

## **Modélisations numériques des comportements couplés d'un haut-parleur électrodynamique et de son électronique de sollicitation**

M. Erza, É. Gaviot, L. Camberlein et F. Polet  
LAUM, UMR CNRS 6613, Avenue Olivier Messiaen, 72085 Le Mans, France  
mehran.erza@yahoo.com

La qualité d'une reproduction sonore électroacoustique est tributaire d'une part de la structure du haut-parleur électrodynamique mis en œuvre, et d'autre part du conditionneur électronique utilisé pour sa sollicitation. Deux modes sont généralement possibles avec, soit une sollicitation en tension, soit en courant. Quelque soit le mode choisi, l'élément convertisseur des signaux de commande est systématiquement basé sur un module d'amplification doté le plus généralement de défauts, notamment en termes de non linéarités. Dans cet article, dans un premier temps, un modèle numérique représentatif du comportement électromécanique d'un haut-parleur imparfait est présenté sur la base du Proiciel Matlab/Simulink. Dans un deuxième temps, l'électronique associée, compte tenu de ses défauts intrinsèques, fait l'objet d'une modélisation au moyen du logiciel PSpice universellement adopté par la communauté des électroniciens. Enfin, d'une manière originale, ces comportements sont couplés à l'aide du logiciel de co-simulation SLPS, combinant les imperfections de l'électronicien avec celles relevant du système électromécanique —le transducteur— présentant diverses non linéarités. Afin d'illustrer l'intérêt des traitements réalisés, un ensemble de simulations est présenté, mettant en évidence les principaux défauts des haut-parleurs que la procédure SLPS permet de coupler avec ceux de leurs amplificateurs.

## 1 Introduction

Le modèle classique d'un haut-parleur sur un pro-logiciel d'électronique (PSpice Orcad Capture) est toujours basé sur une structure de réseau RLC [1][2][3]. Malgré l'efficacité de ces modèles pour simuler l'impédance électrique du haut-parleur, ils ne sont pas en mesure d'introduire des termes non linéaires comme le facteur de force  $Bl$ , la raideur de la suspension  $K$  et l'inductance électrique de la bobine  $L_e$ . En effet, ces paramètres varient en fonction du déplacement de la bobine mobile [4][5] [6][7]. Ces variations peuvent être simulées par des fonctions polynomiales. Cet article propose une nouvelle méthode de simulation afin de visualiser les défauts liés aux variations de ces paramètres ainsi que les limites d'un amplificateur. Cette visualisation n'est possible que par un couplage entre le modèle électromécanique du haut-parleur et son amplificateur associé.

## 2 Modèle du haut-parleur pour un mode de sollicitation en tension

Selon le modèle de Thiele/Small [8], les deux équations différentielles sont présentées par les relations 1 et 2. Ensuite à l'aide de ces deux équations (dans le cas d'une sollicitation en tension), le déplacement de l'équipage mobile  $x(t)$  ainsi que le courant passant dans la bobine  $i(t)$  peuvent être obtenus. De cette manière, il est ensuite possible d'obtenir la vitesse  $v(t)$  et l'accélération  $a(t)$ , en dérivant de manière successive le signal de déplacement.

$$u(t) = R_e i(t) + L_e \frac{di}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} \quad (1)$$

$$Bl i(t) + \frac{1}{2} \frac{dL(x)}{dt} i^2 = M_{ms} \frac{d^2 x}{dt^2} + R_{ms} \frac{dx}{dt} + Kx(t) \quad (2)$$

Le modèle non linéaire du haut-parleur que nous avons développé pour être implémenté sous Simulink, est schématiquement représenté sur la figure 1. La grandeur d'entrée est introduite en termes de tension, avant de calculer ensuite par bouclages successifs les signaux du courant, du déplacement, de la vitesse et de l'accélération, identifiés à la sortie du modèle. En outre, ce modèle prend en compte l'effet non linéaire de la force de réductance (force solénoïde), à l'aide d'un Bloc-Fonction spécifique conduisant à la dérivée de la variation de l'inductance  $L_e(x)$ , ainsi qu'un autre Bloc représentatif de la variation du frottement fluide  $f_m(v)$  en fonction de la vitesse.

