

Analyse du Couple Electromagnétique d'une MSAP par l'utilisation d'un modèle Eléments finis(EF)- Circuits Electriques

Farouq Mezaache, Larbi Hadjout
Laboratoire des Systèmes Electriques et Industriels
Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, Algérie.
farouq.mezaache@gmail.com, lhadjout@yahoo.fr

Résumé

Le travail présenté dans ce papier est consacré à l'étude du couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) montés sur la surface rotorique alimentée en tension. Il s'agit d'analyser l'influence de l'aimantation des aimants et d'alimentations en tension sur l'amplitude et de la forme du couple de la machine envisagée. A cet effet, un modèle utilisant le couplage éléments finis (EF)-circuits électriques est développé

1. Introduction

Aujourd'hui, les machines à aimants occupent une place importante dans les applications industrielles de petite puissance (robotique, électroménager, etc...); de moyenne puissance (machines à outils, véhicules électriques; aéronautique, etc...) pour les entraînements à vitesse variable ainsi que pour les grandes puissances en particulier dans la traction ferroviaire, la propulsion navale et la production de l'énergie électrique (éoliennes) [1, 2, 3].

Le couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents est très lié à son mode d'alimentation et à la structure interne de son inducteur.

2. Présentation de la machine étudiée

Le type de machine étudiée (Fig. 1), est celle à entrefer lisse excitée par des aimants permanents. Le stator comporte un bobinage triphasé classique. Les trois phases sont alimentées en tension.

Les aimants montés sur la surface du rotor, ont une aimantation qui peut être, radiale, parallèle ou à répartition sinusoïdale. Les caractéristiques de base, de la machine étudiée, sont indiquées sur le tableau (1).

Les trois architectures du rotor, étudiées dans ce travail, sont illustrées sur la figure (2).

Le premier rotor (a) a un seul bloc d'aimants sous un pôle avec une magnétisation radiale. Le deuxième rotor (b)

contient trois blocs d'aimants qui présentent une aimantation mixte. Tandis que le troisième rotor (c) contient un aimant segmenté, tel que chaque segment d'aimant présente une direction d'aimantation selon leur position par rapport au centre du pôle formant ainsi une aimantation tournante.

Tableau.1: Caractéristiques de base de la machine

-Aimants de types NdFeB	$B_r = 1.18 \text{ T}$
-Perméabilité des aimants	$\mu_r = 1.07$
-Nombre de conducteurs/encoche	$N = 40$
-Intensité du courant de phase	$I = 6 \text{ A}$
-Nombre d'encoches statoriques	$Z = 24$
-Ouverture du l'encoche	$= (1/3) D$
-Nombre de paires de pôles	$p = 2$
-Rayon externe de la machine	$R_4 = 56.2 \text{ mm}$
-Rayon d'alésage	$R_3 = 28.10 \text{ mm}$
-Rayon du fer rotorique	$R_1 = 23.97 \text{ mm}$
-Épaisseur de l'entrefer	$e = 0.55 \text{ mm}$
-Épaisseur des aimants	$e_a = 3.58 \text{ mm}$
-Longueur active	$L_u = 50.82 \text{ mm}$

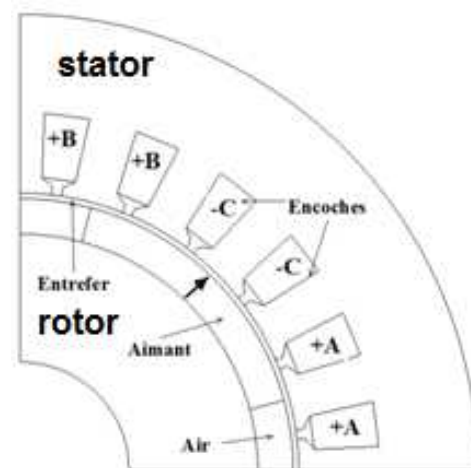


Fig.1. Structure du type machine étudiée.

