple un espaceur afin que la bobine soit centrée dans le flux magnétique

12. Pour le décalage propre de la bobine, l'auteur se permettra d'utiliser l'anglicisme « *offset* ».

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

mentaire apparaît malgré l'ajustement de la position de la bobine ? Ce qu'il essayait de déterminer par là, c'est que, comme le facteur de force n'est que très rarement symétrique par rapport à son maximum, il existe toujours un offset. Il est possible de s'en rendre compte dans la Fig. 2.13. La figure de gauche représente le facteur de force en fonction du déplacement. Effectivement, un décalage supplémentaire noté *Offset* apparaît. En faisant varier l'amplitude du déplacement, il a été possible de tracer la Fig. 2.13b. Cette figure représente le décalage en position [13] de la valeur moyenne du déplacement en fonction de l'amplitude du signal mesuré.



(a) Exemple de décalage obtenu par simulation. **(b)** Décalage en fonction de l'amplitude du déplacement.

Figure 2.13 – Différents résultats de simulations de l'offset.

Pour synthétiser la partie décalage de la bobine, malgré l'ajustement de la position de la bobine (grâce à x_{offset}), un léger décalage propre de la bobine ($Offset$) produira toujours des perturbations acoustiques. Dans le paragraphe suivant, nous allons toujours nous intéresser à la bobine mais en étudiant les variations de l'inductance propre, dépendante du courant et du déplacement.

Inductance propre de la bobine $L_e(x, i_L)$: Le courant dans la bobine produit un champ magnétique, pénétrant l'aimant, les pièces polaires et l'air. Le flux magnétique dépendant de la position de la bobine et de l'intensité du courant. [37, 38, 43] donnent des pistes pour la modélisation de $L_e(x, i_L)$.

Dans un premier temps, observons la dépendance de l'inductance au courant ($L_e(i_L)$). Elle est due à la relation non-linéaire entre l'intensité du champ magnétique H et la densité de flux (l'induction) $B = \mu(i_L)H$ comme illustré en Fig. 2.14. Ce tracé de la densité de flux par rapport au champ magnétique du circuit magnétique montre que la perméabilité dépend du courant dans la bobine, i_L.

En ce qui concerne la dépendance de l'inductance au déplacement ($L_e(x)$), si la bobine est située dans l'air au-dessus de l'entrefer, l'inductance est plus faible que lorsqu'elle est en-dessous de l'intervalle dans lequel le matériau se compose de l'acier (les pièces polaires

13. par rapport à la position initiale (x_{offset})

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

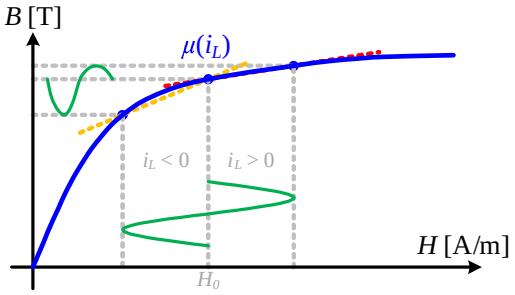
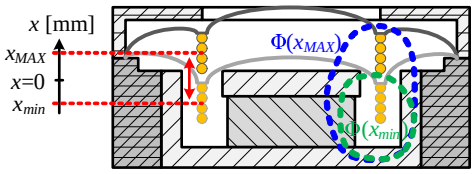


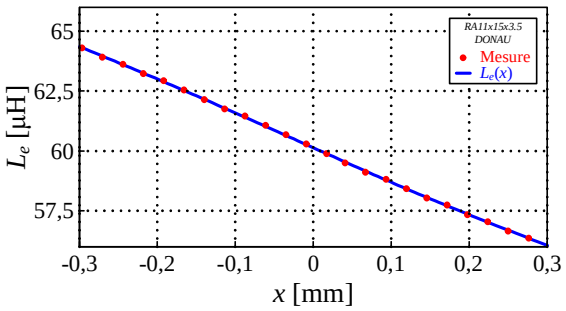
Figure 2.14 – Densité de flux B par rapport au champ magnétique H.

diminuent la résistance magnétique). Ce phénomène est schématisé dans la Fig. 2.15a et un exemple de mesure d'inductance en fonction de sa position (du déplacement) est présenté en Fig. 2.15b. Comme pour $C_{ms}(x)$ et $Bl(x)$, la fonction non-linéaire $L_e(x)$ peut également être représentée par une régression polynômiale (Cf. Eq. (2.8)).

$$L_e(x) = L_{e_0} + \sum_{n=1}^{n=p} (L_{e_n} x^n) \tag{2.8}$$



(a) $L_e(x)$: origine de la non-linéarité



(b) Inductance propre de la bobine vs. déplacement

Figure 2.15 – Non-linéarité $L_e(x)$: origine et mesure.

Ensuite, le coefficient d'induction magnétique de la bobine $L(t)$ peut être défini par le rapport du flux du champ magnétique $\Psi(t)$ et le courant $i(t)$ qui le crée, $L(t) = \Psi(t)/i(t)$. La différence de potentiel apparaissant grâce à l'effet d'auto-induction dans la bobine est $u_L(t) = d\Psi(t)/dt$ (loi de Faraday) ; en d'autres termes, si L est constant, $u_L(t) = L \times di_L(t)/dt$. Dans le cas du haut-parleur, l'Eq. (2.9) est utilisée pour représenter la différence de potentiel non-linéaire (cf. [44, p. 7–9, Appendix 1]). Cette équation est divisée en deux parties : la première est la partie linéaire (avec l'inductance constante remplacée par bobine mobile dépendante du déplacement) et la seconde partie peut être considérée

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

comme un générateur de tension, fonction du déplacement de la bobine et du temps.

$$u_L\left(t, x\left(t\right)\right) = \frac{i_L\left(t\right) + L_e\left(x\left(t\right)\right)}{dt} = L_e\left(x\left(t\right)\right)\frac{di_L\left(t\right)}{dt} + i_L\frac{L_e\left(x\left(t\right)\right)}{x\left(t\right)}\frac{dx\left(t\right)}{dt} \qquad [\mathrm{V}] \quad (2.9)$$

En raison du principe de conservation de l'énergie, l'énergie magnétique dans une bobine, W_{mag}, vaut :

$$W_{mag} = 1/2\Psi^2(t)/L_e = 1/2 \times L_e \times i_L^2(t) \qquad [\mathrm{J}] \quad (2.10)$$

Cette énergie est proportionnelle au carré du courant et ne peut pas changer brusquement. Dans le cas d'une diminution de la valeur de l'inductance avec un courant constant, l'excès d'énergie fournit une force qui tend à tirer la bobine dans sa position précédente. l'Eq. (2.11) représente la conversion de l'énergie qui va forcer la bobine à se déplacer le long de l'axe du déplacement (l'axe de x). Ce phénomène également appelé force de réluctance, F_r, sera ajouté dans le modèle non-linéaire du haut-parleur.

$$F_r\left(x\left(t\right), i_L\left(t\right)\right) = -\,\partial_\xi\, W_{mag}\left(t\right) \equiv \frac{1}{2}\, i_{_L}^2\left(t\right)\frac{dL_e\left(x\right)}{dt} \qquad [\mathrm{N}] \quad (2.11)$$

Pour la bobine, les paramètres non-linéaires à prendre en compte dans la modélisation, en plus de la résistance R_μ déjà présentée dans le § 2.3.1, p. 56, sont donc :

– L'inductance propre de la bobine, $L_e(x, i_L)$

– La force de réluctance, F_r

Intégration des non-linéarités dans le modèle : En recensant tous les paramètres non-linéaires présentés dans le § 2.3.3 et en les ajoutant dans les Eq. (2.3) et à la Fig. 2.7, on obtient les Eq. (2.12) et le modèle présenté dans la Fig. 2.16 [14]. En plus du modèle de T&S sont présents : R_μ, $C_{ms}(x)$, $Bl(x)$, $L_e(x, i_L)$ et F_r.

$$U\left(t\right) = R_e\, i\left(t\right) + \frac{R_\mu\, L_e\left(x, i_L\right)\frac{\partial i_L(t)}{\partial t}}{R_\mu + L_e\left(x, i_L\right)\frac{\partial i_L(t)}{\partial t}}\, i\left(t\right) + Bl\left(x\right)\, v\left(t\right) \qquad [\mathrm{V}] \quad (2.12a)$$

$$\begin{aligned} F\left(t\right) &= Bl\left(x\right) \times i\left(t\right) \qquad [\mathrm{N}] \\ &= M_{ms}\, a\left(t\right) + R_{ms}\, v\left(t\right) + \frac{1}{C_{ms}\left(x\right)}\, x\left(t\right) - \frac{1}{2}\, i_L^2\left(t\right)\frac{dL_e\left(x\right)}{dx\left(t\right)} \qquad [\mathrm{N}] \end{aligned} \quad (2.12b)$$

Comme présenté en Fig. 2.17, la mise en équation a permis d'implémenter, sous forme de schéma bloc, le modèle du haut-parleur electrodynamique contrôlé en tension sous Simulink (comme nous l'avions déjà fait en Fig. 2.6, p. 55).

Pour implémenter les non-linéarités, l'auteur a effectué des régressions linéaires sur les Fig. 2.10b, 2.11b et 2.15b afin de les incorporer au modèle.

14. Modèle également utilisé dans [41, 45].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

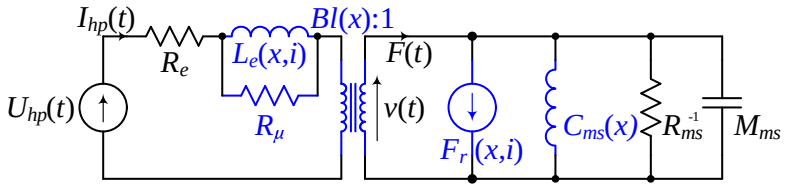


Figure 2.16 – Schéma d'un haut-parleur sur écran infini avec non-linéarités.

Prenons comme exemple le paramètre non-linéaire $Bl(x)$; Le bloc « Fonction Bl(x) » calcule le facteur Bl en fonction de la régression $Bl(x)$:

– L'entrée « x_in » fournit la position de l'équipage mobile à l'instant t ($\equiv x(t)$)
– L'entrée « pf_Bl » fournit l'équation polynômiale (cf. Eq. (2.6))
– Il en résulte la valeur du couplage électrodynamique (sortie « Bl_x ») tenant compte de sa position ($\equiv Bl(x)$).

Note : Le même principe est appliqué pour $C_{ms}(x)$ et $L_e(x)$ avec les blocs « Fonction Cm(x) » et « Fonction Le(x) ».

Le dernier paramètre non-linéaire présenté dans l'Eq. (2.12) est la dérivée de l'inductance de la bobine par rapport à sa position. Tout comme pour $L_e(x)$, une régression polynomiale est extraite, puis dérivée avant d'être couplée avec la position dans le bloc « Fonction dLe(x)/dx ». Grâce à cette modélisation, il est maintenant possible d'analyser les signaux et de quantifier les distorsions harmoniques du système. Une étude approfondie de ces résultats sera présentée dans le chapitre 3, mais avant cela, une validation de la modélisation est nécessaire.

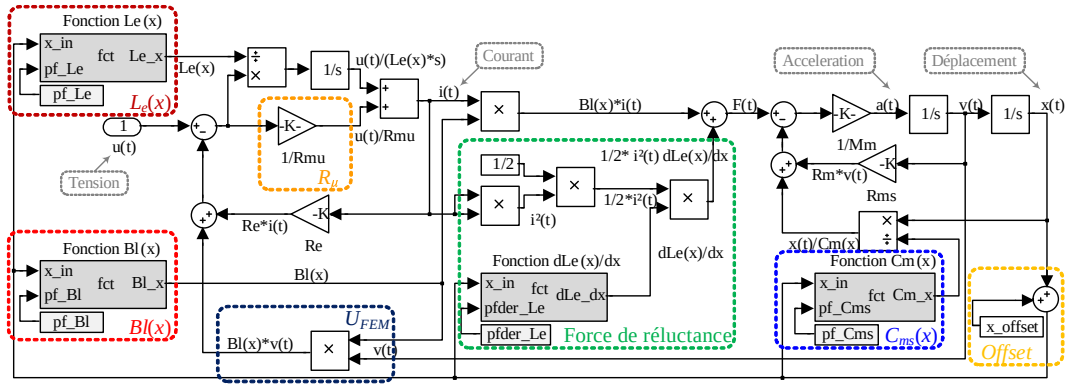


Figure 2.17 – Modèle Simulink d'un haut-parleur avec paramètres non-linéaires.

2.3.4 Validation du modèle enrichi

Afin de valider le modèle du haut-parleur, nous allons le confronter à celui présenté dans la publication de P.G. Mills et M.J. Hawksford [1]. Cette publication n'a pas été choisie au hasard. On y trouve tous les paramètres linéaires du haut-parleur *Celestion SL600* ainsi

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

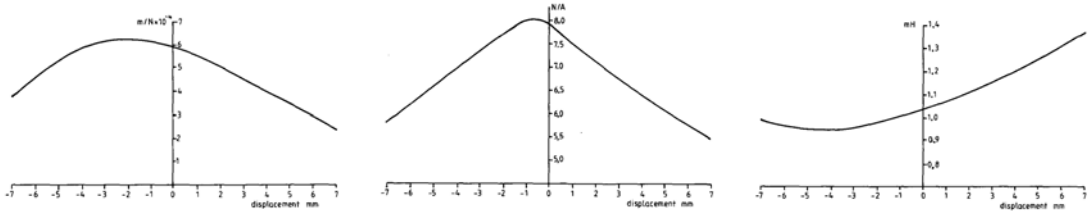
que les courbes des paramètres non-linéaires ($Bl(x)$, $C_{ms}(x)$ et $L_e(x)$. Malheureusement, cette modélisation ne tient pas compte des pertes par courant de Foucault ni de la force de réluctance (nous « déconnecterons » R_{mu} ainsi que F_r lors de notre simulation). Dans un premier temps nous allons rappeler les paramètres (linéaires et non-linéaires) utiles, puis comme nous sommes dans les mêmes conditions que dans [1], nous allons ensuite confronter les résultats obtenus.

Paramètres : Les paramètres linéaires utilisés sont extrait de [1, Table 1, p.130] et présentés dans le tableau 2.1.

Paramètres	Valeurs	Unités
R_e	7	Ω
$L_{e(x=0)}$	$1,04 \times 10^{-3}$	H
R_μ	1	Ω
$Bl_{(x=0)}$	7,8	N/A
R_{ms}	2,43	kg/s
M_{ms}	$18,3 \times 10^{-3}$	kg
$C_{ms(x=0)}$	$0,6 \times 10^{-3}$	m/N

Tableau 2.1 – Paramètres linéaires du haut-parleur [1, p.130, Table 1].

Les paramètres non-linéaires utilisés sont $C_{ms}(x)$, $Bl(x)$ et $L_e(x)$ (cf. Fig. 2.18) et leurs régressions polynomiales seront extraites de cette figure (avec un polynome d'ordre 30 [15]).



(a) $C_{ms}(x)$ **(b)** $Bl(x)$ **(c)** $L_e(x)$

Figure 2.18 – Paramètres non-linéaires du haut-parleur [1, p.130, Fig.1].

Remarque : pour connaître l'impédance du haut-parleur, l'auteur s'est basé sur l'Eq. (2.4a) et a tracé le résultat en Fig. 2.19. Grâce à cette courbe d'impédance, on constate que le haut-parleur en question n'est pas un micro-haut-parleur mais comme la modélisation s'applique à tout type de haut-parleur électrodynamique, cela ne pause pas de problème car le but de la manipulation est de valider le modèle.

15. Ordre identique à celui de la revue [1, p.132] « *A 30th-order approximation to each function was deemed necessary* ».

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Résultats : Pour la validation à proprement parler, l'auteur s'est mis dans les conditions de la figure [1, Fig.4, p.132] c'est-à-dire avec un signal sinusoïdal de fréquence 100 Hz et un courant de 1 $A_{crête}$.

Le premier résultat est le tracé de la courbe d'impédance [16], présenté en Fig. 2.19, qui nous fournit, par exemple, des informations sur le type de haut-parleur (ici woofer/midrange [17]). L'impédance nous permet également d'estimer la tension, u_{HP}, à appliquer aux bornes du haut-parleur afin d'avoir un courant, i_{HP}, de 1 $A_{crête}$ (à la fréquence de 100 Hz, $|Z| = 10.65\Omega \Rightarrow U_{HP} = 10.65\text{V}$ pour avoir $i_{HP} = 1\text{A}$).

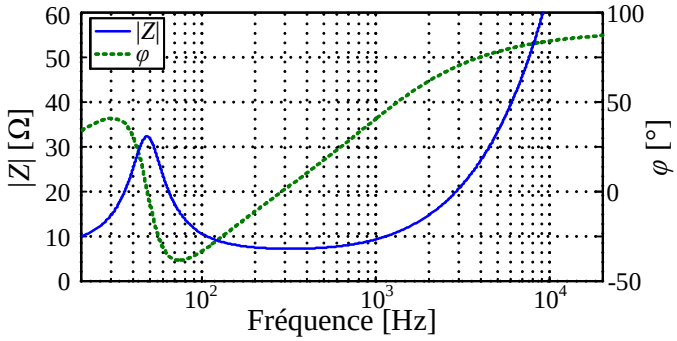
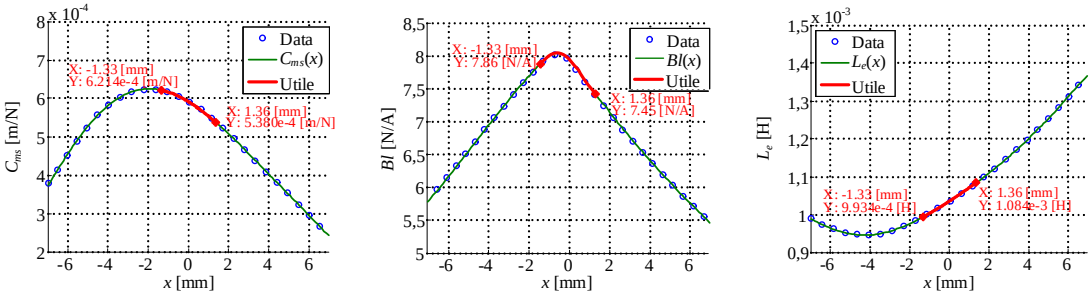


Figure 2.19 – $|Z|$ et φ en fonction de la fréquence.

Le second résultat est présenté en Fig. 2.20a, 2.20b et 2.20c. Ces courbes de non-linéarités, respectivement $C_{ms}(x)$, $Bl(x)$ et $L_e(x)$, sont identiques à celles de [1, p.130, Fig.1] présentées en Fig. 2.18 ce qui signifie que la régression polynômiale fonctionne. Pour se rendre compte des variations réelles des paramètres non-linéaires, l'auteur a également tracé la plage utile [18] pour chaque non-linéarité. Cette plage utile est directement liée à la Fig. 2.21a.



(a) $C_{ms}(x)$ **(b)** $Bl(x)$ **(c)** $L_e(x)$

Figure 2.20 – Paramètres non-linéaires en fonction du déplacement.

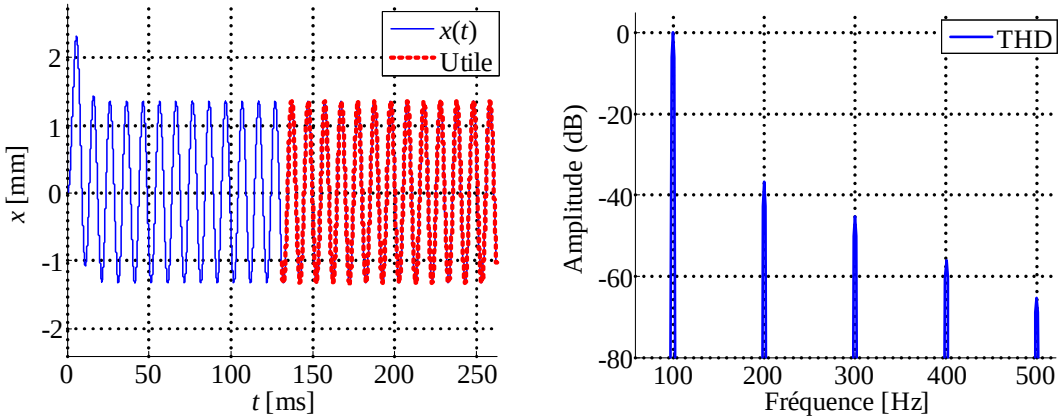
Une multitude de courbes peuvent être tracées mais l'auteur a choisi de présenter une courbe du déplacement de la partie mobile en fonction du temps en Fig. 2.21a. Cette

16. Courbe basée sur l'Eq. (2.4), p. 57 c'est-à-dire non dépendante du déplacement.
17. Cf. glossaire à la page xxiii.
18. Plage utile en régime établi.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

courbe est intéressante par le fait qu'elle montre que le haut-parleur va mettre un certain temps avant de se « stabiliser » dans un régime sinusoïdal [19].

Le dernier résultat est présenté dans la Fig. 2.21b, qui représente une amplitude spectrale obtenue par transformée de Fourier de l'accélération [20], servant de comparaison avec [1, p.132, Fig.4]. Les valeurs obtenues par la modélisation sont très proches de celles stipulées dans la publication. Nous pouvons donc en conclure que la modélisation du haut-parleur électrodynamique à bobine mobile est correcte et nous permet de penser qu'elle est utilisable pour tous types de haut-parleur (Bass, midrange, tweeter, micro-speaker, etc.) basé sur ce principe d'actionnement.



(a) $x(t)$ **(b)** Amplitude spectrale de a.

Figure 2.21 – Déplacement et amplitude spectrale.

19. Avec comme condition initiale $x = 0$ à l'instant $t = 0$. Notons également que seules les valeurs en régime sinusoïdal établi seront utilisées pour les calculs de FFT.

20. Nous aurions très bien pu prendre le déplacement ou la vitesse mais rappelons que l'accélération est directement proportionnelle à la puissance acoustique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

2.4 Conclusion de la modélisation

Dans ce chapitre a été présenté un modèle de haut-parleur électrodynamique à bobine mobile contrôlé en tension, représenté par un ensemble complet de paramètres basés sur un nombre minimal de mesures. Les paramètres en question sont :

– la résistance équivalente aux pertes dans le moteur, R_e ;
– l'inductance propre de la bobine, L_e ;
– le coefficient de couplage électrodynamique, Bl ;
– la compliance mécanique qui correspond à la suspension, C_{ms} ;
– la résistance mécanique de pertes (frottements), R_{ms} ;
– la masse du système mobile, M_{ms} ;

La prise en compte des principales non-linéarités a permis d'enrichir la modélisation. Ces non-linéarités sont regroupées de façon synthétique dans le tableau 2.2.

Non-linéarité	Impact	Interaction
C_{ms}	Force de rappel élastique non-linéaire $F_c = \xi/C_{ms}(x)$	x
Bl	Perturbation dans la force magnétique $F = Bl\,(x) \times i$	x et i
	Amortissement non-linéaire causé par la force contre-électromotrice $U_{FEM} = Bl(x) \times v$	x et v
L_e	Les courants de Foucault créent des pertes Joule : R_μ	i
	La dérivée temporelle du flux magnétique $\Psi = L \times i$ génère une tension induite (auto-induction dans la bobine)	i
	La force réluctante, $F_r = 1/2 \cdot i^2(t) \cdot dL_e(x)/dt$, perturbe le déplacement	x et i

Tableau 2.2 – Vue d'ensemble des principales non-linéarités (HP électrodyn.).

Tous ces paramètres (linéaires et non-linéaires) ont été schématisés en Fig. 2.16 puis modélisés à l'aide de l'outil de résolution numérique Simulink comme présenté dans la Fig. 2.17, p. 65 (modélisation validée dans la sect. 2.3.4). Cette modélisation permet d'évaluer la non-linéarité intrinsèque du haut-parleur et de connaître sa cause. Les premiers résultats montrent que le taux de distorsion harmonique intrinsèque au haut-parleur ($\simeq 1\%$ [21]) est supérieur à celui d'un amplificateur ($\simeq 0.1\%$ [22]).

Maintenant que nous avons vu comment modéliser ce type de haut-parleur, et surtout qu'il est possible de quantifier ses distorsions, est-il possible d'améliorer le lien entre l'amplificateur et le haut-parleur ?

21. cf. Fig. 2.21b, p. 68
22. cf. tableau 1.5, p. 44

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Une piste à explorer pour répondre à cette question se base sur une question plus précise : est-ce qu'une amélioration, en terme de distorsions, est envisageable avec un contrôle différent d'un contrôle en tension ? En examinant le schéma présenté en Fig. 2.16 à la p. 65, il est possible d'observer que la force exercée sur la membrane est directement proportionnelle au courant (lorsque la force de réluctance est négligée). Le contrôle en tension est la technique la plus courante, mais il est également possible d'imposer un courant dans la bobine du haut-parleur ce qui permettrait de s'affranchir d'un paramètre non-linéaire c'est-à-dire s'affranchir de l'inductance propre de la bobine. Le chapitre suivant va donc confronter ces deux types de contrôles (tension vs. courant).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Figures

2.1 Mesure d'impédance de micro-haut-parleur. 50
2.2 Puissance de sortie en fonction de la résistance de charge. 51
2.3 Schéma d'un haut-parleur sur écran infini. 52
2.4 Schématisation électrique d'un haut-parleur. 54
2.5 Schéma bloc d'un haut-parleur électrodynamique. 54
2.6 Modèle Simulink d'un haut-parleur électrodynamique. 55
2.7 Schéma d'un haut-parleur sur écran infini avec $R\mu$. 57
2.8 Plage de fonctionnement d'un haut-parleur. 58
2.9 Coupe schématique d'un micro-haut-parleur. 58
2.10 Non-linéarité $C_{ms}(x)$: origine et mesure. 59
2.11 Non-linéarité $Bl(x)$: origine et mesure. 60
2.12 Ajustement de la position de la bobine. 61
2.13 Différents résultats de simulations de l'offset. 62
2.14 Densité de flux B par rapport au champ magnétique H. 63
2.15 Non-linéarité $L_e(x)$: origine et mesure. 63
2.16 Schéma d'un haut-parleur sur écran infini avec non-linéarités. 65
2.17 Modèle Simulink d'un haut-parleur avec paramètres non-linéaires. 65
2.18 Paramètres non-linéaires du haut-parleur [1, p.130, Fig.1]. 66
2.19 $|Z|$ et φ en fonction de la fréquence. 67
2.20 Paramètres non-linéaires en fonction du déplacement. 67
2.21 Déplacement et amplitude spectrale. 68

Tableaux

2.1 Paramètres linéaires du haut-parleur [1, p.130, Table 1]. 66
2.2 Vue d'ensemble des principales non-linéarités (HP électrodyn.). 69

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Chapitre 3

Contrôle en tension, ou commande en courant ?

Sommaire

3.1 Introduction au contrôle en courant 75
3.1.1 Non-linéarité de la fonction de transfert tension/courant 75
3.1.2 Analyse des distorsions électriques 76
3.1.3 Réponse en accélération 77
3.2 Comparaison entre les deux contrôles 79
3.2.1 Modélisation d'un haut-parleur contrôlé en courant 79
3.2.2 Analyse des distorsions harmoniques 79
3.2.3 Analyse des distorsions d'intermodulation 83
3.2.4 Influence du contrôle sur les paramètres non linéaires qui affectent l'IMD 85
3.2.5 Analyse transitoire 90
3.3 Conclusion sur le contrôle 93

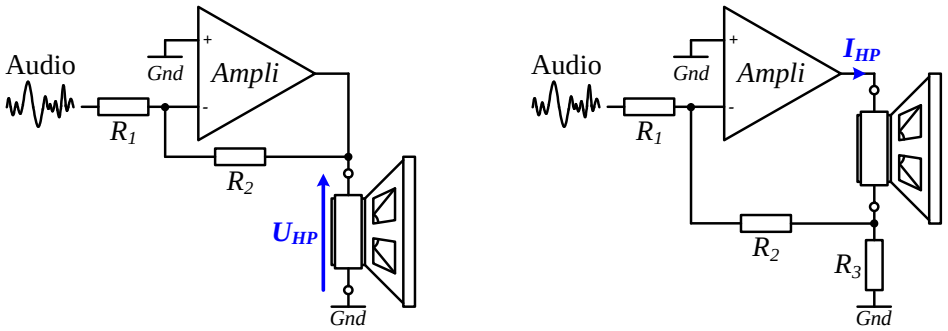
En guise d'introduction à ce chapitre, l'auteur se permet de reprendre quelques lignes extraites de la quatrième de couverture du livre [46] de E. Merilänen : « *Is it indeed possible that the audio power amplifiers of the world operate - and have operated since their inception - on a wrong principle ? Is it also possible that the sonic aberration caused by this gross technical mistake has substantially impaired our experience with loudspeaker produced sound [...] ?* » [1]. Ces quelques lignes provocatrices suscitent des réactions, voir des conflits dans un intérêt précis : l'auteur remet en cause un principe de fonctionnement admis, i.e. le contrôle en tension du haut-parleur, qui a priori serait erroné.

Ce qui est sous-entendu, c'est qu'il n'y a aucune raison valable pour que la tension ait été adoptée comme grandeur de commande d'un haut-parleur. Toujours selon E. Merilänen, c'est à cause de l'héritage historique (probablement pour des raisons économiques et de simplicité). La qualité et les raisons techniques de l'opération n'ont certainement pas

1. Traduction : « Est-il possible qu'à travers le monde, les amplificateurs audio de puissance fonctionnent - et ont fonctionné depuis leur création - sur un principe erroné ? Est-il également possible que l'aberration sonore causée par cette grossière erreur technique ai considérablement altéré notre expérience du son produit par les haut-parleurs [...] ? »

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

influencé ce choix. A cela s'ajoute que les électroniciens sont également plus habitués à travailler avec des signaux électriques en tensions plutôt qu'avec des courants. Donc, malgré le fait que le contrôle en tension soit la technique la plus courante, il serait plus judicieux d'imposer le courant dans la bobine du haut-parleur tel que le présente le schéma simplifié en Fig. 3.1.



(a) Contrôle en tension **(b)** Contrôle en courant

Figure 3.1 – Principe simplifié du contrôle en tension ou en courant.

3

Afin d'entériner ou de démentir l'intérêt d'un contrôle en courant pour les micro-haut-parleurs, dans un premier temps, la sect. 3.1 servira d'introduction au contrôle en courant. Ensuite la sect. 3.2 présentera une modélisation du haut-parleur contrôlé en courant [2] qui sera confrontée à la modélisation du contrôle en tension [3] via une batterie d'analyse sur la qualité de reproduction (THD, IMD, transitoire, réponse à un échelon, etc.). Enfin, la sect. 3.3 nous permettra de conclure sur le type de contrôle à adopter pour le micro-haut-parleur et s'ouvre sur l'axe de recherche suivant : comment ajuster les spécifications électriques de l'amplificateur en se basant sur les performances du haut-parleur ?

2. Note : les différents paramètres des haut-parleurs utilisés lors des simulations sont présentés en annexe dans la sect. B à la page E.
3. Modèle présenté dans le § 2.3.3, p. 65.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

3.1 Introduction au contrôle en courant

E. Merilainen, P. G. Mills, R. Bortoni ou encore A. Knott [1, 46, 47, 48, 49] sont du même avis : il serait plus logique de commander le haut-parleur en courant. Leur raisonnement est le suivant : c'est le courant qui crée l'accélération de la partie mobile [4], qui à son tour produit une pression acoustique en se déplaçant. Sauf qu'actuellement, une très grande majorité des amplificateurs contrôlent le haut-parleur en tension, mais n'affecte qu'indirectement le courant dans la bobine du haut-parleur [5] comme nous pouvons l'observer dans la schématisation présentée en Fig. 3.2. Contrôler un haut-parleur en courant permettrait a priori de réduire les distorsions [1, p. 146, chap. 7] et cette technique serait la solution conseillée [51, p. 19, chap. 6.2] ou encore [47, p 9, These results point out that (...) the use of driving by current source is the most recommended].

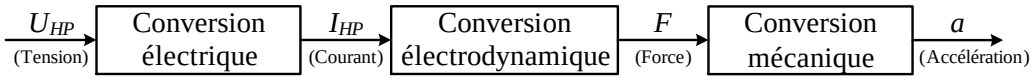


Figure 3.2 – Schéma bloc simplifié d'un haut-parleur.

3

3.1.1 Non-linéarité de la fonction de transfert tension/courant

Dans cette section, nous allons nous intéresser plus particulièrement au bloc "Conversion électrique" présenté en Fig. 3.2 correspondant à la première transformation (tension → courant). Dans le § 2.3.3 à la p. 65 était présentée la Fig. 2.16 qui schématise de façon électrique le haut-parleur. Il est possible d'en extraire la fonction de transfert tension/courant, $Z_{u/i}$, présentée en Eq. (3.1).

$$Z_{u/i} = R_e + \frac{R_\mu \, L_e}{R_\mu + L_e} \qquad [\Omega] \tag{3.1}$$

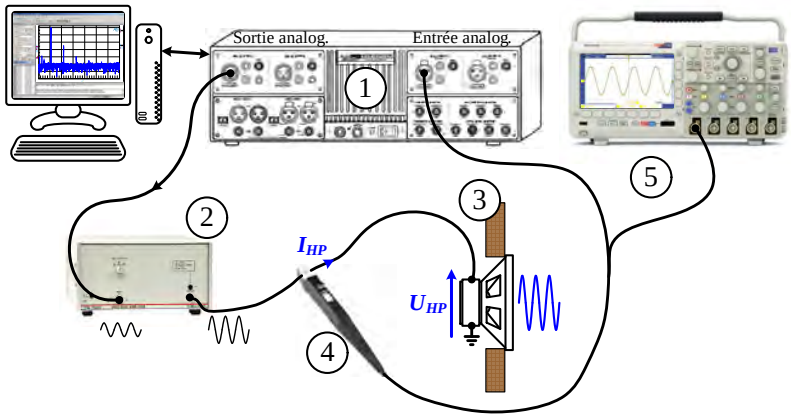
En supposant que l'inductance, L_e, ne varie pas en fonction du déplacement de la bobine [6], celle-ci reste tout de même dépendante au courant qui traverse la bobine $L_e\,(i_L)$. En effet, comme présenté en p. 63, la relation entre l'intensité du champ magnétique H et la densité de flux (l'induction) B est non-linéaire [7]. Comme l'inductance est non-linéaire, celle-ci va probablement créer des perturbations dans la conversion tension/courant, perturbations qui se retrouveront dans la conversion électroacoustique puis dans la conversion mécanique. Le tout est donc de savoir si ces perturbations sont négligeables ou non-négligeables.

4. En Eq. (1.16), p. 21 nous avons vu que $F = Bl \times i$ et d'après la loi de Newton, $F \equiv$ masse×accélération cf. [50].
5. $I_{HP} = U_{HP}/Z$ avec Z défini en Eq. (2.4), p. 57
6. Contrairement à ce que nous avions vu en p. 63.
7. Cf. Fig. 2.14 à la p. 63.

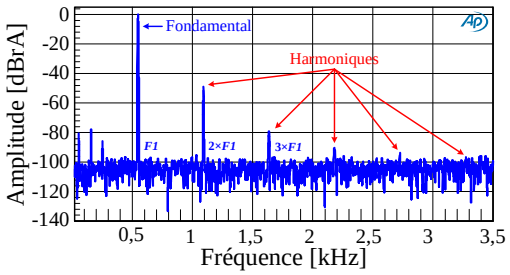
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

3.1.2 Analyse des distorsions électriques

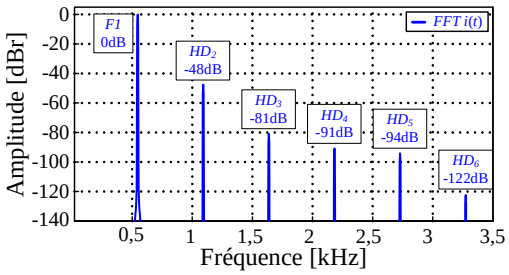
En contrôlant le haut-parleur en tension, si des distorsions se produisent dans le courant $i(t)$ (cf. Fig. 3.6a), nous allons les retrouver directement dans la force appliquée à la membrane (comme nous l'avons vu en Eq. (2.12b) à la p. 64). La Fig. 3.3a présente le dispositif de test qui se compose d'un ordinateur qui commande un analyseur audio *Audio Precision – AP2722* (1) ; d'un amplificateur de puissance à large bande *Toellner TOE7608* (2) ; d'un micro-haut-parleur *NXP – GRACE 14x20x4* fixé sur un support *IEC 268-5 Baffle*[52] (3), d'une sonde de courant *Tektronix – TCP0030* (4) et d'un oscilloscope numérique *Tektronix – DOP 2014* (5). La Fig. 3.3 présente également l'amplitude spectrale du courant mesurée (Fig. 3.3b) et simulée grâce au modèle du haut-parleur commandé en tension (Fig. 3.3c) avec les paramètres du micro-haut-parleur présentés dans les tableaux B.1 et B.2 à la page E.



(a) Banc de caractérisation des distorsions du courant.



(b) Analyse spectrale du courant (mesure).



(c) Analyse spectrale du courant (simulation).

Figure 3.3 – Mesure et simulation du spectre fréquentiel du courant (contrôle en tension).

Dans les figures 3.3b et 3.3c, nous observons de la distorsion harmonique[8]. Cette distorsion d'harmonique est explicitée grâce au taux de distorsion harmonique total, THD, exprimant en dB (ou en %) le rapport de la valeur efficace des composantes harmoniques à la valeur

8. La distorsion harmonique représente l'effet de non-linéarités pour une excitation sinusoïdale qui consiste en des composantes harmoniques, HD, dans la réponse fréquentielle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

efficace globale [9] (cf. Eq. (3.2a), avec A_n, la valeur efficace de la composante d'ordre n, en utilisant au minimum les harmoniques d'ordre 2 à 5 comme le stipule le standard IEC 268-5 [52] i.e. $n_{min} = 5$) [10]. Notons également que la distorsion d'harmonique d'ordre n, qui s'exprime également en dB (ou en %), peut se calculer grâce à l'Eq. (3.2b).

$$\mathrm{THD} = 20 \times \log_{10} \left(\sqrt{\sum_{2}^{n} A_n^2} \Big/ \sqrt{\sum_{1}^{n} A_n^2} \right) \qquad [\mathrm{dB}] \tag{3.2a}$$

$$HD_n = 20 \times \log_{10} \left(A_n / A_1 \right) \qquad [\mathrm{dB}] \tag{3.2b}$$

Le niveau de THD est approximativement de -47 dB ($\approx 0,45$ %) dans les deux cas [11], pour un courant dans la bobine de 20 mA (amplitude spectrale normalisée pour avoir 0 dBr $\equiv$ 20 mA). Rappelons que plus le niveau de THD est faible, meilleure sera la qualité du son. Un niveau de THD de -47 dB est loin d'être une valeur négligeable et ce premier résultat pourrait nous guider directement vers le choix du contrôle en courant qui permet de s'affranchir de la première transformation tension/courant i.e. élimination des composantes harmoniques. Mais cela n'est pas suffisant pour conclure, car cette distorsion est peut-être négligeable par rapport à la transformation électrodynamique puis mécanique. On peut néanmoins conclure à ce stade, que le contrôle en tension semble être moins adapté que le contrôle direct en courant d'un haut-parleur.