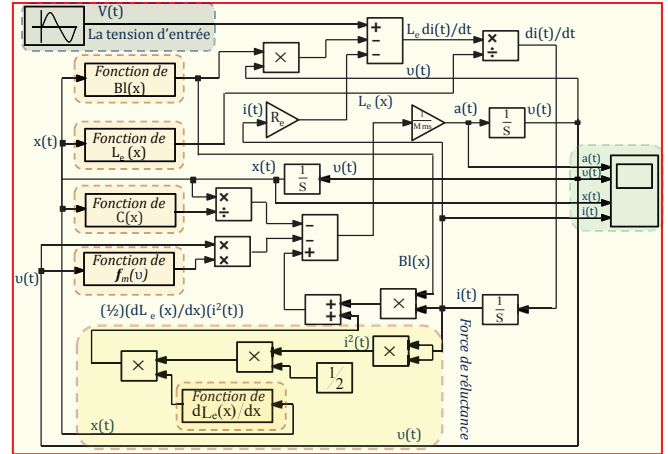


FIGURE 1 – Modèle de haut-parleur non-linéaire commandé en tension réalisé avec Simulink

Dans le but d'évaluer les effets non linéaires de chacune des variations des paramètres, leurs représentations polynomiales peuvent être introduites séparément dans le modèle, via des Blocs de Fonctions dédiés. Pour les trois paramètres non linéaires principaux d'un haut-parleur ( $Bl$ ,  $K$ ,  $L_e$ ), les développements polynomiaux respectifs s'écrivent avec les relations 3, 4 et 5.

$$Bl(x) = Bl_0 + \sum_{n=1}^{n=5} (Bl_n x^n) \quad (R_{Bl}^2 = 1 - 10^{-10}) \quad (3)$$

$$K(x) = K_0 + \sum_{n=1}^{n=5} (K_n x^n) \quad (R_K^2 = R_C^2 = 1 - 10^{-5}) \quad (4)$$

$$L_e(x) = L_{e0} + \sum_{n=1}^{n=5} (L_{e_n} x^n) \quad (R_{L_e}^2 = 1 - 2.10^{-5}) \quad (5)$$

Ces effets non linéaires sont à l'origine des harmoniques et des intermodulations générées dans les spectres de l'accélération. Nous avons donc choisi un haut-parleur de référence, de type Médium de marque Morel® (modèle EM 428). Ensuite, les valeurs nominales des paramètres ainsi que les variations sont mesurées à l'aide d'un banc de mesure standard de Klippel®. Ces résultats de mesures sont présentés sur les tableaux 1 et 2.

TABLEAU 1 – Paramètres nominaux du haut-parleur, mesurés avec l'appareil de Klippel® ( $x=0$ )

Paramètre	unité	valeur
$R_e$	$\Omega$	5.41
$M_s$	g	6.53
$K$	N/m	1938
$Bl$	T.m	5.94
$L_e$	H	$0.356 \times 10^{-3}$
$R_{ms}$	N.s/m	1.24

TABLEAU 2 – Coefficients des fonctions polynômes des paramètres non linéaires

i	$Bl_i$ [N/A.mm <sup>i</sup> ]	$K_i$ [mm/N.mm <sup>i</sup> ]	$L_{e_i}$ [mH/mm <sup>i</sup> ]
0	5.93	1938	0.35
1	$6.9 \times 10^{-2}$	0.33	$-1.61 \times 10^{-2}$
2	-0.23	$3.76 \times 10^{-2}$	$-7.97 \times 10^{-3}$
3	$-8.14 \times 10^{-2}$	$5.16 \times 10^{-2}$	$5.85 \times 10^{-4}$
4	$1.13 \times 10^{-2}$	$4.31 \times 10^{-2}$	$1.85 \times 10^{-4}$
5	$4.25 \times 10^{-3}$	0	$7.16 \times 10^{-6}$

Le haut-parleur est sollicité par un signal de type bitonal. Ce dernier combine un premier ton choisi en basse fréquence (là où l'impédance avoisine la résistance morte), avec un second situé en haute fréquence, en gardant un rapport unitaire d'amplitude  $V_1 : V_2 = 1 : 1$ , et en choisissant un rapport approximatif de fréquences  $f_1 : f_2 = 1 : 10$ . Un tel signal bitonal se présente sous la forme suivante :

$$V_{in} = V_1 S \sin(2\pi f_1 t) + V_2 S \sin(2\pi f_2 t) \quad (6)$$

Les valeurs des tensions sont choisies à  $2 V_{rms}$  et les valeurs des fréquences  $f_1$  et  $f_2$  sont successivement égales à 541 Hz et 5447 Hz.