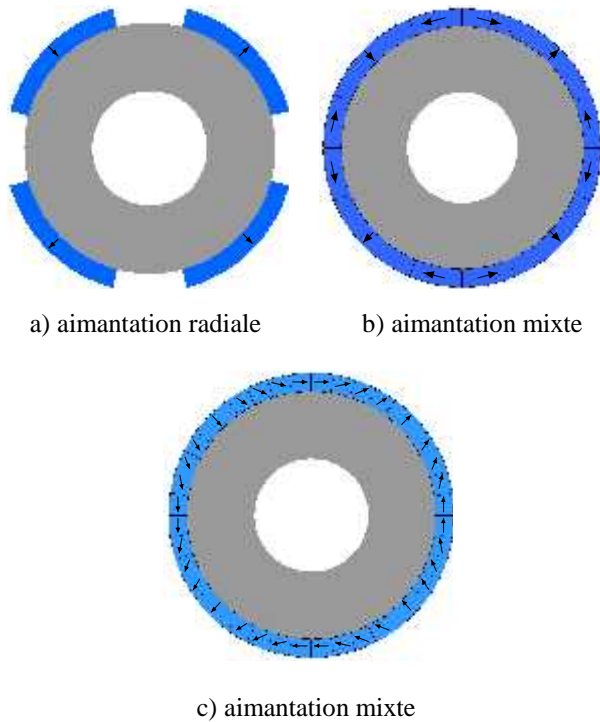


Fig.2. Géométries du rotor.

3. Modélisation par éléments finis de la machine étudiée

La modélisation des structures de machines à aimants montés sur la surface du rotor peut être effectuée en utilisant les équations de Maxwell. En se plaçant dans le cas des régimes quasi-stationnaires et l'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique permet d'aboutir à l'équation générale suivante :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu}\text{rot}\vec{A}\right) - \sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} = -\vec{J}_{\text{ex}} + \text{rot}\left(\frac{\vec{M}}{\mu}\right) \quad (1)$$

où μ représente la perméabilité du milieu ($\mu = \mu_0$ dans l'air et dans les conducteurs et $\mu = \mu_a$ au niveau des aimants permanents).

En adoptant une condition supplémentaire sur \vec{A} , définie par la jauge de Coulomb qui s'écrit $\text{div}(\vec{A}) = 0$ dans le cas des régimes basses fréquences, l'équation (1) devient :

$$\Delta\vec{A} - \mu\sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} = -\mu\vec{J}_{\text{ex}} + \text{rot}\vec{M} \quad (2)$$

La reformulation, sous forme intégrale, du modèle mathématique des équations du champ (2), permet par le biais d'une technique d'approximation de type éléments finis, de remplacer la résolution d'une équation différentielle par la résolution d'un système d'équations

algébriques. Le domaine d'étude est alors subdivisé en régions élémentaires "les éléments finis" où l'inconnue est approchée par une interpolation polynomiale. Cette discrétisation, par éléments finis entraîne, la résolution d'un système d'équations dont les inconnues sont les potentiels vecteurs aux différents nœuds du maillage.

La modélisation développée pour calculer par la méthode des éléments finis, la machine étudiée est effectuée avec l'aide du logiciel Flux2D [4].

3.1. Présentation du code de calcul

Le logiciel Flux2d [4] permet de calculer et de visualiser les grandeurs électromagnétiques et mécaniques caractérisant le fonctionnement d'une machine électrique, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non [4]. Ce logiciel a l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage.

3.2. Maillage et conditions aux limites

Afin de réaliser une estimation très proche des performances et pour avoir une plus grande précision des résultats, un accent particulier a été mis sur l'augmentation de la densité du maillage dans l'intervalle de l'entrefer, où la contrainte de Maxwell est la plus élevée [5], ce qui peut être observé sur la figure (3).

Les limites du domaine de calcul sont le contour extérieur du noyau magnétique du stator et le contour intérieur du noyau magnétique du rotor. Ces conditions aux limites appliquées sur les frontières sont représentées ainsi sur la figure (3).

