



Optimisation d'un Ensemble Génératrice Faible Vitesse de Rotation - Convertisseur

Sita Alli, El-Hadi Mohammed Zaim, Nicolas Bracikowski, Luc Moreau

► To cite this version:

Sita Alli, El-Hadi Mohammed Zaim, Nicolas Bracikowski, Luc Moreau. Optimisation d'un Ensemble Génératrice Faible Vitesse de Rotation - Convertisseur. Symposium de Génie Electrique, Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. hal-02981895

HAL Id: hal-02981895

<https://hal.science/hal-02981895>

Submitted on 28 Oct 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Optimisation d'un Ensemble Génératrice Faible Vitesse de Rotation - Convertisseur

S.S. ALLI, N. BRACIKOWSKI, L. MOREAU, M.E. ZAIM

IREENA, 37 Bld de l'université, Saint-Nazaire

RESUME – Cet article concerne l'optimisation d'un ensemble génératrice non conventionnelle et de son onduleur. La génératrice, machine à double saillance et faible vitesse de rotation, est d'abord modélisée par un circuit magnétique équivalent. Pour tenir compte de son convertisseur, un couplage fort est ensuite réalisé entre le circuit magnétique et le circuit électrique. L'objectif de l'article est de réduire les ondulations de couple et d'augmenter le couple moyen. Pour cela, les angles d'allumage et d'extinction du courant ainsi que des dimensions géométriques sont optimisés.

Mots-clés— *DSPM, réseau de réductance, ondulations de couple, optimisation.*

1. INTRODUCTION

Les machines à réductance variable (MRV) présentent l'avantage d'avoir une structure simple et robuste, un rotor passif et un couple massique élevé. Elles sont ainsi de bonnes candidates pour des applications à vitesse variable. Cependant, l'inconvénient principal de ces machines concerne leurs ondulations du couple qui sont à l'origine de vibrations et de nuisances sonores, intolérables pour des applications exigeant une grande précision de mouvement.

Les ondulations de couple interviennent principalement lors de la commutation du courant d'une phase à l'autre. Par ailleurs, la nature fortement saturable de la machine, ainsi que la variation du courant autour de sa valeur de consigne provoquent des ondulations supplémentaires [1]–[3].

Les solutions envisagées pour réduire les ondulations de couple s'appuient sur l'optimisation simultanée ou non, du circuit magnétique et de la stratégie de commande [4]–[10]. Les MRV étant des machines fortement non-linéaires, les modèles utilisés pour leur étude sont principalement numériques. Cependant, l'inconvénient de ces méthodes de calcul demeure le temps de calcul relativement long. Ainsi, nous proposons dans cet article d'optimiser l'ensemble machine-convertisseur à l'aide d'une méthode semi-analytique afin de dégager un compromis entre le couple et ses ondulations.

La génératrice étudiée est une MRV non conventionnelle excitée par des aimants permanents au stator (Fig.1). Elle est nommée DSPM (Doubly Salient Permanent Magnet machine) [11]. Elle possède au total 12 plots dentés au stator répartis entre les 3 phases. Sur chaque plot résident 4 petites dents. Le rotor dispose de 64 petites dents de dimensions identiques à celles du stator, car la vitesse est inversement proportionnelle au nombre de dents au rotor. Cela rend possible le fonctionnement à faible vitesse de rotation.

Afin de mener à bien l'optimisation de la machine, la modélisation par Réseau de Reluctances (RdR) doit considérer le mouvement du rotor, la saturation magnétique et le convertisseur statique. Dans ce cadre, le RdR offre un compromis intéressant entre la précision des résultats obtenus

et le temps de simulation. Le modèle d'étude se limite au quart de machine (Fig.2). Nous présentons dans cet article la méthodologie permettant de réaliser un couplage fort entre circuits magnétique et électrique.

Ensuite, nous proposons une optimisation globale de l'ensemble convertisseur-machine. Pour cela, l'optimisation va concerner les paramètres de la commande du convertisseur et les paramètres géométriques de la machine.