Le signal bitonal est alors appliqué à l'entrée du modèle présenté sur la figure 1 à l'aide des deux blocs fonctionnels (" Sine Block "). Une fois le signal bitonal opérationnel en régime établi, le signal d'accélération est observé en sortie en fonction du temps. Une procédure de transformation de Fourier associée à Matlab est alors mise en œuvre afin de tracer les spectres fréquentiels de ce grandeurs. L'avantage de la méthode bitonale est de pouvoir comparer en même temps les amplitudes des harmoniques et celles des intermodulations traduisant les effets non linéaires [9]. Les spectres fréquentiels du courant et de l'accélération étant calculés, les deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  se visualisent immédiatement par leurs maxima d'amplitudes dans l'intervalle fréquentiel de simulation. D'autre part, les distorsions non linéaires d'harmoniques et d'intermodulations apparaissent autour des deux fondamentales. L'objectif de ce type de simulation est de pouvoir quantifier les niveaux des distorsions non linéaires affectant l'accélération en décibels normalisés : Les grandeurs des amplitudes des composantes sont alors normalisées vis-à-vis de l'amplitude maximale qui se trouve sur  $f_1$ . Ainsi, le fondamental relatif à  $f_1$  prend la valeur de référence 0 dB. Initialement, chacun des polynômes représentatifs des fonctions de variation de chaque paramètre, peuvent être introduits dans le modèle un par un, séparément ou ensemble. Cet article présente ces effets non linéaires lorsque toutes les variations sont

introduites.

## 2.1 Introduction des variations simultanées des paramètres $Bl(x)$ , $K(x)$ et $L_e(x)$

Pour dégager une conclusion quant au modèle de haut-parleur sollicité en tension, il convient de conduire une étude portant sur les variations de tous les paramètres non linéaires introduits dans le modèle compte tenu de leurs polynômes. Pour le haut-parleur considéré, le spectre de l'accélération est alors simulé et la figure 2 montre le spectre associé à ce transducteur.

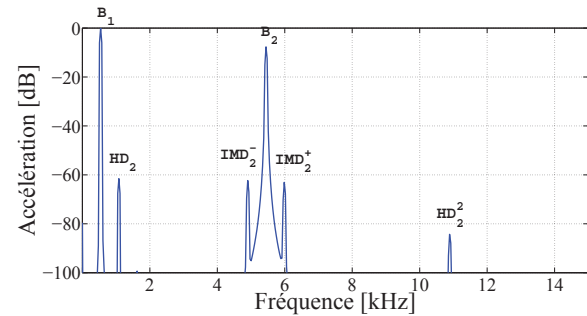


FIGURE 2 – Spectre de l'accélération non linéaire du haut-parleur Morel EM-428 commandé en tension

Dans la figure 2, on voit apparaître les émergences des deuxièmes harmoniques  $HD_2$  et  $HD_2^2$  ainsi que les premières intermodulations  $IMD_2^-$  et  $IMD_2^+$ .

## 3 Modèle du haut-parleur pour un mode de sollicitation en courant

La relation différentielle mécanique fondamentale du haut-parleur (Eq. 2) montre la liaison entre le courant de sollicitation et le déplacement de l'équipage mobile d'un haut-parleur. Le modèle est donc agencé en conséquence. En premier lieu, l'expression du courant est mise en place : Ensuite, à l'aide de la fonction de transfert, les grandeurs mécaniques de déplacement  $x(t)$ , de la vitesse  $v(t)$ , et de l'accélération  $a(t)$  du diaphragme mobile sont identifiées. Ainsi, un haut-parleur piloté par une sollicitation en courant est tout simplement introduit comme un système non linéaire, à l'aide de son équation différentielle mécanique. La propriété d'indépendance de la variation de l'impédance souligne l'avantage du principe de mode de pilotage en courant. De fait, tous les effets qui correspondent aux forces électromotrices induites par la traversée d'une charge non linéaire susceptibles d'influencer la valeur du courant sont éliminés : subséquemment, le courant reste totalement indépendant de l'impédance non linéaire du haut-parleur. Ce mode de commande nous permet donc physiquement de réduire les distorsions non linéaires [10]. Le modèle développé, pour rendre compte du comportement du haut-parleur piloté en courant, est présenté sur la figure 3.