Avant d'étudier si ces distorsions sont éliminées en commandant le haut-parleur directement en courant, vérifions si la réponse en accélération est similaire pour les deux types de commande (ce qui revient à vérifier si les pressions acoustiques sont similaires car $a(f) \propto P_a(f)$).

3.1.3 Réponse en accélération

Nous allons focaliser notre travail plus particulièrement sur l'accélération car, comme expliqué dans l'introduction de ce chapitre, c'est l'accélération de la partie mobile qui produit une pression acoustique (en supposant toujours être dans le mode piston, cf. § 1.2.1, p. 12). Rappelons également que pour les hautes fréquences, le haut-parleur ne fonctionne pas tout le temps en mode piston (dû à la présence de modes mécaniques dans la membrane). Mais la commande (courant ou tension) n'améliorera en aucun cas la rigidité de la membrane donc, poser comme hypothèse que le haut-parleur fonctionne comme un

9. Définition extraite de [53, p. 275].

10. Si la composante est mesurée en dBr, il ne faut pas oublier de dénormaliser avant de calculer la valeur efficace.

11. Les Fig. 3.3b et Fig. 3.3c sont quasi identiques (hormis le plancher de bruit ≈ -100 dBrA inhérent à la mesure) ce qui permet de supposer une seconde fois la viabilité du modèle du haut-parleur contrôlé en tension.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

piston est possible dans notre étude. Les Eq. (3.3a) et Eq. (3.3b) sont respectivement la fonction de transfert (en petit signal) de l'accélération par rapport à la tension, et par rapport au courant (en se basant sur les Eqs. (2.3) et (2.4)).

$$Z_{a/u}(p) = \frac{\frac{C_{ms}\,Bl}{Z_e+R_e}p^2}{(C_{ms}\,M_{ms})\,p^2 + \left(\frac{C_{ms}\,Bl^2}{Z_e+R_e} + C_{ms}\,R_{ms}\right)p + 1} \tag{3.3a}$$

$$Z_{a/i}(p) = \frac{C_{ms}\,Bl\,p^2}{(C_{ms}\,M_{ms})\,p^2 + (R_{ms}\,M_{ms})\,p + 1} \tag{3.3b}$$

En guise d'exemple, le diagramme de Bode du module de l'accélération est présenté en Fig. 3.4, se basant sur les paramètres du micro-haut-parleur présentés dans le tableau B.1. Ces courbes permettent d'avoir une idée du débit du diaphragme, qui correspond à une fonction de transfert d'un filtre passe haut du second ordre avec l'abscisse graduée en décade par rapport à la fréquence de résonance. Autour de la fréquence de résonance, F_S, un plus grand dépassement est constaté pour la commande en courant par rapport à la commande en tension. Ce qui est dû au facteur de qualité total, Q_{ts} [12], plus élevé pour le contrôle en courant.

Note : si le facteur de qualité est important, l'amplitude est plus élevée à la fréquence de résonance ⇔ le son sera modifié ⇒ peut nécessiter une protection.

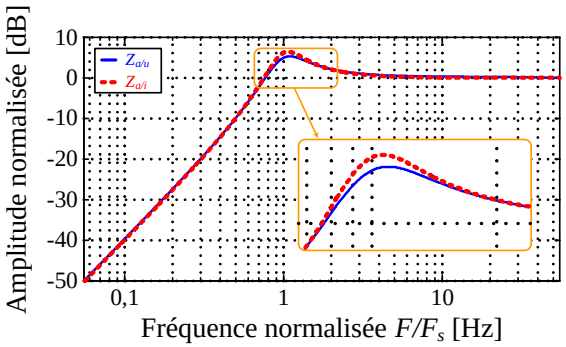


Figure 3.4 – Accélération en fonction de la fréquence.

Maintenant que nous avons démontré que la réponse en accélération est quasi identique pour les deux types de contrôle (il en sera de même pour la puissance et la pression acoustique), nous allons modéliser les haut-parleurs afin d'observer les éventuelles distorsions qui s'ajoutent au signal. De plus, comme il y a moins de paramètres dans l'Eq. (3.3b) que dans l'Eq. (3.3a), la modélisation devrait entériner l'hypothèse que la commande en courant est moins sensible aux variations.

12. $Q_{ts} = Q_{es}Q_{ms}/(Q_{es}+Q_{ms})$, avec Q_{es}, le facteur de qualité électrique et Q_{ms}, le facteur de qualité mécanique [27, p. 12, Eq. 56] ou [53, p. 539, Eq. 9.20].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

3.2 Comparaison entre les deux contrôles

Pour comparer les deux types de contrôle, l'étude se basera sur des résultats de simulations. Afin d'avoir le plus large échantillonnage représentatif des différents signaux pouvant être injectés dans un haut-parleur, la confrontation s'effectuera en termes de distorsion harmonique, de distorsion d'intermodulation mais également à l'aide de signaux transitoires.

3.2.1 Modélisation d'un haut-parleur contrôlé en courant

Avant de pouvoir comparer les deux types de commande, il va falloir dans un premier temps modéliser le haut-parleur contrôlé en courant. Comme nous l'avons déjà vu dans le chapitre précédent, il est possible de modéliser de façon schématique un haut-parleur : la Fig. 2.16, p. 65 présente le schéma d'un haut-parleur commandé en tension. A partir de cette représentation, il est aisé d'en déduire la schématisation du haut-parleur contrôlé en courant (cf. Fig. 3.5). De plus, comme nous l'avions déjà fait dans le §2.3.3 à la page 65 pour la commande en tension, la Fig. 3.6b présente une implémentation du modèle du haut-parleur électrodynamique contrôlé en courant sous Simulink.

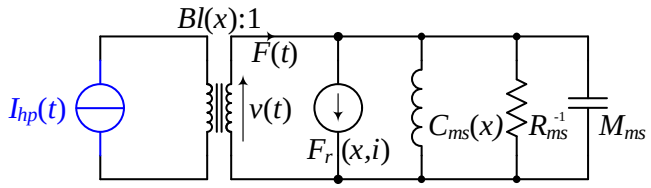


Figure 3.5 – Schéma d'un haut-parleur commandé en courant avec non-linéarités.

En comparant la Fig. 3.6b à la Fig. 3.6a, il est possible d'observer la simplification du modèle : la résistance équivalente de pertes dans la bobine, l'inductance propre du haut-parleur et la résistance équivalente de pertes Foucault disparaissent. Comme le paramètre non-linéaire $L_e(x, i_L)$ n'apparaît plus dans le schéma, il est possible de supposer que le contrôle direct en courant n'est plus fonction de cette non-linéarité.

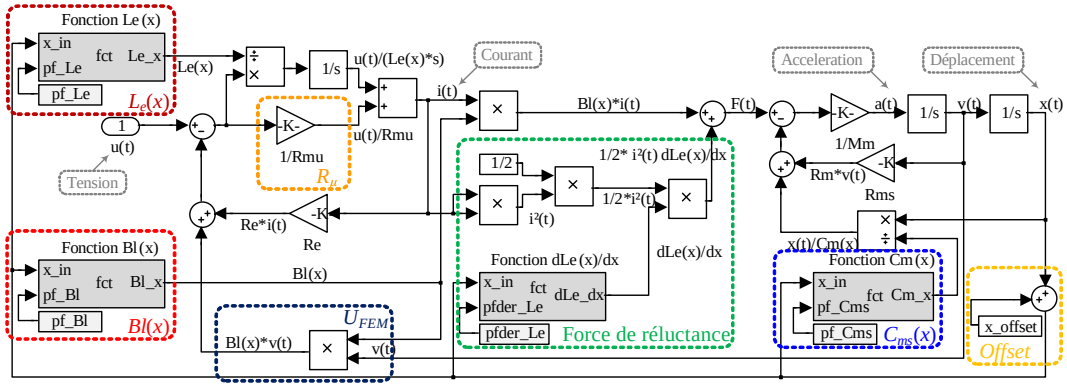
Par rapport à la complexité que le contrôle direct en courant peut apporter à l'électronique de commande du haut-parleur, est-ce vraiment significatif de supprimer les distorsions provenant de l'inductance ? Une étude comparative avec des résultats de simulations sera développée dans la section suivante afin d'apporter un maximum de réponses à cette question.

3.2.2 Analyse des distorsions harmoniques

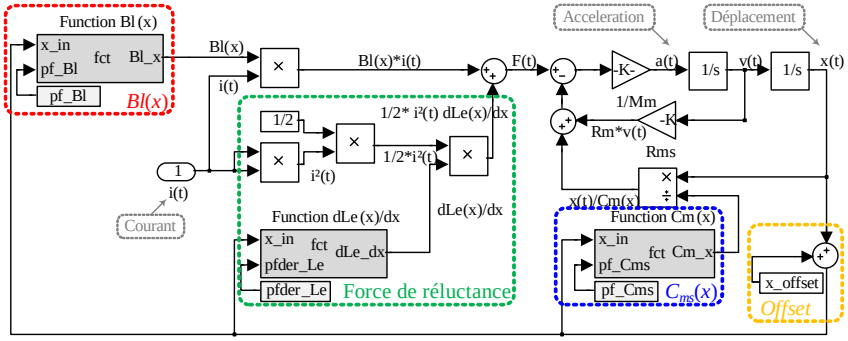
Pour l'analyse des distorsions harmoniques, nous ne pouvons pas utiliser de modèle petit signal [13], nous allons donc utiliser les modèles MATLAB/Simulink précédemment présentés

13. Cf. §2.3.2 à la page 57.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés



(a) Commande en tension.



(b) Commande en courant.

Figure 3.6 – Modèles Simulink d'un haut-parleur (commande tension/courant).

en Fig. 3.6. Le premier paragraphe présentera la méthodologie de simulation appliquée pour les mesures de THD ainsi que les résultats obtenus. A partir de ces résultats, nous déterminerons l'influence du contrôle en tension ou courant. Ensuite, pour se rapprocher au maximum de signaux audio réels, nous appliquerons la même étude mais avec des signaux bitonaux c'est-à-dire une étude des distorsions d'intermodulations. A partir de ces résultats, il sera possible d'apporter des arguments à la pertinence de la commande en tension.

THD – Méthodologie pour la simulation : L'équation du signal injecté dans le modèle est présenté en Eq. (3.4) avec $u(t)$ pour le modèle commandé en tension et $i(t)$ pour celui commandé en courant. Les deux paramètres à régler sont l'amplitude et la fréquence du signal.

$$u\,(t) = \sqrt{2} \times U1 \sin\,(2\pi F1 t) \qquad [\mathrm{V}] \tag{3.4a}$$

$$i\,(t) = \sqrt{2} \times I1 \sin\,(2\pi F1 t) \qquad [\mathrm{A}] \tag{3.4b}$$

Différentes fréquences de signal, $F1$, ont été choisies pour chaque simulation de haut-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

parleur. Pour balayer une large plage de fréquences audio, en limitant le nombre de mesures, l'auteur a choisi d'effectuer ses simulations à 100 Hz, 1 kHz et 10 kHz (valeurs prises dans une bande de fréquence vocale [80 Hz → 14 kHz]). À ces trois fréquences s'ajoutent une mesure à la fréquence de résonance, F_S, et une autre à $2 \times F_S$. L'auteur a choisi de simuler à ces fréquences (F_S et $2 \times F_S$) car elles génèrent de forts déplacements et donc des non-linéarités (notamment si le facteur de qualité est élevé). Rappelons également que, pour détecter les distorsions présentes dans le signal, une analyse du domaine fréquentiel est nécessaire.

Le deuxième point d'intérêt est l'amplitude du signal. Pour comparer les deux principes de commande, des signaux électriques équivalents doivent être injectés pour produire un niveau de puissance acoustique équivalent (plus précisément une accélération équivalente car hypothèse du mode piston → $P_a(f) \propto a(f)$). Dans un premier temps, une puissance électrique efficace, P_s, est fixée pour une certaine fréquence $F1$. Grâce à l'impédance du haut-parleur, $|Z|$ [14] (à la fréquence considérée) il est possible dans un premier temps de déterminer l'amplitude efficace du courant [15], $I1$. Ensuite, pour connaître la valeur de l'amplitude efficace de la tension correspondante, $U1$, la loi d'Ohm généralisée est utilisé avec $|Z|$, toujours à la fréquence considérée. Par exemple, en fixant $P_s = 100$ mW à $F1 = 2$ kHz, nous relevons $|Z| = 7,3\ \Omega$ pour le haut-parleur qui était présenté en p. 50. Il en résulte une amplitude efficace du courant, $I1 = 117$ mA et une amplitude efficace en tension de $U1 = 854$ mV. En guise de validation, après simulation, nous avons vérifié que l'amplitude du déplacement mesurée (qui est proportionnelle à la puissance acoustique) est identique pour les deux modèles c'est-à-dire que la comparaison est donc considérée comme effectuée dans les mêmes conditions (mode piston).

Note : pour modéliser le signal en sortie de l'amplificateur audio, des sources idéales de courant et de tension sont utilisées (hypothèse qui sera validée par la suite).

THD – Résultats acoustiques : Des résultats de simulations sont présentés dans le tableau 3.1. Celui-ci présente les mesures de THD de différents types de haut-parleurs [16] à différentes fréquences pour les deux méthodes de contrôle. Le courant et la tension injectés ont été calculés de telle sorte que la puissance électrique soit suffisamment importante pour être dans la zone non-linéaire [17] i.e. $P_s = 100$ mW pour le woofer, grave-médium et casque et $P_s = 10$ mW pour le microspeaker [18]. En observant ce tableau, il est possible de constater une augmentation des distorsions aux basses fréquences (en particulier autour

14. Impédance du haut-parleur défini en Eq. (2.4), p. 57
15. $I1 = \sqrt{P_s/|Z|}$
16. Les paramètres des haut-parleurs sont présentés dans la sect. B, p. E.
17. Mais sans être à la limite haute pour éviter les phénomènes non désirés
18. Le micro-haut-parleur est limité en puissance par son déplacement maximal plus restreint.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

de Fs). Cela est dû à un déplacement plus important autour de cette fréquence (pour une puissance acoustique de sortie identique). En observant le rapport entre la distorsion d'un haut-parleur contrôlé en tension par rapport au haut-parleur à commande en courant, la différence est significative (ΔTHD = 3–4%) pour le woofer mais aussi pour le haut-parleur grave-médium. Il est moins pertinent ($\Delta THD < 1\%$) pour le micro-haut-parleur et le haut-parleur de casque.

Note : La remarque précédente est valable pour toutes les fréquences fondamentales utilisées dans ce test mais il existe peut-être des modes propres créant des exceptions mais ce n'est pas l'intérêt de l'étude actuelle.

Haut-parleur↓ \ Fréquences →	100 Hz		1 kHz		10 kHz		F_S		$2 \times F_S$	
Woofer ($F_S \approx$ 38 Hz)	-49,4	-53,5	-66,9	-66,2	-56,9	-72,1	***-12***	***-21,2***	***-44,7***	***-50***
Grave-médium ($F_S \approx$ 48 Hz)	-59,8	-63,6	-73,2	-75,5	-62,6	-82	***-29,6***	***-26,5***	***-58,9***	***-63,7***
Microspeaker ($F_S \approx$ 363 Hz)	-12	-11,7	-63,5	-63,4	-79,2	-79,3	-24,2	-24	-54,1	-53,9
Casque ($F_S \approx$ 429 Hz)	-20,2	-20	-49,4	-49,3	-68,2	-68,5	-29,5	-28,9	-45,8	-45,7

Légende : Données de gauche → THD [dB] commandé en tension & Données de droite → THD [dB] commandé en courant.

Tableau 3.1 – THD pour différents types de haut-parleurs (fonction de la fréquence injectée et du type de commande).

Spectre d'un micro haut-parleur : Ne perdons pas de vue que l'un des objectifs de cette étude est de modéliser le comportement du haut-parleur MEMS afin de déterminer quel principe de commande est le plus approprié. Mais avant de récupérer les paramètre du haut-parleur MEMS (présenté plus en détail dans le chapitre 5) nous commençons par étudier ce qui existe. Le type de haut-parleur qui se rapproche le plus de celui que le projet SAIPON a permis de développer est le micro-haut-parleur. Il est ainsi traité en priorité.
Un signal correspondant à l'usage de ce type de haut-parleur est choisi : un signal sinusoïdal avec $F1 = 1,5 \times F_S$ [19], pour un courant I_{eff} = 10 mA. Avec le module de l'impédance à la fréquence du fondamental, $|Z(F1)|$ = 33 Ω, le micro-haut-parleur est soumis à une puissance électrique de l'ordre de 3,3 mW (valeur tout à fait acceptable pour ce type de haut-parleur [20]). Pour le modèle commandé en tension, $V_{eff} = I_{eff} \times |Z(F1)| \approx$ 330 mV. Le détail de l'amplitude spectrale obtenue par transformée de Fourier de l'accélération du micro haut-parleur est présenté dans la Fig. 3.7 (simulation effectuée avec tous les paramètres linéaires et non-linéaires présentés dans les tableaux B.1 et B.2 à la p. E). Le

19. La fréquence a été fixée à une fois et demi la fréquence de résonance car comme nous l'avions observé dans le tableau 3.1 à la page 82, la distorsion est critique autour de F_S. De plus pour ne pas se mettre dans le cas particulier de la fréquence de résonance, nous avons donc fixé $F1 = 1,5 \times F_S$.

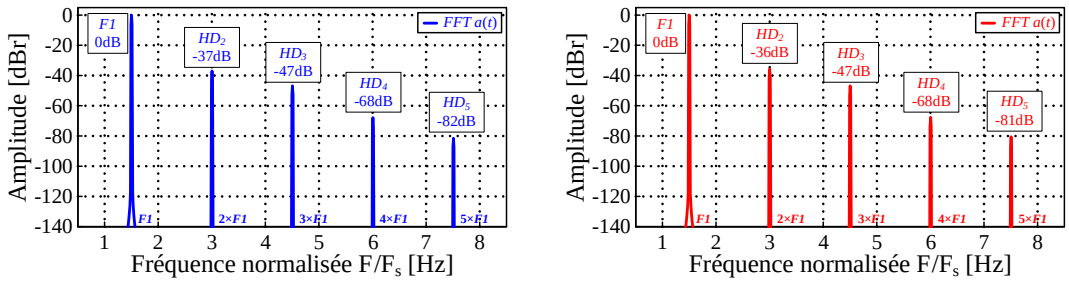
20. Il est difficile de préciser la puissance maximale que supporte le haut-parleur car, généralement, le constructeur précise uniquement la puissance maximale supportée en terme de dissipation thermique.

Le seul paramètre pouvant éventuellement être utile serait l'excursion maximale utile, x_{p-p}, qui est occasionnellement fournie et permet de vérifier, après simulation, si l'excursion n'est pas trop importante.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

niveau de THD [21] ≈ -36 dB $\cong 1,6$ % ce qui est bien supérieur à la valeur exigée dans le cahier des charges d'un amplificateur audio standard pour système embarqué [22].

Note : nous étions donc en droit de considérer que l'amplificateur était idéal dans le modèle présenté dans la Fig. 3.6 (mais cela ne veut pas dire pour autant que ce paramètre doit être sous-estimé dans les amplificateurs audio).



(a) Micro-haut-parleur commandé en tension. **(b)** Micro-haut-parleur commandé en courant.

Figure 3.7 – Amplitude spectrale de l'accélération du micro-haut-parleur.

Plutôt que d'effectuer une étude approfondie sur la distorsion harmonique, l'auteur va focaliser son étude sur un autre indicateur de non-linéarité : l'intermodulation. En effet, l'IMD est plus appropriée pour procéder à une analyse en prenant un signal bitonal, qui s'avère être plus proche d'un signal audio réel [23].

3.2.3 Analyse des distorsions d'intermodulation

L'intermodulation, ou la distorsion d'intermodulation (IMD), est la modulation d'amplitude de signaux contenant deux (ou plusieurs) fréquences différentes dans un système avec des non-linéarités. L'intermodulation génère entre chaque composante de fréquence des signaux supplémentaires à des fréquences qui ne sont pas seulement des harmoniques (multiples entiers) de chaque fondamental. Mais aussi à la somme et à la différence de fréquences des fondamentaux ainsi qu'aux multiples de ces fréquences de somme et de différence.

Distorsion d'intermodulation appliquée à cette étude : L'équation du signal injecté dans le modèle est présentée en Eq. (3.5) avec $u(t)$ pour le modèle commandé en courant et $i(t)$ pour celui commandé en tension. Les quatre paramètres à régler sont les amplitudes et les fréquences des fondamentaux.

$$u\,(t) = \sqrt{2} \times U1 \sin\left(2\pi F1 t\right) + \sqrt{2} \times U2 \sin\left(2\pi F2 t\right) \qquad [\mathrm{V}] \tag{3.5a}$$

21. THD = -36,6 dB pour le contrôle en tension et THD = -35,4 dB pour le contrôle en courant
22. THD+N habituellement < 0,1% et dans le pire des cas 0,5%, cf. tableau 1.5 en p. 44
23. Admis par les acousticiens depuis des années et plusieurs arguments sont présentés dans [54, p. 57, chap. 2].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

$$i(t) = \sqrt{2} \times I1 \sin(2\pi F1 t) + \sqrt{2} \times I2 \sin(2\pi F2 t) \qquad [\text{A}] \tag{3.5b}$$

La distorsion d'intermodulation représente l'effet de non-linéarités pour une excitation qui est la somme d'une fréquence élevée, $F2$, et d'une composante de fréquence basse, $F1$. Cet effet consiste en la modulation de la composante de la réponse de la fréquence $F2$ à la fréquence $F1$, qui se manifeste par des bandes latérales de fréquences, [55, p. 2, chap. 1] (e.g. $F(IMD_2) = F2 + F1$, $F(-IMD_3) = F2 - 2 \times F1$, etc.) [24] tel que présenté dans la Fig. 3.8 avec IMD_n basée sur l'Eq. (3.6), [54, p. 707]. La fréquence basse peut être associée par exemple à un instrument de musique et la fréquence haute à la voix.
De plus, le Pr. W. Klippel [39, p. 207, diapo. 48] préconise (pour une meilleur comparaison des IMD) d'appliquer un balayage soit sur la fréquence basse, $F1$, soit sur la fréquence haute, $F2$ i.e. $F1 \in [0,5 \times F_S \rightarrow 2 \times F_S]$ et $F2 = 20 \times F_S$ ou $F1 = 0,5 \times F_S$ et $F2 \in [5 \times F_S \rightarrow 20 \times F_S]$. Le Pr. R.-H. Small précise même que les résultats les plus intéressants apparaissent lors du balayage de la fréquence haute ([55, p. 4, chap. 6]).
Pour ce qui est des amplitudes, l'étude est basée sur la remarque du Pr. M. Rossi [53, p. 277] qui préconise une fréquence basse de valeur efficace quatre fois plus grande (+ 12 dB) que celle de la fréquence élevée.

$$IMD_n = 20 \times \log_{10}(A_n (F2 \pm (n-1) F1)/A_1) \qquad [\text{dB}] \tag{3.6}$$

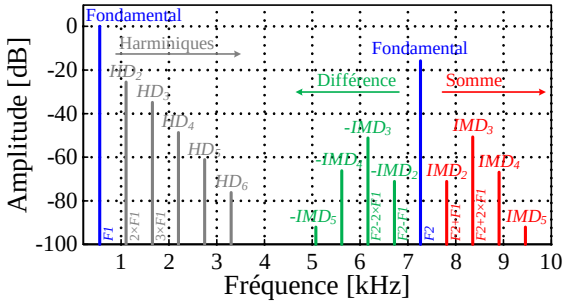


Figure 3.8 – Amplitude spectrale de l'accélération du micro-haut-parleur (signal bitonal).

Application au modèle : Le tableau 3.2 présente les résultats d'IMD d'un stimulus bitonal appliqué aux deux modèles du micro-haut-parleur. Dans cette étude, un balayage de la fréquence vocale a été utilisé : $F1 = 1,5 \times F_S$ ($= 545$ Hz) représente un instrument et $F2 = 5 \times F_S \rightarrow 20 \times F_S$ ($\equiv 1,8$ kHz $\rightarrow 7,3$ kHz) représente la voix. Pour les amplitudes du courant en entrée : $I1_{eff} = 20$ mA et $I2_{eff} = I1_{eff}/4 = 5$ mA et pour la tension $V1_{eff} = I1_{eff} \times |Z(F1)| = 660$ mV et $V2_{eff} = I2_{eff} \times |Z(F2)|$.

24. La distorsion harmonique, HD_n, est toujours présente et se calcule grâce à l'Eq. (3.2b) présentée à la p. 77.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Param. (Fréq.) → F2 ↓	HD_2 $(2\times F1)$		HD_3 $(3\times F1)$		$-IMD_3$ $(F2-2\times F1)$		$-IMD_2$ $(F2-F1)$		$(F2)$		$+IMD_2$ $(F2+F1)$		$+IMD_3$ $(F2+2\times F1)$	
$5\times F_S$	-24,6	-24,3	-33,8	-33,3	-54	-53,7	-56,9	-56,9	-15,8	-15,9	-57	-56,9	-55,6	-55,4
$10\times F_S$	-24,6	-24,3	-33,8	-33,3	-52,5	-52,3	-85,3	-86	-16,1	-16,2	-81	-81	-52,6	-52,5
$15\times F_S$	-24,6	-24,3	-33,8	-33,3	-52,1	-52	-74,2	-73,8	-16,1	-16,3	-74,2	-73,8	-52,2	-52
$20\times F_S$	-24,6	-24,3	-33,8	-33,3	-52,6	-52,5	-71,8	-71,6	-16	-16,1	-71,9	-71,6	-52,6	-52,5

Légende : Données de gauche → amplitude [dB] commandée en tension & Données de droite → amplitude [dB] commandée en courant.

Tableau 3.2 – Simulation des distorsions de l'accélération (stimulus bitonal et balayage de la fréquence haute).

Voici quelques résultats que nous pouvons extraire de ce tableau :

→ *Distorsion harmonique (HD)* :
- Étant donné que l'amplitude et la fréquence du signal « basse fréquence » ne change pas, nous constatons que HD_2 et HD_3 sont identiques quelle que soit la fréquence du signal « haute fréquence » ($F2 = 5\times F_S \rightarrow 20\times F_S$).
- Toujours pour la distorsion d'harmonique, la différence entre la commande en tension et la commande en courant est faible (< 1 dB).

→ *Distorsion d'intermodulation (IMD)* :
- La différence de niveau[25] de $F2$ entraine une légère variation de l'amplitude de $F2$ (± 0.4 dB).
- Les bandes latérales de fréquences ne sont pas symétriques ($-IMD_2 \neq IMD_2$ et $-IMD_3 \neq IMD_3$).
- La différence entre la commande en tension et la commande en courant est faible (< 1 dB).

Nous avons vu qu'il est possible de simuler le haut-parleur fonctionnant en commande en tension ou en courant (§ 3.2.1). Maintenant que nous savons qu'il est possible d'extraire des informations pour comparer la qualité de ces deux types de contrôle (§ 3.2.2 pour la THD et § 3.2.3 pour l'IMD), quelle est l'influence du contrôle sur les paramètres non-linéaires ? Une piste que nous allons explorer pour répondre à cette question est la suivante : comme il n'est pas possible physiquement d'isoler chaque paramètre, nous allons le faire par simulation et observer l'impact du contrôle.

3.2.4 Influence du contrôle en tension ou en courant sur les paramètres non linéaires qui affectent l'IMD

Les figures que nous allons retrouver dans ce paragraphe présentent quelques analyses spectrales, avec un signal bitonal appliqué aux deux modèles[26] du micro-haut-parleur. Le signal appliqué en entrée du modèle du haut-parleur contrôlé en courant, $i(t)$, se base

25. Il faut garder à l'esprit que la fréquence haute est confondue avec des harmoniques de la fréquence basse et que leur différence de niveau ne peut plus être exactement de 12 dB (contrairement à l'excitation).
26. Modèles présentés en Fig. 3.6 à la p. 80

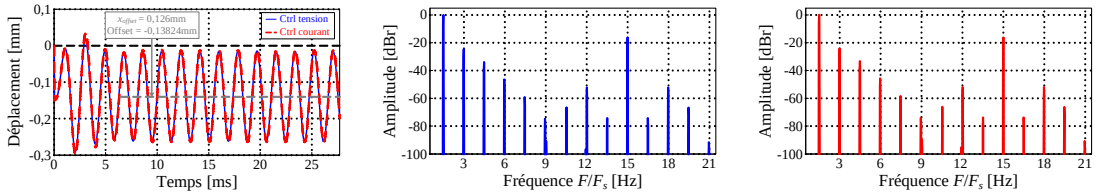
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

sur l'Eq. (3.5b) avec $I1 = 20$ mA (0 dBr) ; $I2 = I1\ /4$ ($\equiv -12$ dB) ; $F1 = 1,5 \times F_S$ [27] et $F2 = 15 \times F_S$ [28]. Pour la tension, $u(t)$, présentée dans l'Eq. (3.5a), les fréquence sont identiques à celles de $i(t)$ et le calcul de l'amplitude se base sur la loi d'Ohm généralisée en utilisant $|Z|$ (cf. Eq. (2.4), p. 57).

Dans cette section seront étudiées : une simulation avec tous les paramètres non-linéaires, puis une simulation avec seulement $Bl(x)$, une simulation avec seulement $C_{ms}(x)$, une simulation avec seulement $L_e(x, i_L)$ et enfin, une simulation uniquement avec la force de réluctance.

3.2.4.1 Tous les paramètres non-linéaires :

La Fig. 3.9 présente une simulation avec tous les paramètres non-linéaires. Il est possible d'observer dans la simulation temporelle (Fig. 3.9a), l'existence d'un décalage dans le centrage de la bobine en régime établi. Afin de ne pas se positionner dans un cas de figure pouvant générer des perturbations supplémentaires, les simulations ont été effectuées en centrant la bobine sur le maximum du facteur de force. Rappelons [29] que l'objectif d'utiliser x_{offset} dans le modèle, est de maintenir la valeur du facteur de force aussi symétrique que possible en le centrant sur sa valeur maximale (Note : en observant $Bl(x)$ dans la Fig. 3.10, Bl n'est pas symétrique par rapport à $x = 0$, mais symétrique par rapport à $x_{offset} \approx 0,15$ mm). Concernant les résultats des IMD en utilisant tous les paramètres non-linéaires, et en comparant le contrôle en tension (Fig. 3.9b) au contrôle en courant (Fig. 3.9c), aucune différence significative [30] n'existe entre les deux principes d'actionnement.



(a) $x(t)$ pour la commande en tension et courant. **(b)** IMD, commande en tension (tout non-linéaire). **(c)** IMD, commande en courant (tout non-linéaire).

Figure 3.9 – Analyse d'IMD avec toutes les non-linéarités : $Bl(x)$, $C_{ms}(x)$, $L_e(x, i_L)$ et F_r.

En est-il de même en prenant en compte les paramètres indépendamment ? En isolant chaque paramètre non-linéaire (uniquement possible par simulation) nous

27. Cf. note [19] à la page 82

28. La valeur de $F2$ se base sur les remarques de [55, p. 5, chap. 7.2.]. Par contre dans cette étude, nous ne souhaitons pas réduire l'influence du moteur donc nous n'utilisons pas de filtre passe bas pour conserver les bandes latérales de $F2$ non perturbées par les distorsions de $F1$. Le Pr. R.-H. Small préconise d'utiliser $F2$ au moins dix fois supérieur à $F1$ et comme nous avons fixé $F1 = 1,5 \times F_S$, nous prenons $F2 = 15 \times F_S$.

29. Cf. §2.3.3 à la p. 60.

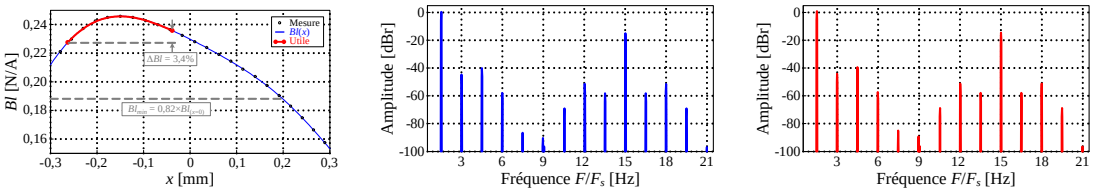
30. Nous considérerons une différence significative à partir d'une différence > 1 dB.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

essayerons de constater une éventuelle différence entre les deux types de commande.

3.2.4.2 Seulement $Bl(x)$:

Dans la Fig. 3.10, l'analyse spectrale est obtenue avec les mêmes conditions d'entrée que précédemment, mais uniquement avec le paramètre non-linéaire Bl fonction de x. Avec un tel niveau de distorsion, le facteur de force a un impact majeur sur la non-linéarité du système, plus particulièrement sur les harmoniques d'ordre impair. Une comparaison plus détaillée des résultats de mesures est présentée dans le tableau 3.3 (comparaison entre l'utilisation de tous les paramètres non-linéaires et uniquement l'utilisation de $Bl(x)$).



(a) Facteur de force en fonction du déplacement. **(b)** IMD commande en tension (avec $Bl(x)$). **(c)** IMD commande en courant (avec $Bl(x)$).

Figure 3.10 – Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $Bl(x)$.

	Toutes les non-linéarités		Seulement $Bl(x)$	
	Tension	Courant	Tension	Courant
HD_2	-24.6	-24.3	**-45**	**-44.7**
HD_3	-33.8	-33.3	-40.5	-39.9
$-IMD_3$	-52.5	-52.3	-51.8	-51.7
$-IMD_2$	-85.3	-86	**-58.4**	**-58.4**
$F2$	-16.1	-16.2	-15.2	-15.3
IMD_2	-81	-81	**-58.4**	**-58.4**
IMD_3	-52.6	-52.5	-51.8	-51.7

Tableau 3.3 – Mesures d'IMD en dB, commande en tension et courant (modèle utilisant tous les paramètres non-linéaires versus uniquement Bl fonction du déplacement).

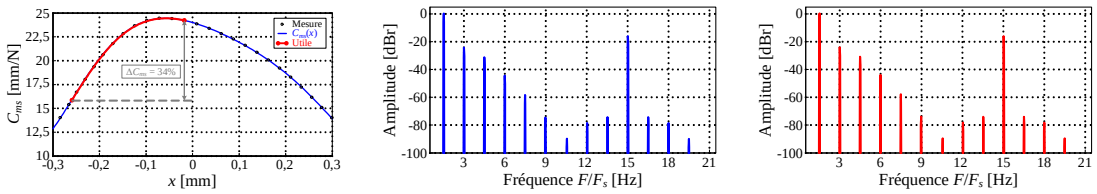
Certaines valeurs fonctions de $Bl(x)$ (par exemple $-IMD2$ & $IMD2$) sont plus grandes que celles fonctions de tous les paramètres. Il est donc possible que les non-linéarités puissent se compenser entre elles, mais une étude plus détaillée est nécessaire.
Du point de vue de l'amplitude, nous observons également que $\pm IMD3$ sont beaucoup plus affectées que pour la simulation suivante, présentant les non-linéarités uniquement avec $C_{ms}(x)$.

3.2.4.3 Seulement $C_{ms}(x)$:

La Fig. 3.11 présente le résultat de l'analyse spectrale en utilisant uniquement $C_{ms}(x)$ (toujours avec x_{offset} dans le modèle). La première constatation se situe au niveau de la distorsion harmonique qui est élevée (HD_2, HD_3, etc.). Comme la compliance n'est

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

plus centrée par rapport à son maximum, l'élasticité génère de fortes perturbations aux fréquences basses. Mais ce qui nous intéresse c'est plutôt les IMD. La compliance affecte à la fois les harmoniques paires et impaires. Une infime différence existe entre la commande en courant et en tension, ce qui était prévisible car la compliance n'a que peu d'impact sur les équations de l'accélération (cf. $Z_{a/u(s)}$ et $Z_{a/i(s)}$ en Eq. (3.3), p. 78).

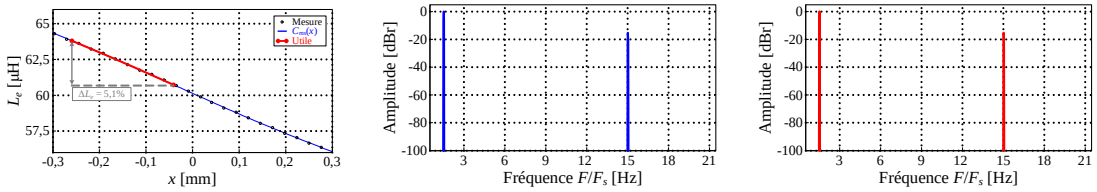


(a) Compliance en fonction du déplacement. **(b)** IMD commande en tension (avec $C_{ms}(x)$). **(c)** IMD commande en courant (avec $C_{ms}(x)$).

Figure 3.11 – Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $C_{ms}(x)$.

3.2.4.4 Seulement $L_e(x, i_L)$:

Pour le micro-haut-parleur à l'essai, l'influence de l'inductance de la bobine mobile en fonction du déplacement est négligeable pour les deux méthodes de conduite comme on peut le voir sur la Fig. 3.12. L'impact semble minime par rapport à un facteur de force $Bl(x)$ et la compliance $C_{ms}(x)$. Pour rappel, le fait que le micro-haut-parleur soit commandé par courant supprime la dépendance entre L_e et le déplacement. En dépit de cette différence, la faible valeur de la bobine ($L_e \approx 60$ µH) couplée à sa faible variation ($\Delta L_e \approx 5$ %) ne permet pas de démontrer une différence évidente entre les deux principes de contrôle.



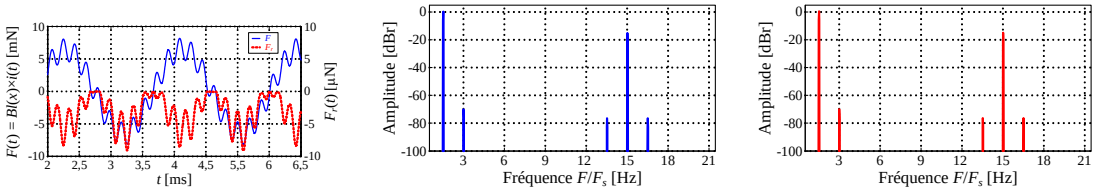
(a) Inductance en fonction du déplacement. **(b)** IMD commande en tension (avec $L_e(x, i_L)$). **(c)** IMD commande en courant (avec $L_e(x, i_L)$).

Figure 3.12 – Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $L_e(x, i_L)$.

