

# Convertisseur multicellulaire parallèle couplé pour l'amplification audio en classe D

Ivan LAURIN<sup>1</sup>, Xavier-Marie VIEL<sup>1</sup>, Fabien ADAM<sup>1,2</sup>, Denis LABROUSSE<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Département EEA, ENS-Cachan, 61 Avenue du Président Wilson, 94230 Cachan, France

<sup>2</sup>SATIE, ENS-Cachan, 61 Avenue du Président Wilson, 94230 Cachan, France

**RESUME** - Cet article traite d'une application originale d'un convertisseur multiniveaux parallèle : l'amplification audio en classe D. Le but de ce papier est de montrer l'intérêt de cette structure pour l'application visée en terme d'intégrabilité, de qualité de la forme d'onde de sortie et d'impact CEM. Plusieurs stratégies de commande sont proposées et mises en œuvre pour satisfaire au mieux ces critères. Un démonstrateur permet de valider ces concepts de commande.

**Mots-clés**— *Convertisseur multicellulaire parallèle - Commande quantifiée - Fidélité audio - CEM.*

## 1. INTRODUCTION

Le développement de dispositifs de sonorisation nomades (de type enceinte amplifiée de quelques dizaines de watts) ouvre la voie de la gestion optimale de l'énergie électrique embarquée dans le contexte de l'amplification audio. La particularité de cette application réside dans la recherche simultanée de l'efficacité de la cellule amplificatrice et de sa fidélité de restitution du son [1]. Le travail proposé a pour but de montrer l'intérêt potentiel d'une structure de conversion multicellulaire parallèle dans le cadre de l'amplification en classe D. Les nouveaux degrés de liberté inhérents à l'aspect multiniveaux de cette structure pourraient en effet permettre de satisfaire de manière élégante le compromis rendement / fidélité visé. Dans [2] l'utilisation d'un convertisseur multiniveaux de type série est proposée dans le cadre de cette application d'amplification en classe D. Cependant, l'obtention des sources de tension élémentaires permettant la construction de la forme d'onde multiniveaux de sortie, et l'impact d'un éventuel déséquilibre sur ces sources n'est pas présenté. De ce point de vu, la structure parallèle peut présenter certains intérêts. L'implantation numérique de la commande du convertisseur devrait permettre d'utiliser au mieux les degrés de liberté d'une part, et d'assurer un fonctionnement stable de la structure d'autre part. Finalement, les contraintes d'intégration de puissance et d'impact CEM, au cœur de la problématique de l'électronique embarquée, pourraient jouer en la faveur de cette nouvelle structure de conversion, ce que tentera de démontrer cet article.

## 2. PRESENTATION DE LA STRUCTURE DE CONVERSION

Le convertisseur support de cette étude a déjà fait l'objet de travaux dans le cadre de la conversion DC/DC et DC/AC [3]. Rappelons de façon générale qu'il est constitué d'une association parallèle (partage du bus continu) de  $q$  cellules de commutation, dont les commandes sont entrelacées, et qui sont interconnectées par un dispositif magnétique. Dans le cas particulier du convertisseur mis en œuvre pour ces travaux ce composant magnétique est composé de  $q$  Transformateurs InterCellule (ICT : InterCell Transformer) agencés selon un motif cascade-cyclique [4] (figure 1). La première contrainte propre à l'application amplification audio est la bande passante souhaitée des grandeurs de sortie du convertisseur, typiquement dans la gamme 20Hz à 20kHz. La seconde contrainte réside dans la nécessité de maintenir une qualité d'onde de sortie importante dans cette gamme de fréquence. La capacité de la structure de conversion proposée à satisfaire ces exigences sous contraintes de rendement, d'intégration et de faible impact CEM sera illustrée dans cet article. Une commande optimisée innovante sera proposée, qui, s'appuyant sur les qualités intrinsèques de la structure, tentera d'améliorer encore le comportement du convertisseur.