La même méthode d'excitation bitonale que celle appliquée pour le modèle commandé en tension est utilisée pour ce modèle de haut-parleur sollicité en courant. Le signal bitonal s'exprime :

$$I_{in}(t) = I_1 S \sin(2\pi f_1 t) + I_2 S \sin(2\pi f_2 t) \quad (7)$$

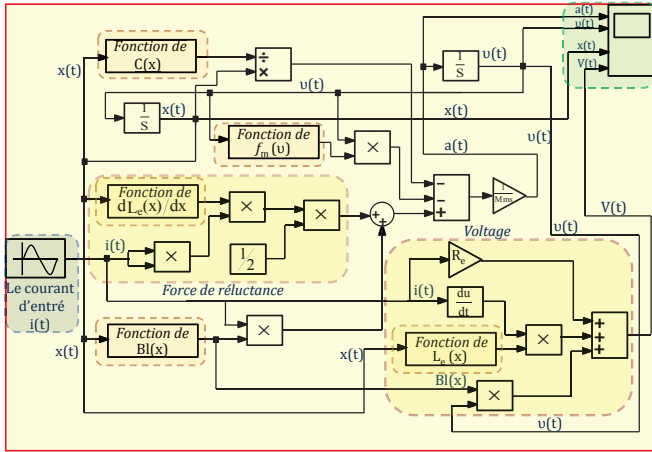


FIGURE 3 – Modèle descriptif d’un haut-parleur non linéaire commandé en courant développé à l’aide du progiciel Simulink

La même méthodologie est respectée pour régler les amplitudes des courants  $I_1$  et  $I_2$  afin d’accéder aux mêmes grandeurs en puissance électrique (calculées pour la sollicitation en tension). En effet, pour le haut-parleur référencé, les tensions  $V_1$  et  $V_2$  se divisent par la valeur nominale de  $R_e$  afin de calculer les valeurs des courants  $I_1$  et  $I_2$ .

Les mêmes procédures que celles appliquées précédemment sont vérifiées pour cet agencement, dans le but de valider le bon fonctionnement du modèle et de déterminer et quantifier les effets non linéaires associés à chacune des variations du groupe de paramètres  $[Bl(x), K(x), L_e(x)]$ .

### 3.1 Distorsions non linéaires causées par la variation simultanée de tous les paramètres

La figure 4 montre les défauts du haut-parleur sollicité en courant en considérant les variations de tous les paramètres dans le modèle.

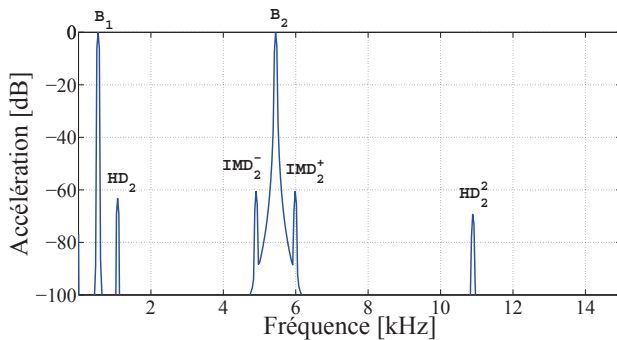


FIGURE 4 – Spectre de l’accélération non linéaire du haut-parleur Morel EM-428 commandé en courant

Cette étude comparative entre les modes tension et courant est globalement illustrée au regard des valeurs résumées dans le tableau 3. Compte tenu de ces éléments, l’avantage du mode courant apparaît bien justifié en considérant les valeurs réduites du paramètre  $IMD\%$ , et cela de manière très significative. Malgré l’augmentation de valeur du  $THD\%$  en mode courant par rapport au mode tension, qui résulte de l’effet de la force solénoïde,

la grandeur  $IMD\%$  doit être toujours considérée comme plus pénalisante sur le plan de la distorsion musicale par rapport à la grandeur  $THD\%$  n’influençant que le timbre des instruments.

TABLEAU 3 – Caractéristiques liées aux spectres de l’accélération pour le haut-parleur de référence commandé en tension et en courant

Niveaux de la fondamentale et des composantes parasites en dB	Commande en tension	Commande en courant
$B_1$	0	0
$B_2$	-7.68	-0.22
$HD_2$	-61.56	-63.28
$HD_2^2$	-84.31	-70.03
$IMD_2^+$	-63.05	-60.58
$IMD_2^-$	-62.31	-60.57
$THD\%$	0.09	0.10
$IMD\%$	0.36	0.19

Vis-à-vis de ces simulations, le côté avantageux de la sollicitation en courant ne réside pas dans une éventuelle diminution du niveau des distorsions non linéaires, mais plutôt dans le fait de maintenir l’amplitude de la raie  $B_2$  au même niveau que  $B_1$ . De fait, en mode tension, la raie  $B_2$  perd à peu près 7 dB par rapport son niveau d’équivalence  $B_2$  observé en mode courant.