3.2.4.5 Seulement la force de réluctance, F_r :

Pour la Fig. 3.13, seul le phénomène de la force de réluctance a été utilisé dans le modèle. Comme présenté dans l'Eq. (2.11) en page 64, nous avons vu l'émergence d'une force de réluctance qui perturbe également le signal (cf. $HD2$, $-IMD2$ et $IMD2$ sur la figure). Mais ces distorsions sont négligeables par rapport à celles générées par les variations de $Bl(x)$ et $C_{ms}(x)$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés



(a) Force électrodynamique et force réluctante en fonction du temps

(b) IMD commande en tension (avec F_r).

(c) IMD commande en courant (avec F_r).

Figure 3.13 – Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : F_r.

Les distorsions dues aux non-linéarités de l'inductance sont moins importantes dans les basses fréquences, mais devraient plus affecter la gamme des hautes fréquences [56]. Notez que pour les mêmes raisons que pour l'effet de la bobine (faible valeur de L_e couplée avec sa petite variation), le contrôle en tension ou en courant n'affecte pas les distorsions dues à l'effet de réluctance.

3.2.4.6 Conclusion des simulations des IMD :

Le tableau 3.4 présente une comparaison plus détaillée des résultats de mesures et permet de comparer les différents niveaux de distorsion pour les différentes simulations effectuées précédemment. Comme prévu, le paramètre le plus perturbateur en termes d'IMD est le facteur de force : Bl affecte principalement les IMD d'ordre impair et génère des perturbations sur l'ensemble de la plage de fréquence. La compliance semble avoir un impact plus important sur les basses fréquences (l'élasticité est plus critique en basse fréquence), et elle n'affecte pas de manière significative les bandes latérales de $F2$. Ce paramètre mécanique est plus perturbant autour de la fréquence de résonance (plus d'impact sur HD que pour Bl). Le paramètre qui pourrait faire la différence entre la commande en tension ou en courant est l'inductance de la bobine. Malheureusement, tel que nous l'avons constaté dans la Fig. 3.12, $L_e(x)$ n'a apparemment pas d'impact (ou du moins $\leq$ 100 dB).

	Tout non-linéaire		$Bl(x)$ seul		$C_{ms}(x)$ seul		$L_e(x)$ seul		F_r seul	
	Tension	Courant	Tension	Courant	Tension	Courant	Tension	Courant	Tension	Courant
HD_2	-24,6	-24,3	**-45**	**-44,7**	**-24,5**	**-24,3**	-	-	-70,3	-70,2
HD_3	-33,8	-33,3	-40,5	-39,9	**-31,5**	**-31,2**	-	-	-	-
$-IMD_3$	-52,5	-52,3	-51,8	-51,7	-78,6	-78,4	-	-	-	-
$-IMD_2$	-85,3	-86	**-58,4**	**-58,4**	-74,4	-74,34	-	-	-76,6	-76,6
$F2$	-16,1	-16,2	-15,2	-15,3	-16,2	-16,3	-15,4	-15,4	-15,4	-15,4
IMD_2	-81	-81	**-58,4**	**-58,4**	-74,4	-74,4	-	-	-76,5	-76,6
IMD_3	-52,6	-52,5	-51,8	-51,7	-78,6	-78,5	-	-	-	-

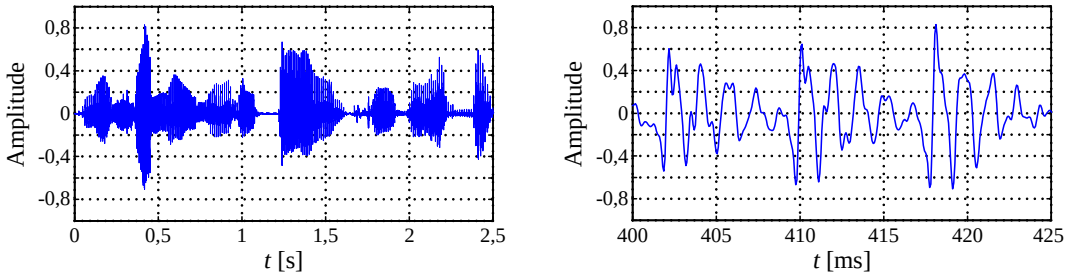
Tableau 3.4 – Mesures d'IMD en dB commande en tension et courant (modèle utilisant tous les paramètres non-linéaires et ceux utilisant uniquement un paramètre non-linéaire).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Les distorsions harmoniques et d'intermodulation ne sont pas les seuls indicateurs de la qualité de reproduction sonore. La section suivante, présente le comportement du haut-parleur dans des conditions transitoires. Ce paragraphe permettra de compléter notre analyse, bien que, comme le précise [54] dans sa conclusion, le meilleur test pour juger de la qualité reste l'écoute.

3.2.5 Analyse transitoire

Une étude ou analyse transitoire est particulièrement importante en présence de fortes variations des signaux. En effet, un signal audio comporte de fortes variations brutales (Cf. Fig. 3.14) et son contenu ne peut pas s'apparenter uniquement à une somme de sinusoïdes périodiques. Cette analyse transitoire est particulièrement utile lors d'accélération critique ou lorsque des résonances naturelles sont rencontrées (ce qui est plus que possible avec les signaux audio).



(a) Signal en fonction du temps. **(b)** Agrandissement d'une partie du signal.

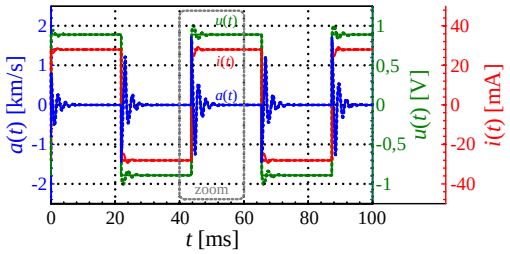
Figure 3.14 – Signal audio (voix masculine).

Réponse à un échelon : La Fig. 3.15 présente une réponse à un échelon (échelon en tension ou en courant en fonction du modèle utilisé). Pour chaque modèle est tracé la réponse temporelle de la tension, du courant et de l'accélération. Dans la Fig. 3.15a sont superposés les deux contrôles et les Fig. 3.15b et Fig. 3.15c sont respectivement un agrandissement de la commande en tension et en courant. L'analyse transitoire est un bon moyen d'observer le facteur de qualité du haut-parleur. Comme le facteur de qualité électrique ($Q_{es} = 11$) est plus important que le facteur de qualité mécanique ($Q_{ms} = 2$) nous constatons aisément que le facteur de qualité total [31] ($Q_{ts} = 1.7$) dépend principalement de la partie mécanique. Pour la commande en courant, le facteur de qualité global ne dépend que de la partie mécanique ($Q_{ts} = Q_{ms} = 2$). Comme les deux Q_{ts} sont assez proches, la réponse à un écart entre les deux contrôles n'est donc pas très importante. Note : en observant le résultat de la simulation du modèle contrôlé en courant (Fig. 3.15c), un pic de tension apparaît. Il faut être très attentif à ce phénomène car, comme la tension

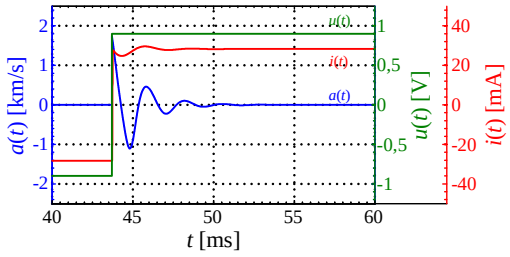
31. $Q_{ts} = Q_{es}Q_{ms}/(Q_{es} + Q_{ms})$ comme nous l'avions déjà vu en p. 78

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

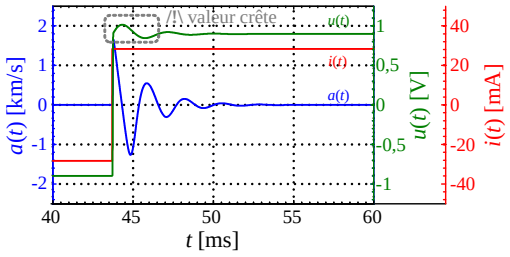
est limitée en amplitude dans les systèmes embarqués, il faut être prudent à ne pas dépasser cette valeur.



(a) Contrôle en tension (–) ; en courant (···).



(b) Agrandissement du contrôle en tension.



(c) Agrandissement du contrôle en courant.

Figure 3.15 – Analyse transitoire : tension $u(t)$; courant $i(t)$ et accélération $a(t)$.

Spectrogramme : Il s'agit d'une représentation importante en audio, car l'oreille humaine se base sur le principe d'un spectrogramme en temps réel. Le spectrogramme peut être défini comme une courbe d'intensité (en dB) de l'amplitude d'une TFCT (Transformée de Fourier à Court Terme [32]). La TFCT est une séquence de TFD (ou FFT) de segments de données fenêtrées, où les fenêtres sont généralement autorisées à se chevaucher dans le temps. En d'autres termes, un spectrogramme est un diagramme qui, à chaque instant t d'un signal, associe son spectre de fréquence.

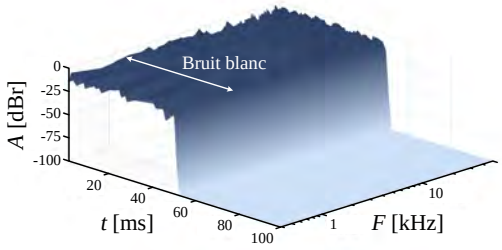
Si un bruit blanc [33] est appliqué puis arrêté brusquement comme dans l'exemple présenté en Fig. 3.16, le spectrogramme va nous permettre d'observer un éventuel traînage en fréquence [57]. Le traînage est un phénomène difficile à maîtriser qui est imputable à une inertie de la membrane du haut-parleur, dont la conséquence est une extension artificielle de sons à différentes fréquences, susceptible d'altérer la qualité du signal audio au cours du temps. Les acousticiens nomment généralement ce test « *waterfall* » à cause de sa ressemblance avec une chute d'eau. Des résultats de *waterfall* (toujours sans les modes de la membrane et avec tous les paramètres non-linéaires) sont présentés dans les Fig. 3.16b et Fig. 3.16c. Les deux traînages (à faible fréquence) sont presque équivalents en termes

32. également connue sous le nom de transformée de Fourrier à fenêtre glissante ou STFT pour les anglophones de *Short-Time Fourier Transform*

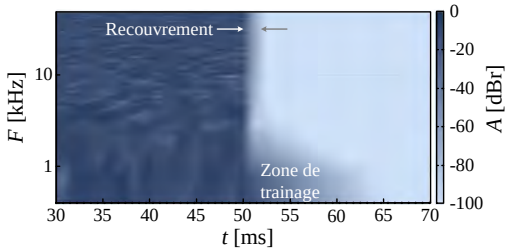
33. Le bruit blanc est un signal aléatoire, de densité spectrale indépendante de la fréquence (i.e. la densité spectrale de puissance est la même pour toutes les fréquences), dans le domaine de fréquence recouvrant celui du dispositif [53, p. 77].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

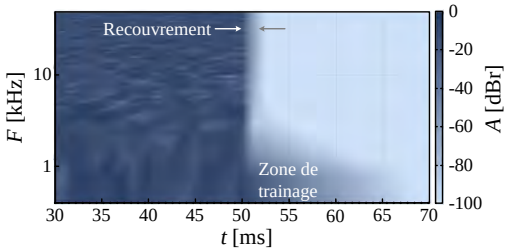
d'amplitude, de fréquence et de persistance dans le temps. Ces deux figures ne présentent pas de différence significative, le mode tension et courant sont équivalents.



(a) Spectrogramme du signal appliqué.



(b) Spectrogramme de l'accélération (commande en tension).



(c) Spectrogramme de l'accélération (commande en courant).

Figure 3.16 – Résultats des spectrogrammes (*watterfall*).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

3.3 Conclusion sur le contrôle

Dans ce chapitre, la commande en courant pour un haut-parleur est présentée dans la sect. 3.1 puis elle est comparée au contrôle en tension dans la sect. 3.2. Pour chaque technique de contrôle, un modèle fiable de haut-parleur a été développé et présenté dans le § 3.2.1. Rappelons que la modélisation est basée sur un nombre minimal d'équations et de mesures, et qu'elle regroupe les principaux paramètres non-linéaires d'un haut-parleur. Les § 3.2.2, 3.2.3, 3.2.4 et 3.2.5 présentent différents résultats servant de comparaison entre les deux types de commande. La comparaison est effectuée grâce à des simulations basées sur la réponse en accélération, sur des études des distorsions harmoniques, sur des distorsions d'intermodulations et sur des analyses transitoires (réponse à un échelon et spectrogamme) qui sont appliquées aux deux principes de commande.

Voici les différentes conclusions que l'étude a permis de mettre en avant :

- il résulte de l'étude de la réponse en accélération, que la commande en courant a une amplitude plus importante que celle de la commande en tension, à la fréquence de résonance, augmentant ainsi la sensibilité du haut-parleur pour les fréquences proches de cette fréquence.
- Toujours pour le micro-haut-parleur étudié, les résultats des simulations montrent que le contrôle en courant n'affecte pas de manière significative la qualité du signal audio en termes de distorsions (HD et IMD) par rapport au contrôle en tension.
- Enfin, en terme d'analyse transitoire, due à un facteur de qualité électrique élevée pour le micro-haut-parleur étudié (mais qui semble toujours être le cas pour tous les micro-haut-parleurs), le principe du contrôle de courant n'a pas d'incidence significative sur la qualité de la chaîne de reproduction audio.

Pour les micro-haut-parleurs et à ce niveau de la modélisation, la technique de rétroaction couramment utilisée pour commander un micro-haut-parleur (le contrôle en tension), est équivalente au contrôle en courant. Mais une solution alternative, ne dégradant pas la qualité audio du signal, pourrait être de contrôler le micro-haut-parleur en courant.

Maintenant que nous avons vu que le contrôle n'affecte pas de manière significative le comportement du micro-haut-parleur, nous nous posons de nouveau la question : comment améliorer le lien entre l'amplificateur et le haut-parleur ?

Une nouvelle piste à explorer pour répondre à cette question se base sur l'interrogation suivante : est-il possible de définir les spécifications électriques d'un amplificateur en se basant sur celles du haut-parleur ? Comme nous maîtrisons mieux le haut-parleur, il sera peut-être possible de « réorganiser » les compromis utilisés actuellement lors du développement d'un amplificateur audio, e.g. être moins drastique sur certains paramètres comme

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

par exemple le niveau de THD+N afin de réduire la consommation globale. Pour cela, nous allons avoir besoin de mettre en place une démarche globale, afin de définir des spécifications mieux adaptées à la charge.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Figures

3.1 Principe simplifié du contrôle en tension ou en courant. 74
3.2 Schéma bloc simplifié d'un haut-parleur. 75
3.3 Mesure et simulation du spectre fréquentiel du courant (contrôle en tension). . . 76
3.4 Accélération en fonction de la fréquence. 78
3.5 Schéma d'un haut-parleur commandé en courant avec non-linéarités. 79
3.6 Modèles Simulink d'un haut-parleur (commande tension/courant). 80
3.7 Amplitude spectrale de l'accélération du micro-haut-parleur. 83
3.8 Amplitude spectrale de l'accélération du micro-haut-parleur (signal bitonal). . . . 84
3.9 Analyse d'IMD avec toutes les non-linéarités : $Bl(x)$, $C_{ms}(x)$, $L_e(x, i_L)$ et F_r. . . 86
3.10 Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $Bl(x)$. 87
3.11 Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $C_{ms}(x)$. 88
3.12 Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : $L_e(x, i_L)$. 88
3.13 Analyse d'IMD avec comme paramètre non-linéaire : F_r. 89
3.14 Signal audio (voix masculine). 90
3.15 Analyse transitoire : tension $u(t)$; courant $i(t)$ et accélération $a(t)$. 91
3.16 Résultats des spectrogrammes (*watterfall*). 92

Tableaux

3.1 THD pour différents types de haut-parleurs. 82
3.2 Simulation des distorsions de l'accélération. 85
3.3 Mesures d'IMD – comparaison toutes non-linéarités versus uniquement $Bl(x)$. . . 87
3.4 Mesures d'IMD – comparaisons. 89

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Chapitre 4

Ajustement des spécifications de l'amplificateur

Sommaire

4.1 Aspect énergétique 99
4.1.1 Rendement du haut-parleur 100
4.1.2 Rendement de l'amplificateur audio 101
4.1.3 Consommation statique de l'amplificateur 104
4.1.4 Conclusion aspect énergétique 106
4.2 Présentation de la démarche globale 107
4.2.1 Niveau de bruit en tension 107
4.2.2 Taux de distorsion harmonique 109
4.2.3 Plage de gain en fonction de la fréquence 112
4.3 Conclusion des nouvelles spécifications 115

Durant ces dernières années, la part de marché n'a cessé d'augmenter pour les systèmes embarqués. Ces systèmes étant de plus en plus complexes (cf. sect. 1.1 à la page 8), le défi principal pour la partie consacrée à l'audio réside dans l'amélioration du compromis entre le rendement, la qualité, la puissance acoustique, etc. comme présenté qualitativement par trois exemples dans la Fig. 4.1. Malheureusement, les applications nomades sont souvent synonymes de faible qualité audio.

Comme nous l'avons déjà vu dans le § 1.1.1 à la page 8, différentes applications audio peuvent cohabiter dans le même système (mains-libres, casque, etc.). Dans le § 1.2.4 p. 24, nous avons vu que le micro-haut-parleur de type électrodynamique est le plus souvent utilisé pour des dispositifs de communication mobile. Et dans la sect. 1.3 (plus particulièrement à la page 42), différentes topologies d'amplificateur audio ont été comparées en se basant sur les contraintes de qualité de reproduction, l'efficacité énergétique et l'encombrement. Il en ressort que, dans les applications casque, une linéarité plus importante est nécessaire à cause de la qualité de reproduction sonore plus élevée. Les amplificateurs linéaires (Classe-AB) et hybrides (Classe-G) sont les références pour ce type d'application parce qu'ils produisent des signaux électriques avec une relative fidélité. Par contre,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

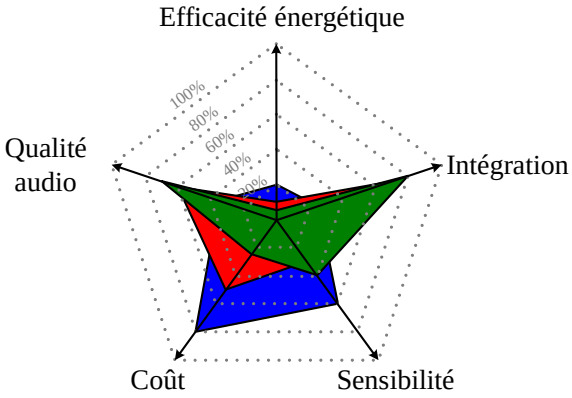


Figure 4.1 – Illustration du compromis global.

pour l'application mains-libres, l'amplificateur à commutation (Classe-D) est couramment utilisé. Généralement, pour l'application mains-libres, le compromis est plutôt orienté en faveur de l'efficacité plutôt qu'en faveur de la qualité audio (due à l'environnement acoustique bruyant et à la nécessité de plus de puissance).

Des spécifications standards sont utilisées pour chaque application, mais certaines d'entre elles peuvent être remises en cause. Essayer de constamment améliorer l'ensemble des performances, sans connaître l'impact précis sur la qualité globale du système, est très contraignant en terme de conception. De plus ces objectifs peuvent être inutiles voir même bloquants pour le compromis global.

4

? N'est-il pas plus judicieux d'adapter la qualité de l'amplificateur à celle de la charge plutôt que de proposer un amplificateur de très bonne qualité systématiquement surdimensionné ?

Dans un premier temps, une étude d'un point de vue énergétique est présentée dans la sect. 4.1. Pour se rendre compte de la différence d'efficacité, nous allons comparer les résultats d'un haut-parleur à ceux d'un amplificateur. Puis nous verrons qu'un des facteurs clés pour améliorer l'efficacité de l'amplificateur audio est la consommation statique en courant. Ensuite, dans la sect. 4.2, l'approche système sera présentée et appliquée pour différents paramètres de l'amplificateur. En guise d'exemple, le bruit de sortie de l'amplificateur et la distorsion des signaux (haut-parleur et amplificateur) permettrons de clarifier si les performances de l'amplificateur correspondent aux performances du haut-parleur. Comme résultat, un tableau présentera de façon synthétique les différents « ajustements » des spécifications actuelles de l'amplificateur audio. Enfin, la sect. 4.3 nous permettra de conclure sur l'approche système et s'ouvre sur l'axe de recherche suivant : le haut-parleur MEMS.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

4.1 Aspect énergétique

Le rendement ou encore l'efficacité énergétique est le paramètre principal pour les systèmes embarqués. La philosophie utilisée est la suivante : plus le temps d'écoute est long, meilleur sera le système c'est-à-dire que le rendement de toute la chaîne de reproduction sonore est critique dans ce type d'application. L'efficacité énergétique du système complet, η, peut se diviser en deux parties distinctes : l'efficacité énergétique du système électrique associé, η_{elec}, et l'efficacité énergétique du haut-parleur, η_{acou} (cf. Fig. 4.2). Les sections 4.1.1 et 4.1.2 vont présenter plus en détail chaque partie, afin de pouvoir confronter les deux rendements.

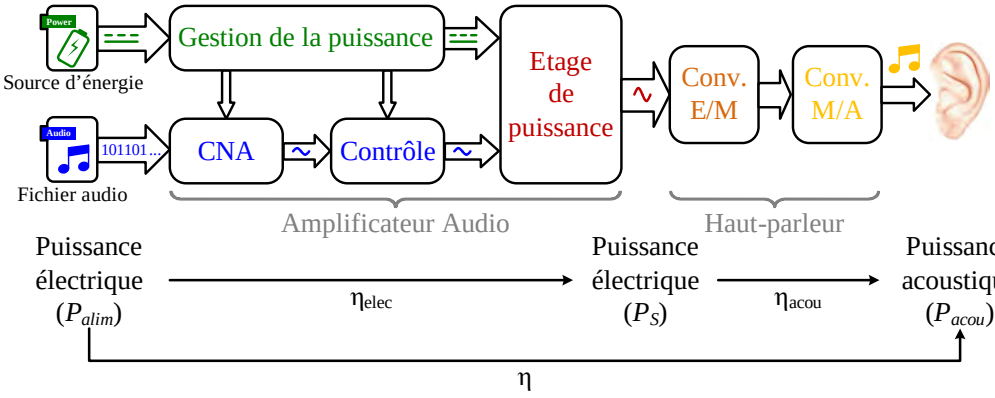


Figure 4.2 – Principe de conversion et répartition du rendement.

Mais avant de s'intéresser au rendement, il faut dans un premier temps observer les puissances mises en jeux. La dynamique d'un signal audio, définie par son facteur crête [1], FC, est souvent compris entre 10 et 20 dB. En d'autres termes, la puissance nominale, $P_{s_{nom}}$, fournie au haut-parleur est 20 à 40 dB inférieure à la puissance maximale instantanée. Dans la Fig. 4.3 est présenté un exemple de signal audio possédant un $FC = 19$ dB.

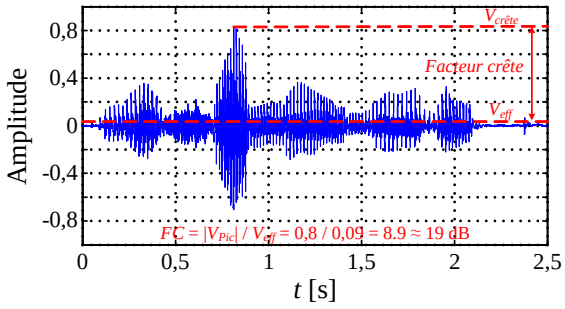


Figure 4.3 – Signal audio (voix masculine) en fonction du temps avec $V_{crête}$, V_{eff} et CF.

1. Facteur crête ou *crest factor* pour les anglophones est le rapport entre l'amplitude du pic du signal et la valeur efficace du signal.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Comme l'illustre la photographie ci-contre, différentes mesures[2] de puissances électriques et acoustiques ont été effectuées à l'aide d'un téléphone portable *Nokia N97 mini*, un casque *Sennheiser HD595* ($R_L = 50\ \Omega$) et d'un *Head And Torso Simulator* couplé à un analyseur audio *Rohde & Schwarz UPD Audio Analyzer*. Le tableau 4.1 présente une série de mesures de différentes puissances nominales (sortie d'amplificateur) pour différents échantillons audio (avec des styles musicaux variés). Il résulte de ce tableau que la puissance nominale[3], $0,9\ \mu\text{W} < P_{s_{nom}} < 6,6\ \mu\text{W}$, est loin de la puissance maximale (20 mW) servant de spécification pour concevoir un amplificateur audio.

Echantillon	Style	$V_{crête}$ [mV]	V_{RMS} [mV]	FC [dB]	$P_{s_{nom}}$ [µW]
1	Soft rock	107	17	16	5,2
2	Classique	37	7	14	0,9
3	Techno	35	15	7	4,1
4	Rock	65	15	13	4,1
5	Hip-hop	65	19	11	6,6

Tableau 4.1 – Puissance électrique v.s. échantillon.

Malheureusement, pour l'efficacité de la partie électrique, l'accent est généralement mis sur la puissance maximale au lieu de la puissance nominale. Pour une puissance de sortie nominale faible, le courant statique peut avoir une incidence significative sur l'efficacité mais ce point sera davantage détaillé dans le § 4.1.3. Observons maintenant ce qui se passe en terme d'efficacité énergétique dans la partie acoustique.

4.1.1 Rendement du haut-parleur

Pour le haut-parleur, [25, p. 289] a montré que l'efficacité énergétique (demi-plan, mi-bande)[4] peut s'exprimer comme dans l'Eq. (4.1a). Avec η_{acou}, l'efficacité énergétique du haut-parleur (en watt acoustique en sortie par watt électrique en entrée) et V_{as} le volume d'air équivalent (surface du piston du piston × déplacement) ; les autres termes ont été définis précédemment[5]. De plus, le rendement peut aussi s'exprimer en termes de paramètres

2. Merci au Dr. Xavier Branca, STEricsson Grenoble, pour son support pour les différentes mesures.
3. $P_{s_{nom}}$ pour une puissance acoustique moyenne mesurée (pour tous les signaux) égale à 75 dB_{SPL} à 1cm.
4. « demi-plan, mi-bande » signifie que le haut-parleur est monté sur un baffle plan et qu'il fonctionne dans la plage du piston à une fréquence > à F_S.
5. Cf. Liste des tableaux à la page xxxii.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

électro-mécaniques fondamentaux du haut parleur comme présenté dans l'Eq. (4.1b), extraite de [58, p. 43]. Par exemple pour un haut-parleur de type casque, ayant comme paramètres $Bl = 0,64$ T.m, $S_d = 1$ cm^2, $R_e = 30,54\ \Omega$ et $M_{ms} = 109 \times 10^{-6}$ kg, l'efficacité $\eta_{acou} = 6,24 \times 10^{-4}$ %.

$$\eta_{acou} = \frac{4\pi^2}{c^3}\frac{F_S^3 V_{as}}{Q_{es}} \equiv 9,6 \times 10^{-7}\frac{F_S^3 V_{as}}{Q_{es}} \qquad [1] \tag{4.1a}$$

$$\eta_{acou} = \frac{\rho_{air}}{2\pi c}\frac{(Bl)^2 S_d^2}{R_e \times M_{ms}^2} \equiv 5,5 \times 10^{-4}\frac{(Bl)^2 S_d^2}{R_e \times M_{ms}^2} \qquad [1] \tag{4.1b}$$

Pour les micro-haut-parleurs, le rendement est légèrement supérieur (souvent une décade de différence) grâce à une surface émissive plus importance. Par exemple, le micro-haut-parleur *DONAU RA15x11x3.5MM* du fabricant NXP, qui est régulièrement utilisé en téléphonie mobile, possède une efficacité énergétique de $\eta_{acou} = 1,28 \times 10^{-2}$ %, directement calculée à partir de la sensibilité acoustique fourni par le fabricant ($S_p = 73$ dB$_{\text{SPL}}$). En effet, comme le précise [58, p. 43], pour des environnements d'écoute typique, il existe une relation directe entre la puissance acoustique rayonnée et le niveau de pression acoustique. Cela permet d'exprimer la sensibilité à la puissance, S_p, en terme de rendement. La sensibilité et l'efficacité sont liées par l'Eq. (4.2) [6].

$$S_p = 106 + 10 \times \log_{10}(\eta_{acou}) \qquad \left[\text{dB}_{\text{SPL}_{(1\text{W}/1\text{m})}}\right] \tag{4.2}$$

Maintenant que nous avons une idée du rendement énergétique du haut-parleur ($\eta_{acou} < 25 \times 10^{-2}$ % [7]) ; connaître le niveau réel de puissance électrique nécessaire pour piloter le haut-parleur devrait nous aider à définir avec plus d'exactitude les spécifications nécessaires à la partie électrique. Nous allons donc observer le rendement de la partie électrique et l'impact qu'aura la charge sur ce dernier. Grâce à cette étude, nous verrons que la consommation statique en courant est un paramètre critique.

4.1.2 Rendement de l'amplificateur audio

En comparant les différentes topologies d'amplificateur audio dans le § 1.3.3 à la p. 41, nous avons vu que le rendement énergétique, η_{elec}, d'un amplificateur à commutation est plus

6. Cette équation diffère légèrement de celle de [58, p. 43, Eq. 2.36]. L'intensité acoustique de référence, $I_{p_0} = 10^{-12}$ W/m^2 sert de référence à la pression acoustique ($L_{p_0} = 0$ dB). En d'autres termes, un watt acoustique par mètre carré est équivalent à une pression acoustique de 120 dB. Or les mesures standards sont effectuées sur un baffle plan (infini) dans un demi-plan, c'est-à-dire que seulement la moitié de la puissance est transmise à la face avant (perte de 3 dB) à une distance, $d = 1$ m. La surface de la sphère résultante vaut $4 \times \pi \times d^2 = 12,57$ m$^2 \approx -11$ dB. Ce qui nous donne pour $\eta_{acou} = 100$ % une pression acoustique $L_p = 120 - 3 - 11 = 106$ dB d'où l'Eq. (4.2).

7. En prenant le tableau 1.2 à la page 26 nous pouvons observer que $S_{p_{MAX}} = 78$ dB$_{\text{SPL}} \equiv \eta_{acou} = 15 \times 10^{-2}$ % en appliquant l'Eq. (4.2) et en surestimant légèrement la pression acoustique $L_p = 80$ dB nous obtenons alors $\eta_{acou} = 25 \times 10^{-2}$ %.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

élevé que celui d'un amplificateur linéaire. Pour les amplificateurs de Classe-D récents [8], $\eta_{elec} \approx 90$ % et il est important de préciser que c'est une valeur obtenue à puissance maximale, pour un signal sinusoïdal avec une charge fortement inductive. Mais ce qui est important pour les signaux audio réels, ce n'est pas vraiment le rendement à puissance maximale mais plutôt à puissance nominale [9]. L'efficacité énergétique d'un Classe-D [10] en fonction de la puissance, tel que la mesure le fabricant, est présenté dans la Fig. 4.4a. Le rendement peut se calculer grâce aux Eqs. (4.3a)–(4.3b).

$$\eta_{elec} = \frac{P_s}{P_s + P_{con} + P_{com}} \times 100 \qquad [\%] \tag{4.3a}$$

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{V_{cc}^2}{|Z|} \times \cos(\varphi) \qquad [\mathrm{W}] \\ P_{con} &= (2R_{DS} + 2R_P) \times I_o^2 \qquad [\mathrm{W}] \\ P_{com} &\approx C_{eq} \times V_o^2 \times F_e \qquad [\mathrm{W}] \end{aligned} \tag{4.3b}$$

Avec :

- P_s, puissance transmise [W] ;
- P_{con}, perte due à la conduction [W] ;
- P_{com}, perte due aux commutations [W] ;
- $|Z|$, module de l'impédance Z [Ω] ;
- φ, phase de l'impédance Z [°] ;
- R_{DS}, résistance drain-source [Ω] ;
- R_P, résistance parasite équivalente [Ω] ;
- I_o, courant de sortie [A] ;
- C_{eq}, capacité parasite équivalente [F] ;
- V_o, tension de sortie [V] ;
- F_e, fréquence d'échantillonnage [Hz] ;

A. Magrath [59, p. 3, Eq. 2] montre qu'avec un indice de modulation élevé (les pertes résistives dominent), l'efficacité énergétique maximale peut s'écrire comme dans l'Eq. (4.4).

$$\eta_{elec_{MAX}} = \frac{|Z|}{|Z| + R_P + R_{DS}} \times 100 \qquad [\%] \tag{4.4}$$

La Fig. 4.4b présente deux mesures d'efficacité énergétique, pour le même Classe-D dans les mêmes conditions [11] mais avec deux charges réelles (deux micro-haut-parleurs différents [12]).

Normalement, étant donné que les résistances statiques sont identiques pour les deux haut-parleurs, nous devrions avoir la même efficacité énergétique. Mais comme nous pouvons

8. Sources : *portfolio* des amplificateurs audio analogiques chez STMicroelectronics, Texas Instruments, Maxim, Analog Devices et ON Semiconductor.

9. Nous avons vu que la puissance $P_{s_{nom}} \ll P_{s_{MAX}}$ dans la sect. 4.1 à la p. 99.

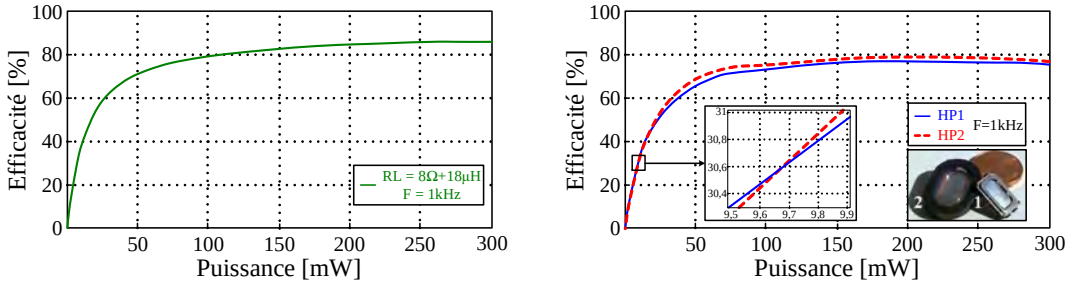
10. Mesure effectuée à l'aide de la carte de démonstration *STEVAL-CCA011V1* utilisant un amplificateur *TS2012FC* [21]

11. Tension d'alimentation identique ($V_{cc} = 3,6$ V) et fréquence du signal d'entrée identique ($F =$ 1 kHz)).

12. Un micro-haut-parleur *8x12x2.5MM RA SPEAKER* et un micro-haut-parleur *GRACE* du fabricant NXP, avec la même résistance $R_e = 7,2\ \Omega$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

l'observer dans la Fig. 4.5, les impédances des haut-parleurs sont différentes. Dans notre exemple, le $|Z|$ du premier micro-haut-parleur vaut approximativement $10,5\ \Omega$ et le second $7,5\ \Omega$ à 1 kHz. En utilisant l'Eq. (4.4) et avec $R_P + R_{DS} \simeq 0,4\ \Omega$, l'efficacité énergétique maximale théorique $\eta_{elec_{MAX}} \simeq 96,3\ \%$ pour le premier et $\eta_{elec_{MAX}} \simeq 94,9\ \%$ pour le second micro-haut-parleur ($|\Delta\eta_{elec}| \sim 1,4\ \%$). Le $\cos(\varphi)$ du premier vaut environ 95 % ($|\Delta\eta_{elec}| \sim 4\ \%$). La différence globale (à cette fréquence) due à l'impédance est proche de 3 %.



(a) Rendement avec une charge « RL » (R=8 Ω L=18 µH.

(b) Rendement couplé à deux micro-haut-parleurs.

Figure 4.4 – Rendement d'un amplificateur à commutation.

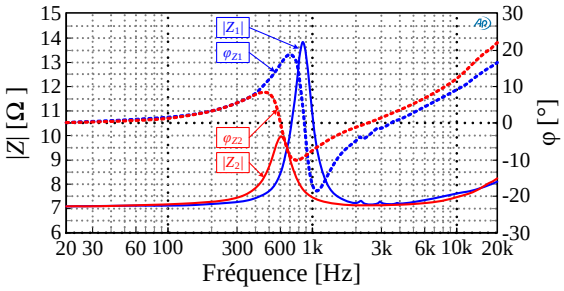


Figure 4.5 – Mesure de $|Z|$ et ϕ de deux haut-parleurs.

A ce stade, en observant la Fig. 4.4b, nous pourrions conclure que l'ensemble Classe-D et haut-parleur 1 est plus performant du point de vue du rendement électrique. Mais en est-t-il de même au global ? Une analyse acoustique en fréquence des deux micro-haut-parleurs est nécessaire pour répondre à cette question. La mesure de la réponse en fréquence est présentée en Fig. 4.6 et représente le niveau de pression acoustique en dB à 1 cm pour une puissance fournie par l'amplificateur de 100 mW. A 1 kHz (même fréquence que pour l'exemple précédent), nous observons une différence de 10 dB (soit $\times$ 10) entre les deux micro-haut-parleurs. En d'autres termes, pour avoir la même pression acoustique, la puissance aux bornes du premier haut-parleur doit être dix fois plus grande que celle du second haut-parleur.

Au final, du point de vue électrique, un micro-haut-parleur est meilleur mais du point de vue global (comme schématisé dans la Fig. 4.7), les résultats montrent

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

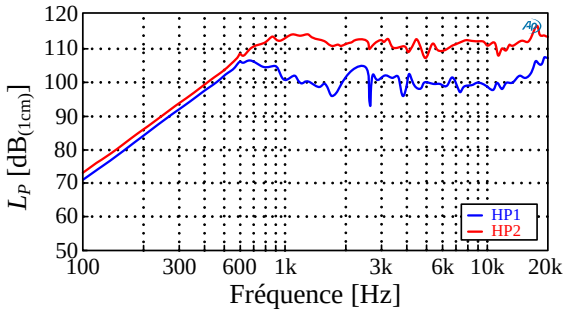


Figure 4.6 – Réponse en fréquence de deux haut-parleurs (en champ libre sur baffle infini).

que les deux ou trois pour-cent de différence (pour une puissance élevée) ne peuvent pas compenser la différence en sensibilité acoustique.

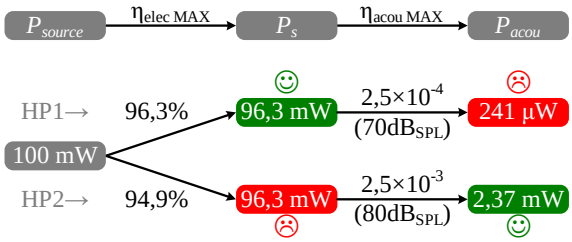


Figure 4.7 – Schématisation globale de la puissance.

