

Comparaison Électromagnétique de Deux Machines Polyphasées à Aimants : Application à la Chaîne de Traction de Type *Mild Hybrid*

D. Ouamara^(1, 2), F. Dubas⁽¹⁾, S.A. Randi⁽³⁾, M.N. Benallal⁽²⁾ et C. Espanet⁽⁴⁾

(1) Département ÉNERGIE, Institut FEMTO-ST, UMR CNRS 6174, UBFC, Belfort, France

(2) Laboratoire LESI, Université Djilali Bounaama de Khemis Miliana, Algérie

(3) Renault S.A., Guyancourt, France

(4) UBFC, Belfort, France

RESUME—Les auteurs comparent les performances électromagnétiques de deux machines polyphasées à aimants pour l'application *Mild Hybrid*. Cette comparaison a été effectuée à l'aide de simulations numériques en deux dimensions (2D). La meilleure machine a été déterminée à l'aide d'une étude énergétique (i.e., pertes, couples, rendement) selon un cahier des charges. Dans cette étude, le bobinage concentrique à double couches a été utilisé et la synthèse du bobinage est basée sur la méthode "des étoiles des encoches" et sur la décomposition en série de Fourier de la force magnétomotrice (FMM).

Mots-clés—Analyse harmonique; Bilan énergétique; Étoile des encoches; Machines polyphasées; Numérique.

1. INTRODUCTION

La consommation énergétique de l'humanité a globalement toujours été en croissance. Cette dernière s'accompagne actuellement d'importants rejets de gaz à effet de serre. Dans ce contexte, le secteur automobile qui représente environ un tiers de la consommation énergétique mondiale peut évoluer et devenir un contributeur de la réduction des émissions en développant et en vendant des véhicules hybrides électriques ou tout électriques. Selon le taux d'hybridation, qui correspond à la quantité de puissance que peut fournir la source d'énergie électrique par rapport à la source d'énergie fossile, différents types de motorisations ont été développés [1] :

- *Full Hybrid* : association de deux moteurs, thermique et électrique, ce dernier fournit une puissance supérieure à 30% de la puissance totale. Le moteur électrique est plutôt utilisé en basse vitesse, tandis que le moteur thermique est plutôt utilisé en haute vitesse.
- *Mild Hybrid* : la part du moteur électrique est entre 10% et 30% de la puissance totale. Cette variante est équipée d'un système de récupération de l'énergie cinétique, qui consiste en une machine électrique en mode générateur ; contrairement au *Full Hybrid*, le moteur électrique est seulement utilisé, pour assister le véhicule lors de la phase d'accélération.
- *Micro Hybrid* : ce n'est pas strictement de l'hybride ; connu sous la nomination "Stop & Start", il permet une consommation modeste de l'énergie électrique et

réduction des émissions de CO₂. À l'arrêt, le moteur thermique s'arrête et redémarre lorsque l'accélérateur est poussé. La part électrique est inférieure à 10% de la puissance totale.

Dans cet article, nous nous intéressons uniquement à la motorisation électrique d'une chaîne de traction de type *Mild Hybrid*.

La machine électrique considérée pour cette étude est polyphasée à aimants montés en surface avec un bobinage concentrique à double couches. Cette topologie de machines est supposée être une bonne candidate pour ce type d'application : bonne densité de couple, réalisation aisée, coût de maintenance réduit, simplicité de construction ... [2-3]. En plus des avantages liés à cette structure, le système polyphasé assure la marche en mode dégradé, qui est un atout important dans la traction automobile [4-7]. La comparaison électromagnétique via un bilan énergétique s'effectuera sur deux machines polyphasées choisies arbitrairement :

- **Machine A** : 20-encoches/18-pôles/5-phases ;
- **Machine B** : 28-encoches/26-pôles/7-phases.

On notera que la **Machine A** a été étudiée dans [8].

