

# Influence de l'angle de charge sur les forces radiales et le couple avec un bon compromis couple - bruit sur un moteur brushless de faible puissance

Emre UYGUN<sup>1,4</sup>, Michel HECQUET<sup>1</sup>, Daniel DEPERNET<sup>2</sup>, Vincent LANFRANCHI<sup>3</sup>, Serge BRUNO<sup>4</sup>,  
Thierry TOLLANCE<sup>1,4</sup>, Abdelmounaïm TOUNZI<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Univ. Lille, Arts et Metiers Institute of Technology, Centrale Lille, Yncrea Hauts-de-France, ULR 2697 - L2EP, F-59000 Lille, France

<sup>2</sup>FEMTO-ST Institute, Univ. Bourgogne Franche-Comté, UTBM, CNRS, Rue Ernest Thierry Mieg, F-90000 Belfort, France

<sup>3</sup>CNRS FRE 2012 Roberval, Centre de recherche Royallieu, CS 60 319, Université de Technologie de Compiègne, Compiègne, France

<sup>4</sup>Somfy Activités SA - R&D Center, 400 Avenue de la République, 74300 Cluses, France

**RESUME** - Ce papier présente l'influence de l'angle de charge entre le courant de phase et la force électromotrice sur les forces magnétiques radiales, ainsi que le couple moyen et ses harmoniques. La machine étudiée est une machine synchrone à aimants permanents de faible puissance, pilotée avec une commande trapézoïdale. L'objectif est de déterminer, à l'aide d'une modélisation par éléments finis de la machine, l'influence de l'angle de charge, qui permet le réglage du couple moyen, sur les forces radiales ainsi que sur les ondulations du couple. La finalité est d'établir un bon compromis entre le courant consommé, le couple à atteindre et les harmoniques de force radiale qui sont à l'origine du bruit magnétique.

*Mots-clés* - machine synchrone à aimants permanents, commande trapézoïdale, angle de charge, harmoniques de force radiale, ondulations du couple, bruit et vibrations.

## 1. INTRODUCTION

Les machines électriques prennent de plus en plus place dans notre environnement, que ce soit dans les moyens de transport ou dans nos maisons. Malgré tous les bienfaits qu'elles apportent à notre société, il reste encore des points à améliorer, comme leur bruit. En effet, le niveau sonore des moteurs électriques dédiés à l'automobile ou aux applications domestiques est de plus en plus contraint par des normes, pour des raisons de santé, mais aussi pour respecter le confort des utilisateurs souhaitant une discrétion de leur produit. Cela concerne aussi les moteurs de faible puissance (20 W) qui sont classiquement alimentés par le réseau domestique (230 V alternatif) ou par batterie (12-24 V continu).

L'émission acoustique des machines électriques peut avoir différentes causes, comme les forces électromagnétiques dans l'entrefer qui font vibrer le stator [1, 2]. Ce comportement peut être amélioré en modifiant la structure mécanique du stator soit en augmentant sa raideur pour éloigner les fréquences de résonance des forces d'excitation [3, 4], soit en augmentant l'amortissement afin de réduire l'amplitude des vibrations aux fréquences concernées [5]. Cela peut aussi être amélioré en agissant sur la cause du phénomène, c'est-à-dire en réduisant l'amplitude des efforts à l'origine du bruit. Pour ce faire, de

nombreux auteurs ont étudié l'impact de paramètres géométriques sur le contenu harmonique des efforts magnétiques [6, 7]. Mais, ces solutions peuvent parfois être difficiles à réaliser industriellement et requièrent souvent un compromis à trouver pour conserver le couple, ce qui peut être résolu par le recours à des procédés d'optimisation multi-objectifs [8].

D'autres travaux ont été menés sur la possibilité de réduire ces forces par la commande. Dans le cas des machines alternatives, ces méthodes reposent principalement sur le choix d'une alimentation non-sinusoïdale appropriée, c'est-à-dire en injectant des harmoniques spécifiques [9-12]. Cela nécessite cependant un système précis pour contrôler les harmoniques des courants injectées s'ils sont à haute fréquence [13].

Certains auteurs ont étudié la possibilité de modifier les forces magnétiques par l'intermédiaire de l'angle de charge [14, 15] : ils concluent principalement que l'influence de l'angle de charge n'est pas la même selon l'harmonique d'effort considéré car ceux-ci dépendent fortement de la structure de la machine. Par conséquent, il n'existe aucune règle concernant le réglage de ce paramètre pour réduire le bruit. En outre, l'angle de charge ayant une influence directe sur le couple moyen, il faut aussi trouver un compromis pour atteindre l'angle de charge optimal qui atténue le bruit tout en maintenant la valeur du couple moyen aussi élevée que possible.

Dans le cas des moteurs à courant continu sans balais (brushless), l'impact de l'angle de charge sur le bruit n'a pas été étudié. En effet, les travaux concernant ce type de commande sont plutôt axés sur la réduction des ondulations du couple [16], qui ne sont pas systématiquement la cause du bruit, ou sur une commande à angle de conduction élargie pour réduire le bruit [17]. De plus, les démarches menées dans ces travaux sur les moteurs brushless manquent souvent d'analyses détaillées sur les causes du bruit.

Cet article traite de l'étude de l'influence de l'angle de charge sur les harmoniques de pression magnétique à l'origine du bruit sur un moteur brushless de faible puissance. Tout

d'abord, une analyse du comportement vibro-acoustique de la machine est présentée afin de déterminer les harmoniques à l'origine du bruit et de cibler l'étude sur ceux-ci. Ensuite, une approche basée sur une modélisation par éléments finis (E.F.) en 2D avec un circuit couplé a permis de déterminer la commande minimisant les harmoniques de pression magnétique et de couple, pour un couple moyen constant. Le choix de la commande repose notamment sur un compromis entre les harmoniques de pression à l'origine du bruit, les ondulations de couple, ainsi que le courant consommé. Enfin, une validation expérimentale basée sur des mesures vibratoires et acoustiques est proposée. Par souci de confidentialité, toutes les données ne sont pas divulguées.