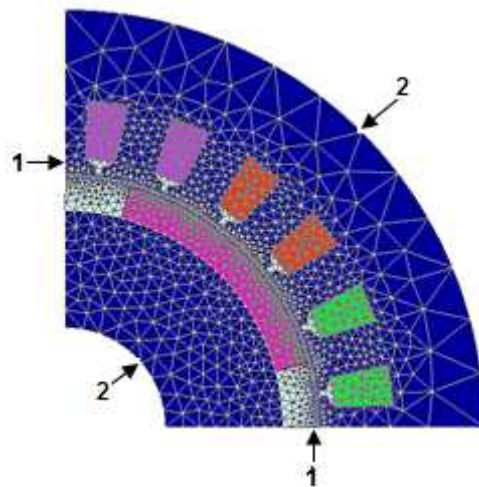


Fig. 3. Coupe transversale et maillage du domaine d'étude (1 : Dirichlet, 2 : Anticyclique).

4. Couplage circuits - éléments finis

Dans la modélisation des systèmes électromagnétiques, la solution des équations électrique et magnétique peut se faire en tenant compte du couplage entre les deux systèmes d'équations [6,7]. On dit qu'il ya couplage champ – circuit lorsque les conducteurs dans le modèle électromagnétique sont alimentés par l'intermédiaire d'un circuit électrique extérieur, et que les solutions des deux systèmes électrique magnétique sont liées l'une de l'autre [8].

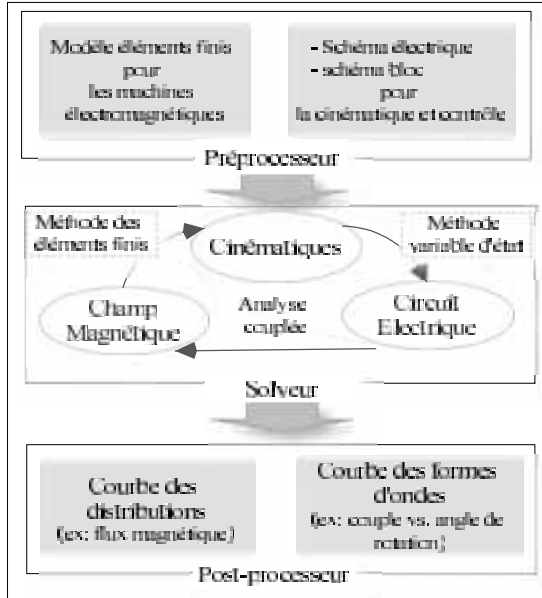


Fig. 4. Couplage éléments finis-circuits électriques [6].

5. Modèle électrique

Dans le circuit défini sur la figure (5) sont représentées les sources de tensions, les résistances et les inductances des phases. Ainsi, avec ce modèle on peut tenir compte de l'alimentation en tension de la machine et considérer différentes formes de tension à l'entrée des phases statoriques.

5.1. Alimentation par des tensions sinusoïdales

Les trois phases de la machine sont alimentées par des tensions de formes sinusoïdales. Ce sont ces tensions qui sont représentées dans le modèle circuit du logiciel Flux2D. Les tensions sont exprimées par:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_2(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (3)$$

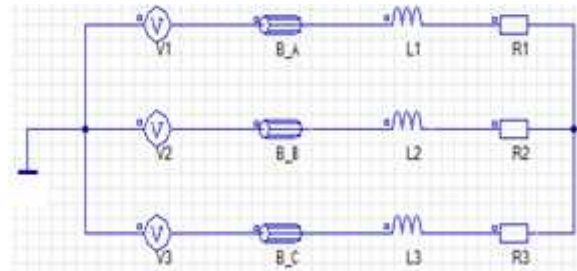


Fig.5. Circuit électrique couplé avec le modèle numérique

5.2. Alimentation par des tensions rectangulaires

Les tensions rectangulaires alimentant les enroulements d'induits sont exprimées par le système d'équation (2):

$$\begin{cases} V_1(t) = \sum_h V_h \sin(h \omega t) \\ V_2(t) = \sum_h V_h \sin(h(\omega t - \frac{2\pi}{3})) \\ V_3(t) = \sum_h V_h \sin(h(\omega t - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (4)$$

Elles représentent la décomposition en série de Fourier de la forme rectangulaire L'amplitude de l'harmonique de rang h est donnée par:

$$V_h = \frac{4V_m}{h} \cos(\frac{h}{6}) \quad (5)$$

Avec: h=1, 3, 5, ..., est l'ordre d'harmonique

Dans notre simulation on a limité le nombre d'harmonique à 25. Ceux d'ordres supérieurs sont négligés.