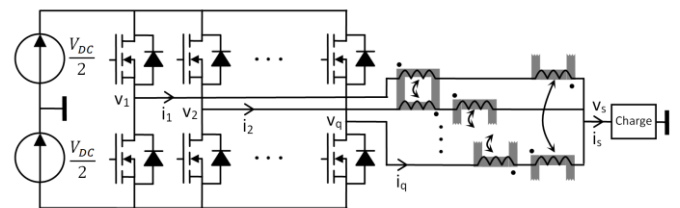


Fig.1 Schéma du convertisseur multicellulaire à ICT

Afin de valider expérimentalement les concepts développés, un démonstrateur d'amplificateur audio a été conçu. Le tableau 1 récapitule les principales caractéristiques de cet amplificateur.

Tableau 1. Cahier des charges du démonstrateur

Bande passante audio	0 – 20kHz
Fréquence de découpage	50kHz à 200kHz (mesure : 100kHz)
Nombre de cellules	5 à 12 (mesure : 6)
Puissance de sortie	~10W à 100W
Charge (haut parleur)	8Ω (+200μH)
Qualité de la forme d'onde tension de sortie	THDf+N < 1% sur [20Hz ; 20kHz] @ Pmax

### 3. COMMANDE OPTIMISEE

#### 3.1. Commande quantifiée

L'étude fonctionnelle de la structure permet d'établir la relation entre l'ondulation de la tension de sortie de l'onduleur et les rapports cycliques de consigne des cellules de commutation (supposés tous identiques) dans le cas où l'ondulation de tension est entièrement déterminée par l'ondulation de courant et la capacité de filtrage en sortie du convertisseur. Cette relation décrite par l'équation (1) montre la dépendance de l'ondulation à l'inductance de fuite  $L_f$  (Inductance de fuite d'un ICT dans une structure cyclique cascade), la capacité de sortie  $C$ , la tension du bus continu  $V_{DC}$ , et la fréquence de découpage  $f$ .

$$\Delta v_s = \frac{V_{DC}}{4L_f C f^2} \frac{(1+E(q\alpha)-q\alpha)(q\alpha-E(q\alpha))^2}{q^2} \quad (1)$$

Avec  $E(x)$  la fonction partie entière.

En figure 2 est représentée l'ondulation normalisée de la tension de sortie définie par l'équation (2).

$$\Delta v_{sn} = \frac{4L_f C f^2}{V_{DC}} \Delta v_s \quad (2)$$

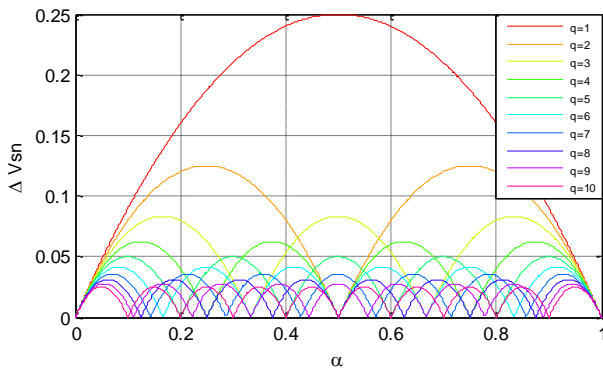


Fig. 2 : Ondulation de la tension de sortie

On remarque sur cette caractéristique que pour des rapports cycliques multiples de  $\frac{1}{q}$  l'ondulation théorique est nulle (le caractère résistif parasite des enroulements couplés n'est pas pris en compte ici). Or c'est cette ondulation qui régie l'encombrement « haute fréquence » du spectre. Cette remarque est à la base d'une nouvelle stratégie de commande de la structure qui vise à diminuer les perturbations HF générées : on se propose de piloter la tension de sortie en forçant le rapport cyclique à ces uniques valeurs particulières  $\frac{k}{q}$ .