## 2. MACHINE ETUDIEE ET COMPORTEMENT VIBRO-ACOUSTIQUE

### 2.1. Caractéristiques principales et commande

La machine étudiée possède 4 pôles et 6 dents avec un bobinage dentaire (Fig. 1) couplé en triangle, favorisant notamment sa production en grande série, en plus de réduire les inductances des têtes de bobine. Les aimants, de type ferrite, sont montés en surface, permettant d'obtenir un bon compromis technico-économique. Ses caractéristiques principales sont données dans le Tableau 1.

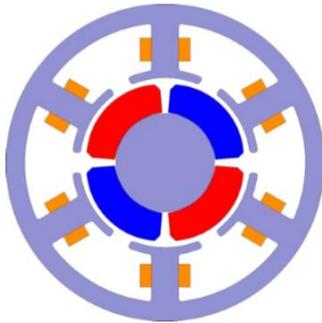


Fig. 1. Section de la machine étudiée (issu du modèle E.F. 2D).

Tableau 1. Principales caractéristiques.

Longueur du stator	15 mm	Nombre d'encoches	$Z_s = 6$
Diamètre ext. du stator	< 50 mm	Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Induction rémanente	0,4 T	Vitesse nominale	3000 tr/min
Puissance	20 W	Fréquence électrique	$f_s = 100$ Hz

La commande employée est une commande trapézoïdale (ou commande à  $120^\circ$ ), emblématique des moteurs brushless, qui consiste à alimenter deux phases, l'une positive, l'autre négative, en laissant la troisième neutre. Cette commande est privilégiée pour sa facilité d'implantation, ainsi que son faible coût lié à l'emploi de trois capteurs à effet Hall pour commuter les phases en fonction de la position. La stratégie de modulation employée consiste à moduler la conduction des transistors de l'étage supérieur de l'onduleur, afin d'adapter la tension appliquée à chaque phase et permettre la régulation de vitesse (Fig. 2).

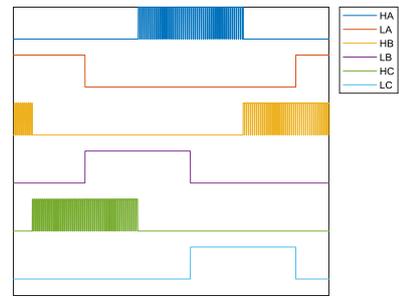


Fig. 2. Séquence de commutation des transistors de l'onduleur.

La force électromotrice (FEM), ou tension à vide, est quasi-sinusoïdale (Fig. 3), afin de limiter les courants de circulation dans le couplage triangle. Bien que cette commande soit plus adaptée pour les moteurs brushless à FEM trapézoïdale, principalement pour la réduction des ondulations du couple, elle peut aussi être appliquée à notre machine, même si elle réduit ses performances, comparée à une commande sinusoïdale, notamment dû à l'ajout d'harmoniques.

La commande est réglée de manière à obtenir le courant de phase et la FEM en phase, afin de fournir le couple par ampère maximal. On définit l'angle de charge  $\psi$  comme étant l'angle électrique entre le courant de phase et la FEM, et l'équation du couple moyen pour une machine à pôles lisses (1) rappelle qu'il est dépendant de cet angle.

$$C_{moy} = 3pJ\Phi \cos(\psi) \quad (1)$$

où  $p$  est le nombre de paire de pôles,  $J$  le courant de phase efficace et  $\Phi$  le flux du rotor (valeur efficace) dû aux aimants permanents.

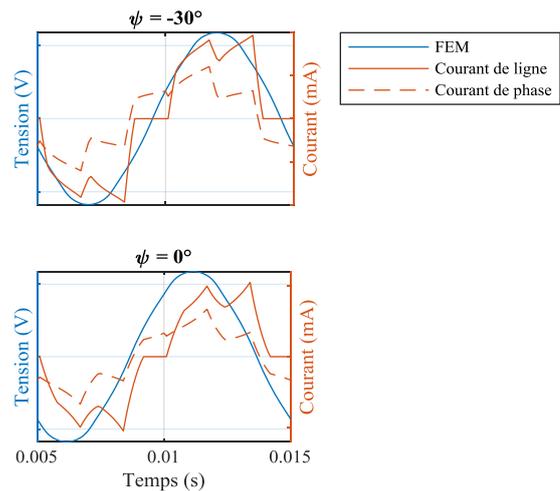


Fig. 3. Forme d'onde des courants et de la force électromotrice pour différents angles de charge.

On peut aussi remarquer que lorsque l'angle de charge n'est pas nul, ou encore que les courants de phase et les FEM sont déphasés, la forme d'onde des courants est modifiée (Fig. 3). En conclusion, le contenu harmonique des courants diffère en fonction de l'angle de charge et cet aspect est exploité par la suite.

### 2.2. Comportement vibro-acoustique

Des mesures acoustiques de la machine pilotée avec la commande précédente mettent en évidence le caractère bruyant de celle-ci, comparée à une commande sinusoïdale [17, 18]. En effet, on peut observer que le spectre du niveau de pression acoustique présente des raies émergentes à 2 kHz et 2,2 kHz

(Fig. 4) qui n'apparaissent pas en commande sinusoïdale, et qui contribuent à augmenter le bruit global d'environ 10 dB.

