

Analyse et Etude Analytique du Moteur BLDCM Destiné aux Véhicule Electrique

M. Bouhrik⁽¹⁾, B. Azoui⁽²⁾ and T. Barkat⁽³⁾

Département de Génie Electrique, Université de Batna, Email: bouhrik_elt@yahoo.fr

Département de Génie Electrique, Université de Batna, Email: azoui_b@yahoo.com

Département de Génie Electrique, Université de Batna, Email: toufikelt@yahoo.fr

Résumé— Dans cet article une méthode d'étude analytique adaptée au moteur Brushless (BLDCM) est proposée. Cette méthode est basée sur la résolution analytique de l'équation du champ magnétique dans les différentes zones constitutives de la machine. La procédure de résolution des équations est ensuite explicitée et le résultat est utilisé pour calculer les principales grandeurs caractéristiques de la machine : induction, f.é.m., couple, tout on considère que le champ magnétique crée par les courants statoriques est négligeable, en suite on donne le dimensionnement du moteur BLDCM.

Mots-Clés— Moteur Sans Balais BLDCM, Modélisation analytique 2D, Simulation.

I. INTRODUCTION

LES moteurs BLDCM sont les plus utilisées dans les véhicules électriques à cause de leur petite taille et le développement des aimants permanents de haute qualité. Ces derniers ont connu un saut très remarquable du point de vue énergétique. Le champ magnétique dans les machines électriques a un rôle très important, car son calcul affecte directement la taille et les performances de la machine. Il y a deux types de sources communes du champ magnétique, celui créé par le courant dans un conducteur et l'autre celui de l'aimant permanent. Avec le développement récent des matériaux et l'amélioration de leurs propriétés, pour la construction des aimants permanents. Parmi ces aimants on peut citer les aimants à base de terres rares (Samarium-Cobalt et Néodyme-Fer-Bore) [1].

Dans cet article, on commence par la présentation d'une méthode de calcul du champ magnétique, en utilisant une méthode analytique basée sur la résolution des équations Laplace-Poisson 2D, tout en on considérant que le champ magnétique crée par les courants statoriques est négligeable. Ensuite, on donne le dimensionnement du moteur BLDCM pour un véhicule électrique. Enfin quelques résultats de simulation vont être présentés. On notera que cette méthode analytique est particulièrement utile pour le dimensionnement des moteurs Brushless à rotor intérieur.

II. ANALYSE ET GEMETRIE DU MOTEUR

A. Circuit Magnétique Equivalent

La figure (1) montre la géométrie ainsi que le circuit magnétique simplifié associé au moteur Brushless (BLDCM). L'assimilation d'un circuit magnétique permet de calculer le champ magnétique et l'induction en tout point du système.

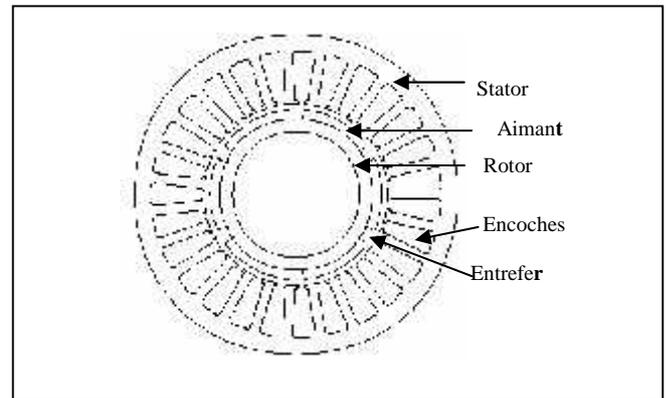


Fig.1 Géométrie du Moteur Brushless BLDCM

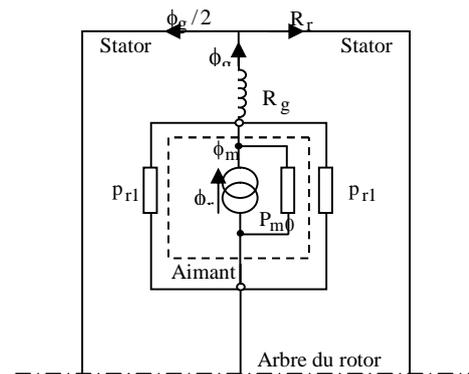


Fig.2 Circuit magnétique équivalent

B. Courbe de Désaimantation

La caractéristique de désaimantation correspond au deuxième quadrant du cycle d'hystérésis du matériau magnétique ($B > 0$ et $H < 0$). Cette courbe caractérise l'aimant,

on l'appelle également caractéristique principale. La courbe de désaimantation figure (3) est la partie la plus importante du cycle (B-H). Les points principaux concernant les caractéristiques de désaimantation sont [2,3]:

- Rémanence magnétique et force coercitive,
- Énergie produite et énergie produite maximale,
- stabilisation des champs d'aimants,
- Point de fonctionnement.