La forme d'onde de la tension alimentant la phase une, et qui comprend les harmoniques jusqu'à l'ordre (h=25), est montré sur la figure (6).

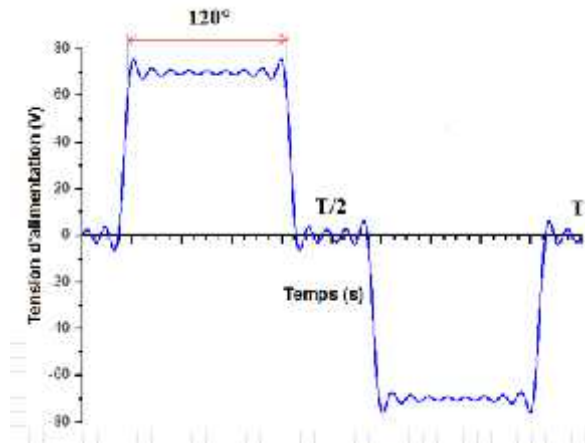


Fig.6. Tension rectangulaire de 120° (h=1 à h=25)

6. Etat magnétique de la machine

En exploitant le modèle numérique, on peut montrer que le sens de l'aimantation a une influence prépondérante sur la forme de l'induction dans l'entrefer (Fig. 7). Elle se rapproche de plus en plus d'une sinusoïde quand on dispose d'une aimantation à répartition tournante.

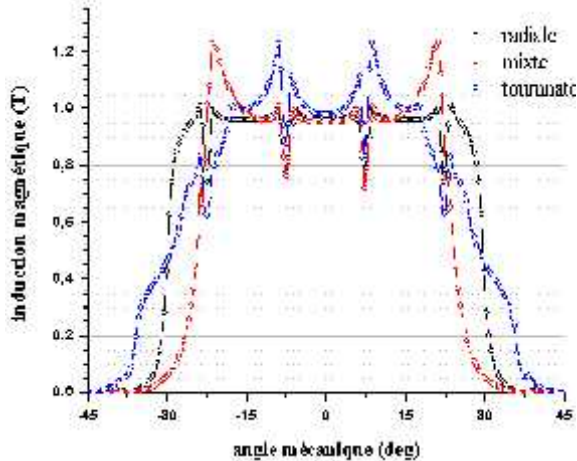


Fig.7. Répartition de la composante radiale de l'induction magnétique au niveau de l'entrefer

Les lignes de champ présentées dans la figure (8) sont perpendiculaires à la surface du rotor et parallèles les uns aux autres à l'intérieur du rotor. Ils traversent l'entrefer et pénètrent perpendiculairement dans le stator. Ces lignes de champ suivent exactement l'orientation de l'aimantation des aimants.

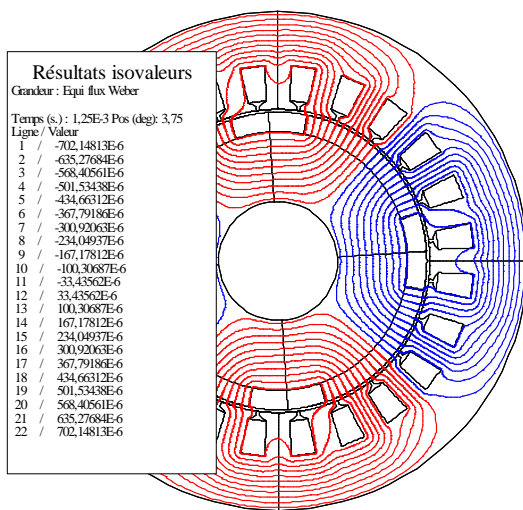


Fig.8. Lignes du champ au niveau de la machine (structure à aimantation radiale).

7. Analyse du couple électromagnétique

En exploitant le modèle couplé des équations du champ avec les équations circuits de la machine, développé à l'aide du logiciel Flux2d, on présente dans les figures (9 et 10) le couple de la machine pour une alimentation en tension de forme sinusoïdale et rectangulaire d'amplitude $V_{max}=70$ V, et cela pour différents sens d'aimantation.