D'un point de vue conceptuel, cela revient à quantifier à  $\frac{1}{q}$  le signal de commande réel de rapport cyclique. La mise en œuvre de cette stratégie est aisée en considérant la relation entrée sortie non linéaire de quantification. Cette non-linéarité implique d'ores et déjà des problèmes à venir de distorsion du signal de sortie par rapport à la consigne modulante, problématique critique vis-à-vis de l'application audio visée. La figure 3 illustre la forme d'onde de la tension de sortie mesurée pour un convertisseur à 6 phases pour une modulante sinusoïdale à 1kHz et un taux de modulation de 100%. L'analyse du contenu spectral basse fréquence (sur la plage [0 ; 40kHz]) laisse apparaître un contenu harmonique de la fréquence modulante. Ce contenu harmonique peut être calculé selon l'équation (3). Cette équation permet de prédéterminer un indicateur de type THD pour ce type de commande quantifiée selon le nombre de phase du convertisseur. Le résultat de cette prédétermination pour une fréquence de modulante de 1kHz et un THD (relatif au fondamental) calculé sur [0 ; 40kHz] est illustré en figure 4. Comme on peut le voir sur cette figure, le THD a bien tendance à chuter avec le nombre de phase (image du nombre de niveaux de tension atteignables), cependant cet indicateur reste supérieur à quelques pourcents pour un nombre de phase en deçà de 20. Il semble donc nécessaire pour satisfaire le cahier des charges restrictif dicté par l'application audio de trouver une nouvelle commande permettant de satisfaire un compromis encombrement HF / distorsion.

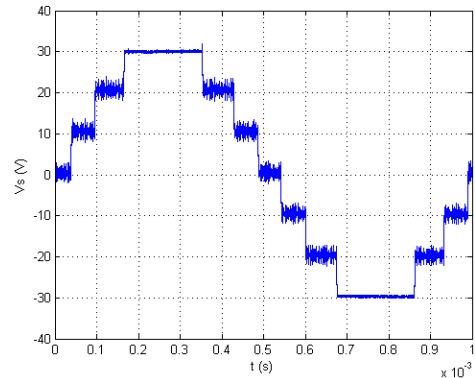


Fig. 3 : Tension de sortie mesurée

$$\begin{cases} b_{n_{\text{impair}}} = \frac{2}{\pi n q} \left[ \sum_{m=1}^{q-1} 2m \left[ \cos \left( n \operatorname{asin} \left( \frac{2m-1}{q} \right) \right) - \cos \left( n \operatorname{asin} \left( \frac{2m+1}{q} \right) \right) \right] + q \cos \left( n \operatorname{asin} \left( \frac{q-1}{q} \right) \right) \right] \text{ si } q \text{ pair} \\ b_{n_{\text{impair}}} = \frac{2}{\pi n q} \left[ \sum_{m=0}^{q-3} (2m+1) \left[ \cos \left( n \operatorname{asin} \left( \frac{2m}{q} \right) \right) - \cos \left( n \operatorname{asin} \left( \frac{2m+1}{q} \right) \right) \right] + q \cos \left( n \operatorname{asin} \left( \frac{q-1}{q} \right) \right) \right] \text{ si } q \text{ impair} \end{cases} \quad (3)$$

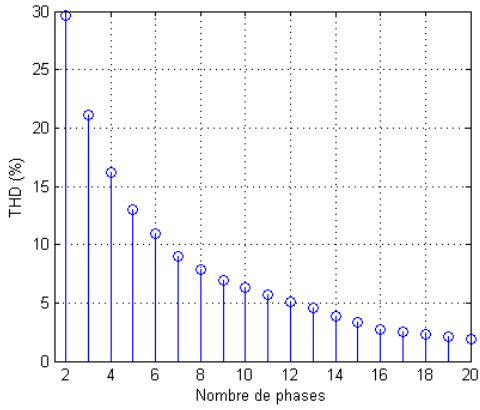


Fig. 4 : Evolution du THD avec le nombre de phase du convertisseur pour une commande quantifiée