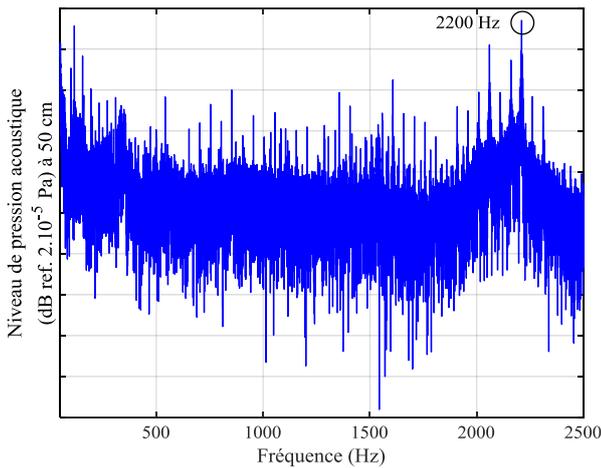


Fig. 4. Spectre du niveau de pression sonore sous commande trapézoïdale.

Une analyse modale expérimentale de la machine ayant permis de caractériser les modes propres du stator (Tableau 2) nous amène à conclure que cette commande est favorable à l'excitation de la résonance du mode 2 de structure, dont la fréquence de résonance se trouve autour de 2 kHz.

Tableau 2. Modes propres du stator et fréquences propres associées.

Mode propre	Fréquence propre
0	13 kHz
2	2 kHz
4	12 KHz

### 2.3. Analyse de l'origine du bruit magnétique

#### 2.3.1. Analyse sur le moteur seul

A l'aide du même modèle E.F. 2D utilisé par la suite, on constate sur le spectre 2D des pressions magnétiques radiales, qu'il est plutôt riche en harmoniques (Fig. 5), ce qui est caractéristique des machines à bobinage dentaire [19]. On peut relever en particulier les deux plus fortes raies qui sont liées à la topologie : celle à  $(m = -4, n = 2)$ , où  $m$  et  $n$  représentent l'ordre spatial et l'ordre temporel respectivement, qui correspond au fondamental de la pression magnétique, et qui est présent même pour une machine ne contenant aucun harmonique [17], ainsi que la raie à  $(2,2)$ , typique des machines à bobinage dentaire et donnée par PGCD( $Z_s, 2p$ ) [19, 20].

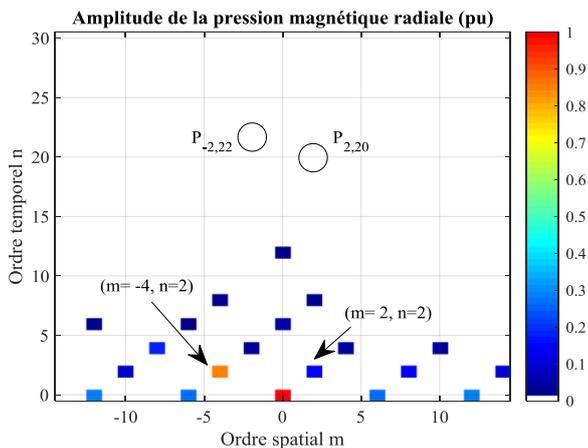


Fig. 5. Spectre 2D des pressions magnétiques radiales dans l'entrefer.

De plus, bien qu'elles ne soient pas suffisamment élevées pour être visibles à cette échelle, le même spectre obtenu pour une alimentation sinusoïdale montre la présence d'harmoniques autour de 2 kHz : à  $(2,20)$  et  $(-2,22)$ . Mais ces raies se trouvent amplifiées sous commande trapézoïdale, ce qui explique pourquoi le mode 2 de structure est excité à sa résonance. En particulier, la raie à  $(2,20)$  est multipliée par 80, tandis que celle à  $(-2,22)$  l'est par 20.

Le recours à des modèles analytiques a permis de conjecturer sur l'origine de l'augmentation de ces harmoniques de pression : il s'agit des harmoniques de courant d'ordre 19 et 23 qui contribuent respectivement aux pressions magnétiques  $P_{2,20}$  et  $P_{-2,22}$ . Cette hypothèse a été vérifiée à l'aide du modèle E.F. en ajoutant dans le courant les mêmes harmoniques mais en opposition de phase. Cette procédure a permis d'estimer la contribution de ces harmoniques de courant aux harmoniques de pression radiale (Fig. 6) : l'harmonique de courant de rang 19 contribue à 85% de  $P_{2,20}$  et celui de rang 23 à 60% de  $P_{-2,22}$ .

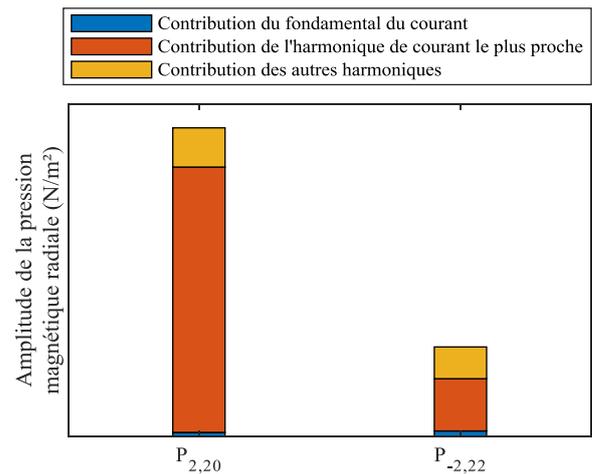


Fig. 6. Comparaison des différentes contributions aux harmoniques de pression magnétique proches de la résonance du mode 2.

Si l'on se réfère à ces répartitions, on peut alors comprendre pourquoi il peut être plus intéressant dans notre cas de modifier l'angle de charge pour réduire le bruit. En effet, dans les travaux précédents [17], seul le fondamental du courant était considéré, et il a été démontré que l'angle de charge avait une influence plutôt faible sur les pressions magnétiques (part bleue dans la figure 6), et que son influence sur le bruit était alors négligeable. Mais dans le cas de cette commande qui ajoute des harmoniques de courant excitant des fréquences de résonance et augmentant fortement le bruit, l'angle de charge peut devenir un levier de réglage bien plus intéressant étant donné la part plus importante des harmoniques de courant dans les pressions magnétiques (parts orange et jaune sur la figure 6), et leur dépendance vis-à-vis de l'angle de charge (Fig. 3).