On relève que pour une alimentation en tension de forme sinusoïdale, l'aimantation tournante est celle qui donne un couple le moins ondulé. Il est à noter que le couple électromagnétique est la superposition du couple d'interaction et du couple de détente.

On remarque que la forme du couple d'interaction est affectée par la forme des tensions d'alimentation et du sens de l'aimantation des aimants. En effet l'inducteur à aimantation tournante est le plus adapté. Pour les deux formes de tension sinusoïdale, et en créneaux.

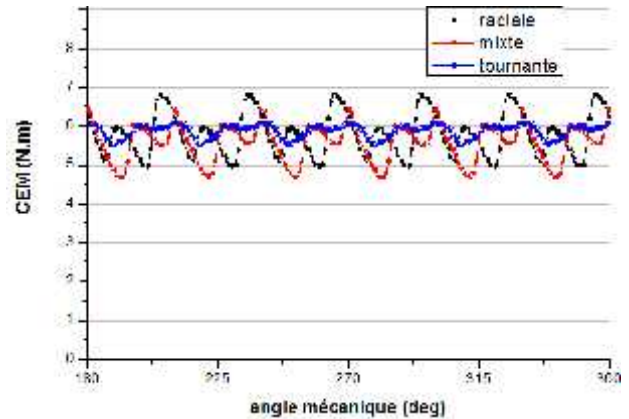


Fig.9. Influence du sens d'aimantation sur le couple électromagnétique (tension sinusoïdale)

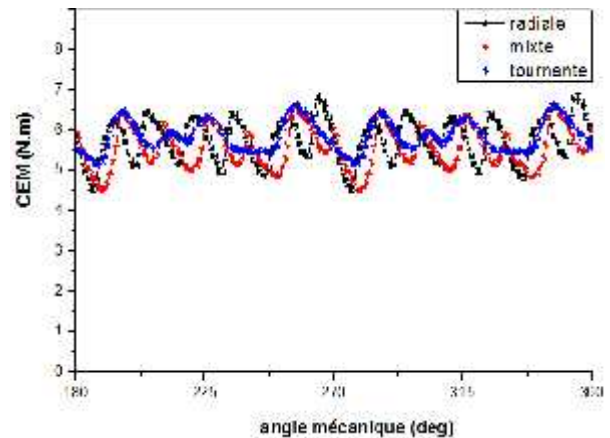


Fig.10. Influence du sens d'aimantation sur le couple électromagnétique (tension rectangulaire)

8. Analyse du couple de détente

Sur la figure (11), on relève que le couple de détente est fortement influencé par le sens de l'aimantation. En effet, une aimantation de forme tournante produit un couple de détente très faible alors que des aimantations radiale et mixte elles génèrent des couples de détente relativement important.

L'ouverture des aimants a une grande influence sur la forme et l'amplitude du couple de détente (Fig. 12, Fig. 13). On note aussi que l'augmentation du nombre de blocs dans le cas d'une aimantation tournante (Fig.15) permet d'éliminer complètement ce couple de détente.

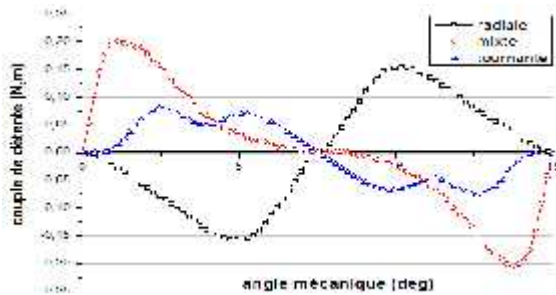


Fig. 11. Influence du sens de l'aimantation sur le couple de détente

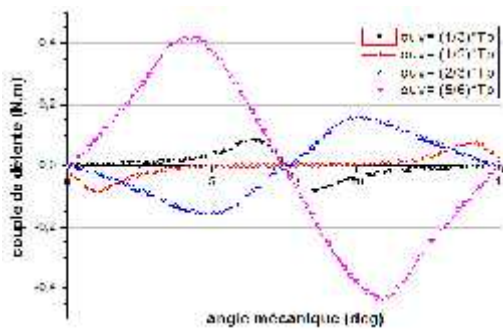


Fig. 12. Influence de l'ouverture des aimants sur le couple de détente pour une aimantation radiale.