### 3.2. Compromis BF/HF : la commande seuillée

L'idée à la base de cette stratégie de commande est de libérer la contrainte de rapport cyclique en permettant d'accéder à tous les niveaux ayant une ondulation maximale donnée. Ce seuillage de l'ondulation de tension illustré en figure 5 se traduit par la relation entrée sortie non linéaire de la figure 6 pour différents taux de seuillage. Le fait de disposer d'une relation simple directe entre la consigne de modulateur souhaitée (entrée) et la valeur du rapport cyclique de commande effectivement imposé aux cellules de commutation (sortie) rend aisée la mise en œuvre de cette stratégie.

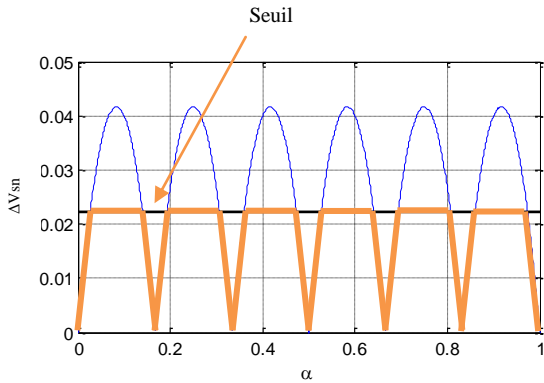


Fig. 5 : Seuillage de l'ondulation de tension de sortie

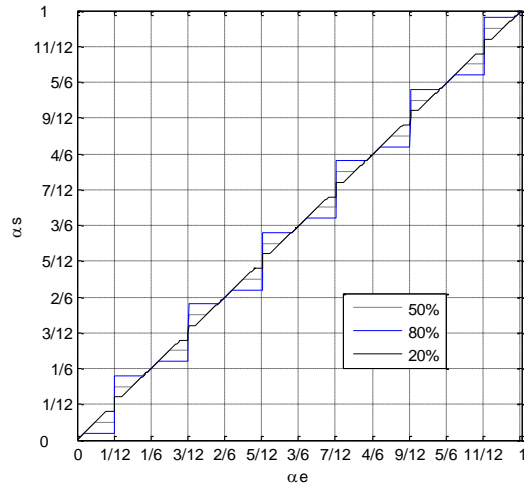


Fig. 6 : Effet du seuillage sur la relation entrée-sortie pour différentes valeurs de seuil

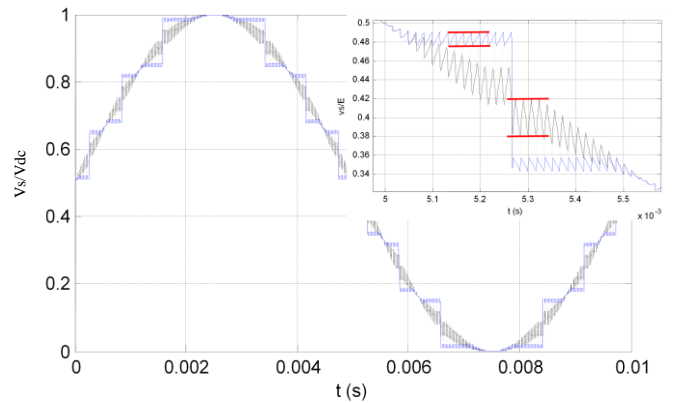


Fig. 7 : Illustration de la distorsion du signal et de la réduction de l'ondulation haute fréquence pour deux niveaux de seuil (80% en bleu, 20% en noir)