## 4 Etude du comportement de l’amplificateur réel et de ses limitations

La qualité sonore de la reproduction par un haut-parleur dépend en partie de l’amplificateur. Jusqu’à maintenant, toutes les simulations ont été présentées pour des comportements non linéaires de haut-parleurs sollicités en sortie d’un amplificateur idéal. Dans la réalité, un amplificateur apporte toujours des limitations en raison de sa structure électronique discrète ou intégrée [11][12][13]. Les imperfections d’un amplificateur peuvent modifier significativement la qualité sonore considérée en termes de fidélité entre le son produit par un instrument de musique et celui qui est reproduit en sortie d’un haut-parleur. Les défauts sont à considérer en comparaison avec le cas idéal dit linéaire, au regard des éléments suivants :

- Les courants de polarisation en entrée (*bias current*) ne sont pas égaux à zéro et peuvent atteindre une valeur supérieure à 200 nA.
- Une structure asymétrique de l’étage d’entrée peut créer un courant de déséquilibre continu (dit *input offset current*) qui peut atteindre une valeur de l’ordre de 200 nA.
- L’impédance de la sortie diffère de zéro. Selon la spécification du dispositif, l’impédance peut varier entre  $1\Omega$  et  $600\Omega$  (voire même plus).
- Les limitations d’un amplificateur en termes de non linéarité (distorsions de raccordement) montrent en outre que les valeurs de l’impédance d’entrée, du gain

en mode différentiel et de la bande passante ne sont pas infinies, comme le voudrait le cas idéal. Enfin, pour les structures intégrées, le gain différentiel d'un amplificateur opérationnel varie fortement en fonction de la fréquence.

- La vitesse de balayage (*Slew rate*) représente la vitesse de variation maximale de la tension que peut imposer l'amplificateur. Lorsque la vitesse de variation du signal à reproduire est supérieure à sa vitesse de balayage, sa tension de sortie est une droite de pente fixée. Pour un amplificateur audio de qualité cette valeur doit impérativement dépasser  $\geq 8V/\mu s$ .
- La tension de bruit ramenée à l'entrée ( $V_n$ ) de l'amplificateur n'est pas nulle, et il convient de travailler avec des valeurs inférieures à  $2nV/(\sqrt{Hz})$ .

Pour une étude globale du comportement de l'association amplificateur et haut-parleur il est essentiel d'effectuer des simulations des systèmes audio en prenant en compte le couplage des effets non linéaires du transducteur et ceux de l'amplificateur disposé en amont. Les comportements non linéaires peuvent être simulés à l'aide du logiciel PSpice pour la partie électronique. Ensuite, avec Simulink il est possible de modéliser le transducteur électromécanique. La question pratique est de savoir comment combiner un modèle d'amplificateur réel avec un modèle non linéaire de haut-parleur.

#### 4.1 Remarques à propos du Co-simulateur de SLPS

L'intégration de Simulink-PSpice (SLPS) implique l'action de deux leaders industriels de la simulation dans un environnement de co-simulation. Concernant Simulink, les systèmes électromécaniques ou hydrauliques tels que des blocs de contrôle, des capteurs, des convertisseurs de puissance sont réalisés à l'aide de modèles mathématiques idéaux. Cette manière de procéder conduit à fournir une spécification au niveau système pour la conception industrielle des circuits électroniques. PSpice est ensuite utilisé pour la conception des circuits tributaires de cette spécification. Hors des cas d'école nécessaires à l'étude des principes, les simulations réalisées avec des modèles réalistes permettent de mettre en évidence les non linéarités, les retards et tout autre effet rencontré dans la pratique de l'homme du métier. La co-simulation permet ensuite de tester les interfaces au niveau système avec des circuits électriques réalistes, et cela sans avoir à prototyper un système complet (dans une situation idéale). Enfin, les défauts d'un projet basé sur l'emploi d'un circuit dédié peuvent être détectés plus vite, ce qui permet de gagner un temps précieux, et d'économiser une part du budget nécessaire à la mise au point de cartes dans les prototypes. L'interface Simulink-PSpice (SLPS) permet de remplacer un bloc idéal de source sinusoïdale dans Simulink par un circuit conçu à l'aide de l'éditeur de PSpice, puis d'exécuter une co-simulation entre PSpice et Simulink. Dans un flot type, le système, conçu à l'aide de blocs fonctionnels et idéaux, est simulé dans Simulink. Cette analyse permet de préciser les spécifications d'intégration pour les blocs électriques avant leur fabrication. Une fois que le bloc est conçu avec la prise en compte des défauts et mis au point comme un élément indépendant, il peut remplacer un bloc idéal dans Simulink