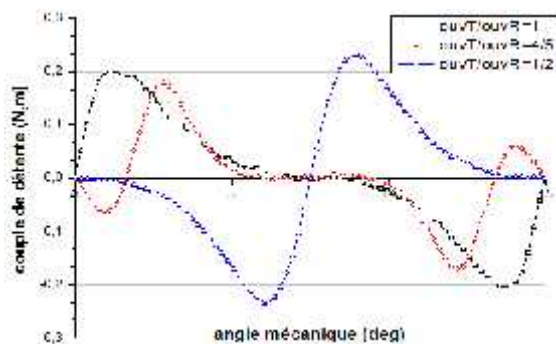


Fig. 13. Influence de l'ouverture relative des aimants sur le couple de détente pour une aimantation mixte.

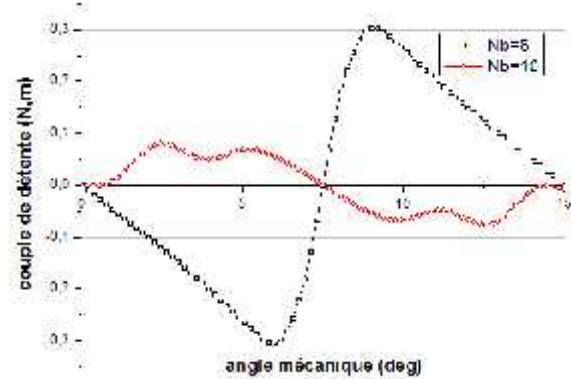


Fig. 14. Influence du nombre de blocs des aimants sur le couple de détente pour une aimantation tournante

9. Conclusion

Les performances d'une machine synchrone à aimants sont largement influencées par la structure de son inducteur. Ce dernier est caractérisé par les dimensions et le sens de l'aimantation des aimants. Ainsi que la forme de la tension d'alimentation a une influence remarquable sur les performances

Le modèle numérique développé, qui est basé quant à lui sur la résolution des équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D, tient compte de la géométrie réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties. De plus on a aussi considéré une alimentation en tension de la machine. A l'aide de cet outil, on a affiné l'analyse des performances des structures envisagées en étudiant certaines caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique. On a ainsi montré l'influence de la géométrie de la structure sur les ondulations du couple instantané notamment celles dues au couple de détente. Ce couple est complètement réduit pour une aimantation tournante.

Comme perspectives, nous envisageons d'analyser des performances de machines à aimants alimentées par des convertisseurs statiques

10. Références

- [1] J. Chen; Y. Guo and J. Zhu; "An improved Phase Variable Model Based on Electro-magnetic Field Coupled with its External Circuits for Performance Evaluation of Permanent Magnet Brushless DC Motors", *IEEE 2nd Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2007.
- [2] J. Pyrhönen, T. Jokinen and V. Hrabovcová, "Design of rotating electrical machines", WILEY Edition, 2008.

[3] J. Vaananen, "Circuit Theoretical Approach to Couple Two-Dimensional Finite Element Models with External Circuit Equations", *IEEE Transactions on Magnetics*, March 1996, Vol. 32, No.2, pp. 400-410.

[4] Flux® 10, User's Guide, Groupe CEDRAT, septembre 2010.

[5] P. Lefley, L. Petkovska, S. Ahmed and G. Cvetkovski, "Finite Element Analysis of a Novel Single Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor", *IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Motion Control*, 2010, pp. 96-101.

[6] M. Ito, K. Kawabata, F. Tajima and N. Motoi, "Coupled Magnetic Field Analysis with Circuit and Kinematics Modeling's of Brushless Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, March 1997, Vol. 33, No. 2, pp. 1702-1705.

[7] F. Piriou and A. Razek, "A Model for Coupled Magnetic-Electric Circuits in Electric Machines with Skewed Slots", *IEEE Transactions on Magnetics*, March 1990. Vol.26, No.2, , pp. 1096-1100.

[8] E.G. Strangas and T. Ray, "Combining field and circuit equations for the analysis of permanent magnet AC motor drives", *IEEE Conference on Industry Applications Society Annual Meeting*. 1988. Vol. 1, pp. 7-70.