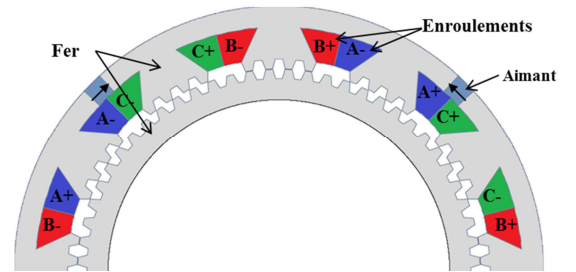


Fig. 1. Coupe transversale de la DSPM

2. RESEAU DE RELUCTANCES DE LA MACHINE

La Fig.2 présente le RdR de la machine. Il fait appel à des réductances non-linéaires qui sont calculées en fonction des dimensions du tube de flux. Les réductances d'entrefer sont calculées pour plusieurs positions au moyen de la « Tooth Contour Method » (TCM) [12]. La variation de la réductance d'entrefer en fonction de la position est ensuite approximée par la fonction [12] :

$$R_G(\theta_m) = R_{\max} - \frac{R_{\max} - R_{\min}}{1 + \left| \frac{\theta_m - D}{B} \right|^{2C}} \quad (1)$$

En tenant compte des conditions d'antipériodicité, le domaine d'étude peut être limité à un quart de machine. Cela permet de réduire le temps de simulation. Ces conditions d'antipériodicité sont prises en compte à l'aide de sources contrôlées. Le tableau 1 définit tous les éléments utilisés dans le réseau.

Le couple électromagnétique Γ peut se déduire à partir de la variation des réductances d'entrefer [13] :

$$\Gamma(\theta_m) = \sum_{i=1}^{Z_s \times Z_r} \frac{1}{2} \left[\Delta \varepsilon_i(\theta_m)^2 \times \frac{d \left\{ \frac{1}{R_{Gi}(\theta_m)} \right\}}{d\theta_m} \right] \quad (2)$$

Où « R_G » est la réductance d'entrefer, « $\Delta \varepsilon$ » est la différence de potentiel magnétique à ses bornes et « θ_m » est l'angle mécanique. « Z_s » et « Z_r » représentent quant à eux les nombres de dents respectivement au stator et au rotor.

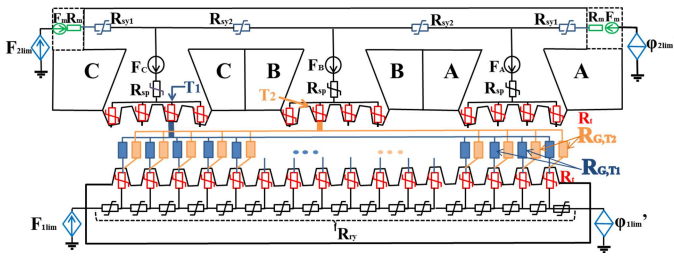


Fig. 2. Réseau de réluctances de la DSPM

Tableau 1. Éléments du réseau

F_m	FMM aimant	(A)	2
R_m	Réductance de l'aimant	(H ⁻¹)	2
$F_{A,B,C}$	FMM du bobinage	(A)	3
R_{SY}	Réductance de la culasse stator	(H ⁻¹)	4
R_{SP}	Réductance du plot statorique	(H ⁻¹)	3
R_T	Réductance de la dent	(H ⁻¹)	28
R_G	Réductance de l'entrefer	(H ⁻¹)	192
R_{RY}	Réductance de la culasse rotorique	(H ⁻¹)	16
F_{BC}	Source de condition aux limites	(A)	2
Φ_{BC}	Source de condition aux limites	(Wb)	2

L'ondulation de couple K_c , en %, est définie par :

$$K_c = \left| \frac{\Gamma_{max} - \Gamma_{min}}{\Gamma_{moy}} \right| \times 100 \quad (3)$$

3. COUPLAGE DU CIRCUIT MAGNETIQUE AU CIRCUIT ELECTRIQUE

Le modèle de la machine est associé à l'onduleur. Ce couplage permet d'imposer les réelles dynamiques des courants statoriques. Les équations qui lient les grandeurs magnétiques aux grandeurs électriques sont :

$$\begin{cases} F(t) = Ni(t) \\ E(t) = -4 \times N \frac{d\phi(t)}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

« F » est la force magnétomotrice d'une des trois phases du circuit magnétique, « i » le courant de phase, « E » la tension induite dans la phase, « ϕ » le flux vu par une spire de la phase et « N » le nombre d'enroulement. Le coefficient 4 vient du fait que seul un quart de la machine est considéré.