pour vérifier le comportement de l'ensemble du système réel. Les ingénieurs valident ainsi les composants du système à l'aide de la co-simulation, où les spécifications du système peuvent être transmises entre Simulink et PSpice.

#### 4.2 Association d'un modèle de haut-parleur et d'un amplificateur avec SLPS

Dans le but d'obtenir une modélisation réaliste des effets non linéaires liés aux limites d'un haut-parleur couplé à son amplificateur, comme nous l'avons expliqué précédemment, le circuit électronique de l'amplificateur est d'abord simulé avec PSpice lors que le modèle non linéaire du haut-parleur est développé à l'aide de Simulink. Ensuite, le co-simulateur de SLPS définit un environnement spécifique sur Simulink, dans lequel le circuit de l'amplificateur peut se mettre en place comme un bloc prédéfini de Simulink. Ce bloc donne alors des accès à toutes les entrées, les sorties, les connexions, les sources de tension, de courant, et tout autre observable sur le circuit électronique de l'amplificateur. Ainsi, la figure 5 expose la structure en question.

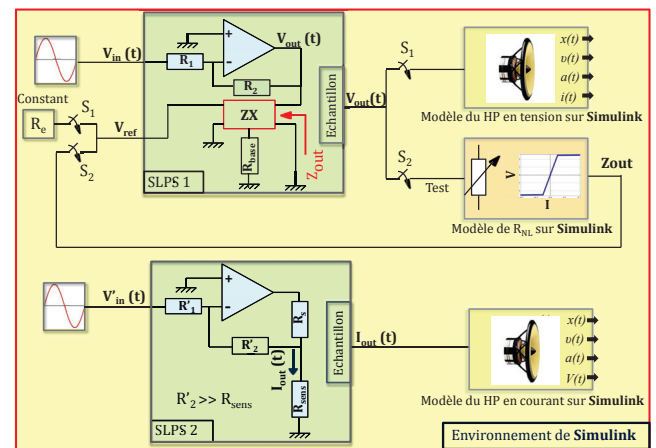


FIGURE 5 – Environnement de Simulink comprenant des amplificateurs non idéaux simulés par Pspice et associés par SLPS avec des modèles non linéaires de haut-parleurs

Dans ce cadre virtuel, le co-simulateur SLPS permet de combiner l'amplificateur simulé à l'aide de PSpice avec le modèle non linéaire d'un haut-parleur dont les comportements polynomiaux ont été mesurés au préalable. En haut et à gauche de la figure 5, le bloc de SLPS1 représente l'amplificateur et son câblage de principe en termes de feedback. Ensuite, l'image de la tension à la sortie de cet amplificateur imparfait est appliquée d'une part au modèle non linéaire du haut-parleur sollicité en tension, et d'autre part à un autre modèle représentatif d'une charge non linéaire de test nommée  $R_{NL}$  (En effet, cette charge non linéaire est prévue pour vérifier le fonctionnement en boucle entre Simulink et le block SPLS). Le choix de l'un des ces deux modèles est assujéti aux commutateurs notés  $S_1$  et  $S_2$ . Enfin, dans le bloc SLPS1, la sortie de l'amplificateur est connectée sur une charge adaptative nommée ZX. La valeur de cette charge ZX est définie par une tension de référence  $V_{ref}$  et une résistance notée  $R_{base}$  à l'aide de la relation suivante :

$$Z_{out} = R_{base} \times (V_{ref}/V_0) \text{ avec } R_{base} = 1\Omega, \text{ et } V_0 = 1V \quad (8)$$

Le signal de  $V_{ref}$  joue le rôle de contrôleur de la valeur  $Z_{out}$ . Pour  $V_{ref}$  invariant, la résistance agit comme une charge constante linéaire. A contrario, le pilotage de la tension de  $V_{ref}$  assujéti au signal de sortie modifie la valeur de  $Z_{out}$ . Considérant un second mode de commande, le schéma représentatif d'un conditionneur tension courant est présenté par le bloc SLPS2 représenté en bas à gauche de la figure. Il délivre une valeur du courant  $I_{out}(t)$  proportionnelle à la tension présentée en entrée  $V'_{in}(t)$ , en vue d'un pilotage en courant du transducteur. A cet effet, une image de ce courant est appliquée au modèle non linéaire du haut-parleur simulé en mode courant.