4.1.3 Consommation statique de l'amplificateur

Est-il possible d'améliorer la performance globale à faible amplitude ? Comme énoncé précédemment dans le § 1.3.3 à la p. 41, un amplificateur de type Classe-AB possède un rendement inférieur à celui du Classe-D à puissance maximale. En effet, dans un Classe-AB, lors de la transmission de puissance à la charge, plus de puissance est dissipée au travers des transistors qui fonctionnent en régime saturé. L'amplificateur linéaire génère également des pertes constantes dues au courant de polarisation [10]. Contrairement à la structure du Classe-D qui dissipe en $I_s^2 \times R_{DS}$, l'amplificateur Classe-AB dissipe en $I_s \times (V_{cc} - V_s)$. L'efficacité énergétique maximale théorique, $\eta_{elec_{MAX}} = 78,5\ \%$ (cf. Eq. (4.5)).

$$\eta_{elec} \approx \frac{\pi}{4}\frac{V_s}{V_{cc}} \qquad [1] \tag{4.5}$$

Le § 1.3.2.3 à la p. 37, expliquait que l'amélioration principale de l'amplificateur de Classe-G réside dans le fait d'ajuster la tension d'alimentation à l'amplitude du signal [13] dans le but d'accroitre le rendement. Dans les applications casque, la puissance maximale est rarement plus grande que quelques milliwatts ($P_{s_{MAX}} \approx 20$ mW) et la puissance nominale inférieure à la dizaine de microwatts [14]. La Fig. 4.8 montre qu'à faible puissance (< 10 mW

13. Les anglophones utilisent le terme « power tracking of the supply level ».
14. Dans le tableau 4.1 à la page 100, nous avons vu que $P_{s_{nom}} \leq 6,6$ µW.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

dans notre exemple) avec une charge de 48 Ω, l'amplificateur hybride *TS4621* de *STMicroelectronics* est plus efficace énergiquement que l'amplificateur à commutation *TS2012* du même fabricant (également plus efficace que l'amplificateur linéaire *TS4601*).

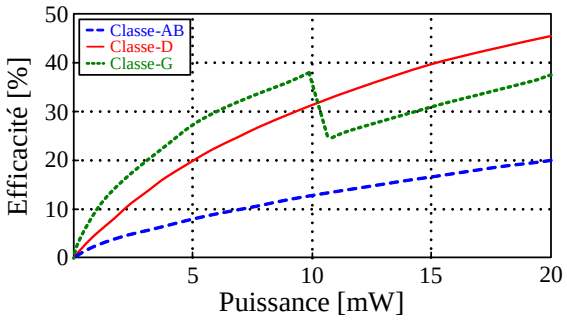


Figure 4.8 – Rendement v.s. puissance, pour différentes topologies.

Comme nous pouvons l'observer dans la Fig. 4.9, l'amplificateur Classe-G possède un courant statique ou de repos, I_q, plus faible que les autres topologies (il est plus efficace comme vu en Fig. 4.8).

Pour les applications mains-libres, la puissance électrique maximale en sortie de l'amplificateur est de l'ordre du watt. Dans les amplificateurs à commutation, le courant statique ($I_q = 1 - 5$ mA) est souvent négligé car $I_q \ll I_{0_{MAX}} \simeq 500$ mA (pour $P_{s_{MAX}} = 1$ W et $R_L = 4\ \Omega$). Mais comme la puissance nominale est de l'ordre de 10 mW, le courant nominal est de l'ordre de 5 mA, donc le courant statique n'est pas négligeable par rapport au courant nominal.

De rares ouvrages dans la littérature ont mis en évidence qu'un amplificateur de Classe-D peut également servir à piloter des applications de type casque [59, 60, 61, 62]. Un amplificateur avec un faible courant de repos (e.g. $I_q = 1,18$ mA pour le Classe-D dans [62, Table II]) est plus intéressant en terme d'efficacité énergétique que toutes les autres topologies (cf. « Classe-D casque » dans la Fig. 4.9 [15]) et notamment à la puissance nominale $P_{s_{nom}} \approx 10$ mW de la topologie mains-libres.

Note : relier un amplificateur qui commute à haute fréquence à un système possédant de longs câbles [16] peut être problématique car il y a un risque d'interférences électromagnétiques. D'où la faible quantité de littérature pour ce type d'application. Mais dans notre cas, le haut-parleur MEMS est proche de l'amplificateur donc la topologie Classe-D reste intéressante et ouvre un axe de recherche à approfondir.

15. Classe-AB *TS4601*, Classe-D *TS2012* et Classe-G *TS4621* de *STMicroelectronics* et enfin Classe-D casque extrait de [62].
16. Câbles servant à relier le casque au dispositif.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

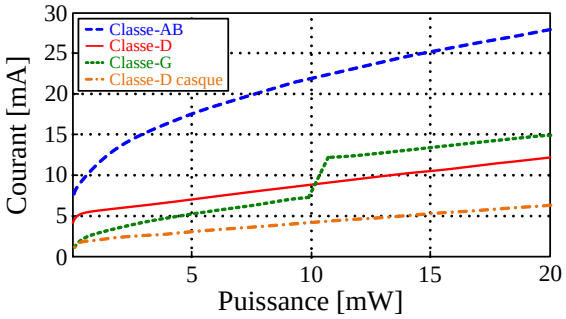


Figure 4.9 – Courant d'alimentation v.s. puissance, pour différentes topologies.

4.1.4 Conclusion aspect énergétique

Pour conclure sur l'aspect énergétique, la Fig 4.10 résume la situation actuelle, en terme d'efficacité énergétique globale.

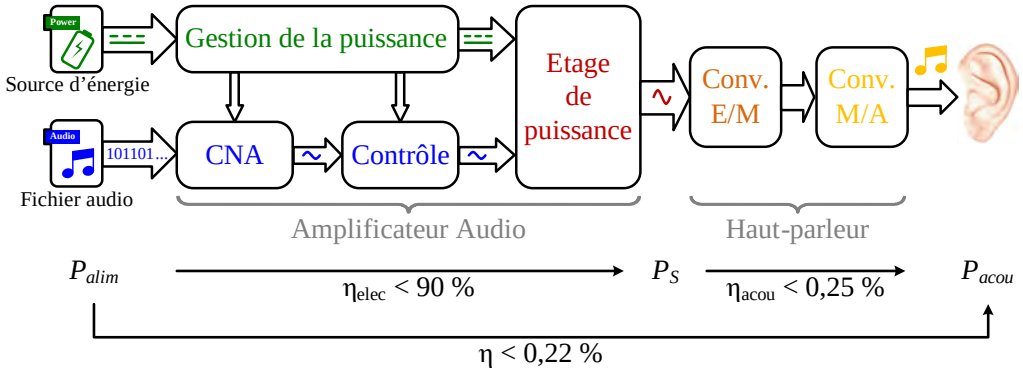


Figure 4.10 – Principe de conversion avec une estimation du rendement.

En comparant le rendement maximal d'un amplificateur audio [17] à celui d'un haut-parleur [18], nous pouvons dire que la marge d'amélioration semble être du côté du haut-parleur. Meilleure sera la sensibilité du haut-parleur, meilleur sera le rendement du dispositif dans sa globalité. Nous avons également constaté que, même à faible puissance, l'amplificateur à commutation est un dispositif intéressant si l'on prend soin de réduire au maximum sa consommation statique, quitte à dégrader légèrement l'efficacité à puissance maximale (il ne faut pas oublier que $P_{s_{nom}} \ll P_{s_{MAX}}$). En effet, plutôt que de focaliser tous les efforts sur le rendement maximal, « seule » la consommation statique est importante [19].

17. $\eta_{elec_{MAX}} = 90\ \%$ basé sur la note [8], p. 102
18. $\eta_{acou_{MAX}} = 0,25\ \%$ basé sur le tableau 1.2, p. 26 et Eq. (4.2), p. 101.
19. Il ne faut pas pour autant négliger le rendement aux puissances plus importantes.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

4.2 Présentation de la démarche globale

L'axe de recherche étudié dans cette section va donner certaines pistes pour réduire le surdimensionnement de l'amplificateur audio en se basant sur les paramètres du haut-parleur. Effectuer une approche système permet d'adapter plus précisément l'amplificateur à la charge. La méthodologie appliquée dans cette partie sera valable pour tous types d'amplificateurs audio mais nécessite de connaître un minimum de paramètres du haut-parleur (e.g. impédance et sensibilité acoustique).

L'approche globale se base sur le principe illustré dans la Fig. 4.11. En partant d'une spécification actuelle d'un amplificateur, nous allons chercher à observer son impact sur la partie acoustique via la conversion électro-mécano-acoustique. Si le résultat en terme de pression acoustique est cohérent, cela signifie que la spécification actuelle est correcte. Sinon, en partant d'un résultat acoustique plus approprié, nous remonterons jusqu'à une spécification de l'amplificateur mieux adaptée.

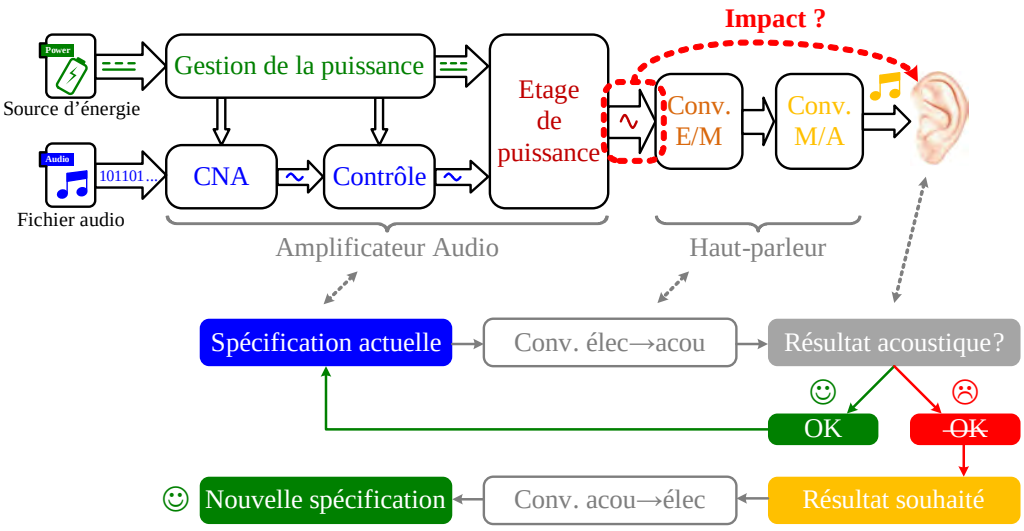


Figure 4.11 – Principe de la démarche globale.

Dans le compromis global comme déjà illustré dans la Fig. 4.1 présentée en p. 98 nous pouvons observer différents aspects. En guise d'exemple d'application de l'approche système, nous allons focaliser cette étude sur la partie « qualité audio » en présentant trois spécifications pouvant être ajustées. Le § 4.2.1 présente le niveau de bruit en tension en sortie de l'amplificateur, le § 4.2.2 présente le taux de distorsion harmonique et enfin, le § 4.2.3 présente le gain en fonction de la fréquence.

4.2.1 Niveau de bruit en tension

Dans un premier temps, nous allons vérifier si la spécification du niveau de bruit en tension (en sortie de l'amplificateur, intégré sur l'ensemble de la bande audio), V_N =

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

50 $\mu V_{RMS(A-W)}$ [20], est pertinente pour les applications mains-libres. En d'autres termes, ce qui nous intéresse c'est de savoir à quoi correspond cette tension du point de vue acoustique dans le but de déceler un éventuel surdimensionnement de cette spécification. Pour cela, appliquons l'approche globale, comme présentée en Fig. 4.12.

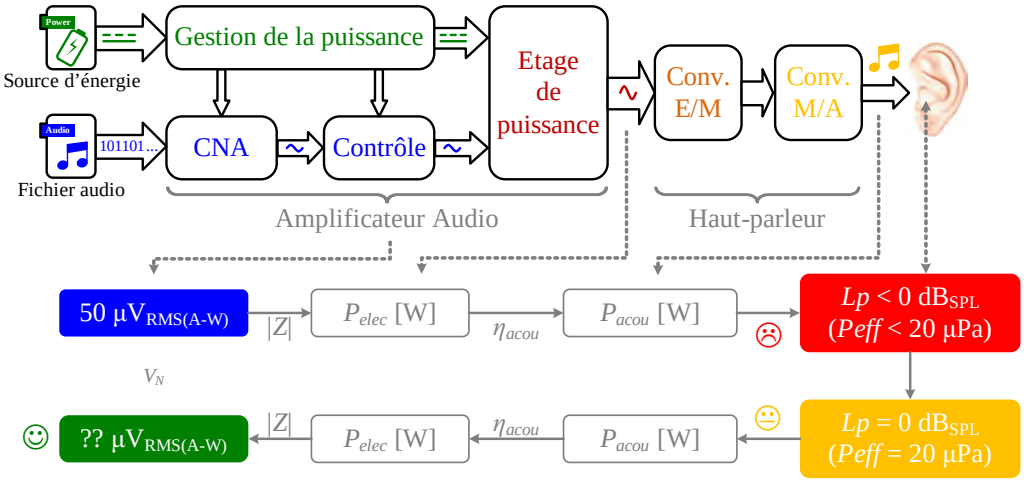


Figure 4.12 – Démarche globale appliquée au bruit en tension.

Nous avons $V_N = 50\ \mu V_{RMS(A-W)}$ et nous cherchons à calculer le niveau de pression acoustique, L_P. Il faut commencer par convertir la tension en puissance électrique ($P_{elec} = 6,25 \times 10^{-10}$W avec $|Z| = 4\ \Omega$ dans le pire des cas). Ensuite, nous avons établi que la conversion électroacoustique possède un rendement $\eta_{acou_{MAX}} = 0,25\ \%$, ce qui donne une puissance acoustique $P_{acou_{MAX}} = 1,56 \times 10^{-12}$W. Pour convertir cette puissance acoustique en niveau de pression acoustique, nous pouvons directement utiliser les Eqs. (4.6) [21]. Nous obtenons un niveau de pression acoustique $L_P = -9$ dB, qui correspond à une pression acoustique $P_{eff} = 7\ \mu$Pa.

$$P_{eff} = \sqrt{\frac{P_{acou}}{4\pi d^2} \times Z_0} \qquad [\text{Pa}] \tag{4.6a}$$

$$L_P = 20 \times \log_{10}\left(\frac{P_{eff}}{P_{ref}}\right) \qquad [\text{dB}_{\text{SPL}}] \tag{4.6b}$$

$$L_P = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_{acou}}{P_0}\right) + 10 \times \log_{10}\left(\frac{S_0}{4\pi d^2}\right) \qquad [\text{dB}_{\text{SPL}}] \tag{4.6c}$$

20. $\mu V_{RMS(A-W)}$ signifie micro volt efficace pondéré A. Le système de pondération A (*A-weighted*), est un procédé qui permet d'ajuster l'amplitude du signal pour qu'il soit relatif à des sons dans l'air tels qu'ils sont perçus par l'oreille humaine (*International standard IEC 61672 :2003*). Les valeurs aux basses fréquences sont réduites, par rapport au système non pondéré (*unweighted*), dans lequel aucune correction n'est apportée.

21. Nous considérons l'onde plane, avec $Z_0 \approx 410$ Pa.s/m à température ambiante et avec une surface projetée de référence unitaire.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

La référence de pression sonore, $P_{ref} = 20$ µPa, ou encore la pression acoustique de référence, $P_0 = 10^{-12}$W correspondent au niveau minimum audible par l'oreille humaine ($L_{P_{min}} = 0$ dB). En comparant P_{eff} et L_P (calculé précédemment) à P_{ref} et $L_{P_{min}}$, ces valeurs sont inférieures au seuil audible, c'est-à-dire qu'il y a surdimensionnement de la spécification en bruit.

Afin d'ajuster la spécification, nous allons effectuer le cheminement inverse. Dans un premier temps redéfinissons $P_{eff} = P_{ref} = 20$ µPa et $L_P = L_{P_{min}} = 0$ dB. Ensuite, grâce aux équations (4.6) nous pouvons en déduire que $P_{acou_{MAX}} = 1,3 \times 10^{-11}$W c'est-à-dire $P_{elec} = 6,5 \times 10^{-9}$W avec $\eta_{acou_{MAX}} = 0,25$ %. Puis en supposant que $|Z| = 8\ \Omega$ (valeur théorique la moins avantageuse) nous obtenons la nouvelle valeur du niveau de bruit en tension (en sortie de l'amplificateur), $V_N = 228\ \mu V_{RMS(A-W)}$.

Comme l'illustre la photographie ci-contre, des mesures ont été effectuées en chambre sourde (anéchoïque) pour vérifier le niveau de bruit audible. Il en résulte qu'il est difficile de distinguer des sons pour un bruit $V_N \leq 0,5$ mV$_{RMS}$ malgré le très faible niveau environnant ($L_{P_{min}} \leq 20$ dBA). Donc il est fort probable que dans un environnement « normal [22] » le plancher audible serait encore plus élevé. Néanmoins, à ce stade, il est déjà possible de conclure que le fait d'être moins drastique sur la spécification du niveau de bruit en tension généré par l'amplificateur, va très certainement permettre de revoir sa conception. Étant moins contraint sur ce paramètre, le gain potentiel réalisé va servir, par exemple, à améliorer la consommation statique.

4.2.2 Taux de distorsion harmonique

En guise de second exemple d'application de la démarche globale, nous allons vérifier si la spécification du taux de distorsion harmonique est pertinente pour les applications mains-libres.

Mesure de THD globale : Dans un premier temps, il nous faut caractériser un système dans son ensemble. Cela va permettre d'estimer la distorsion dans un amplificateur et celle dans un haut-parleur. La Fig. 4.13 présente le banc de mesure et la Fig. 4.14 les résultats des distorsions harmoniques (amplificateur v.s. haut-parleur). Le banc de mesure se compose d'un analyseur audio *Audio Precision – AP2722* (1) qui génère le stimulus et

22. À titre d'exemple, dans une chambre calme le niveau est de l'ordre de 30 dBA, dans une rue à gros trafic entre 70 et 80 dBA, et dans un wagon de métro entre 80 et 90 dBA.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

analyse les signaux en provenance de l'amplificateur et du microphone *PCB378B02* (4) qui se trouve placé dans l'axe du haut-parleur à une distance de 1 cm dans des conditions de champ libre. Un amplificateur de puissance *TS2012FC* (2) transmet le signal et la puissance au haut-parleur. Un support de type *IEC 268-5 Baffle*[52] (3) est utilisé pour éviter les court-circuits acoustiques. Enfin les mesures du niveau sonore ont été réalisées à l'aide d'un conditionneur de signal *PCB482A21* (5) (microphone étalonné à l'aide d'un calibrateur *CAL200*).

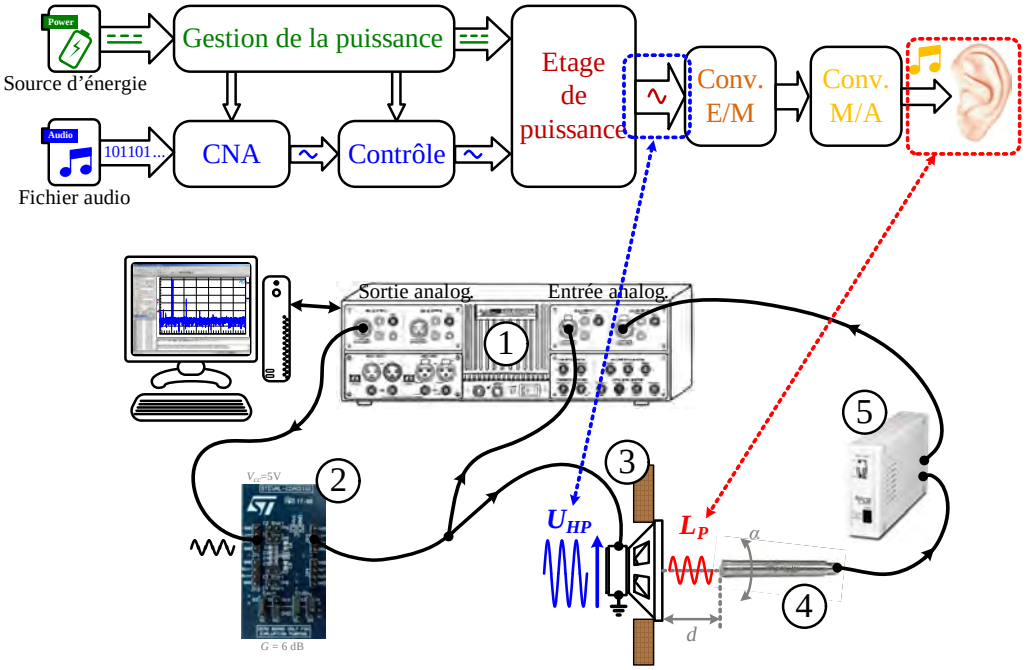


Figure 4.13 – Banc de mesure des distorsions (ampli & haut-parleur).

En observant la Fig. 4.14, nous pouvons constater que le niveau de THD de l'amplificateur est de l'ordre de 0,03 % tandis que celui en sortie du haut-parleur est de l'ordre de 3 %. Ces deux niveaux de distorsions mesurés sont loin d'être similaires.

? L'axe de recherche se porte sur la question suivante : est-ce pertinent d'avoir un niveau de THD aussi drastique dans les amplificateurs audio comparé à celui d'un micro-haut-parleur ? Pour répondre à cette question, nous allons observer plus en détail les distorsions d'un haut-parleur puis celles d'un amplificateur.

Distorsion dans un haut-parleur : Rappelons que lors de la conversion électrodynamique, de nombreuses distorsions apparaissent, liées aux non-linéarités du facteur de force, de la compliance, de la bobine, etc. (cf. tableau 2.2 à la p. 69).
Dans un haut-parleur, les distorsions inférieures à 0,1 % sont rarement atteintes [63]. En guise d'exemple pour confirmer cette estimation, la Fig. 4.15 présente une mesure de dis-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

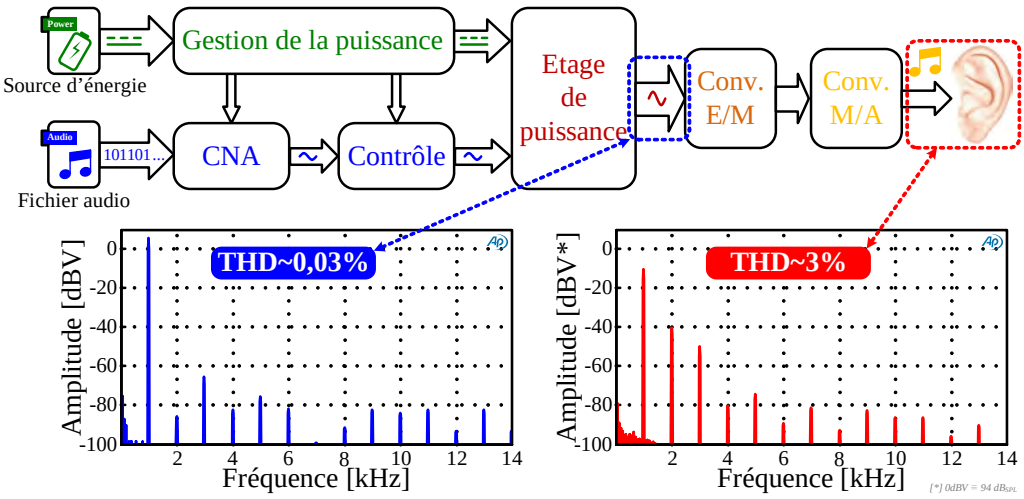


Figure 4.14 – Comparaison des distorsions harmoniques (ampli v.s. haut-parleur)

torsion en fonction de la fréquence pour un haut-parleur de type casque [23]. En observant le taux de distorsion moyen, $THD_{moy} \approx -40$ $\text{dBV}_{\text{RMS}} \equiv 1$ %, nous constatons que ce niveau est élevé.

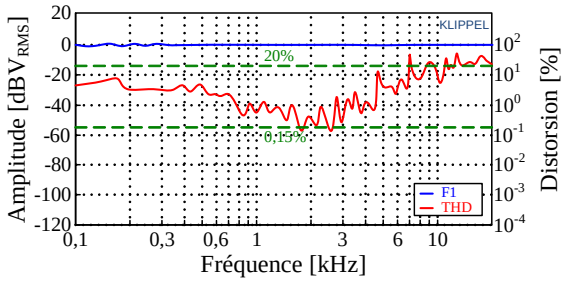


Figure 4.15 – Distorsion en fonction de la fréquence (haut-parleur).

Note : une solution pour réduire ce niveau de THD serait d'améliorer le processus de conversion électro-acoustique en réduisant l'impact des non-linéarités du haut-parleur (e.g. en utilisant un contrôle différent, comme présenté dans le chapitre 3, ou en améliorant le haut-parleur comme nous pourrons le voir dans le chapitre 5).

Distorsion dans un ampli : Rappelons que le but est de connaître l'impact des distorsions en sortie d'un amplificateur audio sur la pression acoustique. Comme l'illustre la Fig. 4.16 qui présente une mesure de THD en fonction de la fréquence pour un amplificateur *TS2012FC*, le niveau de THD est inférieur à 0,15 %. En appliquant l'approche système, en se plaçant à 6 kHz [24], avec une puissance de 0,42 W (1,83 V) nous obtenons (cf. Eqs. (4.6)) un niveau de pression acoustique $L_{P_{H1}} = 78$ dB_{SPL}. En observant les harmoniques (H3 >

23. Mesure extraite de la formation [39].
24. Fréquence choisie pour avoir le niveau de THD le plus élevé et pour avoir les harmoniques d'ordre deux et trois dans la bande audio (<20 kHz).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

H2), l'amplitude de H3 vaut -54,7 dBV ce qui correspond à une tension de 1,83 mV ou encore à une puissance électrique de 0,42 µW. En convertissant cette puissance en niveau de pression acoustique, nous obtenons $L_{P_{H3}} = 18$ dB$_{\text{SPL}}$. Soit au maximum une différence de 60 dB entre le signal et la distorsion c'est-à-dire inaudible et totalement masqué par les 40 dB de distorsion provenant au haut-parleur.

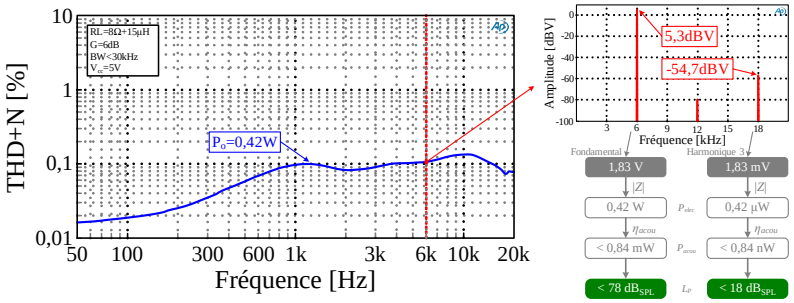


Figure 4.16 – Distorsion en fonction de la fréquence (ampli).

Conclusion distorsion : Dans les exemples que nous venons d'étudier, nous avons observé un taux de distorsion de l'ordre de 1 % pour le haut-parleur et, dans le cas le plus défavorable [25], une distorsion de l'ordre de 0,1 % pour l'amplificateur. A ce stade de l'étude, nous pouvons donc observer qu'il est inutile d'avoir un niveau de THD très faible (< 0,1 %) dans l'amplificateur alors que le haut-parleur possède un niveau de THD important (> 1 %) qui masquera les distorsions en provenance de la partie électrique ($\Delta L_P \approx 40$ dB$_{\text{SPL}} \rightarrow$ inaudible). Le fait d'être moins drastique sur ce paramètre va très certainement permettre d'apporter une liberté supplémentaire à un(des) autre(s) paramètre(s) du compromis global.

4.2.3 Plage de gain en fonction de la fréquence

Lors de la conception d'un amplificateur audio, une des spécifications exige d'avoir une valeur de gain constante avec un écart maximal, ΔdB de 1 dBV [26] ($\Leftrightarrow \pm 0,5$ dBV) sur l'ensemble de la bande audio (20 Hz $\rightarrow$ 20 kHz). En observant la Fig. 4.17a qui présente différentes mesures de gain d'un amplificateur audio en fonction de la fréquence pour différentes charges, nous constatons que le gain ne varie quasiment pas en fonction de la fréquence.

Mais, en observant la réponse en pression acoustique d'un haut-parleur [27], comme par

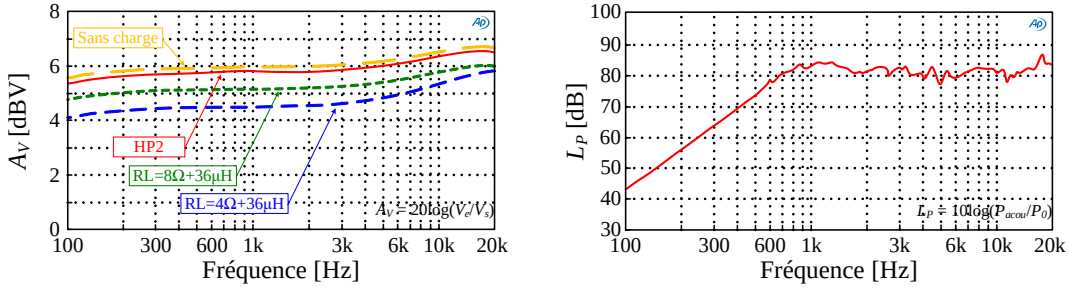
25. Défavorable car nous avons pris un amplificateur à commutation qui possède un niveau de THD supérieur à celui d'un amplificateur linéaire mais aussi parce que nous nous sommes placés à une fréquence pour avoir le niveau de THD le plus élevé en conservant les harmoniques d'ordre deux et trois dans la bande audio

26. Cf. définition *Réponse fréquentielle* dans le glossaire à la p.xxiii. Notez également que le gain de l'amplificateur s'exprime en dBV $\Leftrightarrow 20\log(V_s/V_e)$.

27. Pression acoustique en dB$_{\text{SPL}}$ $\Leftrightarrow 10\log(P_{acou}/P_{elec})$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

exemple dans la Fig. 4.17b [28], nous nous rendons compte que le rendement d'un haut-parleur n'est pas constant sur l'ensemble de la bande audio. En effet, toujours dans la Fig. 4.17b nous observons une zone « relativement » linéaire (± 10 dB_{SPL}) limitée entre 700 Hz et 20 kHz [29].



(a) Réponse en gain (amplificateur). **(b)** Réponse acoustique (haut-parleur).

Figure 4.17 – Gain (ampli.) et sensibilité (haut-parleur) en fonction de la fréquence.

? D'un point de vue global, le gain électrique étant quasi constant dans la bande audio et celui du haut-parleur étant limité, ne serait-il pas plus judicieux pour l'amplificateur audio d'avoir plus de gain dans les basses fréquences afin de compenser le manque de rendement du haut-parleur dans cette zone ?

Toujours en se basant sur la Fig. 4.17b, si nous nous plaçons à 150 Hz, $L_{P_{150Hz}} = L_{P_{utile}} - 30$ dB. Une différence de sensibilité de 30 dB est équivalente à un ratio en puissance de $\times 30$. C'est-à-dire pour avoir une pression acoustique équivalente, il faudrait $P_{elec_{150Hz}} = 30 \times P_{elec_{700Hz-20kHz}}$. Mais cela est très difficilement réalisable du point de vue électrique car, même en utilisant un égaliseur [30] pour augmenter l'amplitude des basses fréquences, le système étant limité en tension (limite due à la tension d'alimentation), il est donc limité en puissance et ne peut pas fournir suffisamment d'énergie au déplacement de la membrane. A cela s'ajoute la limite mécanique du haut-parleur qui ne peut pas déplacer suffisamment d'air (limite en excursion et en diamètre) pour générer une telle pression acoustique (cf. eqs. (1.2) à la p. 13.). Nous pouvons donc en conclure qu'il vaudrait mieux ne pas amplifier de 20 Hz à F_S mais plutôt les filtrer afin de ne pas les amplifier.

Cependant, il est tout de même important de préciser que l'oreille humaine compense légèrement ce manque de puissance. En observant les travaux de Fletcher et Munson [64], et d'autres [65, 66], qui ont effectué des mesures pour déterminer les niveaux d'intensité sonore de sons purs en fonction de la fréquence, nous constatons une remontée du rendement auditif aux basses fréquences. En effet, les contours isosoniques calculés par [66], basés sur des modèles de l'audition humaine sont présentés en Fig. 4.18 et l'on observe bien une aug-

28. Déjà présentée dans la Fig. 4.6 à la p. 104.
29. Cette plage de fréquence est généralement utilisée comme plage utile du haut-parleur.
30. Dispositif agissant sur l'intensité du signal électrique ou acoustique dans certaines bandes de fréquences déterminées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

mentation de la sensibilité auditive aux fréquences inférieures à 600 Hz. Malheureusement la compensation n'est que d'une dizaine de dB entre 100 Hz et 1 kHz.

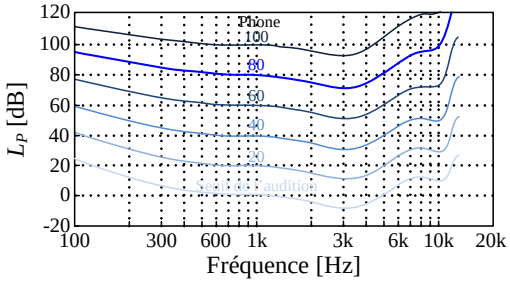


Figure 4.18 – Contours isosoniques (audition humaine).

Conclusion plage de gain en fonction de la fréquence : Les deux incohérences entre l'amplificateur et le haut-parleur sont les suivantes :

– l'amplificateur possède un gain constant de 20 Hz à 20 kHz tandis que le micro-haut-parleur génère une chute de rendement pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance ;

– l'écart maximal est de $\pm 0,5$ dBV pour l'amplificateur tandis que le haut-parleur possède une différence de sensibilité de ± 5 dBW dans sa bande utile.

Le gain de l'amplificateur étant limité par sa tension d'alimentation, il est impossible d'augmenter fortement ce dernier pour compenser la perte de rendement du haut-parleur et ce, malgré que l'oreille humaine compense légèrement ce phénomène (cf. Fig. 4.18 vs. Fig. 4.17b). Une solution pour résoudre cette première incohérence serait de baisser la fréquence de résonance du haut-parleur afin d'augmenter la plage de fréquence utile globale, tout en filtrant les basses fréquences ($F < F_S$) afin de ne pas les amplifier. Notons que cette piste pour améliorer les performances globales sera présentée dans le chapitre 5.

Pour résoudre la seconde incohérence (forte variation dans la pression acoustique) il faut concevoir un micro-haut-parleur possédant une linéarité irréprochable dans sa bande utile, c'est-à-dire que la face émissive se comporte réellement comme un piston, se déplaçant linéairement (membrane rigide et suspension souple). Dans le chapitre 5, la conception du micro-haut-parleur MEMS tient également compte de cette remarque.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

4.3 Conclusion des nouvelles spécifications

Nous avons démontré qu'il est possible d'adopter une démarche globale au système amplificateur plus haut-parleur. Cette démarche a été appliquée pour ajuster un certain nombre de paramètres de l'amplificateur tels que le niveau de bruit en tension, le taux de distorsion harmonique et la plage de gain en fonction de la fréquence.

Il est important de préciser que cette analyse globale s'applique à tout type d'amplificateur audio (quel que soit la puissance et le type d'application). Il est possible d'utiliser cette démarche pour ajuster les paramètres de l'amplificateur sur les performances du haut-parleur.

Un récapitulatif des spécifications de l'amplificateur audio « ajustées » au haut-parleur est présenté dans le tableau 4.2. D'autres paramètres tel que le rapport signal sur bruit a été calculé en se basant sur cette démarche globale et a été inclus dans le tableau 4.2. Le fait d'être moins drastique sur le bruit en tension, le rapport signal sur bruit, le taux de distorsion et la plage de fréquence vont permettre de focaliser les efforts sur les points critiques à optimiser : minimiser le courant statique et maximiser le rendement à puissance nominale dans le but d'accroitre l'efficacité globale du système.

Spécification	Symbole	Typique	Réajustée	Unité
Rendement	$\eta_{elec_{MAX}}$	≈ 90	$\geq \eta_{elec_{nom}}$	%
	$\eta_{elec_{nom}}$	1–10	à maximiser	
Courant statique	I_q	5	à minimiser	mA
Bruit en tension	V_N	50	200	$\mu V_{RMS(A-W)}$
Rapport signal/bruit	SNR	90	80	dB
Taux de distorsion	THD	0,01	0,1	%
Plage de fréq.	BW	20–20k	650–16k *	Hz
Gain (dans BW)	A_V	cst**	cst**	dB

* BW $\simeq F_{range}$ typique des micro-haut-parleurs (cf. tableau 1.2 à la p. 26).

** Gain contant à $\pm 0,5$ dB.

Tableau 4.2 – Spécifications typiques et réajustées.

A ce stade de l'étude, une connaissance plus approfondie du micro-haut-parleur MEMS est nécessaire pour concevoir un amplificateur adapté à la charge. Des paramètres du haut-parleur telles que l'impédance, la puissance maximale admissible, la réponse en sensibilité et/ou en accélération sont indispensables pour développer l'amplificateur approprié. Les paramètres du haut-parleur sont utiles pour définir par exemple la puissance en sortie de l'amplificateur (tension et courant maximal) ou encore le temps de montée (vitesse de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

balayage ou *slew rate*) qui dépend notamment de la réponse en accélération.
Le chapitre suivant présentera la réalisation du haut-parleur MEMS avec une caractérisation détaillée de ses performances. La démarche globale sera par la suite appliquée et permettra de définir la topologie appropriée ainsi qu'un maximum de spécifications électriques.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Figures

4.1 Illustration du compromis global. 98
4.2 Principe de conversion et répartition du rendement. 99
4.3 Signal audio (voix masculine) en fonction du temps avec $V_{crête}$, V_{eff} et CF. . . . 99
4.4 Rendement d'un amplificateur à commutation. 103
4.5 Mesure de $|Z|$ et ϕ de deux haut-parleurs. 103
4.6 Réponse en fréquence de deux haut-parleurs (en champ libre sur baffle infini). . . 104
4.7 Schématisation globale de la puissance. 104
4.8 Rendement v.s. puissance, pour différentes topologies. 105
4.9 Courant d'alimentation v.s. puissance, pour différentes topologies. 106
4.10 Principe de conversion avec une estimation du rendement. 106
4.11 Principe de la démarche globale. 107
4.12 Démarche globale appliquée au bruit en tension. 108
4.13 Banc de mesure des distorsions (ampli & haut-parleur). 110
4.14 Comparaison des distorsions harmoniques (ampli v.s. haut-parleur) 111
4.15 Distorsion en fonction de la fréquence (haut-parleur). 111
4.16 Distorsion en fonction de la fréquence (ampli). 112
4.17 Gain (ampli.) et sensibilité (haut-parleur) en fonction de la fréquence. 113
4.18 Contours isosoniques (audition humaine). 114

Tableaux

4.1 Puissance électrique v.s. échantillon. 100
4.2 Spécifications typiques et réajustées. 115

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Chapitre 5

Haut-parleur MEMS

Sommaire

5.1 Conception et réalisation du MEMS 122
5.1.1 Structure du MEMS 122
5.1.2 Conception de la membrane du MEMS 125
5.1.3 Suspension du MEMS 126
5.1.4 Moteur électrodynamique du MEMS 127
5.1.5 Résultats de la micro fabrication 130
5.2 Caractérisation 132
5.2.1 Impédance du MEMS 132
5.2.2 Modélisation petit signal du MEMS 133
5.2.3 Déplacement de la membrane 135
5.2.4 Pression acoustique 137
5.2.5 Rendement électro-acoustique 138
5.2.6 Distorsion harmonique 139
5.2.7 Distorsion d'intermodulation 140
5.3 Application de l'étude globale au MEMS 142
5.3.1 Spécifications de l'amplificateur audio dédié au MEMS 142
5.3.2 Structure de l'amplificateur adapté au MEMS : 144
5.4 Conclusion sur le MEMS 146

En guise d'introduction à ce chapitre, l'auteur rappelle le contexte du projet SAIPON ainsi que l'état de l'art des micro-haut-parleurs en technologie MEMS.