#### 2.3.2. Prise en compte de l'effet du banc expérimental

Dans ce papier, nous présentons également des résultats expérimentaux sur un banc de charge. Il faut alors prendre en compte les modifications apportées par ce banc sur le comportement du système. Les mesures acoustiques n'étant pas exploitables à cause de la présence d'un deuxième moteur qui génère aussi du bruit, seuls les mesures vibratoires seront considérées lorsque le moteur est chargé.

Dans cette configuration, l'ajout du banc d'essai modifie la fréquence de résonance du système qui se trouve éloignée à 2500 Hz. Dans ce cas, les harmoniques de pression magnétique à considérer ne sont plus les mêmes, mais c'est essentiellement

celui à (2,26), auquel l'harmonique de courant de rang 25 contribue à 85%.

### 3. MODELE E.F. 2D ET METHODOLOGIE EMPLOYEE

#### 3.1. Modèle éléments finis 2D

Les simulations par éléments finis sont effectuées en 2D sous Ansys Maxwell, en considérant la non-linéarité des matériaux magnétiques.

Le maillage a été travaillé de manière à avoir un nombre d'éléments suffisamment important dans l'entrefer pour pouvoir effectuer une estimation correcte par FFT2D des harmoniques de pression considérées (Fig. 7). En particulier, la ligne au milieu de l'entrefer a été divisée en 828 segments pour que l'harmonique de pression d'ordre temporel 23 puisse contenir 18 points par période, ce qui donne un total de 17424 éléments. De plus, le pas de calcul est imposé de manière que les nœuds du maillage de chaque pas de temps coïncident, résultant en un pas de temps de 24,2 μs.

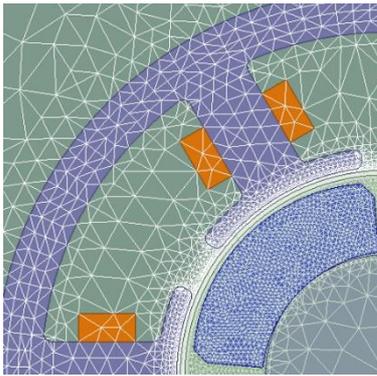


Fig. 7. Maillage du modèle par éléments finis 2D sous Ansys Maxwell.

Afin de tenir compte de l'influence des harmoniques de courant et du couplage triangle, un modèle du circuit de commande est couplé au modèle de la machine. Le circuit couplé est un onduleur triphasé avec les séquences de commutation des transistors, et le couplage en triangle des phases de la machine (Fig. 8). Cependant, la MLI n'est pas prise en compte, car il faudrait une discrétisation temporelle très fine, ce qui augmenterait considérablement les temps de calcul. Par conséquent, les transistors sont commandés en pleine onde, et le couple est réglé par la tension continue en entrée de l'onduleur.

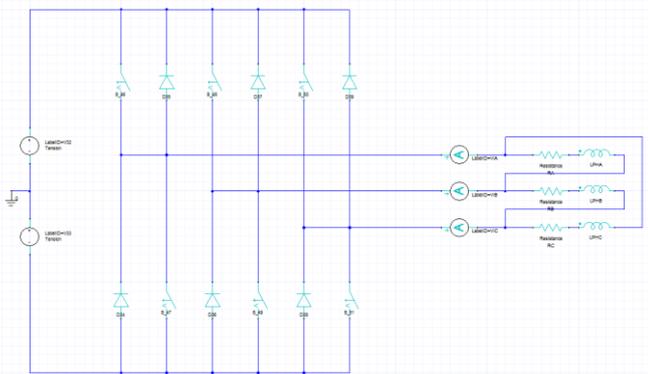


Fig. 8. Circuit de commande couplé au modèle de la machine.

#### 3.2. Procédure mise en œuvre

Une fois le modèle correctement paramétré, une série de simulations paramétriques a été effectuée en faisant varier l'angle de commutation par pas de 10° afin de modifier l'angle de charge. Pour chaque angle appliqué, la tension du bus

continue est adaptée de manière à obtenir le même couple électromagnétique moyen en sortie. Afin de limiter l'augmentation de la consommation en courant, la plage de variation de l'angle de commutation a été limitée à [-30°, 0°], ce qui amène à un fonctionnement essentiellement en défluxage. L'angle de charge est ensuite mesuré entre la FEM et le fondamental du courant de phase. Plusieurs valeurs du couple de charge ont été considérées : 10%, ce qui correspond au moteur sans charge, ainsi que 70% et 90% de la charge nominale  $C_{nom}$ .

Pour chaque simulation, l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer est relevée en fonction du temps et de la position angulaire. La pression magnétique radiale dans l'entrefer est calculée à l'aide de l'équation (3), issue du tenseur de contraintes de Maxwell.

$$\sigma_r(t, \theta) \approx \frac{B_r(t, \theta)^2}{2\mu_0} \quad (3)$$

où  $B_r$  est l'induction radiale dans l'entrefer et  $\mu_0$  la perméabilité du vide. L'influence de l'induction tangentielle peut être négligée devant celle de l'induction radiale, car l'aimantation des aimants permanents est quasi radiale.

A l'aide d'une FFT en 2D, la pression tangentielle est décomposée suivant les variables temporelle et spatiale (4) :

$$\sigma_r(t, \theta) = \sum_{n,m} P_{mn} e^{j(2\pi f_s t - m\theta + \phi_{mn})} \quad (4)$$

où  $m$  et  $n$  sont respectivement les ordres spatiaux et temporels,  $f_s$  la fréquence électrique,  $P_{mn}$  l'amplitude de l'harmonique et  $\phi_{mn}$  sa phase.

Suite à cette décomposition, seuls les harmoniques de pression  $P_{2,20}$ ,  $P_{2,22}$ , et  $P_{2,26}$  sont considérées, selon la configuration (moteur seul ou avec banc d'essai).

