

Calcul des pertes par courants de Foucault dans les APs en utilisant les éléments/différences finis 3D : Application aux machines synchrones à flux-axial

R. BENLAMINE ^{a b *}, F. DUBAS ^b, S-A. RANDI ^a, D. LHOTELLIER ^a, C. ESPANET ^b

^a RENAULT SAS, Technocentre, 78288 Guyancourt, France

^b Institut FEMTO-ST, département ENERGIE, 90000 Belfort, France

ARTICLE INFO

Article history :

Received September 2014

Accepted January 2015

Keywords :

Comparaison SPM/IPM ;

Différences finies ;

Eléments finis 3D ;

Machine à flux-axial ;

Pertes par courants de Foucault.

ABSTRACT

Ce papier traite d'une méthode de calcul rapide des pertes par courants de Foucault (CF) dans les aimants permanents (APs). Cette méthode est basée sur la résolution des équations de Maxwell en magnétostatique (i.e. sans prise en compte de la conductivité électrique dans les APs) à partir des éléments finis 3D (EF-3D), puis sur le calcul des CF dans les APs à partir de l'équation de Maxwell-Faraday et en utilisant les différences finies (DF) avec un maillage grossier. Deux machines synchrones à APs à flux-axial (MSAPFA) sont étudiées : 24-encoches/16-pôles à APs montés en surface (SPM) et 24-encoches/16-pôles à APs enterrés (IPM). Finalement, les pertes par CF dans les APs, ainsi que le temps de calcul, seront comparés à un calcul complet EF-3D.

©2015 LESI. All right reserved.

1. Introduction

Les machines à aimants permanents (APs) sont devenues, ces dernières décennies, le choix le plus intéressant pour les applications de traction automobile. Ceci est dû aux bonnes performances en couple/puissance et densité de couple/puissance de ces machines [1]. Néanmoins, les APs, et surtout ceux en terres rares NdFeB ou SmCo sont sensibles à la température, ce qui peut causer leur désaimantation partielle ou totale. L'augmentation de la température des APs est due aux pertes locales par CF causées par les variations spatio-temporelles de l'induction magnétique au niveau des APs. Ainsi, l'estimation des pertes dans les APs constitue un important axe de recherche dans le domaine de la modélisation des machines électriques, et cela pour deux principales raisons : (i) maximiser les performances de la machine telles que le rendement et le couple/puissance, et (ii) prédire

*Email : raouf.benlamine@gmail.com

le comportement thermique des machines pour les points de fonctionnement critiques, en particulier l'échauffement des APs.

Différents modèles et méthodes de calcul des pertes par CF dans les APs sont présentés dans la littérature. Dans [2-7], les auteurs proposent un modèle analytique 2D basé sur la résolution analytique en considérant le champ magnétique de réaction d'induit sur les APs [2-4] (i.e. en résolvant l'équation de diffusion dans les APs) ou à résistance limitée [5-7]. Des machines synchrones à APsmontés en surface ont été considérées pour ces études. Dans [8], les auteurs proposent un modèle analytique en résolvant l'équation de diffusion, en utilisant la méthode des sous-domaines. La machine considérée est de type synchrone à APs insérés. D'autres modèles simplifiés ont été développés. Ils sont basés sur le calcul du flux créé par la variation de l'induction magnétique dans les APs, en supposant que les courants de Foucault circulent dans les APs en forme de boucles [9-12].

Par ailleurs, l'intérêt pour les machines à APs à flux-axial a considérablement augmenté durant cette dernière décennie, et cela pour les performances élevées de ces machines en termes de couple/puissance et densité de couple/puissance [13-14], requises pour les applications de traction automobile. C'est pour cette raison qu'elles sont étudiées dans ce papier.

Concernant le bobinage des machines électriques, le choix d'un bobinage concentrique à pas fractionnaire est justifié par les avantages qu'il présente par rapport à un bobinage distribué. En effet, les têtes des bobines sont réduites, ce qui réduit les pertes Joule et permet d'avoir un rendement élevé. L'amplitude du couple de denture et les ondulations du couple sont réduites également [1,15-16]. Aussi, il est plus facile à concevoir et à assembler. Toutefois, la force magnétomotrice (FMM) est riche en harmoniques d'espace, ce qui peut augmenter les pertes par CF dans les APs [17]. En enterrant les APs dans le fer rotorique (machines IPM), ces pertes peuvent être réduites [18]. Ceci sera analysé durant cette étude en comparant les pertes par CF dans les APs de deux MSAPFA avec des stators identiques mais des rotors différents (SPM et IPM).