En figure 7 le compromis entre ondulation HF et distorsion BF est illustré pour différents niveaux de seuil. Ce seuil apparaît comme un paramètre de réglage, qu'il est possible d'optimiser vis-à-vis d'une fonction coût. La difficulté est de formaliser cette fonction coût. Si en basse fréquence un indicateur type taux de distorsion harmonique peut quantifier globalement le contenu spectral, il est plus délicat, rien que pour des considérations de définition des limites de bande de fréquence considérée, d'étendre ce concept à la moyenne fréquence (ie : à partir de q fois la fréquence de découpage ici). Une solution consiste à considérer que sur cette gamme de fréquence le spectre est monotone décroissant. Il suffit alors de considérer comme représentative l'amplitude de la première raie à  $q \times f$ . Cette approche est en accord avec la notion de gabarit normatif CEM qui impose la valeur maximale du contenu spectral sur une gamme de fréquence (la valeur maximale étant ici supposée être la première raie à  $q \times f$ ). Il est intéressant de noter que la multiplication apparente de la fréquence de sortie du convertisseur, lié à l'entrelacement des commandes des q cellules de commutation, est déjà un avantage par

rapport au convertisseur classique à 2 (ou 3) niveaux constituant un amplificateur en classe D « classique ». En effet, la diminution de la densité spectrale (au sens de l'écart entre deux motifs fréquentiels centrés sur des multiples de  $qxf$  ici, au lieu de  $f$ ) ouvre la voie à des possibilités accrues de diminution de ce contenu spectral, par des méthodes de modulation de fréquence de découpage par exemple [5].

### 3.3. Résultats et mise en œuvre

Un démonstrateur permet de valider les concepts de commande proposés. Il est constitué pour la partie puissance d'un assemblage de cellules de commutation à transistors MOSFET et d'un coupleur magnétique réalisé à partir d'ICT constitués de tores de matériau nanocristallin VITROPERM 500F (T60006-L2016-W403 Vacuumschmelze) agencés selon un arrangement « cascade cyclique » (figure 8). La partie commande est assurée par un DSP (TMS320F28335).



Fig. 8 : Le coupleur magnétique à 6 ICT

La figure 9 présente le résultat de mesures effectuées à l'analyseur de spectre sur la plage [100kHz ; 10MHz] pour une modulante sinusoïdale à 1kHz et une fréquence de découpage de 100kHz pour deux valeurs extrêmes de seuil (quasiment 0% et 100%). On constate bien comme souhaité une nette diminution de la composante spectrale dominante (à 600kHz ici, soit  $qxf$ ) lorsque le seuil s'approche de 0%. Il faut remarquer que la valeur 0% correspond au cas particulier de la commande quantifiée.

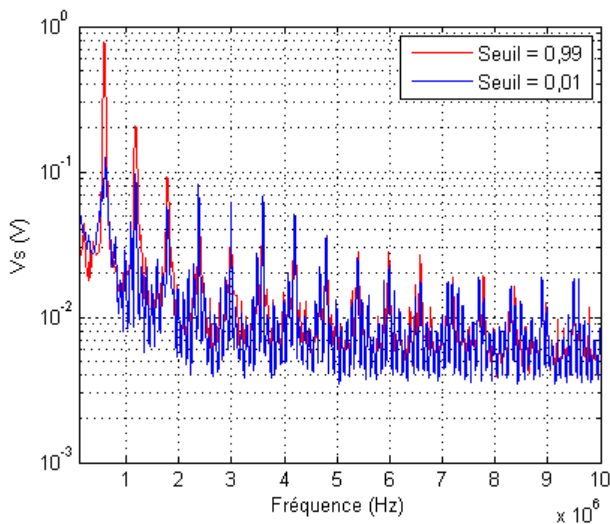


Fig. 9 : Spectre mesuré de la tension de sortie pour deux valeurs de seuil.