### 4.3 Comparaison entre les modes de sollicitation en tension et en courant

Dans ce dernier paragraphe, les modèles non linéaires de haut-parleur de référence sont étudiés en prenant en considération les défauts des amplificateurs, compte tenu des blocs respectivement nommés SLPS1 et 2. Concernant la modélisation du schéma d'amplificateur, nous avons choisi un amplificateur de modèle OPA 549 pour le couplage au haut-parleur de référence. En effet, pour répondre au courant demandé par la référence (avec par exemple  $2V_{RMS}$ ) il faut une valeur supérieure à 0.5 A. Les sollicitations bitonales en entrée des amplificateurs sont associées aux sources de tension avec Simulink afin de générer des valeurs de tensions égales à celles exposées précédemment, considérant les modèles des haut-parleurs de référence en sortie de l'amplificateur. Les résultats sont représentés vis-à-vis des commandes respectives en tension et en courant sur les figures 6 et 7.

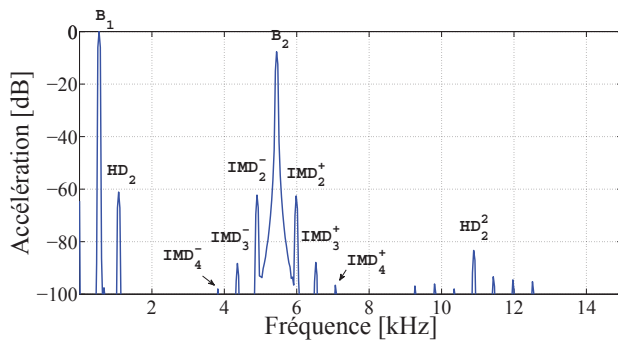


FIGURE 6 – Non linéarités de l'accélération du haut-parleur de référence sollicité en tension par l'OPA 549

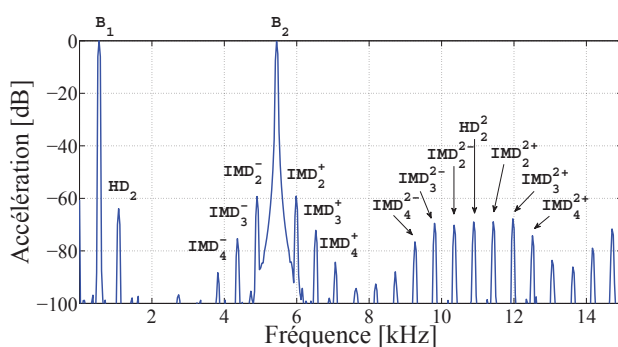


FIGURE 7 – Non linéarités de l'accélération du haut-parleur de référence sollicité en tension par l'OPA 549

Les figures 6 et 2 comparées montrent qu'en remplaçant

l'amplificateur idéal par un OPA 549, des intermodulations de type  $IMD_3^\pm$  et  $IMD_4^\pm$  apparaissent avec le mode de sollicitation en tension (elles n'existent pas dans la figure 2). Le niveau de bruit reste encore très faible, et les amplitudes des harmoniques  $HD_2$  et  $HD_2^2$  ainsi que des intermodulations  $IMD_2^+$  gardent des valeurs semblables à celles observées dans le cas linéaire. Le premier effet détecté, lié aux comportements non linéaires de l'amplificateur en mode courant, consiste en l'émergence des troisième et quatrième raies d'intermodulations ( $IMD_3^\pm$  et  $IMD_4^\pm$ ) ainsi qu'en un second groupe d'intermodulations ( $IMD_n^{2+}$ , avec  $n = 1,2,3,4$  et 5) clairement visible sur la figure 7, alors qu'elles n'existaient pas dans le cas de l'amplificateur idéal (figure 4). Pour les composantes déjà rencontrées dans la simulation avec l'amplificateur idéal, on trouve les mêmes valeurs d'amplitudes des harmoniques ( $HD_2$  et  $HD_2^2$ ) et des intermodulations ( $IMD_2^+$ ) : On remarque quasiment les mêmes valeurs pour la figure 7. Par conséquent, le fait de remplacer l'amplificateur idéal par un amplificateur OPA 549 montre plus d'inconvénients avec le mode courant qu'avec le mode tension. Toutefois, nous ne pouvons pas conclure que l'amplificateur OPA 549 n'est pas capable de restituer un signal correct en courant. En effet, lorsque cet amplificateur est affecté à son rôle de convertisseur tension-courant, il fournit un courant peu altéré et plus linéaire en termes de distorsions en comparaison avec le courant passant dans le transducteur en mode tension. Toutefois l'effet d'indépendance du courant vis-à-vis de l'impédance du haut-parleur entraîne le fait que les harmoniques et les intermodulations en haute fréquence (sur le spectre du courant) ne sont pas atténuées. A contrario, en mode tension ce comportement non linéaire en haute fréquence est filtré par l'impédance du haut parleur. Ainsi, pour le mode courant cette observation justifie le développement éventuel d'un filtre passe bas ajusté pour atténuer ces composantes parasites.