L'étude comparative de ces deux machines sera subdivisée en deux parties, à savoir :

- l'analyse du bobinage polyphasé basée sur la méthode "des étoiles des encoches" et sur la décomposition en série de Fourier : distribution du bobinage, allure de la FMM et facteur de bobinage ;
- et la modélisation électromagnétique numérique (e.g. couple électromagnétique, ondulation du couple, force électromotrice,...) permettant de comparer les deux machines via un bilan énergétique (i.e., les pertes fer/cuivre/aimants et le rendement).

Le cahier des charges pour cette étude comparative est :

- Masse identique;
- Encombrement : $D_{ex} = 138,4 \text{ mm}$ et $L_z = 136 \text{ mm}$;
- Vitesse de rotation : 3000 *tr/min*;
- Puissance/couple utile : 22,8 *kW*/72,7 *Nm*.

2. SYNTHÈSE DU BOBINAGE

La **Figure 1** représente la topologie pour les deux machines ainsi que la distribution spatiale du bobinage des différentes phases. Les aimants sont montés en surface et possèdent une aimantation purement radiale. Les machines sont alimentées avec un onduleur de tension régulé en courant de forme d'onde sinusoïdale.

Le choix du nombre de dents est lié à l'encombrement. Les machines ayant $2p = N_d \pm 2$ (où p et N_d sont respectivement le nombre de paires de pôles et le nombre de dents statoriques) se caractérisent généralement par un faible couple de détente [9]. Par conséquent, le nombre de pôles choisi est : 18 pôles pour la **Machine A** (avec 20 dents) et 26 pôles pour la **Machine B** (avec 28 dents).

Afin de synthétiser un bobinage avec des performances élevées, la méthode dite "étoile des encoches" est utilisée [10-11]. La distribution des phases des deux machines via cette méthode est définie sur la **Figure 2**.

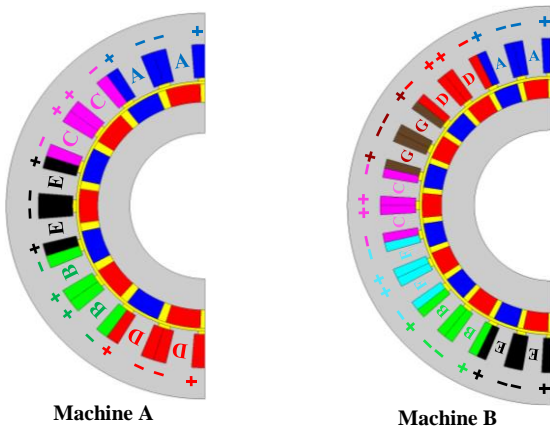


Figure 1. Description des machines : topologie & distribution du bobinage.

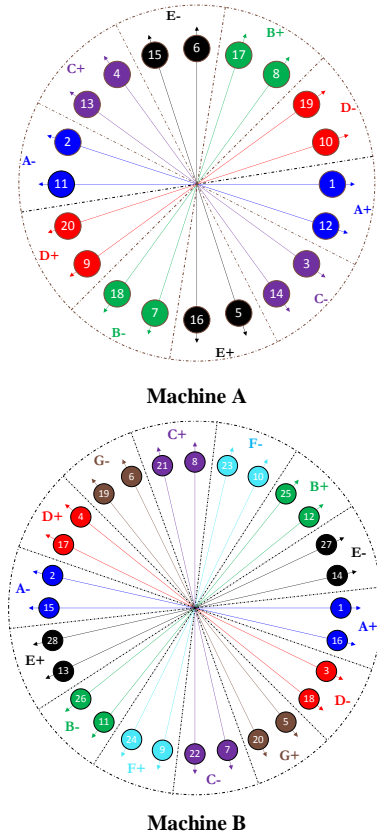


Figure 2. Distribution des phases via l'étoile des encoches.