Afin de caractériser l'évolution de la composante à  $qxf$  en fonction de la valeur de seuil entre ces deux valeurs extrêmes,

un indicateur d'atténuation de cette composante fréquentielle est introduit. Il doit permettre de quantifier le gain apporté par la commande seuillée par rapport à la commande naturelle (seuil=100%, c'est-à-dire que toutes les valeurs de rapport cyclique sont autorisées), et est donc défini selon l'équation (4).

$$\text{Atténuation} = 20 \log \left( \frac{V_s^{q \times f}}{V_s^{q \times f}(\text{seuil}=1)} \right) \quad (4)$$

Des mesures de ce paramètre ont été réalisées pour différentes valeurs de seuil. Les résultats sont présentés en figure 10. On constate que l'atténuation apportée par cette commande est d'autant plus importante que le seuil est proche de 0%. Elle peut alors atteindre une valeur supérieure à 20dB. Dans un contexte normatif CEM, cette amélioration peut s'avérer non négligeable.

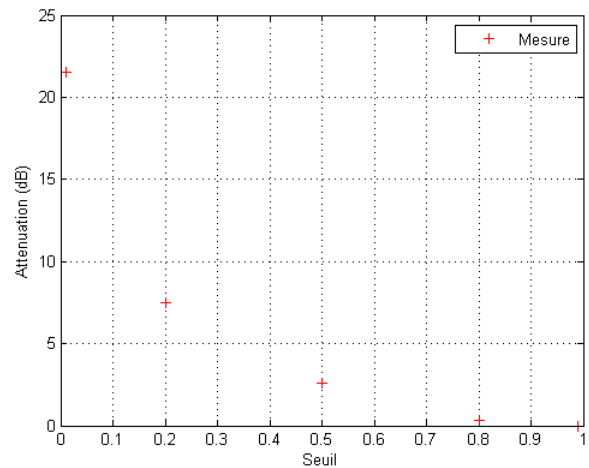


Fig. 10 : Evolution de l'atténuation de la composante à  $qxf$  en fonction du seuil.

Parallèlement à ce gain sur l'encombrement HF, on assiste à une remontée des niveaux BF. La non-linéarité produite par la fonction de seuillage engendre en effet du contenu harmonique de la fréquence audio (modulante). Ce contenu harmonique peut être facilement calculé (simulé) à partir de la loi entrée sortie pour un signal modulant test (sinus 1kHz). La comparaison avec les résultats de mesure sont illustrés en figure 11. Plusieurs remarques sont à formuler sur cette figure. La première concerne l'accord simulation (calcul)/mesure. Si la tendance d'évolution avec la profondeur de seuillage est correcte, il subsiste une légère différence entre la prévision et la mesure. Plusieurs raisons peuvent l'expliquer. Tout d'abord la simulation permet de calculer le paramètre THD (fondamental), alors qu'en mesure à l'analyseur de spectre le traitement effectué fournit l'indicateur THD+bruit (sur la plage [0 ; 40kHz]). Il est donc normal que la mesure dépasse la prévision. Le DSP utilisé pour la commande de l'amplificateur délivre des signaux PWM construits à partir d'une horloge interne à 150MHz. Pour une fréquence de découpage de 100kHz il ne subsiste donc que 1500 valeurs effectivement atteignables de rapport cyclique. De plus, sur le dispositif expérimental, les temps morts de commande des cellules de commutation sont gérés par la commande rapprochée des transistors. Ces derniers sont réglés à leur valeur minimale, ici 400ns. Or, à la fréquence de découpage de 100kHz, ce temps

mort représente une variation potentielle de 4% du rapport cyclique. Ces sources d'erreur de rapport cyclique effectif peuvent donc s'avérer cruciales dans ce genre de commande, et une maîtrise fine de la chronologie de commutation semble être une nécessité pour profiter de ses bénéfices.