La valeur absolue de la pente de la droite de charge, normalisée à μ_0 , est appelée coefficient de perméance (PC) est donné par [2]:

$$PC = \mu_r \frac{1 + p_{r1} \cdot R_g}{P_{m0} \cdot R_g} \quad (1)$$

Où

p_{r1} : est le perméance de fuite du rotor sa valeur compris entre (0.05-0.2),

P_{m0} : est le perméance interne d'aimant,

μ_r : est la perméabilité relative,

R_g : La réluctance d'entrefer.

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 \cdot A_g} \quad (2)$$

g : Épaisseur d'entrefer,

A_g : Surface d'entrefer,

$$A_g = \left[\frac{2}{3} \cdot \pi \cdot \left(R_s - \frac{g}{2} \right) + 2 \cdot g \right] \cdot (L + 2 \cdot g) \quad (3)$$

Le flux magnétique produit par l'aimant est parfois diminué en raison du champ magnétique créé par le courant d'armature. Cet effet est connu comme démagnétisation.

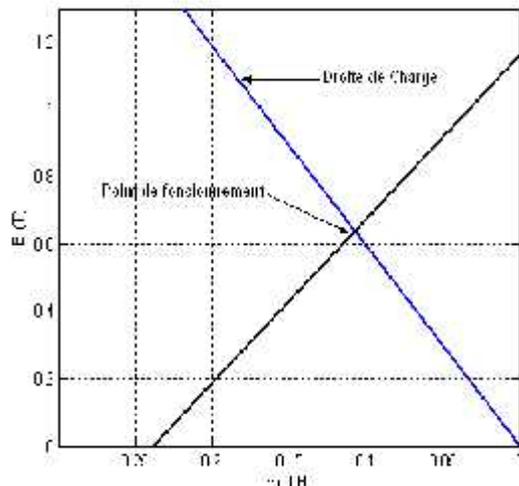


Fig.3. Courbe de Désaimantation

III. CALCUL DU CHAMP MAGNETIQUE

La méthode est basée sur la résolution des équations Laplace-Poisson 2D dans le système de cordonnées polaires, en faisant quelques hypothèses :

- Les effets d'extrémités de la machine sont ignorés;
- La perméabilité du fer du rotor et du stator est infinie ;
- On suppose que les aimants ayants une magnétisation radiale uniforme et une perméabilité relative constante.

Cette méthode consiste premièrement à résoudre les équations différentielles de la distribution du potentiel scalaire magnétique (ϕ), ensuite, en utilisant, les relations liant le vecteur champ (H), le potentiel scalaire et le vecteur (B) on peut trouver les solutions du champ aux différentes parties de la machine tout en tenant compte des conditions aux limites. Dans cette étude on ne considère que la composante radiale qui intervient dans la production de la fem induite de la machine.

La figure (4) montre la géométrie des aimants montés sur la surface du rotor et exposés au fer à travers un entrefer. On suppose que le stator est lisse. L'introduction d'un facteur de correction va permettre d'en tenir compte des effets des encoches.

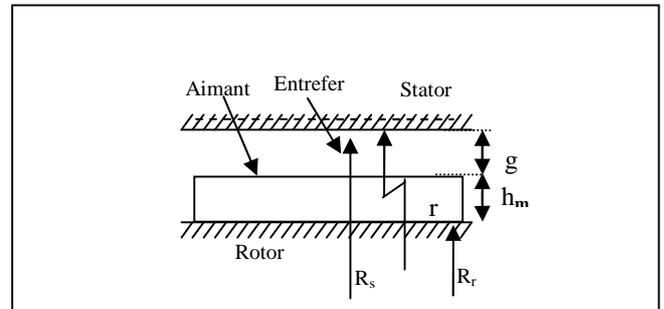


Fig.4 Aimant Entourer par le fer

Les conditions de limites sont :

$$H_{\theta I}(r, \theta) \Big|_{r=R_s} = 0 \quad (4)$$

$$H_{\theta II}(r, \theta) \Big|_{r=R_s} = 0 \quad (5)$$

$$B_{rcl}(r, \theta) \Big|_{r=R_m} = B_{rcII}(r, \theta) \Big|_{r=R_m} \quad (6)$$

$$H_{\theta I}(r, \theta) \Big|_{r=R_m} = H_{\theta II}(r, \theta) \Big|_{r=R_m} \quad (7)$$

Où ;

R_s : Le rayon à la surface intérieure du stator.