De même, les courants issus de la simulation sont récupérés et une FFT classique leur est appliquée. Afin de comparer les résultats de simulation aux résultats expérimentaux, seuls les courants de ligne sont analysés.

Les ondulations principales du couple sont calculées à partir de l'amplitude crête à crête du couple électromagnétique, divisée par sa valeur moyenne (5) :

$$C_{ond} = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{moy}} \quad (5)$$

Enfin, les pertes considérées sont uniquement les pertes par effet Joule au stator, et sont simplement calculées de la manière suivante (6) :

$$P_J = 3RJ^2 \quad (6)$$

où  $J$  est la valeur efficace du courant de phase, et  $R$  la résistance d'une phase.

## 4. RESULTATS DE SIMULATION

### 4.1. Couple et ondulations du couple

L'adaptation de la tension du bus continu pour chaque angle de charge a permis de limiter la variation du couple électromagnétique moyen à 9% pour la plus faible charge. La variation observée est moins importante pour les charges plus élevées.

L'évolution des ondulations du couple en fonction de l'angle de charge montre qu'elles augmentent en défluxant

pour les trois charge (Fig. 9). Cela limite alors l'intérêt de défluxer dans un cas où celles-ci seraient pénalisantes pour l'application considérée.

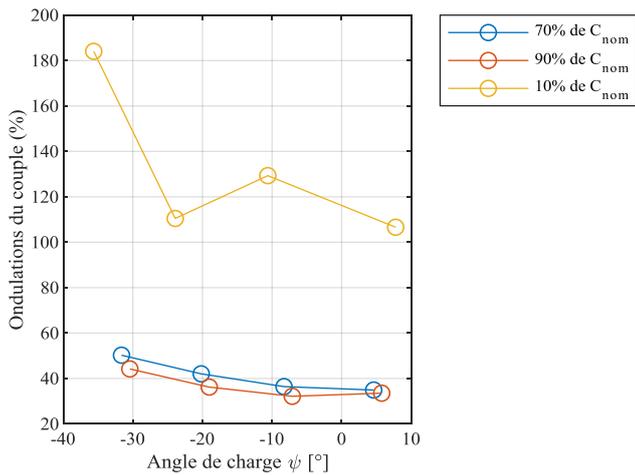


Fig. 9. Ondulations du couple en fonction de l'angle de charge pour différents couples.

#### 4.2. Harmoniques de courant et pertes

Les harmoniques du courant de ligne suivent une évolution différente en fonction du couple de charge appliqué (Fig. 10). En effet, pour un faible couple de charge, un fonctionnement en défluxant au-delà de  $-30^\circ$  permet de minimiser  $I_{19}$  et  $I_{23}$ , tandis que pour les charges à 70% et 90%,  $I_{25}$  présente un minimum local à  $-20^\circ$ . On peut aussi remarquer que pour un fonctionnement normal ( $\psi = 5^\circ$ ) sur le moteur seul (10%  $C_{nom}$ ), l'harmonique de rang 19 du courant est particulièrement élevé, bien plus que l'harmonique 25 lorsque le moteur est en charge.

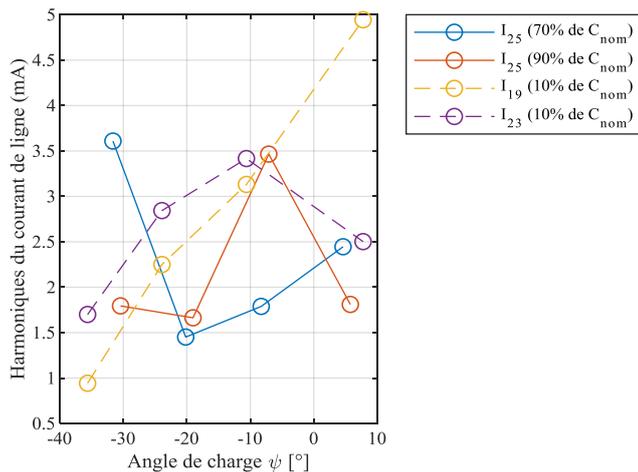


Fig. 10. Evolution des harmoniques du courant de ligne en fonction de l'angle de charge pour différents couples.

Quant aux pertes, les variations sont plutôt favorables à un fonctionnement en régime de défluxage pour les trois charges considérées (Fig. 11).

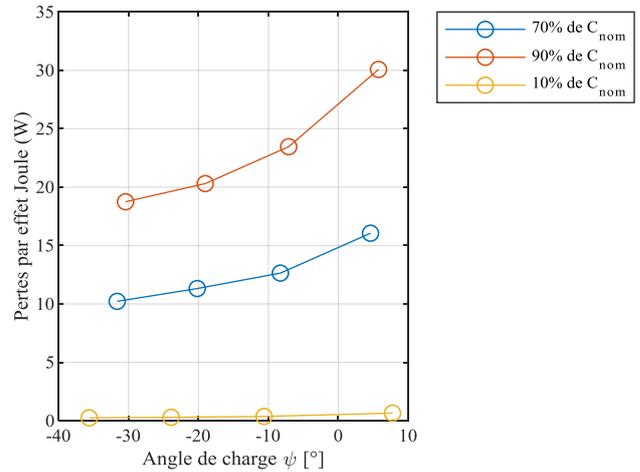


Fig. 11. Evolution des pertes par effet Joule au stator en fonction de l'angle de charge pour différents couples.

#### 4.3. Harmoniques de pression magnétique radiale

Les harmoniques de pression magnétique radiale présentent des variations très similaires à celles des harmoniques de courant auxquels ils sont liés (Fig. 12). Cela tend à confirmer l'influence de  $I_{19}$  sur  $P_{2,20}$ , de  $I_{23}$  sur  $P_{-2,22}$  et de  $I_{25}$  sur  $P_{2,26}$ .