Sur la base de ces équations, on a recours à des sources contrôlées pour réaliser un couplage fort entre les circuits électrique et magnétique [14] [15]. Le couplage est montré sur la Fig.3. La force magnétomotrice F est modélisée par une Source de Tension Contrôlée par le Courant i (STCC). La présence d'un circuit intermédiaire est nécessaire pour calculer la dérivée du flux. En effet, la Source de Courant Contrôlée en Courant ϕ (SCCC) fait circuler le flux ϕ dans l'inductance « L ». La tension aux bornes de l'inductance L commande la tension E, tension induite aux bornes de la phase et représentée par une Source de Tension Contrôlée en Tension (STCT).

Le circuit électrique représente un onduleur en demi-pont asymétrique (Fig.4). Il va chercher à imposer le courant souhaité.

La Fig.5 compare les simulations réalisées avec les courants de référence (i.e. idéaux) et les courants dans les phases (i.e. non-idéaux). Le tableau 2 montre les différences sur le couple

et l'ondulation. L'écart calculé entre les deux couples atteint 38%.

4. DEMARCHE D'OPTIMISATION

La machine est alimentée par des créneaux de courant déphasé de 120°. La Fig.6 montre les variables d'optimisation choisies. Il s'agit des angles d'allumage « θ_{on} » et d'extinction « θ_{off} » du courant, ainsi que deux paramètres définissant la denture de la DSPM, la hauteur « h » et le coefficient d'ouverture des dents « α ». « τ » représente le pas dentaire. Le couple dépend de la variation du flux par rapport à la position. Ainsi, pour un fonctionnement générateur, on impose théoriquement le courant durant la décroissance du flux.

Les dimensions géométriques sont importantes pour la conversion électromécanique de l'énergie qui s'effectue principalement au niveau de l'entrefer. Le changement des paramètres géométriques entraîne une modification des réluctances d'entrefer. Les coefficients « R_{min} », « B » et « C » de la fonction approximant la réluctance d'entrefer seront déduits par interpolation à partir d'un tableau fait en amont de l'optimisation. Ils donnent ces coefficients pour les dimensions de h et α .

Le problème d'optimisation est résolu par un algorithme génétique (NSGA-II). La démarche de résolution, ainsi que les contraintes imposées à chaque paramètre, est présentée sur la Fig.7. Les contraintes thermiques ne sont pas prises en compte dans cette optimisation. Toutefois, la densité de courant choisie est inférieure à 5A/mm².

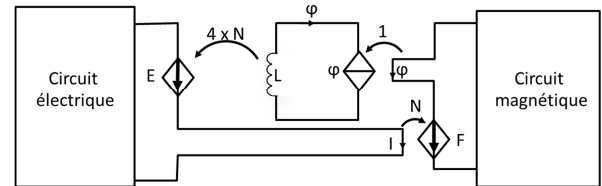


Fig. 3. Couplage électromagnétique

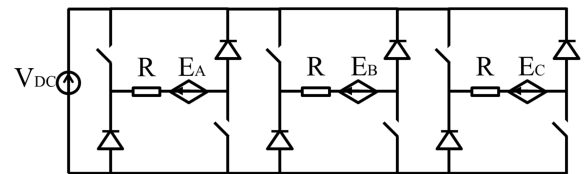


Fig. 4. Convertisseur de la DSPM

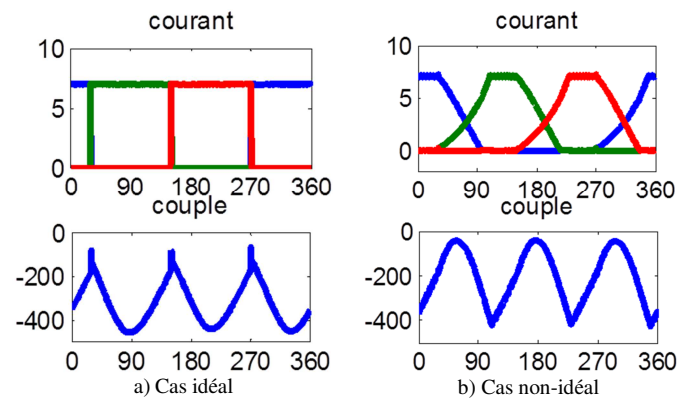


Fig. 5. Courants et couples correspondants

Tableau 2. Comparaison de « Γ » et « K_c »