Le papier comprend une première partie où les deux MSAPFA sont présentées. Ensuite, la méthode de calcul des pertes par CF dans les APs est décrite. Finalement, les résultats sont présentés et une comparaison avec les résultats d'un calcul complet EF-3D est effectuée afin de valider la fiabilité et la précision de la méthode. Les temps de calcul sont également comparés.

2. Description des machines étudiées

2.1. 24-encoches/16-pôles APs déposés en surface

La première MSAPFA étudiée est de type APsmontés en surface (SPM) ayant 24 encoches à chaque stator et 16 pôles au rotor (Fig. 1.a). Elle est composée d'un seul rotor placé entre deux stators. Le bobinage est de type double couche, concentrique sans recouvrement à pas fractionnaire, comme montré sur Fig. 2.a. Toutes les bobines sont connectées en parallèle, ainsi, la machine peut être étudiée sur seulement 3 encoches et 2 pôles. Pour des raisons de symétrie, un seul stator et la moitié d'un rotor sont représentés. Le stator est réalisé avec des tôles ferromagnétiques enroulées. Par contre, le rotor est réalisé avec un matériau amagnétique car le flux traverse axialement le rotor, via les APs, qui sont de type NdFeB.

2.2. 24-encoches/16-pôles APsenterrés

La seconde MSAPFA étudiée est de type APs enterrés (IPM) ayant 24 encoches à chaque stator et 16 pôles au rotor (Fig. 1.b). Le bobinage statorique est représenté à Fig. 2.b. Pour cette machine, le rotor est différent de celui de la SPM 24-encoches/16-pôles. En effet, les APs sont enterrés au rotor qui est réalisé avec des tôles ferromagnétiques enroulées.

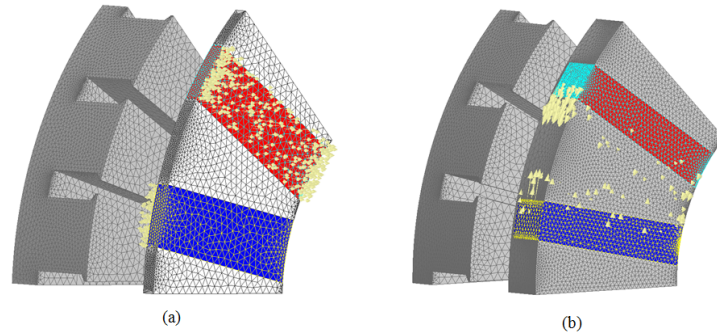


Fig. 1. MSAPFA 24-encoches/16-pôles étudiées : (a) SPM et (b) IPM.