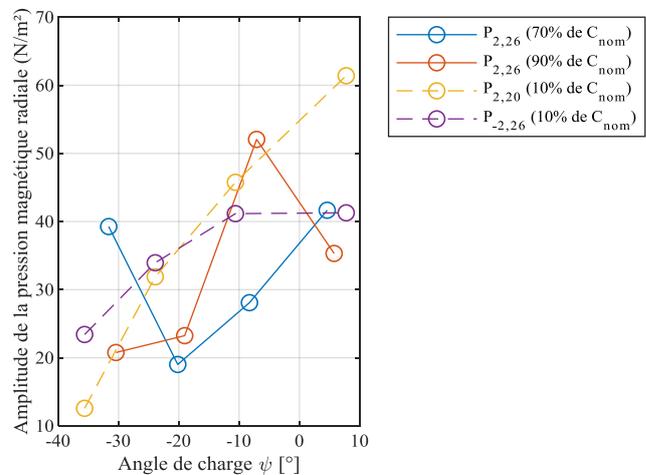


Fig. 12. Evolution des harmoniques de pression magnétique radiale en fonction de l'angle de charge pour différents couples.

#### 4.4. Choix de l'angle de charge à adopter

Ces résultats de simulation montrent que seules les ondulations du couple peuvent être un frein au choix de diminuer l'angle de charge pour réduire à la fois les harmoniques à l'origine du bruit et les pertes. Cependant, pour notre application considérée, les ondulations du couple ne sont pas un critère très important à prendre en compte lors de la conception de la machine, mais seuls le bruit et les pertes le sont. Le Tableau 3 donne l'angle de charge optimisant ces deux critères pour chaque couple de charge.

Tableau 3. Angle de charge optimal et performances obtenues pour chaque couple de charge (comparaison aux valeurs obtenues pour  $\psi = 5^\circ$ ).

Couple	$\psi$	Variation de $I_n$	Variation $P_{m,n}$	Variation de $P_j$
10%	$-35^\circ$	$I_{19}$ : -81%	$P_{2,20}$ : -80%	-62%
		$I_{23}$ : -32%	$P_{-2,22}$ : -43%	
70%	$-20^\circ$	$I_{25}$ : -41%	$P_{2,26}$ : -54%	-30%
90%	$-30^\circ$	$I_{25}$ : -1%	$P_{2,26}$ : -41%	-38%

## 5. MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE

### 5.1. Protocole expérimental

Le banc expérimental est constitué du prototype de la machine étudiée, maintenu serré à l'intérieur du tube dans lequel il sera intégré, et dont l'arbre est couplé à celui d'un moteur à courant continu par un accouplement rigide (Fig. 12). Un accéléromètre mono-axe est collé sur les lames du stator pour mesurer sa déformation radiale. Une charge électronique est connectée aux bornes de la machine à courant continu pour régler le couple de charge.

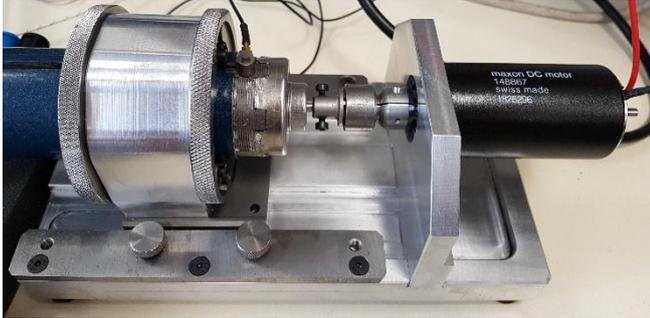


Fig. 12. Banc d'essai.

Pour la mesure du bruit, l'expérience a été menée en salle semi-anéchoïque et n'a été effectuée que sur le prototype seul, sans le banc de charge. Le niveau de pression acoustique est mesuré à l'aide d'un microphone à 50 cm du banc, et un filtre de pondération « A » est appliqué afin d'approcher la perception acoustique de l'oreille humaine, qui est plus sensible aux fréquences comprises entre 1 kHz et 5 kHz.

La machine est alimentée par un onduleur triphasé qui est alimenté par une tension continue de 300 V. La commande trapézoïdale est implémentée sur un DSP de la série TI-F280 avec une fréquence de découpage de la MLI à 16 kHz. La vitesse est réglée à 3000 tr/min, et les différents couples de charge sont appliqués à l'aide de la charge électronique et du moteur à courant continu.

### 5.2. Mesures électriques

A partir du courant de ligne mesuré sur une des sorties de l'onduleur et de sa FFT, on peut observer que les harmoniques de courant ont tendance à décroître en défluxant (Fig. 13 et Fig. 14), d'une manière presque similaire aux résultats de simulation. En particulier, pour le moteur seul (10%  $C_{nom}$ ) et pour une charge proche du nominal (90%  $C_{nom}$ ), on peut les minimiser en défluxant à  $-30^\circ$  et  $-20^\circ$  respectivement, tandis que pour la charge à 70% du nominal, un minimum local est atteint pour  $-10^\circ$ , légèrement décalé par rapport aux simulations. Ces petits écarts peuvent notamment être expliqués par la non-consideration de la MLI lors des simulations, alors que celle-ci a une influence sur chaque harmonique de courant.

Quant aux pertes par effet Joule, calculées à partir du courant efficace, elles atteignent un minimum local autour de  $-10^\circ$  pour chacune des charges considérées (Fig. 15), contrairement en simulation où elles étaient minimisées à  $-30^\circ$ . Cet écart s'explique par la légère diminution du couple moyen dans cette zone, en simulation, ce qui implique une diminution du courant consommé et des pertes par effet Joule.