On constate, comme le prédit le calcul, que le THD est dégradé au fur et à mesure que le seuil s'approche de 0%. Il semble donc exister un compromis à faire entre de bonnes performances d'atténuation des composantes HF, et une bonne qualité de forme d'onde de sortie. Il faut noter que ce compromis est facilité par un choix d'un nombre important de phase du convertisseur, puisqu'alors on a simultanément diminution du THD pour un niveau de seuil donné (voir figure 4) et augmentation de la fréquence de la première composante spectrale HF (à  $\alpha$ ) et donc potentiellement une plus grande facilité de filtrage de celle-ci. Si tout semble plaider en faveur d'un convertisseur multicellulaire à nombre de phase important, il faut toutefois garder à l'esprit d'une part la complexité croissante de sa commande, et d'autre part étudier l'impact en termes de rendement et d'encombrement de ce nouveau convertisseur.

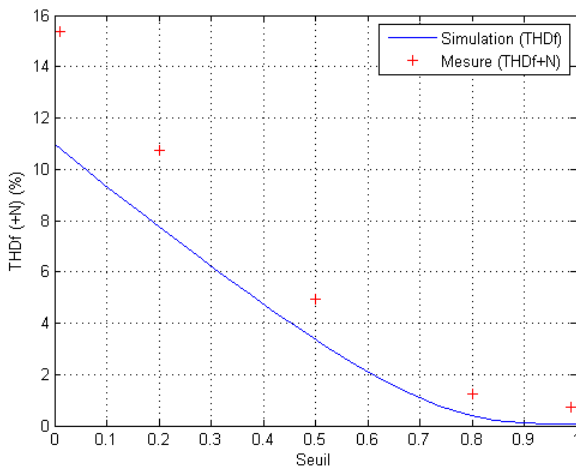


Fig.11 : Evolution du THD en fonction du seuil.

### 3.4. Impact de la commande sur les pertes du convertisseur

Afin d'étudier l'effet de ces nouveaux modes de commande sur les performances énergétiques du convertisseur, un modèle de pertes a été développé. Ce modèle doit permettre *a priori* de disposer d'informations sur les pertes dans les composants semi-conducteurs d'une part, et dans les composants magnétiques d'autre part. Concernant les semi-conducteurs, les pertes sont classiquement décomposées en un terme de pertes par conduction (résistive ici pour des MOSFET) et un terme de pertes par commutation. Afin de disposer d'un modèle léger, des formes d'ondes courants-tensions trapézoïdales sont considérées. Concernant les composants magnétiques, le modèle s'appuie sur des travaux existants [6]. Il présente la particularité de prendre en compte la composante basse fréquence (à la fréquence audio) de champ magnétique créée par la modulation des courants de puissance. Pour cela, un modèle de Steinmetz proposé dans [7] est utilisé, en recalculant

les paramètres de Steinmetz modifiés par une composante DC ( $k'_i$  et  $\beta'$ ) pour chaque valeur de modulateur supposée suffisamment basse fréquence devant la fréquence de découpage pour pouvoir être considérée constante sur une période de découpage  $T$  (équation (5)). Ces paramètres et leurs évolutions sont extraits de [7] pour le matériau VITROPERM 500F utilisé. Les variations liées à la température ne sont pas prises en compte.

$$P = V_{core} \frac{k'_i(\Delta B)^{\beta'-\alpha}}{T} \quad (5)$$

Avec  $k'_i = f(H_{modulant})$  et  $\beta' = f(H_{modulant})$

Les résultats issus du modèle de perte sont représentés en figure 12. Le rendement de l'amplificateur a été calculé et mesuré dans les conditions suivantes : 6 phases, fréquence de découpage 100kHz, fréquence audio 1kHz, pleine dynamique de sortie, soit 100W délivrés à une charge de  $8\Omega$ . Encore une fois le modèle permet de bien rendre compte de la tendance, à savoir ici une amélioration du rendement du convertisseur avec la diminution du seuil. La mesure atteste d'une amélioration de près de 10% du rendement entre une commande classique et la commande quantifiée (seuil=0%). Le choix de la valeur de seuil peut donc permettre de réaliser un triple compromis : encombrement HF, qualité de forme d'onde BF et rendement. Le modèle simple utilisé a ici tendance à surévaluer le rendement. Cela paraît logique, étant donné d'une part la simplicité des formes d'ondes permettant le calcul des pertes semi-conducteurs, et d'autre part que des sources de pertes telles que les pertes cuivres (AC) dans les bobinages ne sont pas prises en compte. L'enrichissement de ce modèle de perte devrait permettre de réaliser des études plus poussées sur le convertisseur, et notamment sur la distribution des pertes dans les différents composants en fonction du nombre de phase.