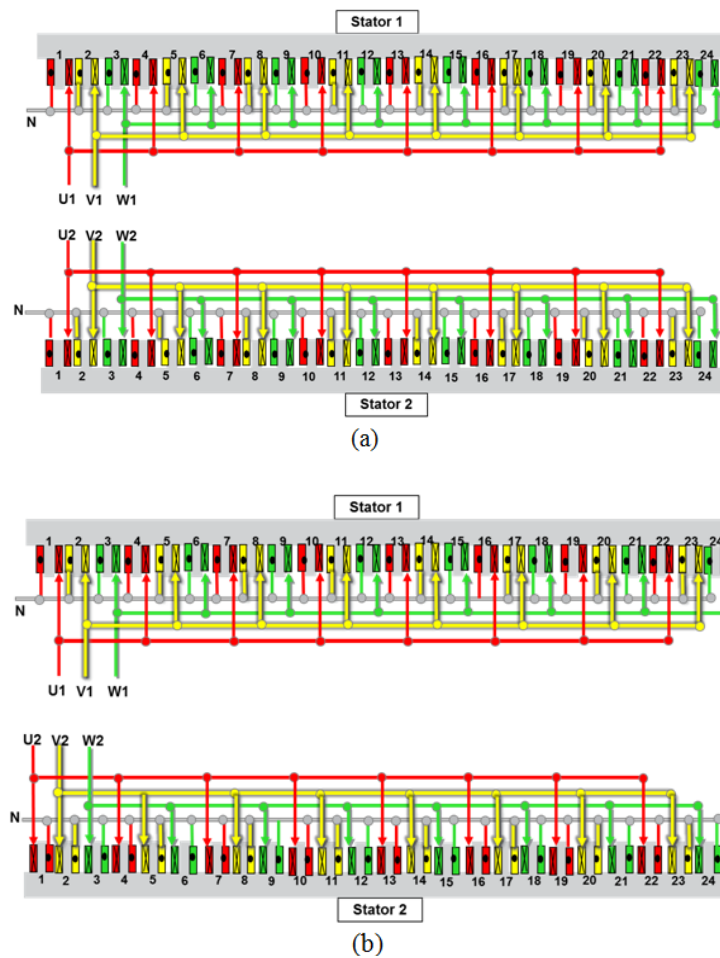


Fig. 2. Distribution du bobinage des MSAPFA 24-encoches/16-pôles étudiées : (a) SPM et (b) IPM.

3. Méthode de calcul des pertes par CF dans les APs

3.1. Hypothèses

La conductivité électrique dans les APs n'est pas prise en compte dans les calculs. Ainsi, le modèle est appelé à résistance limitée. La méthode considère seulement la composante de l'induction magnétique dans les APs selon la direction de l'aimantation (i.e. selon l'axe de rotation pour SPM, et la direction circonférentielle pour IPM). Les composantes B_x & B_y de l'induction magnétique dans les APs, exprimée dans le repère local relié à chaque AP sont négligées, comparativement à la composante B_z . Ainsi, le champ électrique possède seulement deux composantes E_x & E_y . Les valeurs de l'induction magnétique dans les APs sont obtenues avec EF-3D sans prise en compte de la conductivité électrique dans les APs.

3.2. Equations et method de calcul

Les pertes par CF dans les APs sont données par :

$$P_{ap} = \iiint \frac{J^2}{\sigma_{ap}} \cdot dV \quad (1)$$

$$\vec{J} = \sigma_{ap} \vec{E} \quad (2)$$

En utilisant les deux équations suivantes :

$$\text{div}(\vec{E}) = 0 \quad (3)$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4)$$

et en négligeant les composantes B_x & B_y de l'induction magnétique dans les APs, exprimée dans le repère local lié à chaque aimant, comme présenté à Fig. 3, les composantes E_x & E_y du champ électrique dans les APs peuvent être exprimées comme suit :

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} = -\frac{\partial^2 E_y}{\partial y^2} \quad (5)$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial y^2} = -\frac{\partial^2 B_z(x, y, t)}{\partial x \partial t} \quad (6)$$

L'Equation aux dérivées partielles (6) est résolue avec les DFs. Pour cela, une grille 3D dans l'aimant est utilisée, présentée à Fig. 3. Pour chaque point de la grille, les termes de (6) sont exprimés comme suit :

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} = \frac{E_{y_{i+1,j,k}}^t - 2E_{y_{i,j,k}}^t + E_{y_{i-1,j,k}}^t}{h_x^2} \quad (7)$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial y^2} = \frac{E_{y_{i,j+1,k}}^t - 2E_{y_{i,j,k}}^t + E_{y_{i,j-1,k}}^t}{h_y^2} \quad (8)$$

$$\frac{\partial^2 B_z}{\partial x \partial t} = \frac{(B_{z_{i+1,j,k}}^{t+\Delta t} - B_{z_{i,j,k}}^{t+\Delta t}) - (B_{z_{i+1,j,k}}^t - B_{z_{i,j,k}}^t)}{h_x \Delta t} \quad (9)$$