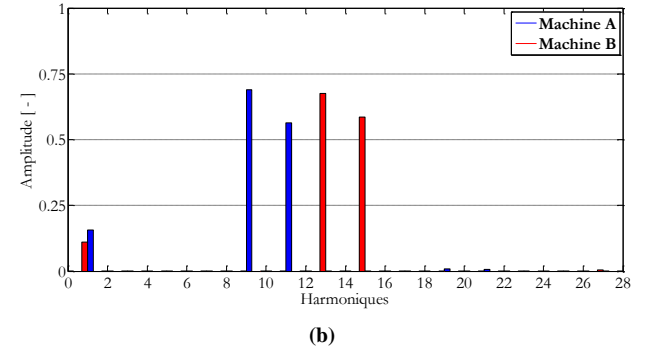
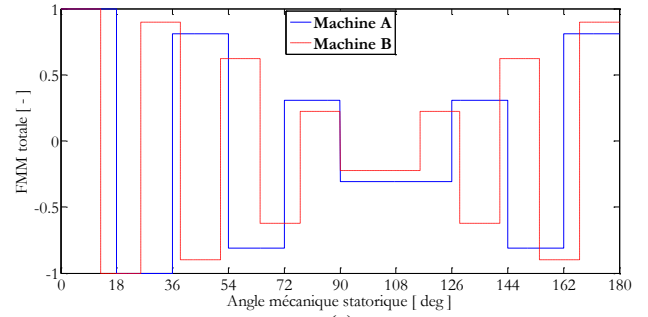


Figure 3. FMM totale : (a) Forme d'onde et (b) Spectre harmonique.

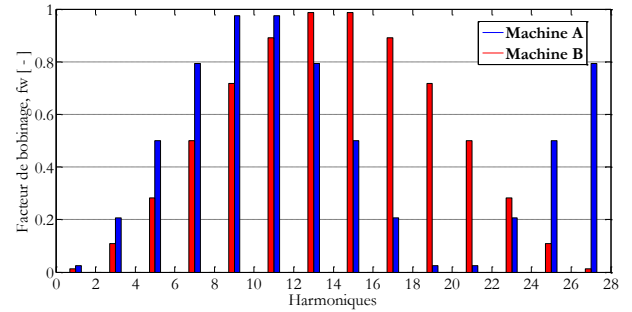


Figure 4. Facteur de bobinage.

La **Figure 3** montre l'allure de la FMM totale [cf. **Figure 3(a)**] et le spectre harmonique [cf. **Figure 3(b)**] du bobinage concentrique à double couches des deux machines. Le spectre des harmoniques d'espace montre que la 9^{ème} harmonique est plus élevée que le fondamental pour la **Machine A**, et la 13^{ème} pour la **Machine B** ce qui consolide notre choix sur le nombre de pôles.

Un autre élément d'une importance non négligeable, qui est le facteur de bobinage, sera calculé. Le calcul de ce dernier se fera par comparaison des harmoniques de la FMM d'une seule phase du bobinage étudié [cf. **Figure 1**], par décomposition en séries de Fourier, avec les harmoniques du bobinage diamétral associé. La décomposition en séries de Fourier du bobinage étudié et du bobinage diamétral est donnée respectivement par :

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{NI}{k\pi} \cdot A_k^* \cdot \cos(k \cdot \theta)$$

avec N le nombre de spires, I la valeur efficace du courant, et

$$A_k^e = \sin\left(\beta^+ \cdot \frac{k\pi}{2}\right) + \sin\left(\beta^- \cdot \frac{k\pi}{2}\right) - 2\sin\left(\frac{k\pi}{2}\right)$$

pour le bobinage étudié avec $\beta^{\pm} = (m \pm 1)/m$ où m représente le nombre de phases, et

$$A_k^d = 2 \cdot \left\{ 1 - \sin\left[(1 - 2k) \cdot \frac{\pi}{2}\right] \right\}$$

pour le bobinage diamétral.

Le facteur de bobinage est calculé par $f_w = |A_k^e|/|A_k^d|$ (compris entre 0 et 1) et les résultats du calcul sont donnés sur la Figure 4, qui montre que le facteur de bobinage de la **Machine B** est égal à 0,9875 légèrement supérieur à celui de la **Machine A** qui est égal à 0,9755. Les harmoniques paires ont un facteur de bobinage nul et la périodicité du facteur de bobinage est égal à N_d pour les deux machines [cf. Figure 4].