	Idéal	Non-idéal	Écart
Γ (N.m)	-328.08	-203.63	38%
K_c (%)	104	189	82%

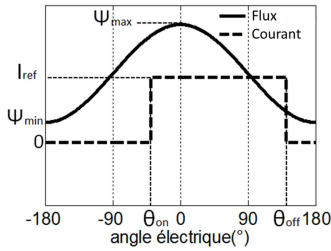
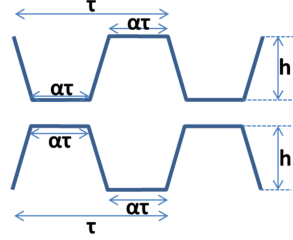
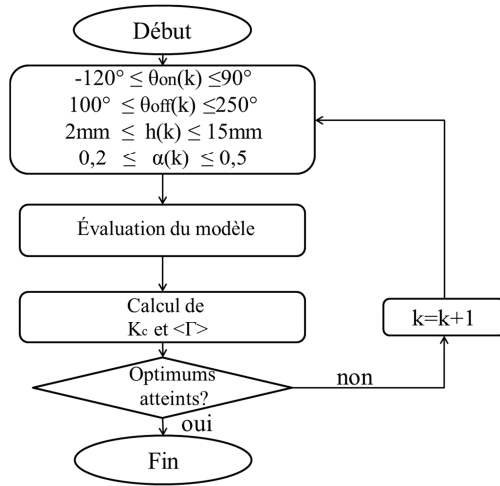
a) Paramètres de commande : θ_{on} , θ_{off}
Fig. 6. Paramètres d'optimisationb) Paramètres géométriques : h , α 

Fig. 7. Démarche d'optimisation

5. RESULTAT D'OPTIMISATION

L'optimisation a été réalisée pour une population de 100 individus et pour 30 générations. La machine tourne à vitesse nominale « $N=50$ tr/min » et le courant est fixé à « $I=7A$ », ce qui correspond à « $J=3.64A/mm^2$ ». La Fig.8 montre le résultat d'optimisation (le couple présenté est en valeur absolue). Nous comparons le Pareto « P2 » obtenu en réalisant l'optimisation des deux paramètres de commande en imposant $h=7mm$ et $\alpha=0.35$ et celui, « P1 » obtenu pour les quatre paramètres. Notons que les dimensions $h=7mm$ et $\alpha=0.35$ correspondent à la machine réalisée au laboratoire IRENA.

On améliore nettement le compromis en optimisant en plus les paramètres géométriques. Le meilleur Γ de P1 est de 293 N.m, soit 10% de plus par rapport à celui de P2. Le meilleur K_c de P1 est de 55%, soit 60% de moins par rapport à P2. La Fig.9 compare trois points du Pareto P1. Le tableau 3 présente leurs caractéristiques. On remarque bien qu'une augmentation du couple moyen entraîne une augmentation de l'ondulation. Il est donc nécessaire de faire un compromis.

La Fig.10 montre l'évolution des paramètres. On peut observer que θ_{on} est négatif. Due à la forte inductance de la phase lorsqu'on s'approche de la position alignée, le courant ne s'établit pas instantanément et présente un temps de montée non négligeable (l'inductance présente la même variation que

le flux total de la Fig.6). Ainsi, pour permettre qu'il soit pleinement à sa consigne $I=7A$ durant la phase décroissante de l'inductance (phase de génération), on impose le courant bien avant que l'inductance n'atteigne sa valeur maximale obtenue à $\theta=0^\circ$.

Pour de couples inférieurs à 200 N.m, les valeurs respectives de θ_{on} et θ_{off} sont environ égales à -40° et 200° . La conduction est donc de 240° . Après 200 N.m, θ_{on} croît jusqu'à -20° et θ_{off} décroît jusqu'à 155 N.m. La conduction est comprise entre 240° et 180° .

Dans le premier cas ($\Gamma < 200$ N.m), à cause de la conduction plus élevée, le courant empiète sur la zone de production d'un couple positif opposé au couple générateur. Cet empiètement entraîne une diminution du couple total de la machine et une réduction des ondulations.

h est pratiquement fixé à 7 mm (machine initiale) et augmente jusqu'à 10mm pour des couples supérieurs à 250 N.m. L'ouverture α augmente avec le couple et atteint une valeur de 0.35. Elle reste cependant constante et égale à 0.28 pour un couple compris entre 180 et 250N.m.