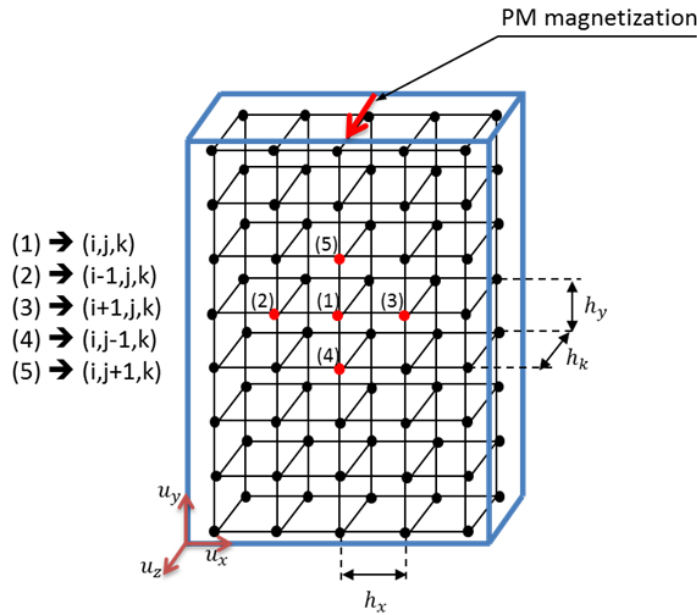


Fig. 3. Grille 3D dans les APs utilisée pour le calcul DF.

Finalement, (6) peut s'écrire comme suit :

$$\begin{aligned} & a \cdot E_{y_{i,j,k}}^t + b \cdot (E_{y_{i,j+1,k}}^t + E_{y_{i,j-1,k}}^t) + c \cdot (E_{y_{i+1,j,k}}^t + E_{y_{i-1,j,k}}^t) \\ & = d \cdot (B_{z_{i,j,k}}^{t+\Delta t} - B_{z_{i,j,k}}^t) + e \cdot (B_{z_{i+1,j,k}}^{t+\Delta t} - B_{z_{i+1,j,k}}^t) \end{aligned} \quad (10)$$

avec : $a = -2 \left(\frac{1}{h_x^2} + \frac{1}{h_y^2} \right)$, $b = \frac{1}{h_x^2}$, $c = \frac{1}{h_y^2}$, $d = \frac{1}{h_x \Delta t}$ et $e = \frac{-1}{h_x \Delta t}$.

La résolution de (10) est expliquée en Annexe.

4. Comparaison des résultats du modèle avec EF-3D

Dans le calcul complet par EF-3D, la conductivité électrique des APs est considérée, ce qui sera notre calcul de référence. Les densités des courants de Foucault dans les APs pour les machines SPM et IPM sont représentées à Fig. 4. Il peut être remarqué (visuellement

et par valeurs) que les CF circulent en forme de boucles appartenant à des plans ayant pour normale la direction de la magnétisation des PM. Ainsi, les CF ne possèdent que deux composantes suivant \vec{u}_x and \vec{u}_y dans le repère local. La principale hypothèse de la méthode de calcul se trouve alors confirmée. Seulement la moitié d'un AP est représentée à Fig. 4.b, ce qui explique la forme en demi-boucles des CFs dans les APs. L'autre moitié peut être déduite par symétrie.

Les pertes par CF dans les APs sont calculées pour deux points de fonctionnement :