Au terme de cette partie, nous concluons que le choix du nombre de pôles des deux machines concorde avec les résultats trouvés. Les harmoniques 9 et 13 pour les **Machines A** et **B** respectivement, se caractérisent par des amplitudes élevées dans la décomposition en séries de Fourier des FMM et dans le facteur de bobinage. Notons, que nous aurions pu aussi choisir 11 paires de pôles pour la **Machine A** et 15 paires de pôles pour la **Machine B**. Afin d'avoir une fréquence moins élevée le premier choix a été pris pour l'étude comparative.

3. SIMULATION NUMERIQUE EN 2D

La comparaison électromagnétique via un bilan énergétique est effectuée à l'aide de simulations numériques en 2D et en magnétique transitoire [12]. La tôle statorique et rotorique est de type M270-35A et les aimants de type N37H dont l'induction rémanente est de 1,1 T à 100°C. Les simulations à vide et en charge permettront de déterminer la force électromotrice, le couple électromagnétique ainsi que ces ondulations, les pertes fer/cuivre/aimants et le rendement.

La Figure 5 représente le dégradé des inductions magnétiques dans les deux machines. On notera que la valeur de l'induction au niveau des dents atteint 1,4 T pour la **Machine A** et 1,2 T pour la **Machine B**, tandis qu'au niveau des becs d'encoches, elle est saturée. Cela s'explique par le fait, que la surface des becs d'encoches est faible.

La Figure 6 illustre le couple électromagnétique et ses ondulations pour les deux machines. Étant donné la faiblesse des ondulations du couple, on déduit que le couple réactif est négligeable. Le couple électromagnétique moyen est égal à 72,7 Nm, ce qui satisfait le cahier des charges. Le taux d'ondulation du couple est défini par :

$$\Delta T_{em} = (T_{em,max} - T_{em,min}) / T_{em,moy}$$

On notera que la valeur des ondulations est inférieure à 1 % pour les deux machines.

La Figure 7 montre la forme d'onde de la force électromotrice à vide de la phase A [cf. Figure 7(a)] à 3000 tr/mn et fréquences différentes, ainsi que son spectre harmonique [cf. Figure 7(b)]. La FEM de la **Machine A** présente une amplitude plus élevée par rapport à la **Machine B**.

Pour estimer les pertes par courant de Foucault dans les aimants, le circuit électrique est modifié [cf. Figure 8]; basé sur la loi de Kirchhoff de forme $\sum I = 0$, aucun courant ne doit s'écouler en dehors de l'aimant. Dans le but de prendre le champ de réaction par courant de Foucault, chaque $k^{ème}$ aimant a été modélisé comme un conducteur solide (i.e., SC1-SC2) avec une résistance de grande valeur ($\approx 10^9 \Omega$) à l'extrémité du $k^{ème}$ aimant (i.e., R6-R7) dans le circuit électrique [13]. L'allure des pertes totales dans les aimants pour les deux machines est illustrée par la Figure 9, la **Machine B** est meilleure que son homologue au niveau des pertes dans les aimants.

Les pertes Joule au niveau du cuivre est de 180 W pour la **Machine A** et de 252 W pour la **Machine B** et ce pour un courant efficace de 30 A. La deuxième machine développe plus de pertes, vu son nombre de phases (bobines) élevés par rapport à la première.

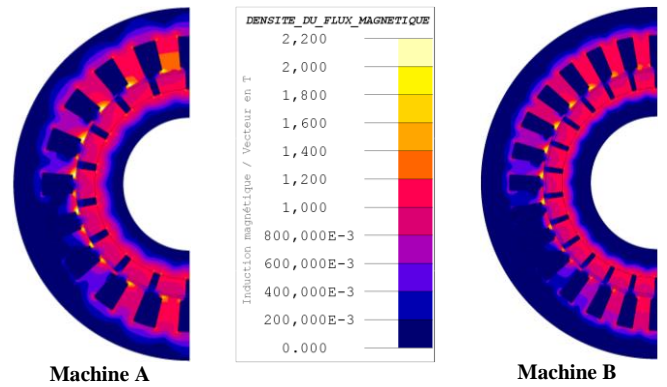


Figure 5. Cartographie de l'induction magnétique.