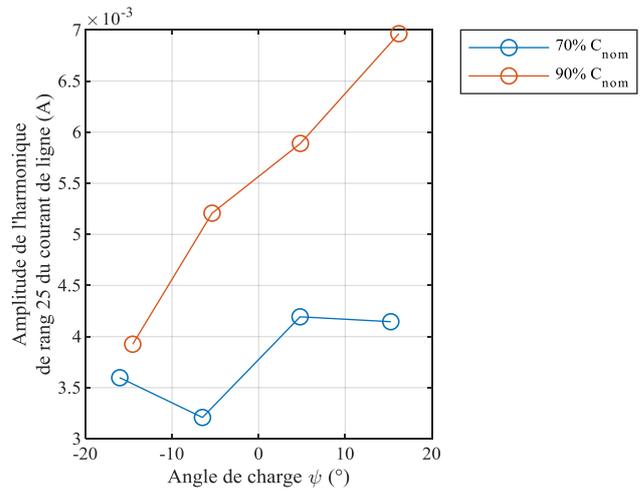


Fig. 13. Evolution de l'harmonique de courant d'ordre 25 en fonction de l'angle de charge pour le moteur chargé.

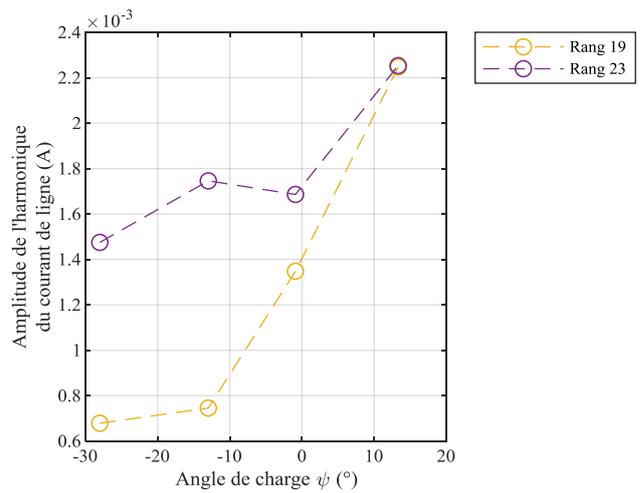


Fig. 14. Evolution des harmoniques de courant en fonction de l'angle de charge pour le moteur seul.

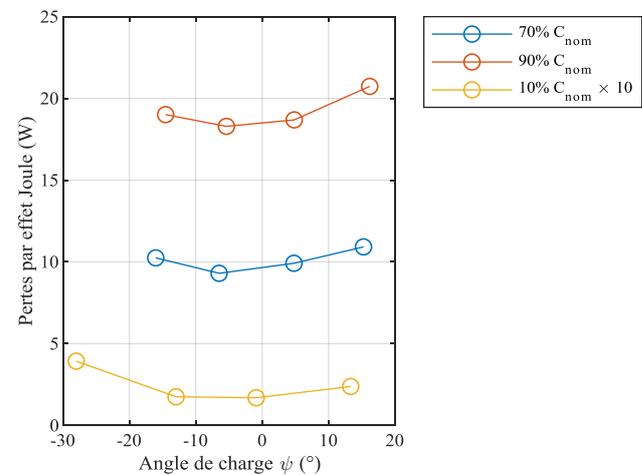


Fig. 15. Evolution des pertes par effet Joule en fonction de l'angle de charge pour différents couples.

### 5.3. Relevés vibratoires et acoustiques

Sur les harmoniques d'accélération pour le moteur seul (10%  $C_{nom}$ ), on retrouve une décroissance en défluxant (Fig. 16), avec une certaine similarité avec les variations des harmoniques de courant  $I_{19}$  et  $I_{23}$  relevés. Ceci permet de confirmer l'influence de ces harmoniques sur les pressions

magnétique  $P_{2,20}$  et  $P_{-2,22}$ , ainsi que sur les harmoniques d'accélération aux mêmes fréquences. Pour la charge à 70% du nominal, on retrouve également le minimum local observé sur  $I_{25}$  proche de  $-10^\circ$ , avec cependant une forte augmentation en diminuant encore l'angle de charge. Cependant, pour la charge proche du nominal, l'harmonique d'accélération a une tendance plutôt inversée par rapport à celle de  $I_{25}$ . Ces écarts peuvent être dus à des phénomènes particuliers non pris en compte, comme les excentricités, qui ont une influence non négligeable sur le contenu harmonique des pressions magnétiques. En effet, on peut relever des raies dans les spectrogrammes (Fig. 4) aux fréquences multiples de 50 Hz, caractéristiques d'une excentricité.

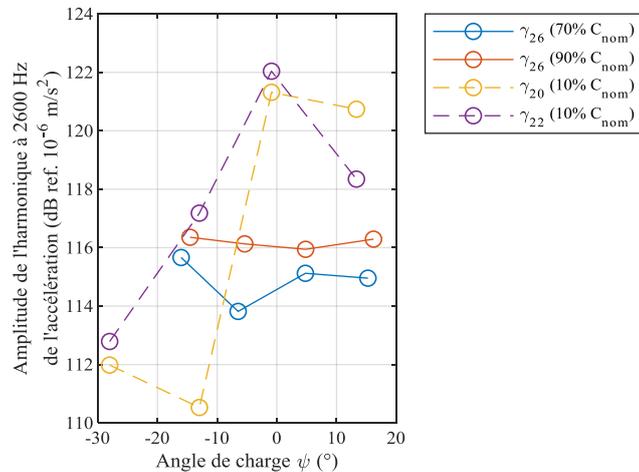


Fig. 16. Evolution des harmoniques d'accélération en fonction de l'angle de charge pour différents couples.

Concernant l'acoustique, la mesure n'a été effectuée que sur le moteur seul, sans couple de charge, ce qui la rend comparable à une faible charge (10%  $C_{nom}$ ), qui est due aux frottements internes de la machine. L'évolution des harmoniques de pression acoustique à 2000 Hz et 2200 Hz montre une décroissance lorsque l'on diminue l'angle de charge (Fig. 17), de manière assez similaire aux harmoniques d'accélération de même fréquence. Enfin, cette tendance se retrouve également sur le relevé du bruit global, et on relève une réduction de 2 dB en passant de  $10^\circ$  à  $-10^\circ$ .