- (a) : C_{max} @ Ω_b
- (b) : P_{max} @ Ω_{max}

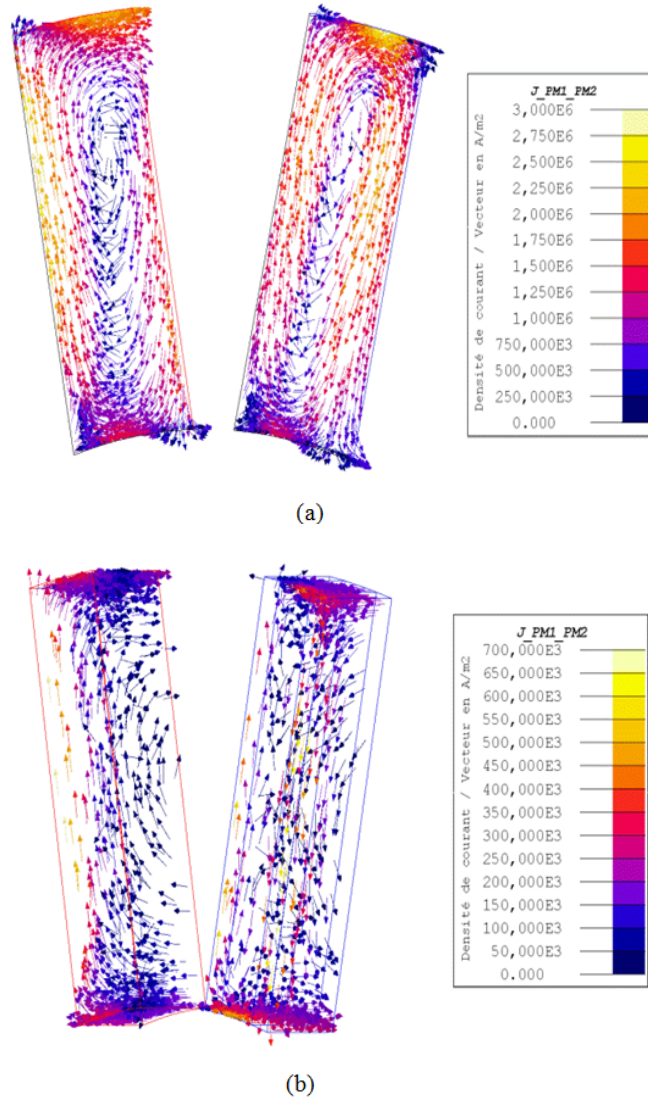


Fig. 4. Densités des courants de Foucault dans les APs pour le point de fonctionnement C_{max} @ Ω_b : (a) SPM and (b) IPM

La comparaison entre les résultats DF-3D et un calcul complet EF-3D (référence) pour ces deux points de fonctionnement est représentée à Fig. 5. Les différents résultats sont reportés sur Tableau 1. Il peut être remarqué que la méthode de calcul des pertes dans les APs est très efficace en termes de temps de calcul et de précision, comparativement au

calcul complet EF-3D. Le temps de calcul est divisé par 11 pour la machine SPM et de 25 pour la machine IPM. Ceci peut être expliqué par l'augmentation du temps de convergence du système non-linéaire (méthode de Newton-Raphson) lorsque la conductivité électrique des APs est prise en compte. Le temps de convergence augmente encore plus en présence d'un système fortement non-linéaire, ce qui est le cas pour la machine IPM.