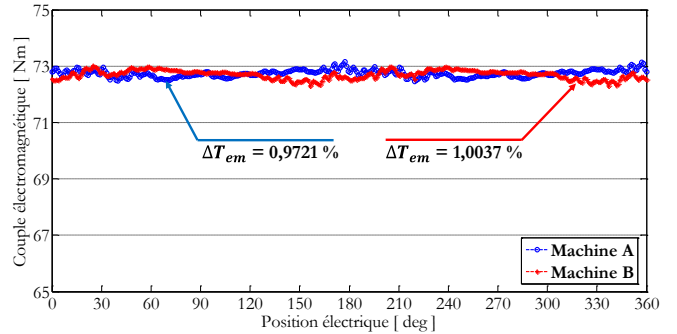


Figure 6. Couple électromagnétique

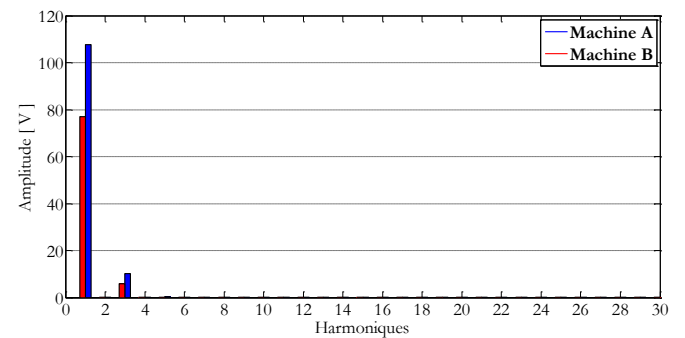
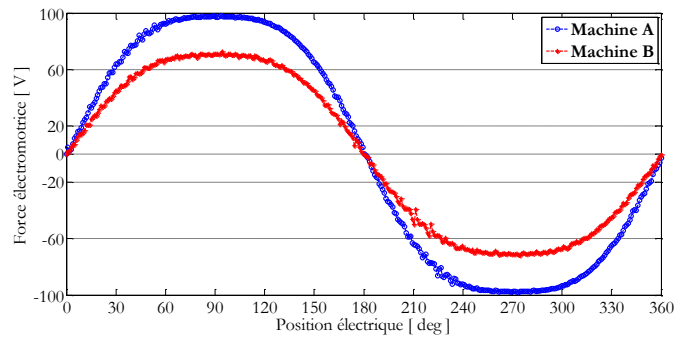


Figure 7. Force électromotrice: (a) Forme d'onde et (b) Spectre harmonique.

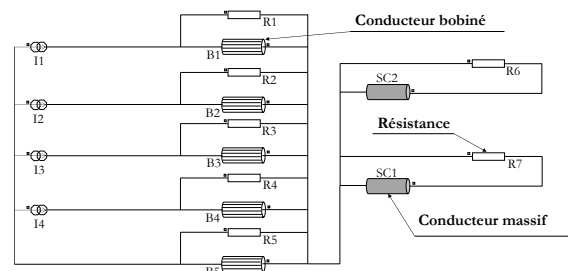


Figure 8. Circuit électrique associé à la **Machine A**.