Objectifs visés par le projet SAIPON : Ce projet propose l'optimisation de l'ensemble de la chaîne audio par une approche globale de conception, et le développement expérimental d'un haut parleur en technologie MEMS.

Le transducteur sera conçu pour obtenir de bonnes performances acoustiques dès les basses fréquences. L'objectif visé est un niveau sonore de 80 dB_{SPL} à 10 cm dans la plage de fréquence allant de 300 Hz jusqu'à 20 kHz. C'est un objectif ambitieux comparé à la norme Hi-Fi des objets électroniques portables dont la bande passante « minimale » est de 400 Hz à 10 kHz [67].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

A cela s'ajoute l'objectif d'augmenter l'autonomie des systèmes audio portables. Une amélioration du rendement énergétique par rapport à l'existant fera partie des priorités. Grâce à une batterie de mesure dans le cadre du projet SAIPON, le rendement de référence mesuré se situe dans une fourchette de 0,001 % à 0,01 % (bien inférieur à la valeur maximale typique, $\eta_{acou_{typ}} \leq 0,25$ %, fournie par les fabricants [1] qui extrapolent une mesure réalisée à faible amplitude en valeur maximale typique).

Parmi les quatre partenaires du projet SAIPON, l'IEF, spécialisé dans le développement de technologies MEMS, avait comme mission de réaliser physiquement le haut-parleur MEMS. C'est pourquoi un certain nombre d'informations sont extraites de la thèse d'Iman Shahosseini [68] encadré par le Pr. Élie Lefeuvre. L'étude de la partie magnétique du transducteur était à la charge du LAUM, également partenaire du projet SAIPON. Certaines informations proviennent des études réalisées par Romain Ravaud et Mehran Erza, sous la direction du Pr. Guy Lemarquand [69]. Leurs travaux ont été précieux pour le choix du type d'aimantation servant au moteur du micro-haut-parleur MEMS.

L'auteur avait dans un premier temps pour mission de caractériser les paramètres essentiels nécessaires pour décrire la qualité du micro-haut-parleur MEMS. Sont donc présentées dans cette section : la courbe d'impédance, la réponse en fréquence, l'efficacité électro-acoustique, les distorsions et la réponse transitoire. Ces mesures sont effectuées avec divers bancs de caractérisation et les résultats permettent d'appliquer la démarche globale d'optimisation de la partie électrique afin d'obtenir un ensemble de spécifications (dédiées à ce micro-haut-parleur MEMS) dans l'optique d'une conception de l'amplificateur audio associé.

5

État de l'art des haut-parleurs MEMS : Comparativement à d'autres MEMS, peu de travaux sont effectués sur les micro-haut-parleurs MEMS. Le plus souvent, ils sont effectués sur des dispositifs de très petites dimensions, qui produisent de faibles niveaux sonores et à des fréquences bien supérieures aux 300 Hz désirés. Dans la plupart des cas, les applications envisagées concernent des appareils d'aide auditive [70, 71, 72]. La conception de ces différents transducteurs électroacoustiques se base sur divers types d'actionnement. Le tableau C.1 [2] présenté en annexe dans le § C.1 à la p. G servira d'état de l'art des haut-parleurs MEMS pour les quatre principaux types d'actionnement :

- Piézoélectrique [73, 74, 75, 76]
- Électrostatique [77, 78]
- Thermoacoustique [79]
- Électrodynamique [80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87]

1. Cf. § 4.1.1 à la p. 100.
2. Tableau extrait de [68, Table 1.2, p. 24].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Dans un souci de clarification, la Fig. 5.1 présente une courbe de pression acoustique des différents haut-parleurs MEMS (ramenée en dB_{10cm}) qui permet de montrer le saut technologique visé par le projet SAIPON : un niveau de pression acoustique élevé avec 80 dB à 10 cm pour une fréquence de coupure de 300Hz.
L'auteur précise également que la qualité de reproduction sonore n'est pas prise en compte dans cette figure.

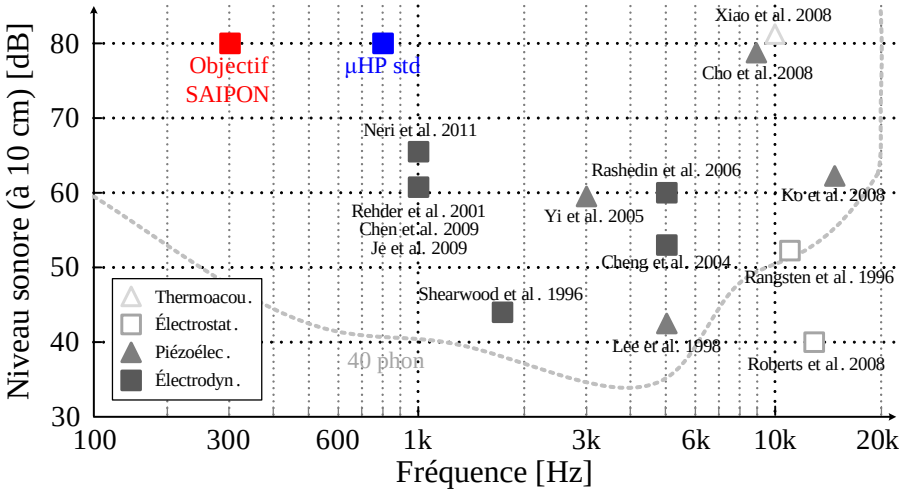


Figure 5.1 – Niveau sonore v.s. fréquence pour différents micro-haut-parleurs MEMS.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

5.1 Conception et réalisation du MEMS

Ce paragraphe présente la réalisation du micro-haut-parleur MEMS conçu dans le cadre du projet SAIPON. Les objectifs, en terme de performances acoustiques conduisent à fixer un certain nombre de paramètres lors de la conception du transducteur électroacoustique. Dans un premier temps, sera présentée la structure générale du micro-haut-parleur MEMS (§ 5.1.1). Puis l'étude se poursuivra en approfondissant l'analyse (à l'aide de modèles analytiques et MEF[3]) de la membrane (§ 5.1.2), de la suspension (§ 5.1.3), et enfin du moteur électrodynamique (§ 5.1.4).

Toutes ces analyses ont permis la microfabrication d'un prototype qui sera présenté dans le § 5.1.5. A ce stade, le prototype étant réalisé, une caractérisation minutieuse sera mise en place dans la section suivante. Les paragraphes suivants vont donc démontrer que les choix techniques et technologiques n'ont pas été faits au hasard. Au contraire, un réel travail de collaboration a permis le développement d'un prototype fonctionnel capable d'atteindre les objectif visés.

5.1.1 Structure du MEMS

Dans l'introduction de ce document, nous avons vu dans le § 1.2.2.3 à la p.20, la structure schématisée « standard » d'un haut-parleur électrodynamique. On retrouve dans le micro-haut-parleur MEMS les trois principaux composants : la face parlante (diaphragme ou membrane) qui déplace l'air, la suspension qui permet le déplacement de la membrane, et le moteur (bobine et aimant) qui crée le déplacement.

Dans la plupart des travaux présentés sur les micro-haut-parleurs MEMS, l'onde acoustique est générée par une membrane déformable, utilisant des matériaux comme le parylène ou le polyimide [80, 81]. Dans cette étude, aussi bien la membrane que la suspension sont en silicium. Pour avoir une idée de l'allure du MEMS, la Fig. 5.2 présente la structure schématisée du micro-haut-parleur MEMS.

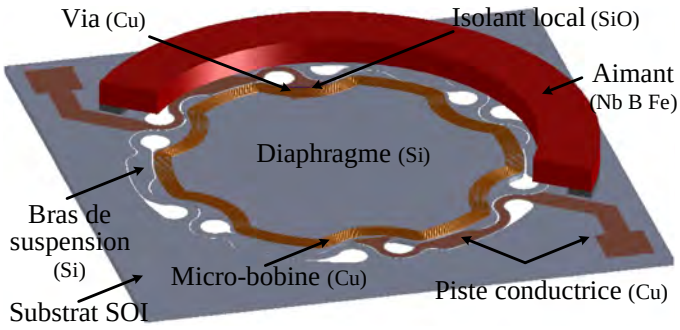


Figure 5.2 – Structure schématisée du micro-haut-parleur MEMS.

3. MEF = Méthode par Éléments Finis.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Le silicium a été choisi délibérément pour la membrane car il remplit les critères de rigidité et de légèreté. En effet, le rapport entre le module de Young (module d'élasticité) et la densité du silicium [4] vaut 71 GPa/(g/cm^3) : valeur trois fois supérieure à d'autres matériaux tels que le titane ou l'aluminium, régulièrement utilisés dans les MEMS. L'onde sonore sera donc générée par la membrane rigide du MEMS (n'ajoutant pas de déformations) maintenue par des bras de suspension souples en silicium monocristallin (matériau choisi pour sa contrainte au stress linéaire et pour son exceptionnelle tenue à la fatigue [90, 91]). En ce qui concerne le moteur, comme la microfabrication d'aimants possédant une forte densité de champ n'est pas aboutie avec les technologies actuelles, le champ magnétique est créé par un aimant en forme d'anneau entourant la membrane circulaire. Le conducteur quant à lui, est une micro-bobine planaire, déposée sur le dessus de la membrane. La bobine est placée aussi près que possible de l'aimant afin d'utiliser le maximum de l'intensité du champ magnétique. Son alimentation électrique est assurée au moyen de deux pistes conductrices qui sont supportées par les poutres de suspension, et elle est protégée contre les courts-circuits par une couche électriquement isolante. Le raccordement des pistes conductrices aux extrémités de la bobine est réalisé à l'aide de via qui traversent les deux bornes isolantes.

Grâce aux travaux de [68, § 2.6.2, p. 55–56], nous savons que dans le cas d'un champ magnétique non-uniforme, en considérant que la spire d'ordre n est soumise à une induction magnétique radiale B_{r_n}, le rendement peut se mettre sous la forme de l'Eq. (5.1a). En prenant comme densité de l'air, $\rho_{air} = 1,2$ kg/m^3, la vitesse du son, $c = 343$ m/s et le rayon de la membrane, $r_m = \varnothing_m/2$ nous obtenons l'Eq. (5.1b).

$$\eta_{acou} = \frac{\rho_{air} \times \pi \times r_m^4}{2 \times c} \frac{1}{R_{Bobine}} \left(\frac{\sum_{n=1}^{N} (B_{r_n} \times l_n)}{M_{Bobine} + M_{Membrane}} \right)^2 \quad [1] \tag{5.1a}$$

$$\eta_{acou} \approx \frac{\varnothing_m^4}{2912} \frac{1}{R_{Bobine}} \left(\frac{\sum_{n=1}^{N} (B_{r_n} \times l_n)}{M_{Bobine} + M_{Membrane}} \right)^2 \quad [1] \tag{5.1b}$$

Dans cette équation, il est possible d'identifier différentes variables :

- le diamètre de la membrane, $\varnothing_m$;
- la masse de la membrane, $M_{Membrane}$;
- la masse de la bobine, M_{Bobine} ;
- la résistance électrique de la bobine, R_{Bobine} ;
- le nombre de spires, N ;
- la longueur de la spire n, l_n

4. Pour le silicium, sa densité vaut 2330 kg/m^3 (= 2.33 g/cm^3) [88] et le module de Young d'un wafer de silicium est souvent compris entre 160 et 188 GPa [88, 89]. Dans notre cas le module de Young du wafer vaut 165 GPa.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

– l'induction magnétique radiale vue par la spire n, B_{r_n}.

Ces variables peuvent être dépendantes d'autres paramètres. Si nous prenons l'exemple de la résistance de la bobine, R_{Bobine}, celle-ci dépend de sa longueur, l_{Bobine}, de sa largeur, w_{Bobine}, de son épaisseur, e_{Bobine} et de la résistivité du matériau qui la compose, ρ^*, comme nous pouvons le constater dans l'Eq. (5.2).

$$R_{Bobine} = \rho^* \frac{l_{Bobine}}{e_{Bobine} \times w_{Bobine}} \qquad [\Omega] \tag{5.2}$$

A cela s'ajoute le fait que la bobine soit planaire, ce qui implique que chaque spire est traversée par une composante magnétique radiale différente. Notons qu'il faut également tenir compte de l'espace entre chaque spire (l'inter-spire, t_{Bobine}).

Finalement, il est possible d'identifier quatre variables supplémentaires qui sont :

– la longueur totale de la bobine, l_{Bobine} ;

– la largeur de la bobine, w_{Bobine} ;

– l'épaisseur de la bobine, e_{Bobine} ;

– la largeur inter-spire de la bobine, t_{Bobine}.

Toutes ces variables sont liées comme présentées dans la Fig. 5.3. L'objectif est donc d'optimiser le compromis entre la membrane (diamètre et masse), la bobine planaire (masse, résistance et dimensions) et la partie magnétique (facteur de force). Ainsi que nous venons de le voir, cette étude se focalise essentiellement sur le rendement électroacoustique du transducteur afin d'améliorer l'efficacité globale du système audio embarqué (cf. § 4.1.4 à la p. 106).

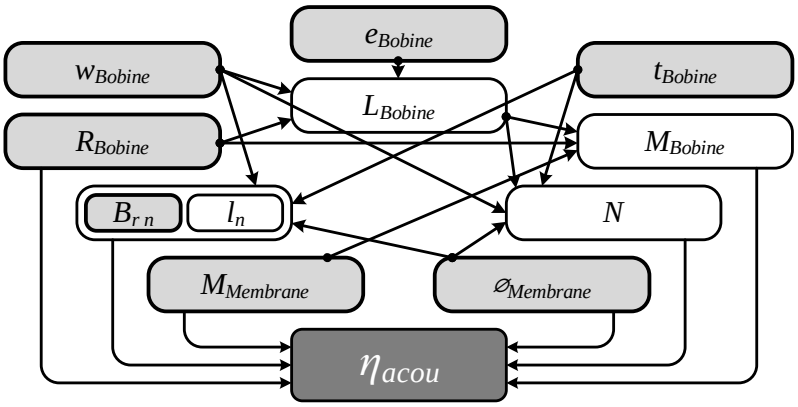


Figure 5.3 – Diagramme de calcul du rendement.

Les § 5.1.2, 5.1.3 et 5.1.4 vont argumenter les choix effectués lors du projet SAIPON pour concevoir le micro-haut-parleur MEMS. Dans cette section seront donc présentées : l'étude servant à fixer la dimension et le déplacement de la surface émissive, ainsi que l'étude de la micro-bobine planaire et de l'aimant annulaire ; toujours dans le but d'optimiser la structure dans son ensemble.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

5.1.2 Conception de la membrane du MEMS

Idéalement, du point de vue acoustique, le haut-parleur doit fonctionner en mode piston pour minimiser les distorsions [4, p. 117], c'est-à-dire que la membrane doit être rigide tout en ayant une suspension souple et linéaire.
A une fréquence f donnée, pour un haut-parleur qui fonctionne en mode piston, la pression acoustique est proportionnelle au volume d'air déplacé (fonction du diamètre de la membrane, $\varnothing_m$, et le déplacement crête, $x_{crête}$). L'objectif fixé est un niveau de pression acoustique, $L_P = 80$ dB, à une distance, $d = 10$ cm.

Lien entre la puissance acoustique et la distance d'écoute : D'après l'Eq. (4.6c) à la p. 108, nous pouvons en déduire l'Eq. (5.3). En utilisant (5.3) avec le niveau sonore de 80 dB à une distance de 10 cm, nous obtenons une puissance acoustique $P_{acou} = 12,57$ µW (avec une puissance acoustique de référence, $P_0 = 10^{-12}$W).

$$P_{acou} = 10^{\frac{L_P}{10}} \times P_0 \times 4\pi d^2 \qquad [\text{W}] \tag{5.3}$$

Lien entre la puissance acoustique, la fréquence et le déplacement : La puissance acoustique fournie par une face est reliée à sa surface, S et à son déplacement crête, $x_{crête}$ grâce à l'Eq. (5.4a) (avec la masse volumique de l'air, $\rho_{air} = 1,2$ kg/m^3 et la vitesse du son, $c = 345$ m/s à température ambiante). Cette équation peut être simplifiée pour obtenir directement le lien entre la puissance acoustique, le diamètre et le déplacement comme présenté dans l'Eq. (5.4b). Le compromis choisi dans le projet SAIPON pour le couple diamètre/déplacement est le suivant : $\varnothing_m = 15$ mm et $x_{crête} \simeq 300$ µm.

$$P_{acou} = \frac{8 \times \rho_{air} \times \pi^2}{c} f^4 \times S^2 \times x^2 \qquad [\text{W}] \tag{5.4a}$$

$$P_{acou} = \frac{8 \times \rho_{air} \times \pi^2}{c} f^4 \times \frac{\pi^2}{16} \varnothing_m^4 \times x_{crête}^2 \approx 0,53 \times f^4 \times {\varnothing_m}^2 \times x_{crête}^2 \qquad [\text{W}] \tag{5.4b}$$

Comme présenté en Fig. 5.4, en prenant une membrane pleine de 20 µm d'épaisseur mais en ajoutant des nervures de 300 µm d'épaisseur et de 100 µm de largeur (douze nervures extérieures et huit intérieures) ainsi que deux anneaux de 300 µm d'épaisseur et de 200 µm de largeur avec un diamètre de respectivement 3 mm et 9,7 mm pour l'anneau intérieur et intermédiaire, nous obtenons une masse de 20 mg. Avec cette configuration, seuls deux modes subsistent dans la plage de fréquence désirée, et le mode tambour est décalé à 15,5 kHz comme le montre la Fig. 5.5.

Cette solution est un bon compromis entre la qualité audio (liée au mode tambour à 15,5 kHz et avec seulement deux modes dans la bande audio), l'efficacité (liée au

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

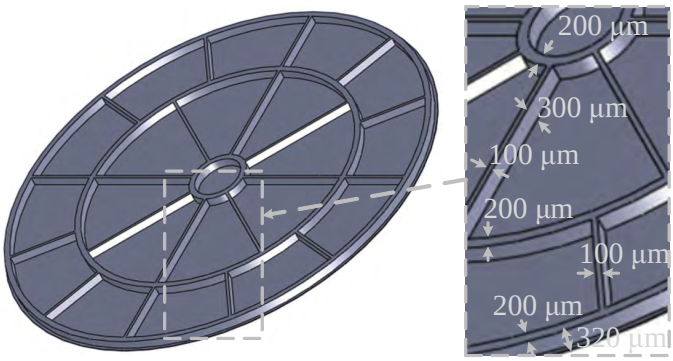
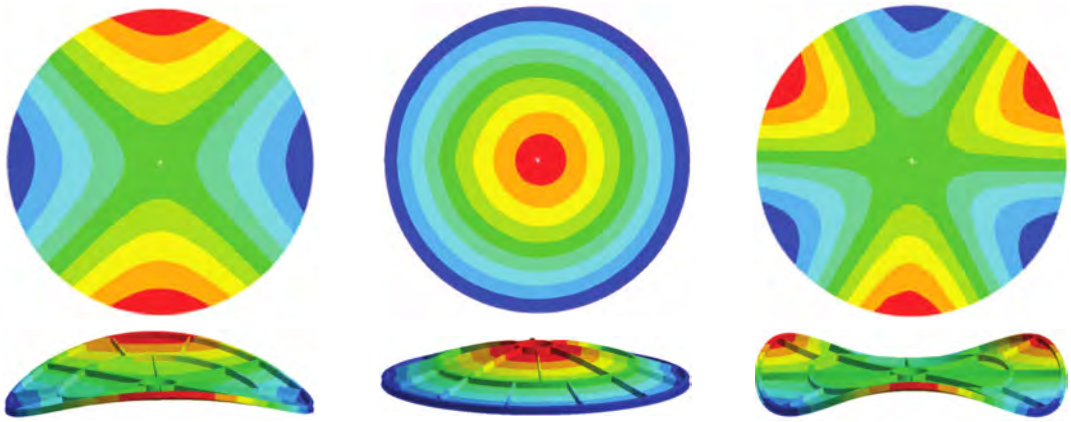


Figure 5.4 – Structure schématisée de la face arrière de la membrane en silicium avec les nervures.



(a) 1er mode à 8,6 kHz (2 diamètres nodaux)

(b) 2nd mode à 15,5 kHz (1 cercle nodal ⇔ mode tambour)

(c) 3ème mode à 20,9 kHz (3 diamètres nodaux)

Figure 5.5 – Analyse dynamique par méthode à élément fini de la micro-structure à nervures : vue de dessus et de côté des modes de vibrations indésirables.

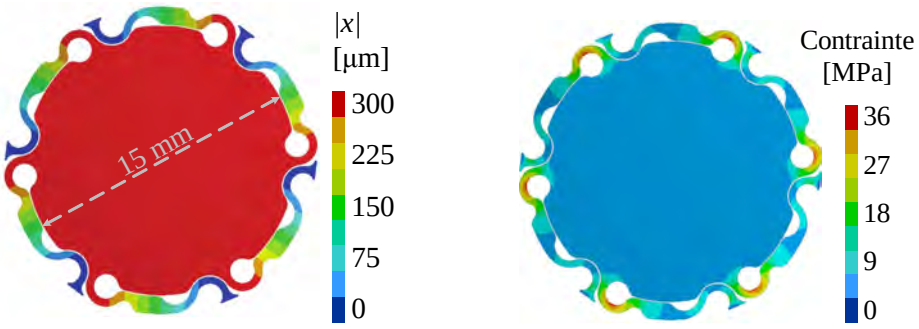
faible poids de la membrane) et la microfabrication (liée aux proportions des nervures). Mais n'oublions pas que la rigidité et la masse de la membrane ne sont pas les seuls critères pour générer un bon mode piston. En effet, il est impératif que la suspension soit à la fois souple tout en fournissant un déplacement hors-plan large et linéaire.

5.1.3 Suspension du MEMS

Par rapport aux déplacements habituellement considérés dans les MEMS (quelques microns), le déplacement crête à crête de ±300 µm requis pour cette application peut être considéré comme un défi majeur. Dans [92, § 4, p. 1796] et dans [68, § 2.5, p. 44–52] Iman Shahosseini présente les différentes géométries de bras de suspension qui ont été envisagées. La contrainte principale maximale du matériau a été analysée dans chaque cas par modélisation par éléments finis. Cette modélisation a permis de déterminer le niveau de contrainte mécanique maximale pour une excursion hors-plan de 300 µm pour différentes formes de bras.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Une quinzaine de structures ont été étudiées (cf. [68, Fig 2.24, p. 50]). Il en résulte que la structure à six ressorts en forme de « U » (comme présentée en 5.6) fournit le meilleur compromis entre la contrainte principale maximale, la raideur des suspensions et la fréquence du mode piston des ressorts.



(a) Déplacement de la structure. **(b)** Contraintes de la structure.

Figure 5.6 – Déplacement hors-plan et distribution de la contrainte principale dans le cas de la solution à six ressorts.

L'analyse par éléments finis estime, pour 300 µm de déplacement hors-plan (Fig. 5.6a), 36 MPa de contrainte principale maximale (Fig. 5.6b), pour une raideur des suspensions de l'ordre de 5,4 N/m et une fréquence du mode piston (des bras) à 75 Hz.
Note : nous verrons dans le § 5.1.5 que les bras peuvent supporter largement plus de 300 µm de déplacement hors-plan.

5.1.4 Moteur électrodynamique du MEMS

Comme déjà stipulé dans la présentation de la structure du MEMS (§ 5.1.1 à la p. 122), la microfabrication d'aimants possédant une forte densité de champ n'est pas aboutie avec les technologies actuelles. Dans la structure proposée, le champ magnétique est donc créé par un aimant annulaire entourant la membrane circulaire. Le conducteur quant à lui, est une micro-bobine planaire, enroulée sur le dessus de la membrane. La bobine se doit d'être placée aussi près que possible de l'aimant afin d'utiliser le maximum de l'intensité du champ magnétique.

Micro-bobine de cuivre : En raison des contraintes de microfabrication, la bobine à spires superposées ayant le même diamètre, couramment utilisée dans les micro-haut-parleurs classiques, est remplacée par une bobine planaire à spires concentriques. Pour pouvoir utiliser l'intensité maximale du champ magnétique, les spires de bobine sont concentrées autant que possible sur la périphérie de la partie mobile (Fig. 5.7), à proximité de l'aimant permanent annulaire.
Grâce aux travaux de [68], nous savons que les dimensions de la micro-bobine doivent être

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

étudiées afin de maximiser le rendement électroacoustique (cf. Fig. 5.3 à la p. 124) tout en tenant compte des limites technologiques.

En se basant sur l'Eq. (5.1a) présentée à la p. 123, mais en supposant que toutes les spires de la bobine sont soumises à la même induction magnétique radiale, B_r, nous pouvons dire que le facteur de force vaut : $\Sigma_{n=1}^{N}(B_{r_n} \times l_n) = B_r \times l$.

Toujours dans l'Eq. (5.1a), la longueur de la bobine de cuivre, l, peut s'écrire en fonction de sa masse, M_{Bobine} et du produit résistivité électrique fois masse volumique du matériau $(\rho^*_{Cu} \times \rho_{Cu})$:

$$l = \sqrt{\frac{M_{Bobine} \times R_{Bobine}}{\rho_{Cu} \times \rho^*_{Cu}}} \qquad [\text{m}] \tag{5.5}$$

En combinant l'Eq. (5.1a) à l'Eq. (5.5) avec $\rho_{air} = 1,2$ kg/m^3, $c = 345$ m/s, $\rho^*_{Cu} = 1,7 \times 10^{-8}\Omega$.m et $\rho_{Cu} = 8940$ kg/m^3, nous obtenons :

$$\eta_{acou} = 2,26 \times \varnothing_m{}^4 \times B_r^2 \times \frac{M_{Bobine}}{(M_{Bobine} + M_{Membrane})^2} \qquad [1] \tag{5.6}$$

Comme la composante magnétique radiale dépend intrinsèquement de l'aimant, pour maximiser le rendement, il faut essayer de maximiser [5] le rapport $M_{Bobine}/(M_{Bobine} + M_{Membrane})^2$. Cela signifie que la masse de la bobine doit être équivalente à celle de la membrane [6].

Au final, voici le meilleur compromis : la micro-bobine en cuivre électrodéposée se compose de 13 spires [7] de 30 µm d'épaisseur, 35 µm de largeur et de 20 µm de largeur inter-spire comme dans la figure ci-dessous.

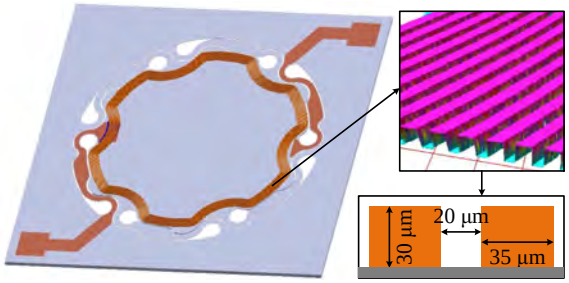


Figure 5.7 – Structure schématisée de la micro-bobine de déposée dur la membrane.

Maintenant que les dimensions de la bobine sont spécifiées, nous allons étudier l'autre partie du moteur électrodynamique : l'aimant permanent.

5. L'explication de la maximalisation est présentée en annexe dans le § C.2 à la p. H.

6. Remarque : pour un rapport de masse compris entre 0,6 et 1,4 la variation reste en-dessous de 90%. En d'autres termes, la contrainte de la masse n'est pas trop exigeante, en effet si $M_{Membrane} = 25$ mg alors M_{Bobine} peut varier entre 15 et 25 mg (valeur qui pourrait même atteindre 35 mg, mais nous éviterons d'alourdir inutilement la partie mobile).

7. 13 spires complètes +1/2 spire car les contacts sont diamétralement opposés.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Aimant permanent annulaire : La structure considérée est un moteur utilisant un seul aimant permanent annulaire avec une polarisation radiale comme l'illustre la Fig. 5.8. Le calcul du champ magnétique créé par un aimant permanent annulaire polarisé radialement ainsi que ses dimensions optimales (hauteur et rayons) et sa position optimale par rapport à la micro-bobine ont fait l'objet d'une publication [69] [8]. Avec la bobine présentée dans le paragraphe précédent, ses rayons intérieur et extérieur valent respectivement 6,8 et 7,5 mm. Pour être au plus près de la bobine sans perturber le déplacement, le rayon intérieur de l'aimant, r_{int}, vaut 8 mm. Son rayon extérieur, r_{ext}, est à déterminer, tout comme sa hauteur, H. Toujours dans le but de maximiser le rendement électroacoustique (cf. Fig. 5.3 à la p. 124), tout en tenant compte des limites technologiques, la polarisation magnétique, J, de l'aimant a été fixée à 1,4 T pour avoir une forte densité de champ traversant la bobine.

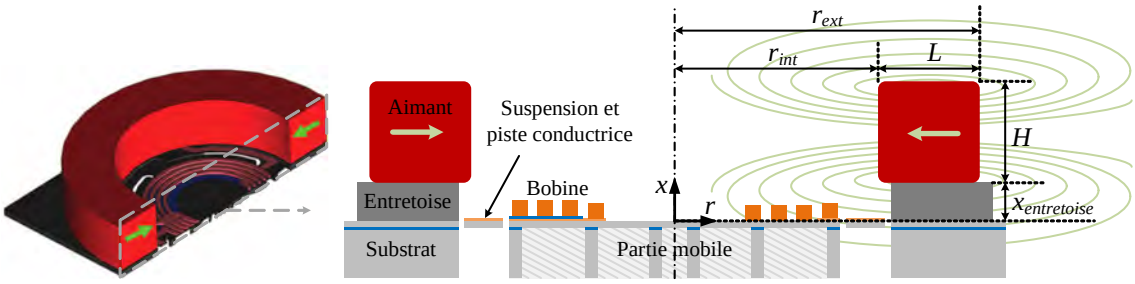


Figure 5.8 – Vue de coupe schématisée du micro-haut-parleur MEMS avec un aimant permanent à polarisation radiale.

Selon [69], $H = 3$ mm semble être la hauteur optimale de l'aimant annulaire pour notre haut-parleur MEMS. De même, il y a un compromis intéressant lorsque la largeur radiale, L, atteint 3 mm. Il semble important de préciser que le champ magnétique radial B_r est maximal si la bobine se trouve à 200 µm au-dessus de la face supérieure de l'aimant [9]. Par conséquent, un élément servant d'espacement (une entretoise) est utilisé entre l'aimant annulaire et le substrat pour placer la bobine à cette position axiale optimale.

Dans la Fig. 5.9, le facteur de force est à la fois élevé et uniforme (la variation est de l'ordre de 6%) pour x variant de -100 à 500 µm (qui correspond à l'excursion crête à crête théorique maximale de la membrane, et donc de la bobine mobile).

Finalement, la structure choisie consiste en un stator avec un seul aimant annulaire, à polarisation axiale permanente. Ses dimensions sont les suivantes : un rayon intérieur de 8 mm, un rayon extérieur de 11 mm pour une hauteur de 3 mm.

Sur le marché, il existe des aimants annulaires correspondant aux critères choisis et de

8. Les calculs du champ magnétique radial sont basés sur le modèle colombien d'un aimant [93].
9. Les courbes du champ magnétique radial sont présentées en annexe dans le § C.3 à la p. I.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

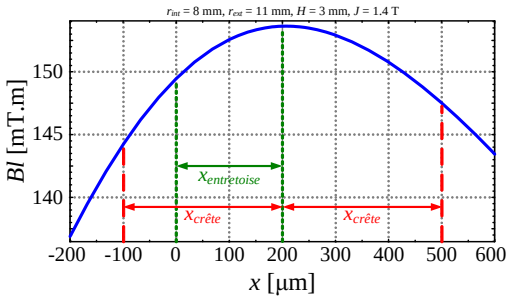


Figure 5.9 – Valeur moyenne calculée du facteur de force, Bl, en fonction de la position axiale de la bobine, x.

grade N52 [10], avec une induction rémanente de 1, 45 T et un produit énergétique maximum de 410 kJ/m^3. Ce qui semble être un bon compromis vu le volume relativement faible de l'aimant.

5.1.5 Résultats de la micro fabrication

La structure du MEMS étant définie, la microfabrication du haut-parleur MEMS fut un réel défi. Le chapitre 3 de la thèse d'Iman Shahosseini [68] est entièrement consacré à la micorfabrication du micro-haut-parleur MEMS et présente en détail, étape par étape, la réalisation du prototype de ce nouveau transducteur électroacoustique. L'ensemble des étapes technologiques reposent sur cinq niveaux de masque de photolithographie qui permettent de réaliser les cinq étapes principales [11] suivantes :

- la réalisation des pistes conductrices (Fig. C.3(a)) ;
- le dépôt d'une couche isolante sur les pistes conductrices (Fig. C.3(b)) ;
- la structuration des ressorts de suspension (Fig. C.3(c)) ;
- la réalisation de la bobine planaire (Fig. C.3(d)) ;
- la structuration de la partie mobile en silicium et la libération de la partie mobile du dispositif (Fig. C.3(e) et C.3(f)).

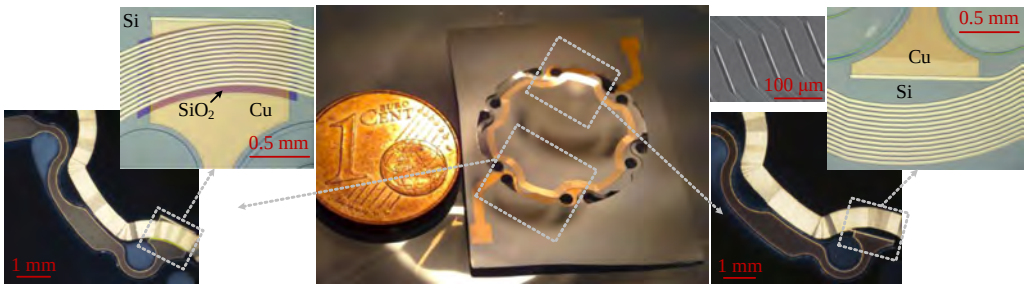
Le résultat de la microfabrication est présenté dans la Fig. 5.10a. Le prototype du micro-haut-parleur MEMS, composé du résultat de la microfabrication et de l'aimant annulaire, est présenté dans la Fig. 5.10b pour la face avant et la Fig.5.10c pour la face arrière.

La membrane et ses nervures ainsi que les six ressorts en forme de « U » apparaissent clairement dans la Fig.5.10c. En raison de la forme des ressorts, la micro-bobine n'est pas parfaitement circulaire comme il est possible de le voir dans la Fig. 5.10b. Ce choix a été décidé de telle sorte que la bobine soit immergée, dans la mesure du possible, dans la partie la plus élevée du champ magnétique.

10. Le « N » signifie qu'il est composé de néodyme-fer-bore (NdFeB) et le « 52 » signifie que l'énergie maximale produite par ce grade est d'environ 52 megagauss-oersteds (MGOe) qui correspondent à la plus forte valeur facilement disponible sur le marché.

11. Les figures sont présentées en annexe dans le § C.4 à la p. J.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés



(a) Résultat de la microfabrication avec agrandissement des deux jonctions piste/bobine.

(b) Face avant du prototype.

(c) Face arrière du prototype.

Figure 5.10 – Résultats de la microfabrication et photographie d'un prototype.

Maintenant qu'un prototype de haut-parleur est réalisé, nous allons le caractériser pour valider ses performances.

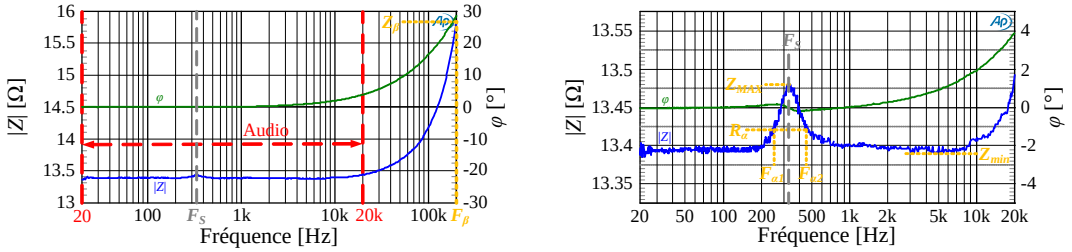
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

5.2 Caractérisation

Les paramètres essentiels nécessaires pour décrire la qualité du micro-haut-parleur MEMS sont présentés dans cette section : la courbe d'impédance, la réponse en fréquence, l'efficacité électro-acoustique, les distorsions et la réponse transitoire. Les mesures sont effectuées avec divers bancs de caractérisations présentés en annexe dans le § C.5 à la p. K. Ces caractérisations ont été effectuées à l'INL par le doctorant, et les résultats des mesures permettront dans la prochaine section d'appliquer la démarche globale d'optimisation de la partie électrique (vu dans la sect. 4.2 à la p. 107) afin d'obtenir un ensemble de spécifications dans l'optique d'une conception de l'amplificateur audio associé.

5.2.1 Impédance du MEMS

La principale caractéristique électrique d'un haut-parleur est son impédance électrique en fonction de la fréquence. Cette impédance permet d'orienter la topologie de l'amplificateur audio correspondant au haut-parleur, ainsi que la puissance qu'il devra fournir à la charge. Le module et la phase de l'impédance électrique du micro-haut-parleur, pour une large bande passante sont présentés dans la Fig. 5.11a. Contrairement aux micro-haut-parleurs classiques [12] , la réponse du module du MEMS est constante ($|Z| = 13,4\ \Omega \pm 0,5\ \%$) dans la plage de fréquence de l'audio (Fig. 5.11b) [13]. Le haut-parleur MEMS présente néanmoins un très faible pic de résonance à $F_S \simeq 335$ Hz. Avec un déphasage maximum de 3 °, la réponse de la phase est également considérée comme plate.



(a) $|Z|$ et φ en fonction de la fréquence. **(b)** $|Z|$ et φ versus fréq. (20 Hz → 20 kHz).