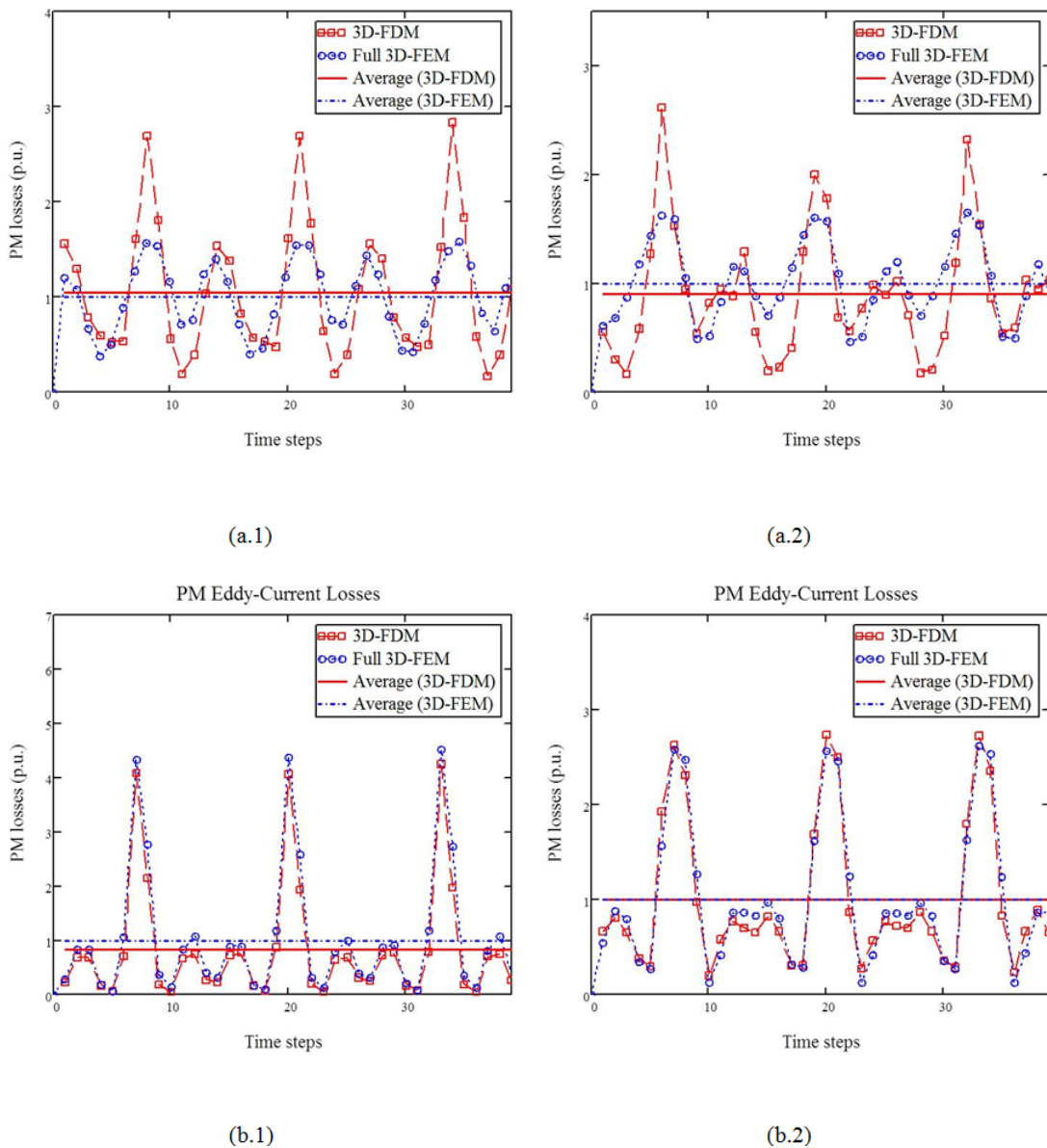


Fig. 5. Pertes par CF dans les APs pour les machines étudiées : (a) SPM et (b) IPM, aux points de fonctionnement : (1) $C_{max} @ \Omega_b$, et (2) $P_{max} @ \Omega_{max}$.

Tableau 1. Comparaison entre DF-3D et un calcul complet EF-3D.

Machines	Points de fonctionnement	Pertes dans les APs [p.u.]		Temps de calcul	
		DF-3D	EF-3D	DF-3D	EF-3D
SPM	$C_{\max}@Ω_b$	1.05	1	1h	11h
	$P_{\max}@Ω_{\max}$	0.91	1		
IPM	$C_{\max}@Ω_b$	0.83	1	2h20mn	58 h
	$P_{\max}@Ω_{\max}$	0.99	1		

Tableau 2. Comparaison des pertes spécifiques dans les APs.

Points de fonctionnement	Machines	Pertes spécifiques dans les APs [W/cm^3]
$C_{\max}@Ω_b$	SPM	1.5
	IPM	0.054
$P_{\max}@Ω_{\max}$	SPM	7.5
	IPM	0.72

Les pertes spécifiques dans les APs sont définies comme étant le rapport entre les pertes dans les APs et le volume des APs. Les résultats comparatifs entre les machines SPM et IPM sont reportés dans Tableau 2. Il est montré que pour un même volume d'AP, les pertes par courant de Foucault dans les APs de la machine SPM sont 27 fois supérieures à celles de la machine IPM, pour le point de fonctionnement (a) et 10 fois supérieures pour le point de fonctionnement (b). Ces résultats confirment que l'enterrement des APs dans le fer rotorique réduit les pertes par CF dans les APs. Comme suite de ce travail, l'influence de la segmentation des APs sur les pertes par CF sera étudiée, ainsi que l'évaluation de la précision du modèle DF-3D dans le cas des APs segmentés.

5. Conclusion

Une méthode de calcul rapide des pertes par CF dans les APs a été développée. Elle a été validée pour des MSAPFA de type SPM et IPM. Les résultats obtenus avec la méthode de calcul proposée sont similaires à ceux obtenus par EF-3D, ce qui confirme la fiabilité de la méthode. Comparativement à un calcul complet EF-3D, le temps de calcul a été divisé par 11 dans le cas de la machine SPM et de 25 dans le cas de la machine IPM. Il peut être amélioré davantage en utilisant un modèle analytique ou semi-analytique pour l'obtention de l'induction magnétique dans les APs. Dans cette optique, un circuit magnétique équivalent 3D (réseau de réductances 3D) est en cours de développement.

A travers cette étude, il a été confirmé que les pertes dans les APs sont moins importantes dans les cas des machines IPM. Une des perspectives de ce travail serait d'étudier l'impact de la segmentation sur les pertes par CF dans les APs.