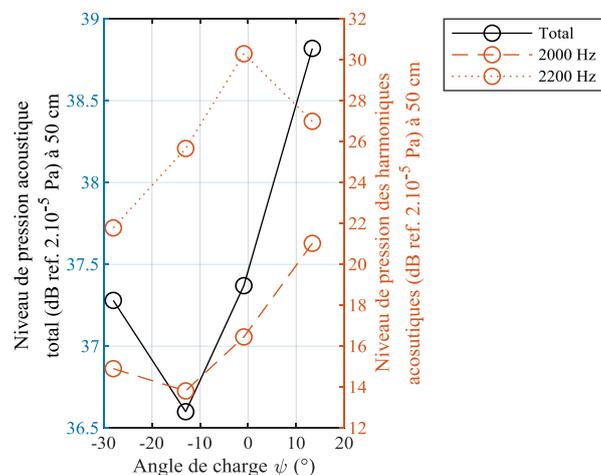


Fig. 17. Evolution des harmoniques de pression acoustique et du bruit global du moteur seul (10% de  $C_{nom}$ ) en fonction de l'angle de charge.

## 6. CONCLUSIONS

Cette étude a montré l'intérêt de modifier l'angle de charge dans le cas d'un moteur brushless de faible puissance afin de réduire le bruit. Une analyse préliminaire, basée sur des modèles analytiques et par éléments finis, ont permis d'identifier l'origine du bruit, qui est dû à l'excitation d'une résonance mécanique du stator par un harmonique particulier introduit par la commande. Une approche basée sur un modèle éléments finis 2D a permis de trouver, pour différents couples, l'angle de charge minimisant ces harmoniques à l'origine du bruit, qui s'opère essentiellement en défluxant. Des mesures vibratoires et acoustiques ont abouti à des résultats expérimentaux très proches au niveau des tendances pour le moteur seul.

Pour le moteur en charge, la validation expérimentale est plus difficile. Un modèle tenant compte des effets d'excentricité et de la MLI est notamment requis. En outre, d'autres moyens de réduire les harmoniques de courant à l'origine du bruit par la commande seront également envisagés et couplés à celle présentée dans ce papier.

## 7. REFERENCES

- [1] H. Jordan in Electric motor silencer - formation and elimination of the noises in the electric motors, W. Giradet-Essen editor, 1950.
- [2] P. Timar in Noise and vibration of electrical machines, Elsevier, 1989.
- [3] D. Torregrossa et al., « A new passive methodology for reducing the noise in electrical machines: impact of some parameters on the modal analysis », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, n° 5, p. 1899-1907, octobre 2010.
- [4] P. O. Rasmussen, J. H. Andreasen, et J. M. Pijanowski, « Structural stator spacers-a solution for noise reduction of switched reluctance motors », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, n° 2, p. 574-581, avril 2004.
- [5] F. Chauvicoeur et al., « Alternative lamination stacking technique of stator cores for improved structural damping of electric machines », in Proceedings of ISMA 2018 - International Conference on Noise and Vibration Engineering and USD 2018 - International Conference on Uncertainty in Structural Dynamics, 2018, p. 4443-4457.
- [6] J. F. Gieras, J. C. Lai, et C. Wang, in Noise of polyphase electric motors, Boca Raton, FL: CRC/Taylor & Francis, 2005.
- [7] S. J. Yang in Low-Noise Electrical Motors, Oxford, 1981.
- [8] Z. Shuguang et al., « Rotor shape optimization of claw-pole alternator to reduce acoustic noise caused by electromagnetic forces », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 34, n° 4, p. 2118-2125, septembre 2019.
- [9] W. Zhu, B. Fahimi, et S. Pekarek, « A field reconstruction method for optimal excitation of permanent magnet synchronous machines », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, n° 2, p. 305-313, mai 2005.
- [10] J.-P. Lecoine et al., « Analysis and active reduction vibration and acoustic noise in the switched reluctance motor », IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 151, n° 6, p. 725-733, décembre 2004.
- [11] P. Pellerey et al., « Active reduction of electrical machines magnetic noise by the control of low frequency current harmonics », in IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, Canada, 2012.
- [12] H. Wu, D. Depernet, et V. Lanfranchi, « Analysis and minimization of torque ripple in synchronous reluctance machine by supplying non-sinusoidal currents », Journal of mathematics and computers in simulation, Elsevier, juillet 2018.
- [13] P. Pellery, V. Lanfranchi, et G. Firedrich, « Influence of the load angle on the magnetic pressure harmonic content of a WRSM », in IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glandale, AZ, USA, 2010.
- [14] J. Le Besnerais et al., « Effet de l'angle de charge sur les harmoniques d'efforts magnétiques dans les machines synchrones à aimants permanents en surface », in Symposium de Genie Electrique, Grenoble, France, 2016.
- [15] M. Yoshida, Y. Murai, et M. Takada, « Noise reduction by torque ripple suppression in brushless DC motor », présenté à PESC 98 Record. 29th

Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196), Fukuoka, Japan, mai 1998.

- [16] A. Lelkes, J. Krotsch, et R. W. De Doncker, « Low-noise external rotor BLDC motor for fan applications », présenté à Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344), Pittsburgh, PA, USA, 2002.
- [17] E. Uygun et al., « Influence of the load angle on magnetic radial forces and torque ripple of a low power permanent magnet synchronous machine », Mathematics and Computers in Simulation, mai 2020.
- [18] T. Tollance et al., « Design of low power motors with a good compromise between ripple torque and radial forces », in 2018 XIII

International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli, Greece, 2018.

- [19] P. La Delfa et al., « Analysis of radial force harmonics in PMSM responsible for electromagnetic noise », in 2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, Monte Carlo, Monaco, 2015.
- [20] J. Le Besnerais, « Vibroacoustic analysis of radial and tangential air-gap magnetic forces in permanent magnet synchronous machines », IEEE Transactions on Magnetics, vol. 51, n° 6, p. 1-9, janvier 2015.