Figure 5.11 – Mesures du module, $|Z|$, et de la phase, φ, de l'impédance électrique en fonction de la fréquence.

Avoir une impédance plate présente de nombreux avantages du point de vue électrique. Le plus important concerne certainement la puissance. Comme la puissance envoyée est la même pour toutes les fréquences, le son restitué sera donc moins perturbé et le timbre sera plus proche de celui désiré. Le second avantage concerne le type de contrôle (cf.

12. Se reporter à la Fig. 2.1 présentée à la p. 50 pour visualiser l'allure de l'impédance d'un micro-haut-parleur « standard ».

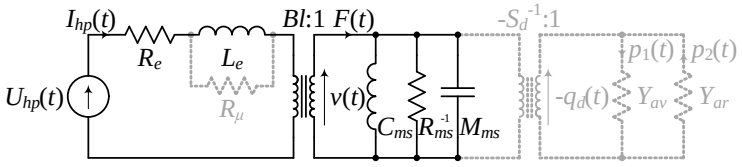
13. Note : impédence constante pour les « hautes fréquences » car il n'y a pas de fer dans le MEMS ce qui à rendu possible le développement d'un self de faible valeur, quasi résistive.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

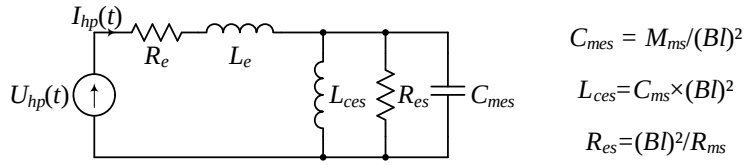
§ 3). Comme l'impédance est plate, que le haut-parleur soit commandé en tension ou en courant [14] cela ne devrait pas modifier le comportement du micro-haut-parleur MEMS.

5.2.2 Modélisation petit signal du MEMS

Dans le § 2.2.1 à la p. 52, nous avons démontré qu'il est possible de réaliser un schéma électrique équivalent à un haut-parleur électrodynamique. Pour modéliser le MEMS, afin de concevoir l'amplificateur audio associé, le circuit petit signal équivalent est donné dans la Fig. 5.12. Rappelons que le modèle de référence a été établi par A.N. Thiele et R.H. Small [23, 25] dans les années 1970, et il est toujours et encore un sujet discuté [94]. Les paramètres qui nous intéressent sont : l'inductance de la bobine, L_e, la résistance DC de la bobine, R_e, la masse en mouvement, M_{ms}, les pertes résistives mécaniques, R_{ms}, et la compliance mécanique, C_{ms}. Notez que la résistance équivalente au courant de Foucault, R_μ est négligée tout comme les résistances de rayonnement (Y_{av} et Y_{ar}) qui sont bien inférieures à R_{ms}.



(a) Circuit électro-mécano-acoustique équivalent.



(b) Circuit petit signal électrique équivalent.

Figure 5.12 – Circuits équivalents en petit signal au MEMS.

5

Paramètres : Les calculs de R_e, L_e, R_{es}, C_{mes} et L_{ces} sont basés sur les équations présentées en Eqs. (5.7)–(5.13) (extraites de [25, 53, 58, 95, 96, 97]).

D'après la Fig. 5.11b, le module maximal, $|Z_{MAX}|$, et minimal, $|Z_{min}|$, de l'impédance du MEMS valent respectivement 13,46 et 13,39 Ω. En se basant sur l'Eq. (5.10), $R_\alpha = 13,42\ \Omega$, et les deux fréquences où le module de l'impédance est égal à R_α sont $F_{\alpha 1}$ et $F_{\alpha 2}$ (respectivement 272 et 420 Hz).

F_β est mesuré pour une fréquence aussi élevée que possible, de telle sorte que le haut-parleur soit dans sa zone dite d'induction. Toujours d'après la Fig. 5.11b, pour $F_\beta =$ 200 kHz, $|Z_\beta|$ est égal à 15,9 Ω.

14. Se référer au § 3.1.3, Eq. (3.3) à la p. 78 qui présente les fonctions de transfert de l'accélération par rapport à la tension ($Z_{a/u}$) et par rapport au courant ($Z_{a/i}$).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

A cela s'ajoute que la masse de la partie mobile, M_{ms}, est estimée à 35 mg [15] et connaissant les équations présentées dans la Fig. 5.12b, il est possible de déterminer Bl, R_{ms} et C_{ms}.

$$R_e = |Z_{min}| \qquad [\Omega] \tag{5.7}$$

$$R_{es} = |Z_{MAX}| - R_e \qquad [\Omega] \tag{5.8}$$

$$r_0 = (R_{es} + R_e)/R_e = |Z_{MAX}|/|Z_{min}| \qquad [1] \tag{5.9}$$

$$R_\alpha = R_e \times \sqrt{r_0} = R_e \times \sqrt{(R_{es} + R_e)/R_e} = |Z_{min}| \times \sqrt{|Z_{MAX}|/|Z_{min}|} \qquad [\Omega] \tag{5.10}$$

$$L_e = \frac{\sqrt{|Z_\beta|^2 - {R_e}^2}}{2\pi \times F_\beta} = \frac{\sqrt{|Z_\beta|^2 - |Z_{min}|^2}}{2\pi \times F_\beta} \qquad [\mathrm{H}] \tag{5.11}$$

$$\begin{aligned} C_{mes} &= \frac{\sqrt{(R_{es} + R_e)/R_e}}{2\pi \times (F_{\alpha 2} - F_{\alpha 1}) \times R_{es}} \\ &= \frac{\sqrt{|Z_{MAX}|/|Z_{min}|}}{2\pi \times (F_{\alpha 2} - F_{\alpha 1}) \times (|Z_{MAX}| - |Z_{min}|)} \qquad [\mathrm{F}] \end{aligned} \tag{5.12}$$

$$\begin{aligned} L_{ces} &= \frac{(F_{\alpha 2} - F_{\alpha 1}) \times R_{es} \times \sqrt{R_e/(R_{es} + R_e)}}{2\pi \times F_{\alpha 1} \times F_{\alpha 2}} \\ &= \frac{(F_{\alpha 2} - F_{\alpha 1}) \times (|Z_{MAX}| - |Z_{min}|) \times \sqrt{|Z_{min}|/|Z_{MAX}|}}{2\pi \times F_{\alpha 1} \times F_{\alpha 2}} \qquad [\mathrm{H}] \end{aligned} \tag{5.13}$$

Les valeurs des différents éléments composant les deux circuits équivalents sont répertoriées dans le tableau 5.1.

Paramètre	Valeur	Unitée
R_e	$13,39$	Ω
L_e	$6,82 \times 10^{-6}$	H
R_{es}	0,07	Ω
C_{mes}	$15,4 \times 10^{-3}$	F
L_{ces}	$14,4 \times 10^{-6}$	H
Bl	$47,7 \times 10^{-3}$	$\mathrm{T \cdot m}$
M_{ms}	31×10^{-6}	kg
R_{ms}	325×10^{-3}	kg/s
C_{ms}	$6,3 \times 10^{-3}$	m/N

Tableau 5.1 – Valeurs du circuit équivalent.

15. Estimation fournie par nos partenaires de l'IEF.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Ces paramètres couplés à des mesures de non-linéarités peuvent être utilisés pour effectuer des simulations afin de déterminer le comportement grands signaux [16] du micro-haut-parleur [94], ou peuvent également servir à déterminer le type de contrôle le mieux approprié [98]. Mais par manque de matériel et surtout de temps, l'auteur n'a pas pu caractériser les paramètres non-linéaires ($Bl(x)$, $C_{ms}(x)$ et $L_e(x, i_L)$) du transducteur MEMS.
Remarque : nos partenaires du LAUM caractériseront prochainement ces non-linéarités, qui seront présentées dans le manuscrit de thèse de Mehran Erza.

5.2.3 Déplacement de la membrane

Comme indiqué dans le § 5.1.3 à la p. 126, la limite de déplacement hors-plan doit être supérieure à 300 µm pour déplacer suffisamment d'air pour générer 80 dB_{SPL} à 300 Hz. Des mesures statiques ont été effectuées pour valider cette hypothèse. En se basant sur la Fig. 5.13 et en utilisant l'Eq. (1.3b) présentée à la p. 14 avec $\xi = x$, nous obtenons (pour la structure retenue à six ressorts) une raideur de 6,4 N/m.
Note : la structure de suspension choisie (à six ressorts) a été testée avec un déplacement par pression supérieur à 2 mm sans défaillance mécanique [17].

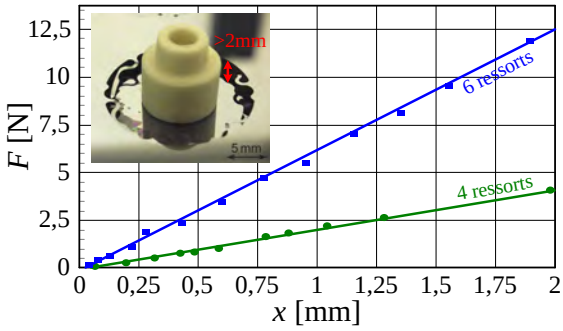


Figure 5.13 – Force appliquée en fonction du déplacement de la membrane.

Facteur de qualité d'un haut-parleur : Les équations du facteur de qualité mécanique, électrique et total (respectivement Q_{ms}, Q_{es} et Q_{ts}) sont présentées dans les Eqs. (5.14) [95]. Q_{ms}, Q_{es} et Q_{ts} valent respectivement 2,27, 2,26 et 1,13. Comme le facteur de qualité total est supérieur à 0,7 le MEMS est un système sous-amorti. Dans la réponse en déplacement, nous devrions donc nous attendre à trouver un dépassement proche de la fréquence de résonance.

$$Q_{ms} = \frac{F_S \times \sqrt{r_0}}{F_{\alpha 2} - F_{\alpha 1}} \qquad [1] \tag{5.14a}$$

16. Modèles présentés en Fig. 3.6 dans le § 3.2.1 à la p. 80.
17. Sans défaillance mécanique c'est-à-dire qu'il y a eu un contrôle du parallélisme de la membrane par rapport à sa position initiale.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

$$Q_{es} = \frac{Q_{ms}}{r_0 - 1} \qquad [1] \tag{5.14b}$$

$$Q_{ts} = \frac{Q_{ms} \times Q_{es}}{Q_{ms} + Q_{es}} \qquad [1] \tag{5.14c}$$

Réponse en déplacement : En ce qui concerne la courbe de réponse en déplacement, la position moyenne du déplacement de la membrane est mesurée en utilisant un laser configuré en réflexion régulière (comme donné en annexe dans la Fig. C.4c à la p. L). La Fig. 5.14 montre l'élongation relative (ou le déplacement) en fonction de la fréquence (normalisée par rapport à la fréquence de résonance). Comme prévu, un dépassement est présent dans la courbe de réponse en élongation, confirmant ainsi que le facteur de qualité total est supérieur à 0,7. A la fréquence de résonance, le déplacement $|x_{(F_S)}|$ vaut 2,4 dB correspondant à un facteur de qualité total de 1,3 (légèrement supérieur aux 1,13 attendu en théorie).

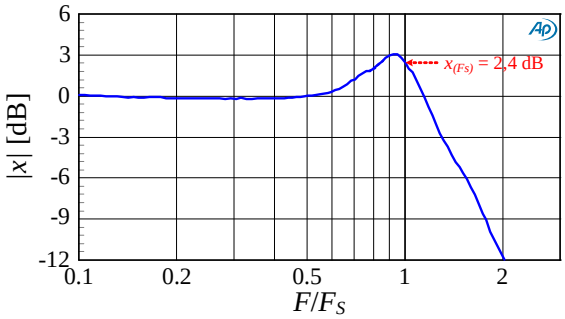


Figure 5.14 – Courbe de réponse en déplacement (normalisée par rapport à la fréquence de résonance et par rapport à la position moyenne de la membrane).

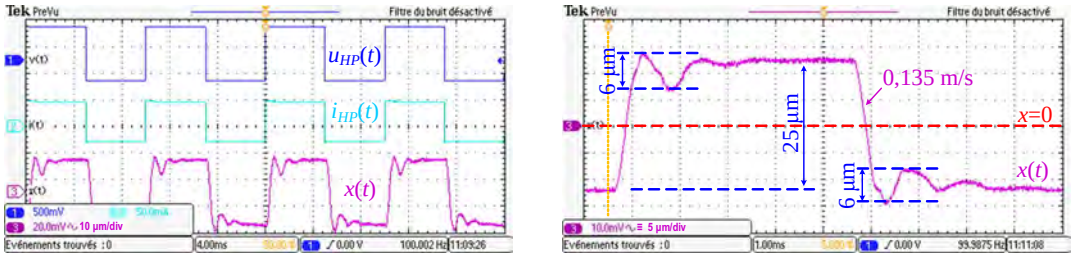
5

Il est important de préciser que le déplacement mécanique est limité par le film de latex qui a été ajouté pour réduire les fuites acoustiques. Cette limite, $x_{crête_{MAX}}$, a été estimée à ± 400 µm sans aucune défaillance mécanique et électrique. Comme le diamètre du diaphragme, $\varnothing_m$, est de 15 mm, la surface S_d vaut $176,7$ mm^2 et le volume déplacé maximal, $V_{d_{MAX}} = 2 \times x_{crête} \times S_d \approx 140$ mm^3 (à $F_S = 335$ Hz). Dans l'état de l'art ([72, 87]) le volume d'air maximal déplacé pour un micro-haut-parleur MEMS est de l'ordre de 4 mm^3 pour une fréquence de 1 kHz (fréquence significativement plus élevée [18]). Cette comparaison des volumes d'air déplacés ainsi que la différence de fréquences met en évidence le saut technologique réalisé dans le cadre du projet SAIPON. La mesure de la pression acoustique présentée dans la section suivante étayera cette remarque.

18. Il ne faut pas oublier que la puissance acoustique dépend du volume au carré mais surtout qu'elle est fonction de la fréquence à la puissance quatrième comme nous l'avons vu dans l'Eq. (5.4b) à la p. 125.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Réponse transitoire : La réponse transitoire du déplacement $x(t)$ du micro-haut-parleur MEMS à un échelon en tension [19] est présentée dans la Fig. 5.15 [20]. La mesure a été effectuée à l'aide d'un laser *LK-G32*, comme indiqué en annexe dans la Fig. C.4c à la p. L, mais les signaux sont visualisés à l'aide d'un oscilloscope *Tektronix DPO 2014* (et non plus avec l'*Audio Précision*), couplé à une sonde de courant *Tektronix TCP0030*.



(a) Tension, courant et déplacement en fonction du temps.

(b) Déplacement de la membrane en fonction du temps.

Figure 5.15 – Réponse à un échelon en tension.

La réponse transitoire en déplacement est également un bon moyen d'observer le facteur de qualité du micro-haut-parleur MEMS. Grâce aux Eqs. (5.14) et à la Fig. 5.14, nous avons vu que le facteur de la qualité total du MEMS est supérieur à 0,7. Le dépassement de $x(t)$ dans la Fig. 5.15b, confirme une seconde fois que le MEMS est un système sous amorti ($Q_{ts} > 0,7$).

Remarque : sur la Fig. 5.15b nous pouvons observer l'importance de la raideur des suspensions qui ont tendance à attirer la membrane vers sa position de repos (dépassement plus important en-dessous du plateau).

5.2.4 Pression acoustique

La réponse en fréquence de la pression acoustique d'un haut-parleur est systématiquement présentée car elle est fortement corrélée à la qualité sonore. La Fig. 5.16 présente la puissance acoustique rayonnée par le transducteur, L_P, en fonction de la fréquence (mesure effectuée à l'aide du banc de caractérisation présenté en annexe dans la Fig. C.4b à la p. L). Le stimuli en entrée du micro-haut-parleur MEMS est un signal sinusoïdal dont la puissance électrique a été fixée à 1 W. Pour cette mesure, le microphone a été positionné à une distance de 10 cm dans l'axe du micro-haut-parleur ($\alpha = 0$ °).

La pression caractéristique mesurée est de 79 dB à 10 cm pour une largeur de bande allant de 200 Hz à plus de 20 kHz [21]. Nous pouvons donc en conclure que le micro-haut-

19. Signal carré de tension crête à crête de 1 V pour une fréquence de 100 Hz avec un rapport cyclique d'un demi.

20. Au niveau du plateau, $\Delta x(t) \approx 1$ µm dû aux vibrations environnantes (appareils de mesures, vibrations du bâtiment, etc.).

21. En utilisant la définition de largeur de bande, F_{range}, provenant des fabricants de haut-parleurs (cf.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

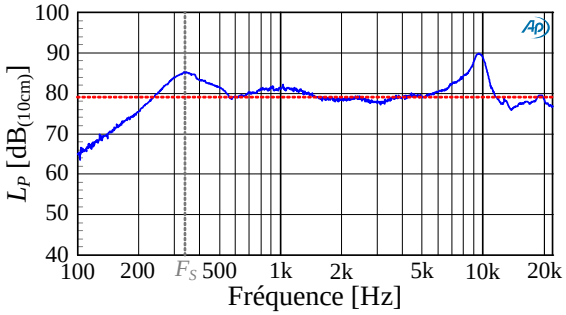


Figure 5.16 – Courbe de réponse en pression acoustique.

parleur MEMS se comporte comme un haut-parleur à large bande. La courbe présente une fréquence de résonance à 335 Hz, valeur proche des 300 Hz prévue dans la phase de conception (Cf. § 5.1.2, p. 125). La plage de fréquence centrale est relativement lisse grâce à la rigidité de la membrane en silicium, ce qui procure une énergie sonore uniformément distribuée, quasiment sans résonance ni coloration.

La largeur de bande allant de 200 Hz à plus de 20 kHz est significativement plus grande que celle des précédents micro-haut-parleurs MEMS [22] et aussi plus grande que celle des micro-haut-parleurs « standards » utilisés dans les applications mobiles [23].

Note : Cette réponse présente un pic important autour de 9 kHz, qui ne correspond pas à la fréquence de transition [24] du piston équivalent mais à une fréquence naturelle provoquée par le film de latex (ajouté pour éviter les fuites acoustiques).

5.2.5 Rendement électro-acoustique

Rappelons que le rendement d'un haut-parleur est le rapport entre la puissance acoustique délivrée et la puissance électrique reçue par ce dernier. La puissance électrique a été mesurée en se basant sur la valeur moyenne du produit du courant et de la tension en entrée du micro-haut-parleur MEMS ($P_{élec} = 1/T \int_T U_{HP}(t) \times I_{HP}(t)\ \mathrm{d}t \approx (U_{HP}(t) \times I_{HP}(t))_{eff}$).

La mesure du microphone donne le niveau de pression sonore qui peut être convertie en une puissance acoustique grâce à l'Eq. (5.3) (présentée à la p. 125, en précisant que le haut-parleur est considéré comme un piston et que la distance d est grande par rapport au diamètre de la membrane).

Avec le niveau sonore et la distance mesurée : $L_P \simeq 79$ dB à $d = 10$ cm, nous obtenons une puissance acoustique $P_{acou} = 10$ µW (avec une puissance acoustique de référence, $P_0 = 10^{-12}$W).

tableau 1.2 à la p. 26). Cette plage de fréquence est estimée pour un $L_P = L_{P_{moy}} - 3$ dB allant d'une fréquence inférieure à F_S à une fréquence supérieure à la fréquence de transition, F_d [53, § 9.1.2, p. 535].

22. Cf. tableau C.1 à la p. G.
23. Cf. tableau 1.2 à la p. 26.
24. [53, § 9.1.2, p. 535]

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Comme la mesure a été effectuée pour une puissance électrique de 1 W, nous pouvons en conclure que le rendement du haut-parleur vaut 1×10^{-3} % ($\eta_{acou} = P_{acou}/P_{élec}$) ce qui équivaut à une sensibilité de 59 dB_{SPL}, calculée pour 1 W à 1 m.
Par rapport aux haut-parleurs existants dans les applications mobiles, le dispositif proposé a une efficacité similaire mais avec une bande passante plus large (300–20k Hz au lieu de $\tilde{7}$00–16k Hz).
En modifiant la taille du dispositif, le compromis entre bande passante et le rendement (dépendant de la masse mobile, du diamètre, etc.) peut être adapté aux performances d'une autre application. L'efficacité énergétique pourrait être augmentée en choisissant par exemple un aimant plus puissant, augmentant ainsi le champ qui traverse la bobine. Mais ce n'est pas une solution économiquement rentable car l'aimant devient plus coûteux et/ou avec une dimension plus importante. Mais avant de vouloir améliorer le rendement, observons d'abord les performances en terme de qualité audio.

5.2.6 Distorsion harmonique

La distorsion harmonique est un indicateur pour caractériser les effets des non-linéarités. La Fig. 5.17 présente un spectre de fréquence. Le stimuli est une sinusoïde de fréquence, $F = 750$ Hz, dont l'amplitude a été variée de telle sorte à obtenir une puissance acoustique en sortie du micro-haut-parleur MEMS comprise entre 75 et 95 dB (mesure effectuée à l'aide du banc de caractérisation proposé en annexe dans la Fig. C.4b à la p. L à une distance de 1 cm avec $\alpha = 0°$). Notez que pour une meilleure lisibilité, les courbes ont légèrement été décalées en fréquence. De plus, des mesures supplémentaires ont été réalisées afin de valider que la distorsion provenant potentiellement de l'amplificateur est négligeable.

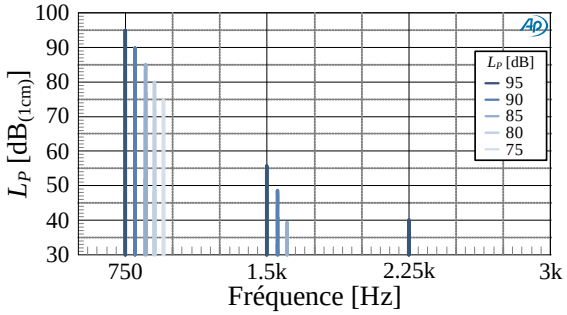


Figure 5.17 – Spectre de fréquence pour différents niveaux de pression acoustique mesurés.

Le niveau de distorsion est d'environ −40 dB pour l'harmonique d'ordre deux et −55 dB pour l'harmonique d'ordre trois. Aucun harmonique d'ordre supérieur n'est présent dans la mesure, ce qui signifie que si ils existent, ils sont au moins inférieurs à −65 dB. A ce stade de l'étude, il est possible de dire que le micro-haut-parleur MEMS introduit des

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

distorsions moins importantes que les micro-haut-parleurs existants. Différentes excitations sinusoïdales ont été appliquées au dispositif MEMS et elles aboutissent à la même conclusion.

La Fig. 5.18 présente une mesure de THD en fonction de la fréquence. Nous pouvons observer le taux de distorsion en sortie du générateur de signaux (AP, $\text{THD}_{MAX} \simeq 8 \times 10^{-3}\%$) et en sortie de l'amplificateur (Ampli, $\text{THD}_{MAX} \simeq 10^{-2}\%$) mais surtout le taux de distorsion du MEMS (qu'il est possible de comparer à la Fig. 4.15 à la p. 111). La distorsion du micro-haut-parleur MEMS est inférieure à 0,1% dans toute la bande audio, et inférieure à 0,016% pour la bande passante (200 Hz – 20 kHz), ce qui permet au micro-haut-parleur MEMS de se placer dans les applications mobiles haut de gamme.

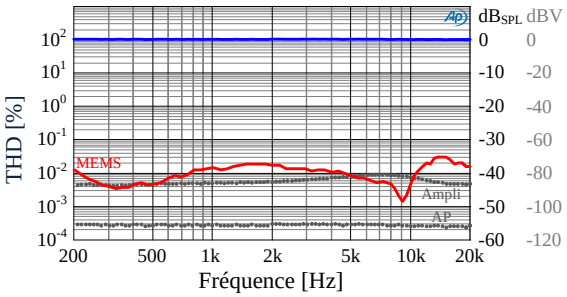


Figure 5.18 – Taux de distorsion en fonction de la fréquence ($P_{élec} = 250mW$).

5.2.7 Distorsion d'intermodulation

L'auteur rappelle que les performances d'intermodulations sont liées à la capacité du haut-parleur à restaurer différentes tonalités provenant de signaux composés de plusieurs fréquences individuelles [25]. La Fig. 5.19 présente un exemple de mesure avec un stimuli à deux tons (bitonal) appliqué au micro-haut-parleur MEMS. $F_1 = 700$ Hz représente par exemple la tonalité d'une « voix » et $F_2 = 2,2$ kHz symbolise la tonalité d'un « instrument », toutes deux choisies à l'intérieur de la bande passante de la courbe de pression acoustique du MEMS (se reporter à la Fig. 5.16). Notez que dans cette mesure, l'amplitude du signal représentant la tonalité de l'instrument est quatre fois plus faible que l'amplitude du signal symbolisant la tonalité de la voix ($\Delta U_{HP} = 12$ dB), ce qui permet d'avoir un cas de figure réaliste.

Les amplitudes de la distorsion d'intermodulation sont très faibles : $-IMD2$ et $IMD2$ sont $\tilde{4}5$ dB plus faibles que l'amplitude de F_2 qui est 15 dB plus faible que l'amplitude de F_1, voir carrément absentes : pas d'intermodulation d'ordre trois, ou au moins 50 dB inférieure à l'amplitude de la tonalité de l'instrument. Les distorsions qui devraient être créées par la fréquence de la voix (par exemple à $2 \times F2$ ou $3 \times F2$) sont également

25. Notion d'intermodulation déjà évoquée dans le § 3.2.3 à la p. 83.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

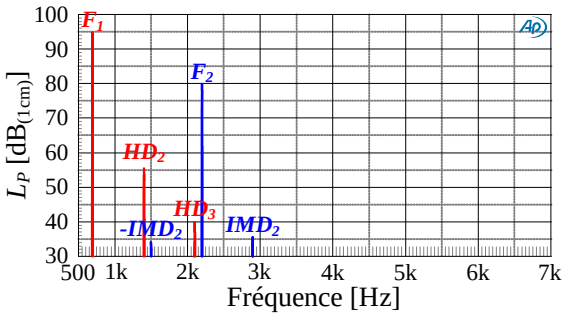


Figure 5.19 – Spectre de fréquence dans le cas d'un signal bitonal.

inexistantes (ou au moins 65 dB inférieures à l'amplitude de l'instrument).

Des mesures supplémentaires avec d'autres signaux bitonaux, basés sur un balayage des basses fréquences (*bass-sweep*) et un balayage de la fréquence de la voix (*voice sweep*) [39, p. 207, diapo. 48], ainsi que par différence de fréquence [53, § 4.3.8, p. 277], ont également été réalisées et présentent des résultats similaires. Ces mesures indiquent que le micro-haut-parleur MEMS se comporte correctement : le MEMS restitue une distinction relativement claire entre les deux tonalités (des tests d'écoutes confirment également ce sentiment).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

5.3 Application de l'étude globale au MEMS

Grâce aux résultats que nous venons d'obtenir par le biais de la caractérisation du micro-haut-parleur MEMS, nous allons pouvoir appliquer la démarche globale d'optimisation de la partie électrique [26].

5.3.1 Spécifications de l'amplificateur audio dédié au MEMS

L'auteur ne va pas revenir sur tous les calculs de chaque spécification mais il va quand même proposer deux exemples éloquents.

Niveau de bruit en tension : Rappelons qu'il est spécifié à 50 $\mu V_{RMS(A-W)}$ (cf. § 4.2.1 à la p. 107 et Fig. 4.12 à la p. 108). En utilisant l'impédance du MEMS ($|Z| = 13,4\ \Omega$) pour calculer la puissance électrique ($P_{élec} = 1,87 \times 10^{-10}$ W) puis en utilisant son rendement ($\eta_{acou_{MEMS}} = 1 \times 10^{-3}$ %) pour calculer la puissance acoustique ($P_{acou} = 1,87 \times 10^{-15}$ W), il est possible grâce aux Eqs. (4.6) de définir le niveau de pression acoustique ($L_{P_{bruit}} = -38$ dB) correspondant au niveau de bruit en tension.
Comme $L_{P_{bruit}} \ll L_{P_0} = 0$ dB cette valeur est inférieure au seuil audible il y a donc surdimensionnement de la spécification en bruit. Afin d'ajuster la spécification, nous allons effectuer le cheminement inverse. Dans un premier temps redéfinissons $L_{P_{bruit}} = L_{P_{min}} = 0$ dB. Ensuite, grâce aux Eqs (4.6) nous pouvons en déduire que $P_{acou_{MAX}} = 1,3 \times 10^{-11}$W c'est-à-dire $P_{elec} = 1,3 \times 10^{-6}$W avec $\eta_{acou_{MEMS}} = 1 \times 10^{-3}$ %. Puis, comme $|Z| = 13,4\ \Omega$, nous obtenons la nouvelle valeur du niveau de bruit en tension (en sortie de l'amplificateur), $V_N = 331,5\ \mu V_{RMS(A-W)}$.

Rapport signal sur bruit : Il est généralement spécifié à 90 dB [27] pour les amplificateurs audio. En utilisant l'Eq. (5.15), avec l'impédance du MEMS qui vaut 13,4 Ω), une puissance électrique de 1 W et une tension de bruit, de 330 $\mu V_{RMS(A-W)}$, nous obtenons un rapport signal sur bruit de 78 dB.

$$\mathrm{SNR} = 20 \times \log_{10}\left(\frac{\sqrt{P_{elec} \times |Z|}\Big/\sqrt{2}}{V_N}\right) \qquad [\mathrm{dB}] \tag{5.15}$$

Note : lors de la conception de l'amplificateur audio, il faudra tout de même garder à l'esprit que la tension efficace est plus importante que pour un haut-parleur standard. En effet, pour $P_{elec} = 1$ W avec $|Z| = 13,4\ \Omega$, nous obtenons une tension de 3,66 $V_{crête}$. Cette

26. Démarche présentée dans la sect. 4.2 à la p. 107.
27. Pour un haut-parleur standard de 8 Ω, une puissance de 1 W et un niveau de bruit de 50 $\mu V_{RMS(A-W)}$, avec l'Eq. (5.15) nous obtenons un SNR de 92 dB.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

tension étant supérieure au niveau bas admis pour la batterie ($2,5 < V_{bat} < 5$ V), nous aurons recours à un dispositif permettant de rehausser cette tension (convertisseur boost).

Spécifications électriques : Un certain nombre de paramètres de l'amplificateur audio, tels que le niveau de bruit en tension, le rapport signal sur bruit, le taux de distorsion harmonique, la plage de gain en fonction de la fréquence, ont été optimisés pour s'adapter aux performances du micro-haut-parleur MEMS et sont listés dans le tableau 5.2.

Spécification	Symbole	Typique	Réajustée	Réajustée MEMS	Unité
Rendement	$\eta_{elec_{MAX}}$	≈ 90	$\geq \eta_{elec_{nom}}$	$\geq \eta_{elec_{nom}}$	%
	$\eta_{elec_{nom}}$	1–10	à maximiser	à maximiser	
Courant statique	I_q	5	à minimiser	à minimiser	mA
Bruit en tension	V_N	50	200	**330**	$\mu V_{RMS(A-W)}$
Rapport signal/bruit	SNR	90	80	78	dB
Taux de distorsion	THD	0,01	0,1	**0,01**	%
Plage de fréq.	BW	20–20k	650–16k*	**200–20k****	Hz
Gain (dans BW)	A_V	cst***	cst***	cst***	dB

* BW $\simeq F_{range}$ typique des micro-haut-parleurs (cf. tableau 1.2 à la p. 26).

** BW $\simeq F_{range}$ typique du micro-haut-parleur MEMS (cf. Fig 5.16 à la p. 138).

*** Gain contant à $\pm 0,5$ dB.

Tableau 5.2 – Spécifications typiques, réajustées, réajustées au MEMS.

Lors du premier réajustement (sect. 4.2 à la p. 107), le fait d'avoir été moins drastique sur certains paramètres (bruit en tension, rapport signal sur bruit, taux de distorsion et plage de fréquence) permet de focaliser les efforts sur les points critiques à optimiser : minimiser le courant statique et maximiser le rendement à puissance nominale dans le but d'accroître l'efficacité globale du système.

Les paramètres variant lors du second réajustement sont : le niveau de bruit en tension (impliquant une variation du SNR), le taux de distorsion et la bande passante. Pour le niveau de bruit en tension, le paramètre est encore moins drastique que lors du premier réajustement donc certainement avantageux pour maximiser le rendement nominal et/ou minimiser le courant statique. Il aurait dû en être de même pour le rapport signal sur bruit, mais avec l'augmentation de la valeur de l'impédance du transducteur, l'impact a été réduit. Notons que le SNR gagne tout de même 12 dB par rapport à la valeur standard. Par contre, pour le niveau de THD, comme le MEMS possède un taux de distorsion plus faible qu'un micro-haut-parleur standard, la contrainte reste identique à la valeur typique de l'amplificateur (mais en contrepartie, nous gagnons en qualité acoustique). A cela s'ajoute que, la plage de fréquence du MEMS ayant augmenté, l'amplificateur doit

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

s'aligner sur celle-ci (donc moins favorable que pour les micro-haut-parleurs standards). Néanmoins la zone critique pour le gain se trouve généralement aux basses fréquences. Décaler la fréquence basse de 20 Hz à 200 Hz permettra probablement de maximiser et/ou minimiser respectivement l'efficacité énergétique et le courant statique.

5.3.2 Structure de l'amplificateur adapté au MEMS :

Amplificateur linéaire, à commutation ou hybride ? Toujours dans l'optique d'accroître l'efficacité énergétique globale du système, nous allons nous tourner vers une architecture d'amplificateur conçue pour maximiser le rendement. Dans le § 1.3.3 à la p. 41 sont listés les avantages et inconvénients de chaque topologie d'amplificateur. La structure la plus efficace étant l'amplificateur de Classe-D, celle-ci semble être la mieux adaptée. Étant donné que le haut-parleur MEMS est relativement proche des caractéristiques d'un micro-haut-parleur standard, nous pouvons dans un premier temps choisir un amplificateur dans le folio des fabricants pour piloter le micro-haut-parleur MEMS. Il doit néanmoins respecter un certain nombre de contraintes :

- posséder un convertisseur boost pour obtenir une tension crête suffisante pour piloter les 13,4 Ω du MEMS ;
- être capable de fournir quelques centaines de milliampères pour avoir suffisamment de puissance à transmettre au MEMS ;
- maximiser l'efficacité, de préférence à puissance nominale [28] ($L_{p_{nom}} = 70\,\text{dB} \rightarrow P_{acou_{nom}} = 1,26\mu\text{W} \rightarrow P_{elec_{nom}} = 126\ \text{mW}$) ;
- être au plus proche des spécifications proposées dans le tableau 5.2 ;

Au final, l'auteur propose un amplificateur à commutation (Classe-D), le LM48511 [99] du fabricant *Texas Instrument*. Ses performances sont confrontées à celles attendues pour piloter le micro-haut-parleur MEMS dans le tableau 5.3.

Il en résulte que, même si cet amplificateur n'est pas une solution optimale (les paramètres pouvant être optimisés figurent en gras dans le tableau 5.3) ce type d'amplificateur est capable de piloter le micro-haut-parleur MEMS avec la technique de rétroaction en tension.

Contrôle en tension ou courant ? Dans la sect. 3.2 à la p. 79 nous avons confronté les deux types de contrôle du haut-parleur (tension vs courant). En caractérisant les paramètres non-linéaires du transducteur MEMS, nous aurions pu définir si l'une au l'autre commande est plus appropriée. Mais comme déjà signalé, nous n'avons pas pu caractériser $Bl(x)$, $C_{ms}(x)$ et $L_e(x, i_L)$, par manque de matériel et surtout de temps. Il sera donc

28. « Nominale » suppose ici un niveau de pression de 70 dB à 10 cm. Le calcul de la puissance électrique est effectué grâce à l'Eq. (5.3), p. 125 et avec $P_{elec} = P_{acou}/\eta_{acou}$; connaissant $\eta_{acou} = 10^{-3}\%$ pour le MEMS (valeur extraite du § 5.2.5, p. 138).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Spécification	Symbole	Réajustée MEMS	LM48511	Cohérence	Unité
Rendement	$\eta_{elec_{MAX}}$	$\geq \eta_{elec_{nom}}$	80	☺	%
	$\eta_{elec_{nom}}$	à maximiser	$\simeq 60$	☺	
Courant statique	I_q	à minimiser	**13.5**	☹	mA
Bruit en tension	V_N	330	**22**	☹	$\mu V_{RMS(A-W)}$
Rapport signal/bruit	SNR	78	**104***	☹	dB
Taux de distorsion	THD	0,01	0,03	☺	%
Plage de fréq.	BW	200–20k**	**20–20k**	☹	Hz
Gain (dans BW)	A_V	cst***	$2 \times R_F/R_{IN}{}^{\star\star\star\star}$	☺	dB

* Basé sur l'Eg.(5.15), p. 142 et [99, p. 7] (3 W ; 8 Ω ; 22 $\mu V_{RMS(A-W)}$).

** BW $\simeq F_{range}$ typique du micro-haut-parleur MEMS (cf. Fig 5.16 à la p. 138).

*** Gain contant à $\pm 0,5$ dB.

**** Gain extrait de [99, p. 19, Eq. (3)]

Tableau 5.3 – Caractéristiques du LM48511 vs spécifications réajustées au MEMS.

intéressant de concevoir les deux approches en attendant que nos partenaires du LAUM caractérisent ces non-linéarités.

Le principe simplifié du contrôle en tension ou en courant a été présenté en Fig. 3.1 à la p. 74. L'utilisation d'un amplificateur linéaire (par exemple une Classe-AB) ou un amplificateur hybride (Classe-G) ne doit pas poser de problème majeur pour réaliser cette structure. Par contre, l'utilisation d'un amplificateur à commutation est plus complexe. En effet, contre-réactionner un courant n'est pas chose aisée dans une structure à commutation. La littérature propose tout de même quelques pistes ([100], [101] et [102]) qui peuvent aider à la conception d'un tel dispositif.

Conclusion sur le choix de l'amplificateur : Finalement, la charge est relativement « standard » et certains amplificateurs dans le commerce (tel que le LM48511) peuvent répondre à sa commande (même s'ils ne sont pas optimisés par rapport au tableau 5.2) pour une rétroaction en tension. La commande en courant d'un micro-haut-parleur réalisée par un amplificateur à commutation reste un axe de recherche à approfondir.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

5.4 Conclusion sur le MEMS

La caractérisation hétérogène du micro-haut-parleur MEMS électrodynamique valide l'amélioration apportée par l'approche MEMS. La structure optimisée en silicium, basée sur une membrane à la fois rigide et légère est bien adaptée à une émission acoustique de qualité. La partie mobile est suspendue à des bras de suspension souples en silicium. La linéarité de ces six ressorts permet un grand déplacement hors plan (sans équivalent pour la technologie MEMS) permettant ainsi la production d'un niveau sonore élevé. Le moteur électromagnétique composé d'un aimant permanent annulaire micro-assemblé et d'une micro-bobine planaire en cuivre électrodéposée sur la membrane a été optimisé pour un déplacement de la partie mobile linéaire possédant un rendement important.