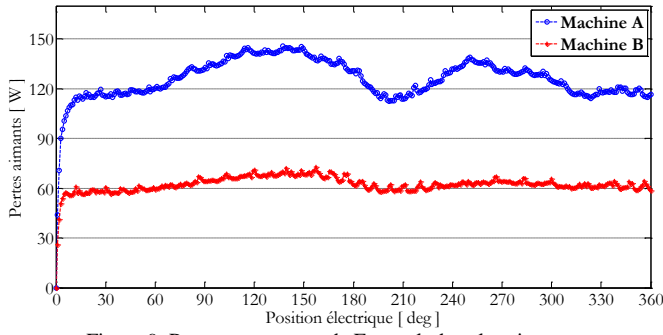
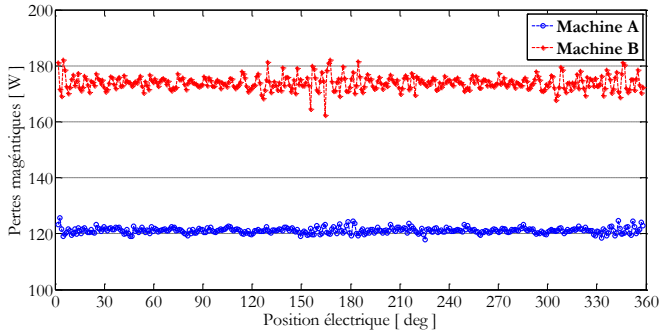
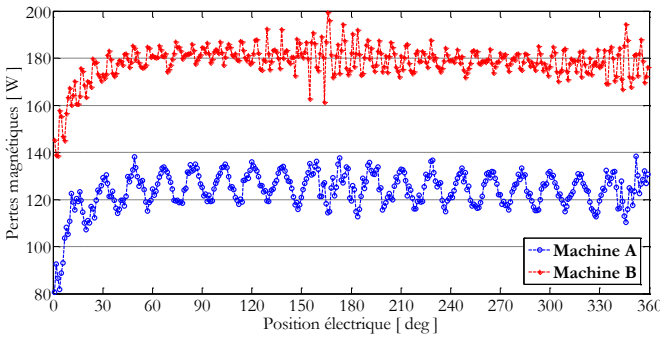


Figure 9. Pertes par courant de Foucault dans les aimants.



(a)



(b)

Figure 10. Pertes fer: (a) Méthode de Bertotti et (b) Module LS.

Les pertes fer sont séparées en trois parties : **i**) les pertes par Hystérésis, **ii**) les pertes par courant de Foucault et **iii**) les pertes par excès. Ces pertes magnétiques ont été déterminées numériquement à partir de la méthode de Bertotti [14] et du module Loss Surface (LS) [15]. Les différentes pertes par unité de volume, définies par la méthode de Bertotti, s'expriment par :

$$dP_H = K_h B_m^2 f \quad (\text{Hystérésis})$$

$$dP_J = \frac{\pi^2 \sigma d^2}{6} (B_m f)^2 \quad (\text{Courant de Foucault})$$

$$dP_E = 8,67 \cdot K_e (B_m f)^2 \quad (\text{Excès})$$

Les différents paramètres et coefficients sont donnés dans le Tableau 1 pour la tôle M270-35A. La Figure 10 représente les pertes magnétiques avec la méthode de Bertotti [cf. Figure 10(a)] et le module LS [cf. Figure 10(b)]. Étant donné que les pertes magnétiques sont liées à l'induction et à la fréquence, à fortiori la **Machine B** aura plus de pertes que la **Machine A**. Les valeurs de l'induction des deux machines sont proches, ce qui fait que c'est la fréquence qui a prévalu sur les résultats.

Les résultats de cette étude sont regroupés dans le Tableau 2 avec le calcul du rendement des machines étudiées.

Tableau 1. Données de la tôle M270-35A (Méthode de Bertotti).

Désignation	Symbole	Machine A	Machine B
Densité	ρ	7650 Kg.m ⁻³	
Conductivité	σ	1,92 × 10 ⁶ S.m ⁻¹	
Épaisseur	d	0,35 mm	
Coef. Hystérésis	K_h	126,12	128,686
Coef. Excèsifs	K_e	0,738	0,739

Tableau 2. Récapitulatif de la comparaison.

	Machine A	Machine B
Nombre de dents	20	28
Nombre de phases	5	7
Nombre de pôles	18	26
Bobinage	Concentrique à double couches	
Diamètre extérieur	138,4 mm	
Longueur du fer	136 mm	
Volume total	1,615 L	
Vitesse de rotation	3000 tr/min	
Couple électromagn.	72,7 Nm	
Pertes cuivre	180 W	252 W
Pertes aimants	125,94 W	62,45 W
Pertes magnétiques (LS)	125,58 W	173,93 W
Pertes magnétiques (Bertotti)	121,14 W	173,92 W
Puissance utile	22,8 kW	
Rendement	98,14 %	97,90 %

4. CONCLUSION

Cette étude comparative est une partie de la modélisation et conception de machines polyphasées. Il est montré que pour les mêmes quantités de fer, cuivre et aimants, l'ondulation de couple est légèrement inférieure dans la **Machine B** (7-phases) par rapport à la **Machine A** (5-phases), et ce pour le même couple moyen.