REFERENCES

- [1] Z. Q. Zhu, *Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid electric vehicles*, IEEE Trans. and Math. In Elec. and Elec. Eng., vol. 30, iss.1, pp. 9-31, 2011.

- [2] F. Deng, *Commutation-Caused Eddy-Current Losses in Permanent-Magnet Brushless DC Motors*, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33, no. 5, Sept. 1997.
- [3] Z. Q. Zhu, K. N. Schofield, D. Howe, *Improved Analytical Modeling of Rotor Eddy-Current Loss in Brushless Machines Equipped with Surface-Mounted Permanent Magnets*, in Proc. Instr. Elect. Eng. Elect. Power Appi., vol. 151, no. 6, pp. 641-650, 2004.
- [4] F. Dubas, C. Espanet, A. Miraoui, *Field Diffusion Equation in High-Speed Surface Mounted Permanent Magnet Motors, Parasitic Eddy-Current Losses*, in Proc. ELEC-TROMOTION, Sep. 2005.
- [5] D. Ishak, Z. Q. Zhu, D. Howe, *Eddy-Current Loss in the Rotor Magnets of Permanent-Magnet Brushless Machines Havin a Fractional Number of Slots Per Pole*, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 41, no. 9, Sept. 2005.
- [6] J. Wang, K. Atallah, R. Chin, W. M. Arshad, H. Lendenmann, *Rotor Eddy-Current Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines*, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 46, no. 7, Jul. 2010.
- [7] F. Dubas, C. Espanet, *Semi-analytical Solution of 2-D rotor Eddy-Current Losses due to the Slotting Effect in SMPMM*, in Proc.COMPUMAG, Nov. 2009.
- [8] F.Dubas, A. Rahideh, *2-D Analytical PM Eddy-Current Loss Calculations in Slotless PMSM Equipped with Surface-Inset Magnets*, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 50, no. 3, 6300320, Mar. 2014.
- [9] W-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, J-C.Vannier, *Optimization of Magnet Segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine*, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 25, no. 2, Jun. 2010.
- [10] P. Zhang, G. Y. Sizov, Jiangbiao He, D. M. Ionel, N. Dernerdash, *Calculation of Magnet Losses In Concentrated-Winding Permanent Magnet Synchronous Machines Using a Computationally Efficient - Finite Element Method*, IEEE, in Proc. Energ. Conv. Cong. Expos. ECCE, Sept. 2012.
- [11] A. Tariq, C. E. Nino-Baron, E. G. Strangas, *Iron and Magnet Losses and Torque Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Magnetic Equivalent Circuit*, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 46, no. 12, Dec. 2010.
- [12] B. Aslan, E. Semail, J. Legranger, *Analytical Model of Magnet Eddy-Current Volume Losses in Multi-phase PM Machines with Concentrated Winding*, IEEE, inProc. Energ. Conv. Cong. Expos. ECCE, Sept. 2012.
- [13] K. Sitapati, R. Khishnan, *Performance comparisons of radial and axial field, permanent-magnet, brushless machines*, IEEE Tran.on Ind. App., vol. 37, iss. 5, Sep. /Oct. 2001.
- [14] R. Qu, M. Aydin, T. A. Lipo, *Performance Comparison of Dual-Rotor Radial-Flux and Axial-Flux Permanent Magnet BLDC Machines*, IEEEInt. Elec. Mach. and Driv.Conf. (IEMDC), 2003.
- [15] J. Cros, P. Viarouge, *Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings*, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 17, no. 2, pp. 248–253, Jun. 2002.
- [16] N. Bianchi, S. Bolognani, *Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors*, IEEE Trans. Ind. App., vol. 38, no. 2, pp. 1259-1265, 2002.
- [17] N. Bianchi, E. Fornasiero, *Impact of MMF Space Harmonic on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines*, IEEE Trans. on Energy Conversion,

vol.24, no. 2, Jun. 2009.

- [18] P. M. Lindh, H. K. Jussila, M. Niemela, A. Parviainen, J. Pyrhonen, *Comparison of Concentrated Winding Permanent Magnet Motors With Embedded and Surface-Mounted Rotor Magnets*, IEEE Trans. on Magn., vol.45, no5, May 2009.