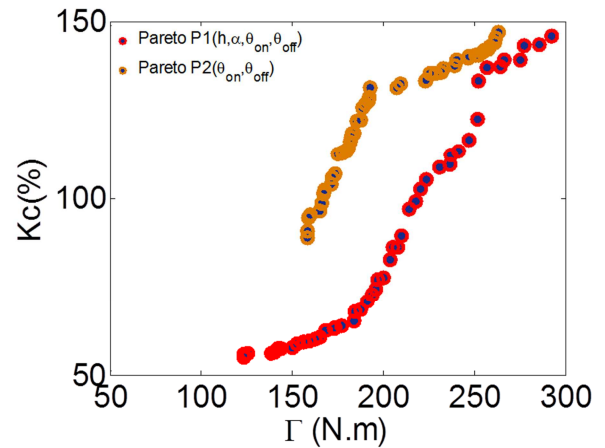


Fig. 8. Fronts de Pareto « P1 » et « P2 »

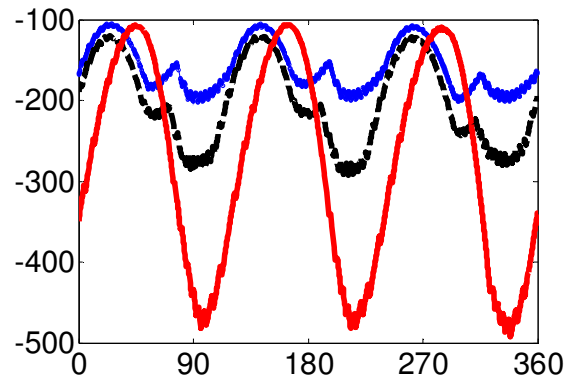


Fig. 9. Comparaison des couples

Tableau 3. Comparaison des couples

	Rouge	Noir	Bleu
$\theta_{on} (^\circ)$	-20.65	-37.25	-35.36
$\theta_{off} (^\circ)$	157.8	189	194
h (mm)	9.5	7.23	8.11
α (-)	0.36	0.27	0.24
Γ (N.m)	-277.1	-203.5	-159.2
K_c (%)	143.1	82.7	59.6

6. CONCLUSION

Une modélisation par réseau de réductances d'une machine à couplage dentaire excitée par des aimants a été présentée. Cette modélisation prend en compte la saturation magnétique, ainsi que le mouvement du rotor. Le modèle de l'onduleur utilisé est ensuite couplé au modèle de la machine à l'aide de sources contrôlées. Ce couplage fort permet une prise en compte de la véritable dynamique du courant dans la machine. Nous avons montré qu'en optimisant simultanément les paramètres géométriques et les paramètres d'alimentation, on améliore sensiblement le couple et le coefficient d'ondulation. Un résultat plus satisfaisant pourrait être obtenu en envisageant une optimisation globale qui prendrait en compte, en plus des paramètres d'alimentation, toutes les dimensions de la machine.