Au terme de cette étude, la **Machine B** est plus adéquate en ayant de faibles pertes dans les aimants par rapport à la **Machine A**. Les pertes magnétiques sont supérieures dans la **Machine B** dues au nombre de pôles qui est plus grand que la **Machine A**. Néanmoins, la machine ayant 5 phases, peut être intéressante sur le plan commande (moins compliqué par rapport à celle ayant 7 phases) et aussi du point de vue de la fréquence.

Globalement, au terme de cette étude, les performances des deux machines sont presque équivalentes, et le choix final se fera en termes d'autres points (commande, coût...etc.).

Différentes perspectives peuvent être envisagées, à savoir : une étude comparative pour différents dispositions des aimants, sens d'aimantation ou d'autres types de bobinages.

5. REMERCIEMENTS

Ce travail est soutenu par RENAULT-SAS, Guyancourt, France.

6. REFERENCES

- [1] C.C. Chan, A Bouscayrol, K. Chen, « Electric, Hybrid and fuel Cell Vehicles : Architectures and Modelling », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 59, no. 2, pp. 589-598, 2010.
- [2] J. Wang, X. Yuan, K. Atallah, « Design Optimization of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor With Concentrated Windings for Electric Vehicle Applications », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 62, no. 3, pp. 1053-1064, 2013.
- [3] A. Cassat, C. Espanet, R. Coleman, L. Burdet, E. Leleu, D. Torregrossa, J. M'Boua, A. Miraoui, « A Practical Solution to Mitigate Vibrations in Industrial PM Motors Having Concentric Windings », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 5, pp. 1526-1538, 2012.
- [4] E. Levi, « Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, 2008.

- [5] K.T.J.E. Miller, M.I. McGilp, « Analysis of Multi-Phase Permanent-Magnet Synchronous Machines », International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2009, Tokyo (Japan).
- [6] L. Parsa, H.A. Toliyat, « Five-Phase Permanent-Magnet Motor Drives », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 1, 2005.
- [7] F. Scuiller, J-F. Charpentier, E. Semail, S. Clénet « Comparison of two 5-phase Permanent Magnet machine winding configurations. Application on naval propulsion specifications », IEEE International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC 2007, Antalya (Turkey).
- [8] B. Aslan, E. Semail, J. Korecki and J. Legranger, « Slot/pole combinations choice for concentrated multiphase machines dedicated to mild-hybrid applications », 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2011, Melbourne (VIC).
- [9] A. Soualmi, F. Dubas, A. Randria, C. Espanet, « Comparative Study of Permanent-Magnet Synchronous Machines with Concentrated Windings for Railway Application », International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2011, Beijing (China).
- [10] N. Bianchi, M. Dai Pré, « Use of the Star of Slots in Designing Fractional-Slot Single-Layer Synchronous Motors », IEEE Proceedings-Electric Power Applications, vol. 153, no. 3, 2006.
- [11] M. Hörz, H-G. Herzog, A. Haas, « Axial Flux Machine with Single Tooth Fractional Slot Winding – Comparison of Different Winding Design Approaches », International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006, Taormina (Italy).
- [12] Flux2D, « General operating instructions – Version 12.1. », Cedrat S.A. Electrical Engineering, 2015, Grenoble, France.
- [13] F. Dubas, A. Rahideh, « Two-Dimensional Analytical Permanent-Magnet Eddy-Current Loss Calculations in Slotless PMSM Equipped With Surface-Inset Magnets », IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 3, 6300320, March 2014.
- [14] G. Bertotti, « General properties of power losses in soft ferromagnetic materials », IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no. 1, pp. 621-630, January 1988.
- [15] T. Chevalier, A. Kedous-Lebouc, B. Comut, « A new dynamic hysteresis model for electrical steel sheet », Physica B: Physic of Condensed Matter, vol. 275, no. 1-3, pp. 197-201, January 2000.