La combinaison de toutes ces améliorations a conduit à créer un micro-haut-parleur capable de : produire une impédance plate ($|Z| = 13,4\ \Omega \pm 0,5\ \%$) ; une pression acoustique de 79 $dB_{(10cm)}$; une fréquence de coupure à 335 Hz ; moins de 0,016% de taux de distorsion harmonique, le tout pour un rendement de 10^{-3} %, soit une sensibilité nominale caractéristique de 59 dB pour 1 W à 1 m.

La démarche globale d'optimisation de la partie électrique a été appliquée aux performances du MEMS. Le fait d'être moins drastique sur le bruit en tension, le rapport signal sur bruit et la plage de fréquence va permettre de focaliser les efforts sur les points critiques à optimiser : maximiser le rendement à puissance nominale et minimiser le courant statique dans le but d'accroître l'efficacité globale du système.

La conception de l'amplificateur n'a pas été réalisée à cause d'un temps de développement du prototype fonctionnel du MEMS plus long que prévu initialement. Mais cela n'est pas critique car, comme nous l'avons vu en conclusion du choix de l'amplificateur, le micro-haut-parleur MEMS possède un comportement comparable à un micro-haut-parleur standard et peut donc être piloter par un amplificateur déjà commercialisé. Par contre, le système ne sera pas optimisé en terme de rendement dans sa globalité.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Figures

5.1 Niveau sonore v.s. fréquence pour différents micro-haut-parleurs MEMS. 121
5.2 Structure schématisée du micro-haut-parleur MEMS. 122
5.3 Diagramme de calcul du rendement. 124
5.4 Structure schématisée de la face arrière de la membrane en silicium avec les nervures. 126
5.5 Analyse dynamique par méthode à élément fini de la micro-structure à nervures : vue de dessus et de côté des modes de vibrations indésirables. 126
5.6 Déplacement hors-plan et distribution de la contrainte principale dans le cas de la solution à six ressorts. 127
5.7 Structure schématisée de la micro-bobine de déposée dur la membrane. 128
5.8 Vue de coupe schématisée du micro-haut-parleur MEMS avec un aimant permanent à polarisation radiale. 129
5.9 Valeur moyenne calculée du facteur de force, Bl, en fonction de la position axiale de la bobine, x. 130
5.10 Résultats de la microfabrication et photographie d'un prototype. 131
5.11 Mesures du module, $|Z|$, et de la phase, φ, de l'impédance électrique en fonction de la fréquence. 132
5.12 Circuits équivalents en petit signal au MEMS. 133
5.13 Force appliquée en fonction du déplacement de la membrane. 135
5.14 Courbe de réponse en déplacement (normalisée par rapport à la fréquence de résonance et par rapport à la position moyenne de la membrane). 136
5.15 Réponse à un échelon en tension. 137
5.16 Courbe de réponse en pression acoustique. 138
5.17 Spectre de fréquence pour différents niveaux de pression acoustique mesurés. . . 139
5.18 Taux de distorsion en fonction de la fréquence ($P_{élec} = 250mW$). 140
5.19 Spectre de fréquence dans le cas d'un signal bitonal. 141

Tableaux

5.1 Valeurs du circuit équivalent. 134
5.2 Spécifications typiques, réajustées, réajustées au MEMS. 143
5.3 Caractéristiques du LM48511 vs spécifications réajustées au MEMS. 145

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Conclusion

L'auteur rappelle que l'objectif principal de la thèse était de modéliser, par une approche de haut-niveau, l'ensemble de la chaîne audio en vue de l'intégration d'un haut-parleur MEMS et de son amplificateur audio. Pour cela, une connaissance des notions générales concernant les systèmes embarqués a été nécessaire au bon avancement de cette thèse (haut-parleur et amplificateur audio). Comme cette thèse s'intègre dans un projet à forte dépendance inter-partenaires, le doctorant a dans un premier temps effectué une modélisation électrique d'un micro-haut-parleur électrodynamique « standard » afin d'anticiper la caractérisation du haut-parleur MEMS. Une fois cette première étape réalisée, et afin d'améliorer le lien existant entre l'amplificateur et le haut-parleur, des travaux sur la façon de piloter le haut-parleur ont également été présentés. Une étude de l'impact du contrôle en tension ou en courant sur la qualité audio a donc été proposée. Toujours dans l'optique d'améliorer le système dans son ensemble, une démarche globale servant à ajuster les spécifications de l'amplificateur à celles du haut-parleur a été mise en place. Notons que cette démarche s'appliquant à tous types de haut-parleurs, a pu être par la suite appliquée au haut-parleur MEMS. Ensuite, une présentation succincte du micro-haut-parleur en silicium nous permet de comprendre comment a été développé ce transducteur acoustique en technologie MEMS. La caractérisation de ce micro-haut-parleur en termes d'impédance, de pression acoustique et de qualité audio, nous a permis de proposer des spécifications de l'amplificateur audio ajustées à ce dernier afin d'optimiser l'ensemble de la chaîne audio. Pour conclure plus précisément le manuscrit de thèse, les résultats obtenus seront présentés dans la section suivante.

Résultats

Chapitre 1 – État de l'art : Dans ce chapitre, les systèmes embarqués possédant une chaîne de reproduction sonore ont été présentés de façon générale. Le principe de conversion a été abordé dans la première section afin de comprendre les différents blocs qui composent un système audio : l'amplificateur audio qui ajoute de la puissance au signal analogique ; le haut-parleur qui convertit le signal électrique en force mécanique, qui à son

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

tour produit un déplacement, générant ainsi une pression acoustique.

La section suivante nous a permis de comprendre comment fonctionne la conversion électromécanique ainsi que la conversion mécanoacoustique notamment en présentant différents couplages de transducteurs (piézoélectrique, électrostatique et électrodynamique). Il en résulte que les haut-parleurs piézoélectriques sont généralement mis en œuvre pour une seule fréquence (bipeur) ; les haut-parleurs électrostatiques utilisent une tension élevée et sont grands par nature donc inadaptés pour notre application ; et les haut-parleurs électrodynamiques sont les plus répandus dans les systèmes grand public tels que les téléviseurs, les petites radios, les ordinateurs portables, les téléphones portables, etc. grâce au développement d'aimants permanents de grande qualité et à faible coût. C'est le haut-parleur électrodynamique qui semble être le meilleur compromis pour les applications embarquées.

La section suivante a montré les architectures d'amplificateur audio ainsi que les topologies (classes) les plus couramment utilisées (linéaire, à commutation et hybride) dans les systèmes embarqués. Les Classe-AB présentent plusieurs avantages en faveur de la qualité du signal restitué mais la dissipation de puissance intrinsèque à la topologie (les transistors fonctionnent en régime linéaire) diminue l'efficacité de la structure : l'efficacité maximale pour un dispositif réel est de l'ordre de 70%. Pour les amplificateurs de Classe-D, commuter constamment l'étage de puissance permet d'avoir un très bon rendement (de l'ordre de 90%) mais cela génère également un inconvénient majeur car le système émettra potentiellement des perturbations haute fréquence. De plus comme le système possède un asservissement à plus faible bande passante, la qualité (en terme de distorsion) sera dégradée par rapport à un amplificateur linéaire. A cela s'ajoute la probable nécessité d'un filtre de reconstruction du signal (donc ajout de composants passifs externes). Enfin, comme le Classe-G (topologie hybride) utilise une gestion d'alimentation à commutation, cette topologie requiert des composants passifs qui, pour l'instant, ne sont pas intégrés (augmentation de la taille du circuit). Malgré cela, de plus en plus de circuits d'amplification de type Classe-G sont utilisés pour piloter les écouteurs dans les applications nomades car ils conservent une très bonne linéarité en ayant une efficacité supérieure à celle des amplificateurs de Classe-AB. Pour les applications mains-libres à plus forte puissance (1–3 W $\simeq$ puissance qui nous concerne), comme la qualité est un argument qui a moins de poids que l'efficacité énergétique, c'est le Classe-D qui est couramment utilisé.

Notons également qu'à la fin des deux sections, un tableau synthétise les différents types de transducteurs et les différentes topologies d'amplificateurs. Des tableaux regroupant des solutions existantes servant d'état de l'art ont également été proposés. Nous avons compris comment fonctionnent les différents blocs, séparément, ainsi nous avons pu aborder l'optimisation de l'ensemble de la chaîne audio. Comme nous venons de l'observer,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

la littérature présente d'un côté les haut-parleurs et de l'autre les amplificateurs, mais rarement le système dans sa globalité. Nous allons donc palier à ce manque en étudiant le système grâce à une approche globale : une modélisation électrique du haut-parleur électrodynamique.

Chapitre 2 – Modélisation du haut-parleur : Dans ce chapitre a été étudié un modèle de haut-parleur électrodynamique à bobine mobile contrôlé en tension représenté par un ensemble complet de paramètres basés sur un nombre minimal de mesures. Les paramètres en question sont : la résistance équivalente aux pertes dans le moteur ; l'inductance propre de la bobine ; le coefficient de couplage électrodynamique ; la compliance mécanique qui correspond à la suspension ; la résistance mécanique de pertes (frottements) ; et la masse du système mobile.
La prise en compte des principales non-linéarités a permis d'enrichir la modélisation. Ces non-linéarités sont regroupées de façon synthétique dans un tableau. La non-linéarité qui correspond à la suspension est due à la force de rappel élastique non-linéaire ; qui est fonction du déplacement de la partie mobile. Celle qui correspond au coefficient de couplage électrodynamique est fonction de perturbation dans la force magnétique (dépendant de la position et du courant), et également fonction de l'amortissement non-linéaire causé par la force contre-électromotrice (issue du déplacement et de la vitesse). La dernière non-linéarité qui correspond à l'inductance propre de la bobine provient : de la dérivée temporelle du flux magnétique qui génère une tension induite (fonction du courant) ; du courant de Foucault qui crée des pertes Joules (fonction du courant) ; et de la force réluctante qui perturbe le déplacement (fonction du déplacement et du courant).
Tous ces paramètres (linéaires et non-linéaires) ont été schématisés puis modélisés à l'aide de l'outil de résolution numérique *Matlab/Simulink*. La modélisation a été validée et nous a permis d'évaluer la non-linéarité intrinsèque du haut-parleur et de connaître sa cause. Les résultats des simulations montrent que le taux de distorsion harmonique intrinsèque au haut-parleur ($\simeq 1$ %) est supérieur à celui d'un amplificateur ($\simeq 0,1$ %).
Nous avons donc vu comment modéliser un haut-parleur électrodynamique mais aussi qu'il est possible de quantifier ses distorsions (ce modèle est utilisable pour tous types de transducteurs électrodynamiques). Dans l'axe de recherche suivant, nous nous sommes focalisés sur la possibilité de minimiser ces distorsions avec une technique de contrôle du haut-parleur différente de celle utilisée habituellement.

Chapitre 3 – Commande tension/courant : Dans ce chapitre a été analysé l'impact du contrôle du transducteur électroacoustique. La commande en courant pour un haut-parleur a été présentée dans la première section. Comme la fonction de transfert entre la

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

tension et le courant est dépendante de l'inductance propre de la bobine (paramètre non-linéaire), en contrôlant directement la force liée au déplacement grâce au courant ($F = Bl \times i$), nous devions nous affranchir de l'impact non-linéaire de l'inductance. Théoriquement, l'idée semblait pertinente mais elle nécessitait une confirmation plus précise. C'est pour cela que la commande en courant a été comparée au contrôle en tension dans la seconde section.

Pour chaque technique de contrôle, un modèle fiable de haut-parleur a été développé et présenté. Basée sur le précédent chapitre, la modélisation utilise un nombre minimal d'équations et de mesures, et elle regroupe les principaux paramètres non-linéaires d'un haut-parleur électrodynamique. Cette modélisation permet de comparer la qualité audio (distorsion) de l'ensemble de la chaîne audio. Il est important de préciser que cette modélisation s'applique également à tous les types de haut-parleurs basés sur le principe électrodynamique.

Différents résultats ont été présentés et ont servi de comparaison entre les deux types de commande. La comparaison a été effectuée grâce à des simulations basées sur la réponse en accélération, sur des études des distorsions harmoniques (différence de THD $<$ à 1 %), sur des distorsions d'intermodulations (distorsion des harmoniques et distorsions des IMD $<$ à 1 %) et sur des analyses transitoires (réponse à un échelon et spectrogamme $\rightarrow$ accélérations similaires et traînage quasi identiques en termes d'amplitude, de fréquence et de persistance dans le temps) qui sont appliquées aux deux principes de commandes.

Finalement, pour les micro-haut-parleurs et à ce niveau de la modélisation, la technique de rétroaction couramment utilisée pour commander un micro-haut-parleur (le contrôle en tension) revient à contrôler directement le haut-parleur en courant. Néanmoins, une solution alternative (ne dégradant pas davantage la qualité audio du signal) pourrait être le contrôle du micro-haut-parleur en courant. Comme le type de contrôle n'améliore pas significativement l'ensemble de la chaîne de reproduction sonore, l'axe de recherche suivant s'oriente sur la possibilité de redéfinir les spécifications standard de l'amplificateur audio, en se basant sur les performances du transducteur qu'il contrôle.

Chapitre 4 – Ajustement des spécifications : Dans ce chapitre a été présenté une démarche d'optimisation globale appliquée au système amplificateur plus haut-parleur. Des spécifications standard sont utilisées pour chaque application, mais certaines d'entre elles peuvent être remises en cause. Essayer de constamment améliorer l'ensemble des performances, sans connaître l'impact précis sur la qualité globale du système, est très contraignant en termes de conception. A cela s'ajoute que ces objectifs peuvent être inutiles voir même bloquants du point de vue du compromis global.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Dans un premier temps, une étude énergétique globale est décrite. Pour se rendre compte de la différence d'efficacité énergétique, le rendement typique d'un micro-haut-parleur a été confronté au rendement typique d'un amplificateur audio dédié à ce type de charge (1×10^{-2} % vs 90 %). En comparant le rendement maximal d'un amplificateur audio à celui d'un haut-parleur, la plus grande marge d'amélioration est du côté du haut-parleur. N'ayant pas accès à ce paramètre en tant qu'électronicien, il a tout de même été démontré que l'un des facteurs clés pour améliorer l'efficacité énergétique du côté de l'amplificateur audio est la minimalisation de la consommation statique en courant et la maximalisation du rendement à puissance nominale (plutôt que de focaliser tous les efforts sur le rendement maximal).

L'approche globale se base également sur l'étude de l'impact de la spécification actuelle d'un amplificateur sur la partie acoustique. Si le résultat, en termes de pression acoustique, est cohérent cela signifie que la spécification actuelle est correcte. Sinon, en partant d'un résultat acoustique plus approprié, nous remontons jusqu'à une spécification de l'amplificateur mieux adaptée. Comme résultat, un tableau montre de façon synthétique les différents « ajustements » des spécifications actuelles de l'amplificateur audio. Cette démarche nous a permis de réduire les contraintes en tension de bruit en sortie de l'amplificateur en passant de 50 $\mu V_{RMS(A-W)}$ à 200 $\mu V_{RMS(A-W)}$). Il en est de même pour la distorsion des signaux qui passe de $0,01$ % à $0,1$ % et la plage de gain en fonction de la fréquence qui est réduite à 650 Hz – 20 kHz. Avec la réduction de ces contraintes, nous pouvions espérer gagner en consommation statique et dynamique. Rappelons également qu'il est possible d'adopter cette démarche globale (système amplificateur plus haut-parleur) quel que soit le type de haut-parleur.

Comme nous venons de le voir, la plus grande marge d'amélioration se situe du côté du haut-parleur. C'est pourquoi, l'axe de recherche suivant présente un transducteur électrodynamique basé sur la technologie MEMS (*Micro-Electro-Mechanical System*), conçu et réalisé dans le cadre du projet ANR–SAIPON.

Chapitre 5 – Haut-parleur MEMS : Dans ce chapitre a été abordée l'optimisation de l'ensemble de la chaîne audio par une approche globale de conception et le développement expérimental d'un haut-parleur en technologie MEMS.

L'introduction de ce chapitre a présenté les objectifs visés dans le cadre du projet SAIPON : concevoir et réaliser un micro-haut-parleur MEMS, capable de produire un niveau sonore de 80 dB_{SPL} à 10 cm, dans la plage de fréquence allant de 300 Hz jusqu'à 20 kHz. Un état de l'art des haut-parleurs MEMS, basé sur tous les types d'actionnement mécanoacoustique a été exposé afin d'avoir un aperçu des solutions pertinentes existantes.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Les objectifs, en termes de performances acoustiques, ont conduit à fixer un certain nombre de paramètres lors de la conception du transducteur électroacoustique ([68]). L'optimisation de la structure visait à maximiser le rendement électroacoustique et la qualité audio sur une large bande de fréquence. Ces travaux ont permis à nos partenaires de l'IEF de microfabriquer un prototype de micro-haut-parleur MEMS fonctionnel dont la structure a été décrite dans la première section de ce dernier chapitre.

La caractérisation hétérogène du micro-haut-parleur MEMS électrodynamique réalisée par le doctorant, valide l'amélioration apportée par l'approche MEMS. La structure optimisée en silicium, composée d'une membrane à la fois rigide et légère est bien adaptée à une émission acoustique énergiquement efficace. La partie mobile est suspendue à des bras de suspension souples en silicium et la linéarité de ces six ressorts permet un grand déplacement hors plan (sans équivalent pour la technologie MEMS) permettant ainsi la production d'un niveau sonore élevé en basse fréquence. Le moteur électromagnétique composé d'un aimant permanent annulaire micro-assemblé et d'une micro-bobine planaire en cuivre électrodéposée sur la membrane ont été optimisés pour un déplacement de la partie mobile linéaire tout en étant énergiquement efficace.

Les mesures effectuées à l'INL montrent que la combinaison de toutes ces optimisations a permis la réalisation d'un micro-haut-parleur capable de : produire une impédance plate ($|Z| = 13,4\ \Omega \pm 0,5\ \%$) ; une pression acoustique de 79 $\mathrm{dB}_{(10\mathrm{cm})}$; une fréquence de coupure à 335 Hz ; moins de 0,016% de taux de distorsion harmonique le tout pour un rendement de 1×10^{-3} % soit une sensibilité nominale caractéristique de 59 dB pour 1 W à 1 m.

Enfin, la démarche globale d'optimisation de la partie électrique a été appliquée aux performances du MEMS dans la dernière section. Le fait d'avoir été moins drastique sur le bruit en tension, le rapport signal sur bruit et la plage de fréquence va permettre de focaliser les efforts sur les points critiques à optimiser : maximiser le rendement à puissance nominale et minimiser le courant statique dans le but d'accroître l'efficacité globale du système. Comme résultat, un tableau présente de façon synthétique les différents « ajustements » des spécifications de l'amplificateur adapté au MEMS ($V_N = 330\ \ \mu\mathrm{V}_{\mathrm{RMS(A-W)}}$; SNR = 78 dB ; THD = 0,01 % ; BW = 200 Hz – 20 kHz). Enfin, pour ouvrir l'étude vers les tâches à venir, l'auteur a également proposé un amplificateur à commutation commercialisé, respectant un maximum de critères de l'optimisation, pouvant servir à piloter le micro-haut-parleur MEMS.

Conclusion : En vue de la complexité de la conception et de la réalisation du premier prototype de haut-parleur MEMS, la conception du système dans son ensemble (haut-parleur et amplificateur adapté) n'a pas aboutie. Mais la modélisation par approche de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

haut-niveau de l'ensemble de la chaîne audio présentée dans cette thèse permettra par la suite de développer son électronique associée. Les perspectives de ce programme de recherche sont multiple : la conception de l'électronique dédiée au MEMS, l'intégration du micro-haut-parleur MEMS dans un système *in package*, et la caractérisation des non-linéarités du transducteur MEMS, et elles sont décrites dans la section suivante.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Perspectives

Conception de l'électronique dédiée au MEMS : L'objet de cette perspective est de concevoir l'électronique associée au micro-haut-parleur MEMS. Dans une premier temps, l'amplification du signal sera effectuée par un amplificateur audio existant, capable de fournir suffisamment de puissance à la charge (courant et tension de clipping) et correspondant, au mieux, aux paramètres présentés dans le tableau 5.2 à la p. 143.

Après une étude de la meilleure topologie à mettre en œuvre (linéaire, à commutation ou hybride), les deux types de commandes (tension et courant) du micro-haut-parleur MEMS seront à réaliser afin de valider (ou de réfuter) son impact sur la qualité acoustique.

Enfin, un amplificateur audio spécifiquement dédié au MEMS pourra être conçu dans l'optique d'une microfabrication du micro-haut-parleur MEMS et de son électronique associée sur le même wafer afin de faciliter son implémentation dans un boîtier.

Caractérisation des non-linéarités du micro-haut-parleur MEMS : L'objet de cette perspective est de caractériser les non-linéarités associées au micro-haut-parleur MEMS afin de les implémenter dans la modélisation présentée dans la sect. 3.2 à la p. 79 qui servira à définir s'il est plus judicieux de piloter le micro-haut-parleur par le biais d'une tension ou d'un courant.

Les principales non-linéarités dans les haut-parleurs proviennent de la suspension et du moteur électrodynamique. Sont à prendre en compte :

- la non-linéarité de la suspension en fonction de la position de la membrane ;
- la non-uniformité de l'induction B le long de l'entrefer ;
- la variation de l'inductance propre L_e en fonction du courant la parcourant et de sa position instantanée.

Le LAUM, partenaire du projet SAIPON, aura la charge de cette caractérisation.

Intégrer HP MEMS dans un SiP : L'objet de cette perspective est de définir les spécifications et la faisabilité du boîtier dans lequel sera placé le micro-haut-parleur MEMS. Les contraintes à prendre en compte ont été discutées avec l'ensemble des partenaires. Sont notamment à prendre en compte :

- l'impact du boîtier sur la performance acoustique du dispositif complet (qualité sonore et puissance acoustique) ;
- les contraintes d'implantation, qui doivent être minimisées pour l'utilisateur lors de la mise en œuvre du dispositif dans l'application finale ;
- la réalisation industrielle du dispositif (faisabilité, coûts, investissements).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Par rapport aux types de boîtiers existants à ce jour dans le domaine des MEMS les principales innovations technologiques seront liées à :

– la présence d'aimant(s) de forte énergie dans le dispositif (manipulation des échantillons avec outils de production amagnétiques et perturbations magnétiques dans l'application finale) ;
– l'herméticité acoustique et la bonne circulation de l'air dans le boîtier et dans l'application finale ;
– la surface de la membrane qui conduit à un dispositif significativement plus grand que l'état de l'art.

Certains verrous technologiques, notamment l'intégration des aimants au niveau du MEMS nécessitent une solution de repli. La conception du boîtier devrait répondre à ce besoin : intégrer un (ou plusieurs) aimants permanents lors d'une encapsulation par exemple.

Le MEMS serait, sur sa face arrière, attaché à un substrat de type LGA [29]. Ce substrat sera ouvert sous la membrane pour permettre la circulation de l'air en face arrière. Une ouverture de surface similaire sera nécessaire sur le PCB dans l'application finale. Pour la face avant, le capot comprendra également une ouverture qui pourra recevoir un aimant puisqu'il ne peut pas être intégré directement au niveau du MEMS.

29. LGA pour *Land Grid Array*. Un boîtier LGA est un support de circuit standard de type *flip-chip* possédant une matrice de contacts (Ball Grid Array (BGA)) livré sans aucune sphère.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Annexe A

Compléments au chapitre 1

A.1 Notions utiles au Classe-D :

Ce paragraphe liste les « nouveaux » termes utiles pour la compréhension des Classe-D :

Modulation, porteuse ou fréquence de commutation F_{SW} : la fréquence de commutation ou de modulation est la fréquence du signal carré en sortie du bloc de modulation qui est modulé avec le signal audio. Cette fréquence est typiquement dix à quinze fois supérieure à la fréquence la plus élevée du signal audio. C'est souvent une fréquence fixée ou partiellement fixée. Certaines architectures n'ont pas une seule fréquence fixe, mais de nombreuses fréquences qui peuvent être utilisées (« spead spectrum Class-D » ou Classe-D à étalement de spectre). Un amplificateur Classe-D $\Sigma\Delta$ (Sigma-Delta) crée des impulsions de sortie de largeur fixe et augmente/diminue le nombre d'impulsions pour créer la forme du signal audio.

Modulation de Larguer d'Impulsion (MLI) : ou PWM en anglais pour « Pulse Width Modulation », est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux. Comme présenté en Fig. A.1, le principe est de générer un signal logique ("0" ou "1") à fréquence fixe mais dont le rapport cyclique est contrôlé $\Leftrightarrow$ consiste à comparer la modulante, V_E, à une porteuse triangulaire, V_r. Le signal de sortie, V_{mod} vaut 1 si la modulante est plus grande que la porteuse, 0 sinon. Le signal de sortie change d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse. La moyenne du signal de sortie est égale au rapport cyclique : il suffit donc de mettre un filtre passe bas pour obtenir la valeur analogique recherchée, V_L.

Modulation Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) : est une technique de modulation où le signal d'erreur est intégré. Dès que le signal d'erreur dépasse un seuil (« threshold »), la sortie va créer une impulsion de largeur fixe. La modulation Sigma-Delta peut être décrite comme une

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

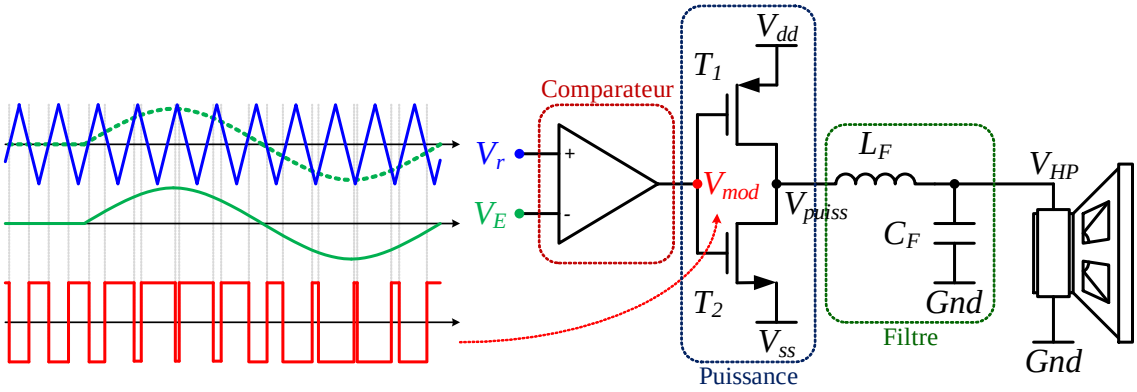


Figure A.1 – Schéma de principe d'un Classe-D MLI.

modulation de densité d'impulsions (MDI). Le modulateur envoie des impulsions de largeur déterminée dès que nécessaire pour créer le signal analogique.

Modulation à fréquence forcée/fixe : utilise un modulateur de fréquence à une fréquence unique. Cette fréquence est forcée par la conception et le modulateur possède typiquement un signal de référence de forme triangulaire. Les conceptions de type MLI sont généralement à fréquence fixe, bien que des améliorations de conception supplémentaires peuvent être faites pour faire varier la fréquence de modulation pour réduire les perturbations électromagnétiques (EMI) ou améliorer le signal audio.

Modulation à fréquence variable : ou modulateur auto-oscillant n'a pas de porteuse à fréquence fixe. A la place, la fréquence change à cause d'une autre variable comme par exemple un signal d'erreur. Pour les modulateurs $\Sigma\Delta$, la larguer d'impulsion est de largeur fixe et le nombre d'impulsions (donc la fréquence) change pour recréer le signal d'entrée.

Étalement spectral : est créé pour réduire les perturbations électromagnétiques. L'étalement du spectre correspond à étaler l'énergie à travers une large gamme de fréquence, réduisant ainsi l'amplitude et les interférences à différentes fréquences dans le temps. Pour chaque instant, l'énergie est présente dans une bande de fréquence limitée, mais au fil du temps, l'énergie est répartie sur une large bande de fréquence. La quantité d'énergie répartie dépend de la conception. Ce principe est à l'opposé des modulateurs à fréquence fixe, qui ont toute leur énergie à une seule fréquence donc avec une amplitude importante.

Pourcentage de modulation : décrit à quel point le modulateur est autorisé à modifier le rapport cyclique. Une modulation de 100% signifierait qu'il y a seulement une impulsion (positive ou négative) qui dure toute la période. Les modulateurs de type MLI ont souvent

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

une limite haute en pourcentage inférieure à 100% pour avoir un écrêtage contrôlé de la sortie afin d'éviter de surchauffer une partie de l'étage de puissance.

Temps de montée/descente et dépassement : ou « Rise/Fall Time & Overshoot » sont des notions couramment utilisées en électronique.

Résistance drain/source ($R_{DS_{ON}}$) : est la résistance minimale entre le drain et la source d'un transistor MOSFET lorsqu'il est polarisé avec un V_{GS} qui est supérieur à la $V_{DV} - V_T$ pour un N-MOS et un V_{GS} inférieur à $V_{DV} - V_T$ pour un P-MOS. $R_{DS_{ON}}$ augmente avec la température de la matrice et diminue avec sa taille. Plus le $R_{DS_{ON}}$ est faible, meilleure sera l'efficacité et plus sa puissance sera élevée (avec une alimentation fixe). $R_{DS_{ON}}$ est le principal contributeur à la dissipation de puissance et la perte d'efficacité.

Temps mort ou « Dead-Time » : représente le temps où les deux transistors de l'étage de puissance sont bloqués. Comme les transistors ne commutent pas instantanément (temps de montée/descente), il doit y avoir un certain temps de retard à la commutation. Sans ce délai, il y aurait un court instant où les deux transistors seraient passants (cf. Fig. A.2) créant un court-circuit entre les alimentations. Cela produit un fort courant mais de faible durée pouvant détruire le système. Augmenter la durée du temps mort permet un bon fonctionnement du système mais entraine de la distorsion. La durée du temps mort est donc un compromis entre la distorsion et la limite du circuit de protection qui peut être activé par le fort appel de courant.

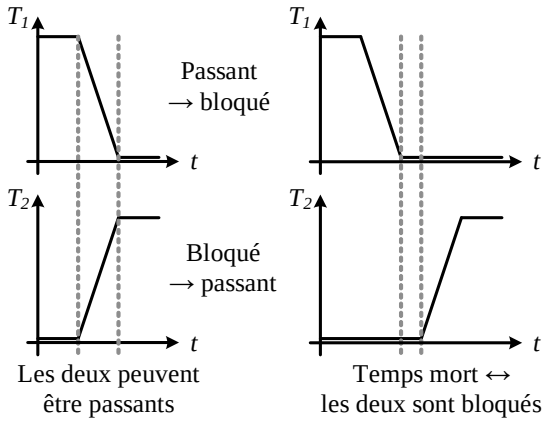


Figure A.2 – Schéma des transitions sans & avec temps mort.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Annexe B

Compléments au chapitre 3

B.1 Tableau des paramètres linéaires

Pour obtenir un large éventail de comparaisons, différents types de haut-parleurs électrodynamiques sont utilisés : un woofer, un bass-midrange (grave-médium), un micro-haut-parleur et un haut-parleur de casque dont les paramètres linéaires [1] sont présentés dans le tableau B.1.

Paramètre	Woofer	Grave-médium	Micro-speaker	Casque	Unités
R_e	5,37	7	31,75	30,54	Ω
$L_{e(x=0)}$	$0,83\text{E}^{-3}$	$1,04\text{E}^{-3}$	$0,06\text{E}^{-3}$	$0,15\text{E}^{-3}$	H
R_μ	3,73	1	0,05	0,37	Ω
$Bl_{(x=0)}$	7,27	7,8	0,23	0,64	N/A
R_{ms}	1,09	2,43	9E^{-3}	117E^{-3}	kg/s
M_{ms}	$17,11\text{E}^{-3}$	$18,3\text{E}^{-3}$	8E^{-6}	109E^{-6}	kg
$C_{ms(x=0)}$	$1,02\text{E}^{-3}$	$0,6\text{E}^{-3}$	24E^{-3}	$12,6\text{E}^{-3}$	m/N

Tableau B.1 – Tableau des paramètres pour les différents types de haut-parleurs.

1. Pour le woofer, micro-haut-parleur et le haut-parleur de casque, les paramètres sont extraits de [39, CD - Exercice Material -]

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

B.2 Tableau des paramètres non-linéaires du micro-haut-parleur

Une étude plus détaillée est effectuée sur le micro-haut-parleur et, à titre d'exemple, les polynômes des paramètres non-linéaires [2] du micro-haut-parleur sont donnés dans le tableau B.2.

n	0	1	2	3	4	5	6
Bl_n	0,23	-164,71	$-1,6\text{E}^{6}$	$649,9\text{E}^{6}$	$-5,968\text{E}^{12}$	$1,066\text{E}^{15}$	$21,4\text{E}^{18}$
C_{ms_n}	24E^{-3}	-14,07	-887E^{3}	$322,5\text{E}^{6}$	$-862,4\text{E}^{9}$	$-1,63\text{E}^{15}$	$5,97\text{E}^{18}$
L_{e_n}	$60,1\text{E}^{-6}$	$-14,6\text{E}^{-3}$	0,61	$13,1\text{E}^{3}$	$6,52\text{E}^{6}$	$-51,86\text{E}^{9}$	$-44,23\text{E}^{12}$

Tableau B.2 – Coefficients des paramètres non-linéaires du micro-haut-parleur.

2. Régressions polynômiales d'ordre 6, avec un coefficient de corrélation $R^2 \geq 0.99$, effectuées sur les courbes extraites de [39, CD - Exercice Material -]

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Annexe C

Compléments au chapitre 5

C.1 Haut-parleurs MEMS existants

Actionnement	Réf.	Surface émissive				Niveau sonore
		Matériau	Surface [mm^2]	Épaisseur [µm]	Dépl. max. [µm]	
Piézoélectrique	[73]	SiN+ZnO	25	2,7	-	92 dB à 3 kHz à 0,2 cm
	[74]	SiN+AlN	-	3	-	100 dB à 9,3 kHz à 1 cm
	[75]	SiN+ZnO	9	3	1	83,1 dB à 13,3 kHz à 1 cm
	[76]	SiN+ZnO	4	4,7	-	70 dB à 5 kHz à 0,5 cm
Électrostatique	[77]	Si	3,14	14	-	112 dB à 12,7 kHz à 1 cm
	[78]	Poly-SiC	0,5	1	-	73 dB à 16,6 kHz à 1 cm
Thermoacoustique	[79]	Nano-C.	900 (1 couche)	-	-	85 dB à 10 kHz à 5 cm
			900 (4 couches)	-	-	95 dB à 10 kHz à 5 cm
Électrodynamique	[80]	Polyimide	9,6	5	5	93 dB à 5 kHz *
	[81]	Polyimide	7	22	0,8	106 dB à 1 kHz *
	[82]	PDMS	9,6	3,3	8,3	106 dB à 1 kHz *
	[83]	NiCoFe	19	80	12	106 dB à 1 kHz *
	[84]	Polyimide	4,9	2	17	108 dB *
	[85]	-	-	-	4,25	70 dB à 5 kHz
	[86]	Polyimide	7	7	8	96 dB *
	[87]	Si	20	50	300	85 dB à 1 kHz à 1 cm

SiN = nitrure de silicium ; ZnO = Oxyde de zinc ; AlN = nitrure d'aluminium ; poly-SiC = carbure de silicium polycristallin ; PDMS = PolyDiMethylSiloxane ; Nano-C = nanotube de carbone ; NiCoFe = alliage ternaire (nickel, cobalt et fer).

* Avec un caisson de caisson 2 cm^3

Tableau C.1 – Caractéristiques de différents micro-haut-parleurs MEMS.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

C.2 Rapport entre la masse de la bobine et de l'aimant

Pour définir le maximum de la fonction présentée dans l'Eq. (5.6) à la p. 128, nous allons utiliser une variable Δ qui est le rapport entre la masse de la bobine et la masse de la membrane (pour « normaliser » la masse de la bobine par rapport à celle de la membrane). Nous obtenons donc :

$$\Delta = \frac{M_{Bobine}}{M_{Membrane}} \quad \Rightarrow \quad f(\Delta)\,\frac{M_{Bobine}}{(M_{Bobine}+M_{Membrane})^2} = \frac{\Delta}{(\Delta+1)^2}\,\frac{1}{M_{Membrane}} \qquad [1] \tag{C.1}$$

En observant la Fig. C.1, le maximum est atteint quand le rapport $\Delta = M_{Bobine}/M_{Membrane}$ est unitaire.

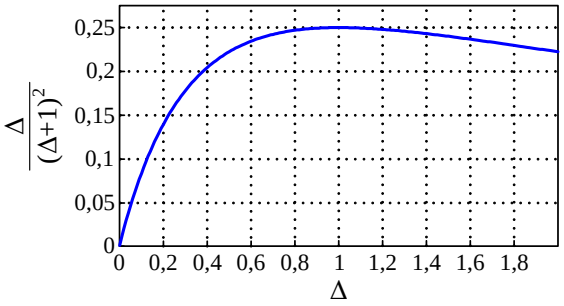
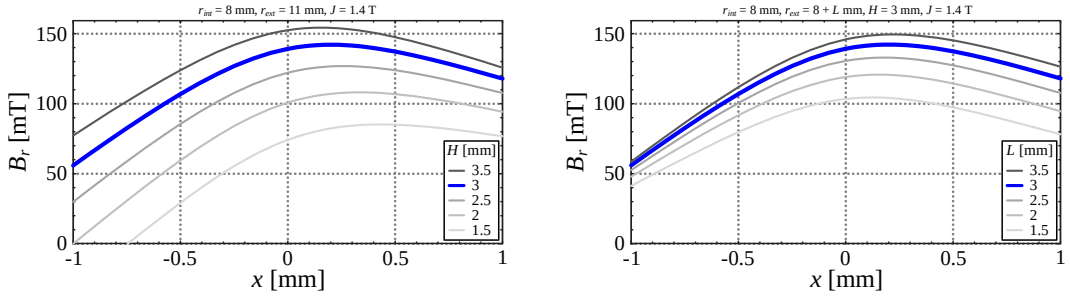


Figure C.1 – Rapport $\Delta/(\Delta+1)^2$ en fonction de Δ.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

C.3 Champ magnétique radial

Comme le présente la Fig. C.2a, le champ magnétique radial créé par un aimant permanent annulaire de rayon fixé ($r_{int} = 8$ mm et $r_{ext} = 11$ mm) augmente lorsque la hauteur axiale, H, augmente. Selon [69], $H = 3$ mm semble être la hauteur optimale pour notre haut-parleur MEMS. De même, il y a un compromis intéressant lorsque la largeur radiale, L, atteint 3 mm. En effet, de plus petites largeurs radiales conduisent à une diminution de 40% du champ radial créé. A l'opposé, une plus grande largeur radiale permettrait d'augmenter le champ magnétique mis à part que le volume deviendrait trop important pour être économiquement acceptable.