## 5 Conclusion

En conclusion, le remplacement d'un amplificateur idéal par un amplificateur réel influence de manière détectable les amplitudes des composantes non linéaires, cette influence dépendant des caractéristiques de l'amplificateur. Ces caractéristiques significatives sont; la tension de bruit de l'amplificateur  $V_n$ , le *Slew rate*, le THD% etc. Les résultats de simulation montrent que même si le composant sélectionné reste très proche de l'amplificateur linéaire, l'apparition d'un niveau de bruit et d'une augmentation des harmoniques et des intermodulations, même très faibles, doit être attendue. Ce dernier point monte l'importance du choix d'un amplificateur adapté à une application donnée. Par exemple, l'amplificateur OPA 549 est conçu pour fournir un courant jusqu'à 10 A.

## Références

- [1] J. R. Vanderkooy, A model of loudspeaker driver impedance incorporating eddy currents in the pole structure, *Journal of Audio Engineering Society* **37**, 119-128 (1989).

- [2] J. Wright, An Emirical Model for Loudspeaker Motor Impedance, *Journal of Audio Engineering Society* **38**, 749-754 (1990).
- [3] W. Klippel, Nonlinear Modeling of the Heat Transfer in Loudspeakers, *Journal of Audio Engineering Society* **52**, 3-25 (2004).
- [4] A. Voishvillo, A. Terekhov, E. Czerwinski, S. Alexandrov, emphGraphing, interpretation, and comparison of results of loudspeaker nonlinear distortion measurements, *Journal of Audio Engineering Society* **52**, 332-357 (2004).
- [5] A. Kaizer, Modeling of the nonlinear response of an electrodynamic loudspeaker by a Volterra series expansion, *Journal of Audio Engineering Society* **35**, 421-433 (1987).
- [6] W. Klippel, Dynamic measurement and interpretation of nonlinear parameters of electrodynamic loudspeakers, *Journal of Audio Engineering Society* **38**, 944-955 (1990).
- [7] K. Thorborg, A. Unruh, Electrical Equivalent Circuit Model for Dynamic Moving-Coil Transducers Incorporating a Semi-Inductor, *Journal of Audio Engineering Society* **56**, 696-709 (2008).
- [8] A. N. Theile, Loudspeakers in Vented Boxes, Parts 1 and 2, *Journal of Audio Engineering Society* , (1978).
- [9] M. Erza, G. Lemarquand, V. Lemarquand, Distortion in Electrodynamic Loudspeakers Caused by Force Factor Variations, *Archives of Acoustics* **36**, 873–885 (2011).
- [10] E. Gaviot, M. Erza, F. Polet, L. Camberlein, B. Bêche, A Versatile Analytical Approach for Assessing Harmonic Distortion in Current-Driven Electrodynamic Loudspeakers, *Journal of Audio Engineering Society* **62**, 127-144 (2014).
- [11] B. Razavi, *Fundamentals of Microelectronics*, John Wiley & Sons, New York (2006).
- [12] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, New York (2000).
- [13] M. Erza, E. Gaviot, G. Lemarquand, P. Tournier, L. Camberlein, S. Durand, F. Polet, A versatile model of nonlinear electrodynamic loudspeaker co-operating with the amplifier by way of advanced software, *Archives of Acoustics*, Article accepté (2014).