Les valeurs de rendement obtenues sont satisfaisantes pour l'application envisagée, et doivent pouvoir être améliorée par l'utilisation de MOSFET de calibres mieux adaptés, et des matériaux magnétiques présentant moins de pertes à haute fréquence (nanocristallin à faible perméabilité ou ferrite).

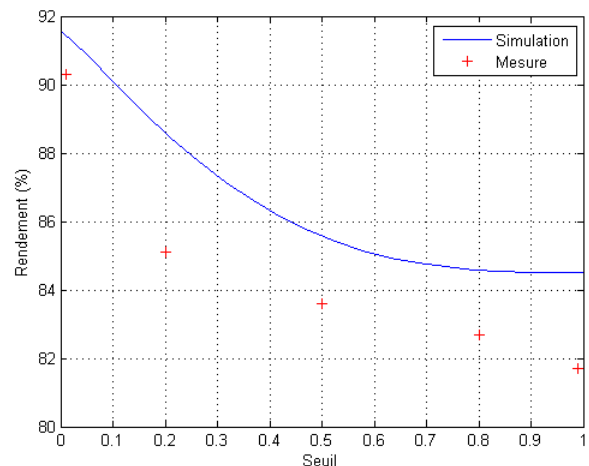


Fig. 12 : Evolution du rendement en fonction du seuil.

#### 4. CONCLUSION

Dans cet article, il a été montré que l'utilisation d'un convertisseur multicellulaire couplé était envisageable pour une application d'amplification audio. Les performances de ce convertisseur peuvent être améliorées par une action sur la commande. Deux stratégies de commande ont été proposées, et leurs effets sur la qualité d'amplification, l'impact CEM et le rendement de conversion ont été montrés. Des modèles ont été développés, et pourront être améliorés afin de rendre compte plus finement de ces effets. A terme, ils devront permettre une conception et un dimensionnement optimisé d'un amplificateur audio multicellulaire intégré.

#### 5. REFERENCES

- [1] Marco BERKHOUT, Lûtsen DOOPER, « Class-D Audio Amplifiers in Mobile Applications », IEEE Transactions on Circuits and Systems, May 2010.
- [2] Zhang YING, Dong MING, Meng QUIN-DE, Cai LING, « The Topology Analysing Of A Cascade Multilevel Class-D Power Amplifier », International Conference on Control Engineering and Communication Technology 2012.
- [3] Fabien ADAM, Cyrille GAUTIER, Bertrand REVOL, Eric LABOURE, « Onduleur multicellulaire à ICT : équilibrage par la commande », EPF, 2012, Bordeaux (France).
- [4] I. G PARK, S. I KIM : "Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel". *PESC'97*
- [5] David GONZÁLEZ, Josep BALCELLS, Alfonso SANTOLARIA, Jean-Charles LE BUNETEL, Javier GAGO, Didier MAGNON, and Stéphane BRÉHAUT, "Conducted EMI Reduction in Power Converters by Means of Periodic Switching Frequency Modulation" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 6, November 2007
- [6] D.O. BOILLAT, J.W. KOLAR, "Modeling and Experimental Analysis of a Coupling Inductor Employed in a High Performance AC Power Source", ICRERA 2012
- [7] Jonas MUHLETHALER, Jurgen BIELA, Johann Walter KOLAR, Andreas ECKLEBE, "Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 2, February 2012