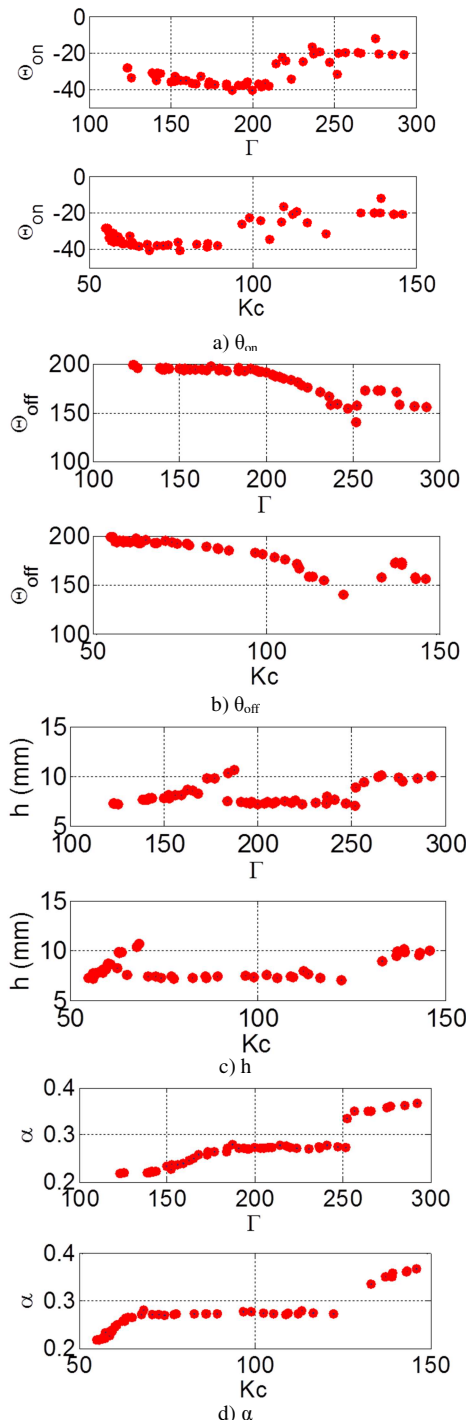


Fig. 10. Paramètres du Pareto

7. REFERENCES

- [1] I. Husain and M. Ehsani, "Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control," *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 11, no. 1, pp. 83–88, 1996.
- [2] I. Husain, "Minimization of torque ripple in SRM drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 28–39, 2002.
- [3] H. U. Shin, K. Park, and K. B. Lee, "A non-unity torque sharing function for torque ripple minimization of Switched Reluctance Generators in wind power systems," *Energies*, vol. 8, no. 10, pp. 11685–11701, 2015.
- [4] R. T. Naayagi and V. Karama, "Optimum Pole Arcs for Switched Reluctance Machine with Reduced Ripple," *Ieee Peds*, pp. 761–764, 2005.
- [5] N. Bhiwapurkar, A. K. Jain, and N. Mohan, "Study of new stator pole geometry for improvement of SRM torque profile," *IEEE Int. Conf. Electr. Mach. Drives*, pp. 516–520, 2005.
- [6] J. Hur, G. H. Kang, J. Y. Lee, J. P. Hong, and B. K. Lee, "Design and optimization of high torque, low ripple switched reluctance motor with flux barrier for direct drive," *Ind. Appl. Conf. 2004. 39th IAS Annu. Meet. Conf. Rec. 2004 IEEE*, vol. 1, no. C, p. 407 Vol.1, 2004.
- [7] M. E. Zaïm, K. Dakhouche, and M. Bounekhla, "Design for torque ripple reduction of a three-phase switched-reluctance machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2 I, pp. 1189–1192, 2002.
- [8] J.-H. Choi, S. Kim, J.-M. Shin, J. Lee, and S.-T. Kim, "The multi-object optimization of switched reluctance motor," *Sixth Int. Conf. Electr. Mach. Syst. 2003. ICEMS 2003*, pp. 2–5, 2003.
- [9] J. Le Chenadec, M. Geoffroy, B. Multon, and J. Mouchoux, "Torque Ripple Minimisation in Switched Reluctance Motors by Optimisation of Current Wave-Forms and of Teeth Shape with Copper Losses and V. A. Silicon Constraints," *Int. Conf. Electr. Mach.*, pp. 559–564, 1994.
- [10] B. Anvari and A. T. Hamid, "Simultaneous Optimization of Geometry and Firing Angles of In-Wheel Switched Reluctance Motor," *Energy Convers. Congr. Expo.*, no. 2, pp. 760–767, 2017.
- [11] N. Harkati, "Modélisation et conception de génératrices lentes pour hydrolienne," thèse de doctorat, Université de Nantes, 2015.
- [12] S. S. Alli, N. Bracikowski, L. Moreau, and M. E. Zaïm, "Reluctance Network Modeling of a Low Speed Doubly Salient Permanent Magnet Machine," *Ind. Electron. Soc. , IECON 2017 - 43rd Annu. Conf. IEEE*, pp. 2138–2143, 2017.
- [13] M. Hecquet, "Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques," thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1995.
- [14] S.-A. El-Hamamsy and E. I. Chang, "Magnetics modeling for computer-aided design of power electronics circuits," *20th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 635–645, 1989.
- [15] K. Nakamura, O. Ichinokura, M. Maeda, S. Akatsuka, K. Takasugi, and H. Sato, "Analysis of orthogonal-core type linear variable inductor and application to var compensator," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 5, pp. 3565–3567, 2000.