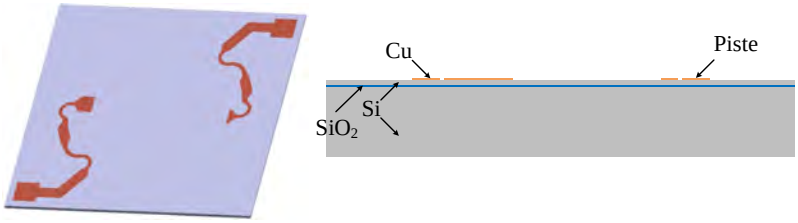
(a) Variation de la hauteur de l'aimant (rayon et largeur fixe).

(b) Variation de la largeur de l'aimant (rayon intérieur et hauteur fixe).

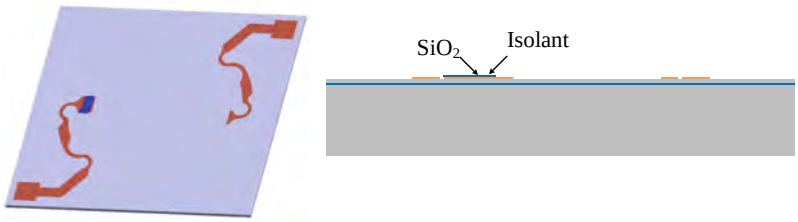
Figure C.2 – Valeur calculée du champ magnétique radial, B_r, en fonction de la position axiale de la bobine, x, pour différentes hauteurs, H et largeurs, L, de l'aimant.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

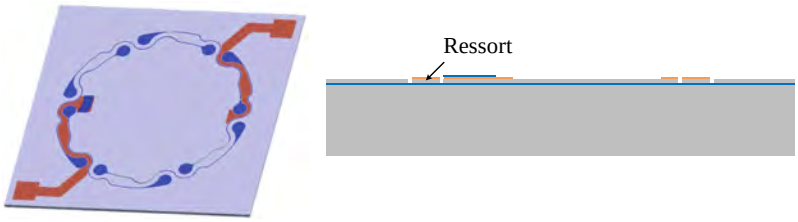
C.4 Principales étapes de la microfabrication du MEMS



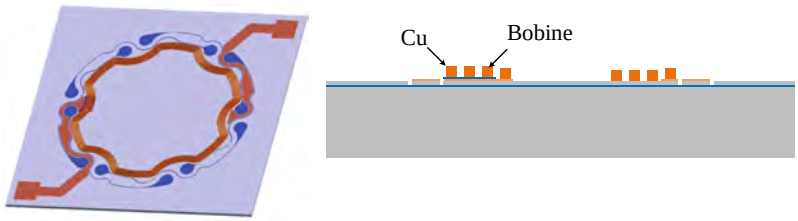
(a) Réalisation des pistes conductrices en cuivre.



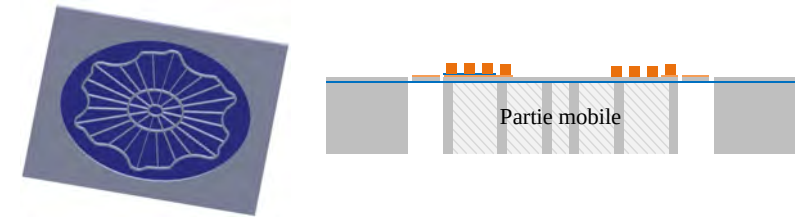
(b) Dépôt couche isolante sur pistes conductrices.



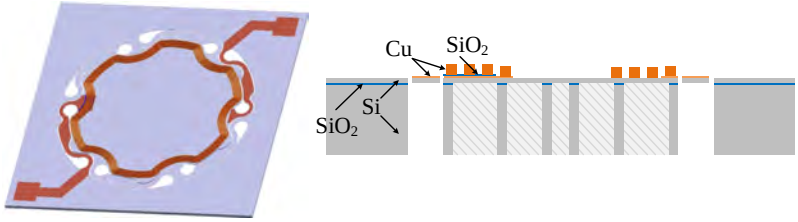
(c) Structuration des ressorts de suspension.



(d) Réalisation de la bobine planaire.



(e) Structuration de la partie mobile en silicium.



(f) Libération de la partie mobile.

Figure C.3 – Figures schématisant les étapes principales de microfabrication du dispositif.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

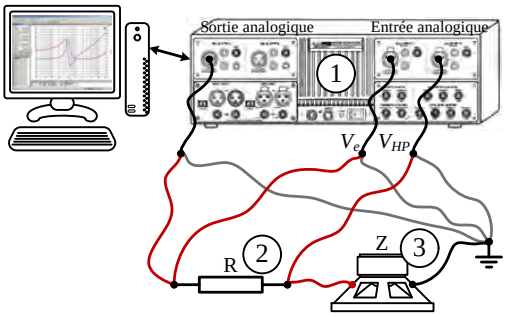
C.5 Présentation des bancs de caractérisation

Caractérisation de l'impédance : comme l'impédance dépend de la fréquence, un générateur de fréquence variable ainsi qu'un analyseur de signaux sont nécessaires pour la mesurer (Fig. C.4a). Pour effectuer des mesures d'impédance, la solution retenue est un analyseur audio *AP 2722* (1) raccordé au dispositif à tester (3) et à une résistance non-inductive (2).

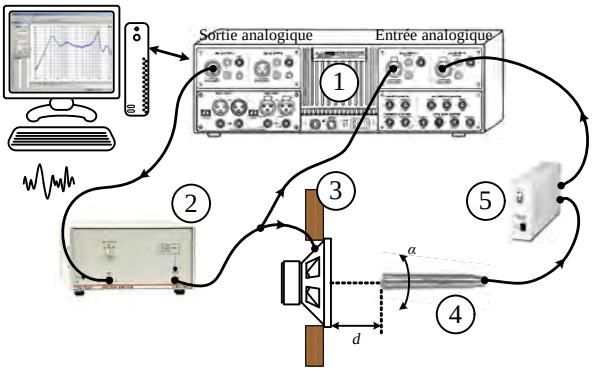
Caractérisation de la pression acoustique : pour les mesures acoustiques (Fig. C.4b), le même analyseur audio a été utilisé pour générer des stimuli et pour analyser la vibration acoustique provenant d'un microphone *PCB378B02* (4) placé sur l'axe du haut-parleur dans une condition de champ libre. Pour piloter le haut-parleur avec un signal électrique possédant une linéarité élevée, un amplificateur de puissance à large bande *TOE7608* (2) est utilisé. Un support *IEC 268-5 Baffle*[52] (3) a été utilisé pour éviter les courts-circuits acoustiques. Le niveau sonore a été mesuré grâce au microphone relié à un conditionneur de signal *PCB482A21* (5) et a été calibré à l'aide d'un calibreur *CAL200*.

Caractérisation du déplacement : pour les mesures de déplacements mécaniques (Fig. C.4c), le même amplificateur de puissance entraîne le même MEMS, et le même analyseur audio a été utilisé pour générer le stimuli et analyser le déplacement mécanique. Le déplacement étant détecté par un laser *LK-G32* (4) dans la configuration de réflexion régulière contrôlée et conditionnée par un contrôleur *LK-CD500* (5).

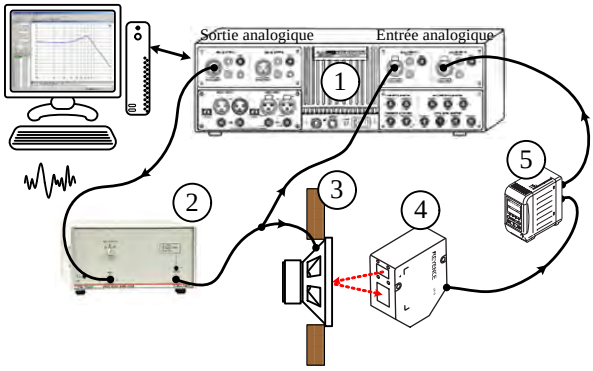
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés



(a) Banc de caractérisation de l'impédance.



(b) Banc de caractérisation de la pression acoustique.



(c) Banc de caractérisation du déplacement.

Figure C.4 – Bancs de caractérisation : impédance, pression acoustique et déplacement.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Annexe D

Publications scientifiques du doctorant

D.1 Articles de revues internationales

Journal of Applied Physics (*facteur d'impact sur 5 ans : 2,169*)
E. Sturtzer, I. Shahosseini, G. Pillonnet, E. Leufeuvre, G. Lemarquand
« High Fidelity MEMS Electrodynamic Micro-Speaker Characterization »
En cours.

Applied Acoustics (*facteur d'impact sur 5 ans : 1,013*)
E. Sturtzer, G. Pillonnet, G. Lemarquand, N. Abouchi
« Comparison between voltage and current driving methods of a micro-speaker »
vol. 73(11), Novembre 2012, p. 1087–1098, DOI : 10.1016/j.apacoust.2012.05.008

D.2 Conférences internationales

AES 134th International Convention *(Présentation orale)*
G. Pillonnet, T. Rossignol, E. Sturtzer, P. Tournier, N. Abouchi
« Distortions improvement in the current coil of loudspeakers »
4–7 mai 2013, Rome, Italie

Acoustics 2012 *(Présentation orale)*
E. Lefeuvre, I. Shahosseini, J. Moulin, M. Woytasik, E. Martincic, G. Lemarquand, E. Sturtzer, G. Pillonnet
« Potential of MEMS technologies for manufacturing of high-fidelity microspeakers »
23–27 Avril 2012, Nantes, France, p. 3093–3198

AES 43rd International Conference *(Présentation orale)*
E. Sturtzer, G. Pillonnet, N. Abouchi, F. Goutti

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

« System Approach to Avoid Audio Amplifier Oversizing in Mobile Phone Application »
29 Septembre – 1 Octobre 2011, Pohang, Corée du Sud

IEEE NEWCAS 8th International Conference *(Présentation orale)*
E. Sturtzer, G. Pillonnet, A. Huffenus, N. Abouchi, F. Goutti, V. Rabary
« Improved Class-K Amplifier for Headset Applications »
20–23 Juin 2010, Montréal, Canada, p. 185–188, DOI : 10.1109/NEWCAS.2010.5603759

D.3 Conférences nationales

15ème Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM)
(Présentation poster)
E. Sturtzer, G. Pillonnet, N. Abouchi
« Modeling of Distortions Using Voltage or Current Driving Microspeakers »
18–20 Juin 2012, Marseille, France

13ème Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM)
(Présentation orale)
E. Sturtzer, G. Pillonnet, A. Huffenus, N. Abouchi, F. Goutti, V. Rabary
« Amélioration de l'amplificateur Classe-K pour application casque »
7–9 Juin 2010, Montpellier, France

D.4 Autres

AES 133rd International Conference
Présentation orale de l'article :
P. Russo, G. Pillonnet, N. Abouchi, S. Taupin, F. Goutti
« Efficiency Optimization of Class G Amplifiers : Impact of the Input Signals »
26–29 Octobre 2012, San Francisco, CA, USA.

J. Audio Eng. Soc.
Vol. 59(11), Novembre 2011, p. 876–881 (43rd Conference Report, Pohang)
Rapport de conférence – les travaux du doctorant ont été présentés à la p. 880 de la revue internationale, en mettant en avant l'approche globale proposée pour améliorer l'efficacité nominale (utile) du système sans réduction significative de la qualité audio.

Journée des doctorants de l'INL 2011
13–14 Octobre 2011, Lyon, France

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Prix de la meilleure présentation orale

GDR SoC-SiP 2011 (Membre de l'équipe d'organisation)

E. Sturtzer, G. Pillonnet, N. Abouchi

« Modeling of Distortions Using Voltage or Current Driving Microspeakers »

15–17 Juin 2011, Lyon, France *(Présentation poster)*

IEEE NEWCAS 8th International Conference *(Présentation poster)*

G, Abbas, E. Sturtzer, N. Abouchi

« Design and implementation of a PWM-based digital controller for a high-frequency dc-dc buck converter working in CCM using classical control techniques »

20–23 Juin 2010, Montréal, Canada, p. 185–188, DOI : 10.1109/NEWCAS.2010.5603957

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Bibliographie

[1] Paul G. Mills and Malcolm J. Hawksford. Distortion reduction in moving-coil loudspeaker systems using current-drive technology. *J. Audio Eng. Soc*, 37(3) :129–148, 1989. *8 citations pages xxvi, xxix, 65, 66, 67, 68, 71, et 75*

[2] Kyungsoo Lee, Youngjin Cho, and Naehyuck Chang. High-level power management of audio power amplifiers for portable multimedia applications. In *Proceedings of the 2006 IEEE/ACM/IFIP Workshop on*, pages 41–46, October 2006. *Cité page 9*

[3] Aaron Carroll and Gernot Heiser. An analysis of power consumption in a smartphone. In *USENIXATC'10 Proceedings of the 2010 USENIX conference on USENIX annual technical conference*, pages 21–34, June 2010. *Cité page 9*

[4] Allan D. Pierce. *Acoustics : An Introduction to Its Physical Principles and Applications*. Acoustical Society of America, 1989. *2 citations pages 12 et 125*

[5] Murata Manufacturing Co. Catalogue pdf p83e-1 « waterproof piezoelectric speaker »- vslbg series e.g. vslbg1914e1400-t0. http ://www.murata.com/, March 2012. *Cité page 16*

[6] Francis Brouchier. *Market Report : World Piezoelectric Device Market*, volume I. Acmite Market Intelligence, June 2011. CODE M3010. *Cité page 16*

[7] L. A. Rocha, E. Cretu, and R. F. Wolffenbuttel. Analysis and analytical modeling of static pull-in with application to mems-based voltage reference and process monitoring. *J. Microelectromech. Syst.*, 13(2) :342–354, 2004. *Cité page 17*

[8] Murata Manufacturing Co. catalogue pdf p37e-24 « piezoelectric sound components » e.g. pkm17epph4001-b0 ou pkb24spch3601-b0, April 2012. *Cité page 22*

[9] Patrice Russo, Firas Yengui, Gael Pillonnet, Sophie Taupin, and Nacer Abouchi. Switching optimization for class-g audio amplifiers with two power supplies. *Circuits and Systems*, 3(1) :90–98, 2012. *2 citations pages 31 et 37*

[10] Sidnei ; Seara Rui Bortoni, Rosalfonso ; Noceti Filho. Analysis, design and assessment of class a, b, ab, g and h audio power amplifier output stages based on matlab software. In *Audio Engineering Society Convention 110*, 5 2001. *2 citations pages 31 et 104*

[11] Phil Dymond, Harry ; Mellor. Switching/linear hybrid audio power amplifiers for domestic applications, part 1 : The class-b ?d amplifier. In *Audio Engineering Society Convention 129*, 11 2010. *Cité page 36*

[12] Ronan Zee van der. *High efficiency audio power amplifiers : design and practical use*. PhD thesis, Faculty : Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science (EEMCS) – Research School : Micro Electronics, Materials Engineering, Sensors and Actuators (MESA+), Enschede, May 1999. *Cité page 36*

[13] Phil Dymond, Harry ; Mellor. Switching/linear hybrid audio power amplifiers for domestic applications, part 2 : The class-b+d amplifier. In *Audio Engineering Society Convention 133*, 10 2012. *Cité page 36*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

[14] Eric Sturtzer, Gael Pillonnet, Alexandre Huffenus, Nacer Abouchi, Frederic Goutti, and Vincent Rabary. Improved class-k amplifier for headset applications. In *IEEE NEWCAS Conference 8*, June 2010. *Cité page 41*

[15] Texas Instruments (TI). http ://www.ti.com/. TI Home > Audio > Headphone Amplifier. *Cité page 44*

[16] STMicroelectronics (ST). http ://www.st.com/. Home > Entertainment and Connectivity > Audio ICs > Analog Audio ICs > Headphone Amplifiers. *Cité page 44*

[17] Maxim IC. http ://www.maxim-ic.com/. Maxim > Products > Audio > Speaker Amplifiers. *Cité page 44*

[18] STMicroelectronics (ST). http ://www.st.com/. Home > Entertainment and Connectivity > Audio ICs > Analog Audio ICs > Class-AB Audio Power Amplifiers. *Cité page 44*

[19] Texas Instruments (TI). http ://www.ti.com/. TI Home > Audio > Speaker Amplifier and Modulator > Portable Amplifier > Ceramic/Piezo Speaker. *Cité page 44*

[20] Texas Instruments (TI). http ://www.ti.com/. TI Home > Audio > Speaker Amplifier and Modulator > Portable Amplifier > Dynamic Speaker. *Cité page 44*

[21] STMicroelectronics (ST). http ://www.st.com/. Home > Entertainment and Connectivity > Audio ICs > Analog Audio ICs > Class-D Audio Power Amplifiers. *2 citations pages 44 et 102*

[22] Maxim IC. http ://www.maxim-ic.com/. Maxim > Products > Audio > DirectDrive Headphone Amplifiers. *Cité page 44*

[23] Neville Thiele. Loudspeakers in vented boxes : Part 1. *J. Audio Eng. Soc*, 19(5) :382–392, 1971. *2 citations pages 49 et 133*

[24] Neville Thiele. Loudspeakers in vented boxes : Part 2. *J. Audio Eng. Soc*, 19(6) :471–483, 1971. *Cité page 49*

[25] Richard H. Small. Direct radiator loudspeaker system analysis. *J. Audio Eng. Soc*, 20(5) :383–395, 1972. *3 citations pages 49, 100, et 133*

[26] Richard H. Small. Closed-box loudspeaker systems-part 1 : Analysis. *J. Audio Eng. Soc*, 20(10) :798–808, 1972. *Cité page 49*

[27] Richard H. Small. Closed-box loudspeaker systems-part 2 : Synthesis. *J. Audio Eng. Soc*, 21(1) :11–18, 1973. *2 citations pages 49 et 78*

[28] Richard H. Small. Vented-box loudspeaker systems–part 1 : Small-signal analysis. *J. Audio Eng. Soc*, 21(5) :363–372, 1973. *Cité page 49*

[29] Richard H. Small. Vented-box loudspeaker systems-part 2 : Large-signal analysis. *J. Audio Eng. Soc*, 21(6) :438–444, 1973. *Cité page 49*

[30] Richard H. Small. Vented-box loudspeaker systems-part 3 : Synthesis. *J. Audio Eng. Soc*, 21(7) :549–554, 1973. *Cité page 49*

[31] Richard H. Small. Vented-box loudspeaker systems-part 4 : Appendices. *J. Audio Eng. Soc*, 21(8) :635–639, 1973. *Cité page 49*

[32] MATLAB. *version 7.7.0 (R2008b) ou ultérieures*. The MathWorks Inc., Natick, Massachusetts, 2008. *Cité page 52*

[33] John King. Loudspeaker voice coils. *J. Audio Eng. Soc*, 18(1) :34–43, 1970. *Cité page 56*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

[34] John Vanderkooy. A model of loudspeaker driver impedance incorporating eddy currents in the pole structure. In *Audio Engineering Society Convention 84*, Paris, France, March 1988. *Cité page 56*

[35] Edward F. McClain, Jr. and John Vanderkooy. Comments on a model of loudspeaker driver impedance incorporating eddy currents in the pole structure- and author's reply. *J. Audio Eng. Soc*, 38(3) :147, 148, 1990. *Cité page 56*

[36] John R. Bowler, Nicola Harfield, Nick P. Merricks, and William J. Woodman. A theoretical analysis of eddy-current effects in loudspeaker motors. *J. Audio Eng. Soc*, 48(7/8) :668–678, 2000. *Cité page 56*

[37] W. Marshall Leach, Jr. Loudspeaker voice-coil inductance losses : Circuit models, parameter estimation, and effect on frequency response. *J. Audio Eng. Soc*, 50(6) :442–450, 2002. *2 citations pages 56 et 62*

[38] Mark Dodd, Wolfgang Klippel, and Jack Oclee-Brown. Voice coil impedance as a function of frequency and displacement. In *Audio Engineering Society Convention 117*, San Francisco, CA, USA, October 2004. *2 citations pages 56 et 62*

[39] Wolfgang Klippel. *Lecture on "Sound Quality of Audio Systems"*. Institute of Acoustics and Speech Communication, Dresden University of Technology, Germany, March 2011. *8 citations pages 56, 57, 61, 84, 111, 141, E, et F*

[40] Knud Thorborg, Andrew D. Unruh, and Christopher J. Struck. An improved electrical equivalent circuit model for dynamic moving coil transducers. In *Audio Engineering Society Convention 122*, page ID 7063, May 2007. *Cité page 56*

[41] Andrzej Dobrucki, Benoit Merit, Valérie Lemarquand, and Guy Lemarquand. Modeling of the nonlinear distortion in the electrodynamic loudspeakers caused by the voice-coil inductance. In *10ème Congrès Français d'Acoustique*, April 2010. *2 citations pages 56 et 64*

[42] Knud Thorborg, Carsten Tinggaard, Finn Agerkvist, and Claus Futtrup. Frequency dependence of damping and compliance in loudspeaker suspensions. *J. Audio Eng. Soc*, 58(6) :472–486, 2010. *Cité page 58*

[43] Julian R. Wright. An empirical model for loudspeaker motor impedance. In *Audio Engineering Society Convention 86*, March 1989. *Cité page 62*

[44] Alexander ; Mazin Victor Aldoshina, Irina A. ; Voishvillo. Loudspeaker motor nonlinear modeling based on calculated magnetic field inside the gap. In *Audio Engineering Society Convention 97*, 11 1994. *Cité page 63*

[45] Chun Chang and Y.C.and Huang Jin H. Wang, Chi-Changand Shiah. Numerical and experimental analysis of harmonic distortion in a moving-coil loudspeaker. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 18(In Press - Available online 4 December 2012) :1399–1426, 2013. *Cité page 64*

[46] Esa Merilainen. *Current-Driving of Loudspeakers : Eliminating Major Distortion and Interference Effects by the Physically Correct Operation Method*. Ed. Createspace, ISBN 1450544002, 2010. *2 citations pages 73 et 75*

[47] Rosalfonso Bortoni, Sidnei Noceti Filho, and Rui Seara. Comparative analysis of moving-coil loudspeakers driven by voltage and current sources. In *Audio Engineering Society Convention 115*, October 2003. *Cité page 75*

[48] Rosalfonso Bortoni, Sidnei Noceti Filho, and Homero Sette Silva. Effects of acoustic damping on current-driven loudspeakers. In *Audio Engineering Society Convention 122*, pages 1–22, Vienna, Austria, May 2007. *Cité page 75*

[49] Arnold Knott, Niels Christian Buhl, and Michael A.E. Andersen. Current-driven switch-mode audio power amplifiers. In *Audio Engineering Society Convention 132*, pages 1–7, Budapest, Hungary, April 2012. *Cité page 75*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

[50] Mark R. Gander. Dynamic linearity and power compression in moving-coil loudspeakers. *J. Audio Eng. Soc*, 34(9) :627–646, 1986. *Cité page 75*

[51] David Birt. Nonlinearities in moving coil loudspeakers with overhung voice coils. In *Audio Engineering Society Convention 88*, 3 1990. *Cité page 75*

[52] Sound system equipment, part 5 : Loudspeakers, 2nd edition, 1989. *4 citations pages 76, 77, 110, et K*

[53] Mario Rossi. *Audio*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2007. *7 citations pages 77, 78, 84, 91, 133, 138, et 141*

[54] Hermon H. Scott. Intermodulation measurements. *J. Audio Eng. Soc*, 1(1) :56–61, 1953. *3 citations pages 83, 84, et 90*

[55] Richard H. Small. Measurement of loudspeaker amplitude modulation distortion. In *Audio Engineering Society Convention 114*, 3 2003. *2 citations pages 84 et 86*

[56] B. Merit, V. Lemarquand, G. Lemarquand, and A. Dobrucki. Motor nonlinearities in electrodynamic loudspeakers : Modelling and measurement. *Archives of Acoustics*, 34(4) :579–590, 2009. *Cité page 89*

[57] S.J. Loutridis. Resonance identification in loudspeaker driver units : A comparison of techniques. *Applied Acoustics*, 66(12) :1399–1426, 2005. *Cité page 91*

[58] Joseph D'Appolito. *Le Haut-parleur : Manipulations et mesures électro-acoustiques*. Publit Elektor, 1999. *2 citations pages 101 et 133*

[59] Anthony J. Magrath. Design and evaluation of a high performance class d headphone driver. In *Audio Engineering Society Convention 121*, 10 2006. *2 citations pages 102 et 105*

[60] D. Munro. A 186mw class-d headphone amplifier with 95% efficiency. Technical report, University of Washington, 2007. *Cité page 105*

[61] N. Pillonnet, G. Abouchi, R. Cellier, and A. Nagari. A 0.01% thd, 70db psrr single ended class d using variable hysteresis control for headhone amplifiers. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pages 1181–1184, May 2009. *Cité page 105*

[62] A. Huffenus, G. Pillonnet, N. Abouchi, L. Tallaron, V. Taupin, S. Rabary, and F. Goutti. A class d headphone amplifier with dc coupled outputs and 1.2ma quiescent current. In *IEEE NEWCAS Conference 9*, pages 281–284, June 2011. *Cité page 105*

[63] Hugo Fastl and Eberhard Zwicker. *Psychoacoustics – Facts and Models*. Springer, 3 edition, 2007. *Cité page 110*

[64] H. Fletcher and W. A. Munson. Loudness, its definition, measure and calculation. *J. Acoust. Soc. Am.*, 5 :82–108, 1933. *Cité page 113*

[65] D. W. Robinson and R. S. Dadson. A re-determination of the eq loudness relations for pure tones. *Brit. J. Appl. Phys.*, 7 :166–181, 1956. *Cité page 113*

[66] B. J. Moore, B. R. Glasberg, and T. Baer. A model for the predictic thresholds, loudness, and partial loudness. *J. Audio Eng. Soc.*, 45(4) :224–240, 1997. *Cité page 113*

[67] Sang-Moon Hwang, Hong-Joo Lee, Ji-Hoon Kim, Joong-Hak Kwon, Kuem-Shik Hong, and Gun-Yong Hwang. Development of hi-fi microspeakers with a woofer and a tweeter used for mobile phones. *J. Appl. Phys.*, 97(10R512) :3, 2005. *Cité page 119*

[68] Iman Shahosseini. *Vers des micro-haut-parleurs à hautes performances électroacoustiques en technologie silicium*. PhD thesis, École Doctorale : Science et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes (STITS) – Université Paris-Sud 11, 2012. *6 citations pages 120, 123, 126, 127, 130, et 154*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

[69] Guy Lemarquand, Romain Ravaud, Iman Shahosseini, Valérie Lemarquand, Jean Moulin, and Elie Lefeuvre. Mems electrodynamic loudspeakers for mobile phones. *Applied Acoustics*, 73(4) :379–385, 2011. *3 citations pages 120, 129, et I*

[70] S. Chowdhury, M. Ahmadi, G.A. Jullien, and W.C. Miller. A modular mems electromagnetic actuator for use in a hearing instrument. In *Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pages 240–243, Aug. 2000. *Cité page 120*

[71] Jr. Neumann, J.J. and K.J. Gabriel. Cmos-mems membrane for audio-frequency acoustic actuation. *Sensors and Actuators A : Physical*, 95(2–3) :175–182, 2002. *Cité page 120*

[72] Sang Soo Je and Junseok Chae. A compact, low-power, and electromagnetically actuated micros-peaker for hearing aids. *IEEE Electron Device Letters*, 29(8) :856–858, 2008. *2 citations pages 120 et 136*

[73] Seung Hwan Yi and Eun Sok Kim. Micromachined piezoelectric microspeaker. *Jpn. J. Appl. Phys.*, 44(Issues 1–2) :3836–3841, 2005. *2 citations pages 120 et G*

[74] Hee Chan Cho, Soon Chul Ur, Man Soon Yoon, and Seung Hwan Yi. Dependence of material properties on piezoelectric microspeakers with aln thin film. In *IEEE 3rd International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, pages 637–640, Jan. 2008. *2 citations pages 120 et G*

[75] Sang Choon Ko, Yong Chul Kim, Seung Seob Leeb, Seung Ho Choi, and Sang Ryong Kim. Micromachined piezoelectric membrane acoustic device. *Sensors and Actuators A : Physical*, 103(Issues 1–2) :130–134, 2003. *2 citations pages 120 et G*

[76] S. S. Lee and R. M. White. Piezoelectric cantilever voltage-to-frequency converter. *Sensors and Actuators A : Physical*, 71(Issues 1–2) :153–157, 1998. *2 citations pages 120 et G*

[77] P. Rangsten, L. Smith, L. Rosengren, and B. Hok. Electrostatically excited diaphragm driven as a loudspeaker. *Sensors and Actuators A : Physical*, 52(1) :211–215, 1996. *2 citations pages 120 et G*

[78] R.C. Roberts, J. Du, A. O. Ong, D. Li, C. A. Zorman, and N. C. Tien. Electrostatically driven touch-mode poly-sic microspeaker. In *IEEE Sensors 2007*, pages 284–287, Oct 2007. *2 citations pages 120 et G*

[79] Lin Xiao, Zhuo Chen, Chen Feng, Liang Liu, Zai Qiao Bai, Yang Wang, Li Qian, Yuying Zhang, Qunqing Li, Kaili Jiang, and Shoushan Fan. Flexible, stretchable, transparent carbon nanotube thin film loudspeakers. *Nano Lett.*, 8(12) :4539–4545, 2008. *2 citations pages 120 et G*

[80] Ming Cheng Cheng, Wen Sheh Huang, and Star Ruey Shing Huang. A silicon microspeaker for hearing instruments. *J. Micromech. Microeng.*, 14 :859 ?–866, 2004. *3 citations pages 120, 122, et G*

[81] Sang Soo Je, F. Rivas, R.E. Diaz, Jiuk Kwon, Jeonghwan Kim, B. Bakkaloglu, S. Kiaei, and Junseok Chae. A compact and low-cost mems loudspeaker for digital hearing aids. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 3(5) :348–358, 2009. *3 citations pages 120, 122, et G*

[82] Y. C. Chen and Y. T. Cheng. A low-power milliwatt electromagnetic microspeaker using a pdms membrane for hearing aids application. In *IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, pages 1213–1216, Jan 2011. *2 citations pages 120 et G*

[83] Jörg Rehder, Pirmin Rombach, and Ole Hansen. Balanced membrane micromachined loudspeaker for hearing instrument application. *J. Micromech. Microeng.*, 11 :334–338, 2001. *2 citations pages 120 et G*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

[84] Fatimah Lina Ayatollahi and Burhanuddin Yeop Majlis. Materials design and analysis of low-power mems microspeaker using magnetic actuation technology. *Advanced Materials Research*, 74 :243–246, 2009. *2 citations pages 120 et G*

[85] R. Rashedin, T. Meydan, and F. Borza. Electromagnetic micro-actuator array for loudspeaker application. *Sensors and Actuators A : Physical*, 129(Issues 1–2) :118–120, 2006. *2 citations pages 120 et G*

[86] C. Shearwood, M.A. Harradine, T.S. Birch, and J.C. Stevens. Electromagnetic micro-actuator array for loudspeaker application. *Microelectronic Engineering*, 30(Issues 1–4) :547–550, 1996. *2 citations pages 120 et G*

[87] F. Neri, F. Di-Fazio, R. Crescenzi, and M. Balucani. A novel micromachined loudspeaker topology. In *IEEE 61st Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pages 1221–1227, May-Jun 2011. *3 citations pages 120, 136, et G*

[88] P. Hess. Laser diagnostics of mechanical and elastic properties of silicon and carbon films. *Applied Surface Science*, 106 :429–437, 1996. *Cité page 123*

[89] Min Tae Kim. Influence of substrates on the elastic reaction of films for the microindentation tests. *Thin Solid Films*, 283(Issues 1–2) :12–16, 1996. *Cité page 123*

[90] Marc Legros, Olivier Ferry, Florent Houdellier, Alain Jacques, and Amand George. Fatigue of single crystalline silicon : mechanical behaviour and tem observations. *Materials Science and Engineering : A*, 483–484 :353–364, 2008. *Cité page 123*

[91] Yutaka Chida, Hiroyuki Katsumata, Takayuki Fujiya, Syota Kaihatsu, Tsuyoshi Morita, Daiki Hoshino, and Yasushiro Nishioka. Silicon linear actuator driven by electrochemomechanical strain of polypyrrole film. *Sensors and Actuators A : Physical*, 169(Issue 2) :367–372, 2011. *Cité page 123*

[92] Iman Shahosseini, Elie Lefeuvre, Emile Martincic, Marion Woytasik, Johan Moulin, Souhil Megherbi, Romain Ravaud, and Guy Lemarquand. Microstructured silicon membrane with soft suspension beams for a high performance mems microspeaker. *Microsystem Technologies*, 18(11) :1791–1799, 2012. *Cité page 126*

[93] Romain Ravaud and Guy Lemarquand. Comparison of the coulombian and amperian current models for calculating the magnetic field produced by radially magnetized arc-shaped permanent magnets. *Progress In Electromagnetics Research*, 95(8–11) :309–327, 2009. *Cité page 129*

[94] Wolfgang Klippel. Modeling the large signal behavior of micro-speakers. In *AES 133rd Convention*, Oct 2012. *2 citations pages 133 et 135*

[95] Christopher J. Struck. Determination of the thiele-small parameters using two-channel fft analysis. In *AES 82nd Convention*, Oct 1987. *2 citations pages 133 et 135*

[96] Remberto Gomez-Meda. Measurement of the thiele-small parameters for a given loudspeaker, without using a box. In *AES 91st Convention*, Oct 1991. *Cité page 133*

[97] Witold Waldman. Nonlinear least squares estimation of thiele-small parameters from impedance measurements. In *AES 94th Convention*, Mar 1993. *Cité page 133*

[98] Eric Sturtzer, Gael Pillonnet, Guy Lemarquand, and Nacer Abouchi. Comparison between voltage and current driving methods of a micro-speaker. *Applied Acoustics*, 73(11) :1087–1098, 2012. *Cité page 135*

[99] Texas Instruments (TI). http ://www.ti.com/, Oct. 2012. TI Home > Audio > Speaker Amplifier and Modulator > Portable Amplifier > Dynamic Speaker. *2 citations pages 144 et 145*

[100] P. Adduci, E. Botti, E. Dallago, and G. Venchi. Pwm power audio amplifier with voltage/current mixed feedback for high-efficiency speakers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(2) :1141 –1149, april 2007. *Cité page 145*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

[101] Kyumin Cho, Wonseok Oh, and Jeaeul Yeon. A current controlled two channel audio amplifier using three phase full bridge circuit. In *Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on*, pages I–297 –I–301, nov. 2009. *Cité page 145*

[102] J. Torres, A. Colli-Menchi, M.A. Rojas-Gonzalez, and E. Sanchez-Sinencio. A low-power high-psrr clock-free current-controlled class-d audio amplifier. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 46(7) :1553 –1561, july 2011. *Cité page 145*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Ces travaux ont été effectués à l'Institut des Nanotechnologies de Lyon, sur le site de CPE Lyon, dans le cadre d'une bourse financée par l'Agence Nationale de la Recherche.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés

Folio administratif

Thèse soutenue devant l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Nom : Sturtzer Eric, Vincent **Date de soutenance :** 25 Avril 2013

Titre : Modélisation en vue de l'intégration d'un système audio de micro puissance comprenant un haut-parleur MEMS et son amplificateur.

Nature : Doctorat **Numéro d'ordre :** 2013 ISAL 0025

Ecole doctorale : E.E.A. spécialité Micro et Nano Technologies

Résumé : Ce manuscrit de thèse propose l'optimisation de l'ensemble de la chaîne de reproduction sonore dans un système embarqué. Le premier axe de recherche introduit les notions générales concernant les systèmes audio embarqués nécessaires à la bonne compréhension du contexte de la recherche. Le principe de conversion de l'ensemble de la chaîne est présenté afin de comprendre les différentes étapes qui composent un système audio. Un état de l'art présente les différents principes de conversion électro-mécano-acoustique (différents types de haut-parleurs) ainsi que l'électronique associée (classes d'amplificateur audio) la plus couramment utilisée dans les systèmes embarqués.
Le second axe de recherche propose une approche globale : une modélisation électrique du haut-parleur (tenant compte d'un nombre optimal de paramètres) permet à un électronicien de mieux appréhender les phénomènes non-linéaires du haut-parleur qui dégradent majoritairement la qualité audio. Il en résulte un modèle viable (testé et validé en se basant sur la littérature) qui permet d'évaluer la non-linéarité intrinsèque du haut-parleur et d'en connaître sa cause. Les résultats des simulations montrent que le taux de distorsion harmonique intrinsèque au haut-parleur est supérieur à celui généré par un amplificateur.
Le troisième axe de recherche met en avant l'impact du contrôle du transducteur. L'objectif étant de savoir s'il existe une différence, du point de vue de la qualité audio, entre la commande asservie par une tension ou par un courant, d'un micro-haut-parleur électrodynamique. Pour ce type de transducteur et à ce niveau de la modélisation, la technique de rétroaction couramment utilisée (le contrôle en tension) est équivalente à contrôler directement le haut-parleur en courant. Néanmoins, une solution alternative (ne dégradant pas davantage la qualité audio du signal) pourrait être de contrôler le micro-haut-parleur en courant.
Le quatrième axe de recherche propose d'adapter les spécifications des amplificateurs audio aux performances des micro-haut-parleurs. Une étude globale d'un point de vue énergétique démontre qu'un des facteurs clés pour améliorer l'efficacité énergétique du côté de l'amplificateur audio est la minimalisation de la consommation statique en courant, en maximalisant le rendement à puissance nominale. Pour les autres spécifications, l'approche globale se base sur l'étude de l'impact de la spécification d'un amplificateur sur la partie acoustique. Cela nous a par exemple permis de réduire la contrainte en bruit de 300 %.
Le dernier axe de recherche s'articule autour d'un nouveau type de transducteur : un micro-haut-parleur en technologie MEMS. La caractérisation électroacoustique présente l'amélioration en terme de qualité audio (moins de 0,016 % de taux de distorsion harmonique) et de plage de fréquence utile allant de 200 Hz à 20 kHz le tout pour un niveau sonore moyen de 80 $dB_{(10cm)}$. La combinaison de tous les efforts présente une réelle avancée technologique. Enfin, la démarche globale d'optimisation de la partie électrique a été appliquée aux performances du MEMS dans la dernière section, ce qui a notamment permis de réduire la contrainte en bruit de 500 %.

Mots clés : amplificateur audio, micro-haut-parleur, modélisation, conversion électroacoustique, non-linéarité, contrôle en tension/courant, caractérisation

Laboratoire de recherche : INL – Institut des Nanotechnologies de Lyon
Directeur de thèse : Nacer Abouchi
Président du jury : Guy Hollinger
Composition du jury : Nacer Abouchi, Frédéric Goutti, Luc Hébrard, Guy Hollinger, Laurent Latorre, Guy Lemarquand, Gaël Pillonnet.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2013ISAL0025/these.pdf
© [E. Sturtzer], [2013], INSA de Lyon, tous droits réservés