Les composantes de l'induction magnétique dans les deux régions (entrefer et l'aimant) sont [3], [4], [5] :

Dans l'entrefer : $R_m < r < R$

$$B_{rcl}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n x_n(M_n) Y_n(r) \cos n\theta \quad (8)$$

Où ;

$$A_n = \frac{(np-1) + 2\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (np+1)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]}$$

$$X_n(M_n) = \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1}$$

$$Y_n(r) = \left(\frac{r}{R_s}\right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np+1}$$

Pour $np = 1$

Et

$$A_1 = \frac{\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right)}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]}$$

$$X_1(M_1) = \frac{\mu_0 M_1}{2\mu_r}$$

$$Y_1(r) = 1 + \left(\frac{R_s}{r}\right)^2$$

Pour $np=1$

Dans les aimants : $R_r < r < R_m$:

$$B_{rcII}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n X_n(M_n) Y_n(r) \cos np\theta + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} Z_n(M_n, r) \cos np\theta + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} T_n(M_n) \cos np\theta \quad (9)$$

$$A_n = \frac{\left(np - \frac{1}{\mu_r}\right) \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} + \left(1 + \frac{1}{\mu_r}\right) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(np + \frac{1}{\mu_r}\right) \left(1 - \frac{1}{\mu_r}\right) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]}$$

Pour $np = 1$

$$X_n(M_n) = \mu_0 M_n \frac{np}{(np)^2 - 1}$$

$$Y_n(r) = \left(\frac{r}{R_m}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np-1} \left(\frac{R_r}{r}\right)^{np+1}$$

$$Z_n(M_n, r) = \mu_0 M_n \frac{np}{(np)^2 - 1} \left(\frac{R_r}{r}\right)^{np+1}$$

$$T_n(M_n) = \mu_0 M_n \frac{(np)^2}{(np)^2 - 1}$$

Et

$$A_r = \frac{\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - 1 + \ln\left(\frac{R_m}{R_s}\right) \left[\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]}$$

$$X_I(M_I) = \frac{\mu_0 M_I}{2}$$

$$Y_I(M_I) = 1 + \left(\frac{R_r}{r}\right)^2$$

$$Z_I(M_I, r) = \frac{\mu_0 M_I}{2} \left[1 - \ln\left(\frac{r}{R_m}\right) + \left(\frac{R_r}{r}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right)\right]$$

Pour $np=1$

A la surface du stator : $r=R_s$

$$B_{rcI}(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n X_n(M_n) \cos np\theta \quad (10)$$

$$A_n = \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} \frac{(np-1) + 2\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (np+1)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]}$$

$$X_n(M_n) = 2 \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1}$$

Pour $np = 1$

Et

$$B_{rcI}(r, \theta) = A_I X_I(M_I) \cos \theta$$

$$A_I = \frac{\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right)}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]}$$

$$X_I(M_I) = \frac{\mu_0 M_I}{\mu_r}$$

Pour $np=1$

La force électromotrice

Du calcul de l'induction magnétique, on peut donner la fem sous forme de série de Fourier [5][6]:

$$E(\theta) = -\sum_{i=1}^n \frac{d\phi}{dt} = \sum_{i=1}^n 2 \cdot B_n(\theta) \cdot R_s \cdot L_e \cdot W_r \cdot K_{dn} \cdot \sin(n.p.\theta) \quad (11)$$

$$E(\theta) = 2 \cdot R_s \cdot L_e \cdot W_r \cdot \sum_{n=1}^{\infty} B_n(\theta) \cdot K_{pn} \cdot K_{pd} \cdot \sin(n.p.\theta) \quad (12)$$

Par conséquent la force électromotrice induite par phase est donnée par :

$$E_{ph}(\theta) = 2 \cdot R_s \cdot L_e \cdot W_r \cdot N_{ph} \sum_{n=1}^{\infty} B_n(\theta) \cdot K_{pn} \cdot K_{pd} \cdot \sin(n.p.\theta) \quad (13)$$

Où ;

L_e : Longueur effective du stator,

W_r : La vitesse angulaire,

N_{ph} : Nombre de spires par phase,

Le facteur de distribution est donné par l'équation suivante :

$$K_{pn} = \frac{\sin(i_{slot} \cdot n \cdot \pi / Q_s)}{i_{slot} \cdot \sin(n \cdot \pi / Q_s)} \quad (14)$$

Où ;

Q_s : Nombres d'encoches du stator,

i_{slot} : Nombre d'encoches par pôle et par phase,

Le facteur de raccourcissement est défini comme la rapport entre le flux totalisé obtenu pour une spire raccourcie et celui obtenu pour une spire diamétrale (ouverture de π).

$$K_{pd} = \sin(n \cdot p \cdot \alpha_y / 2) \quad (15)$$

α_y : Angle magnétique, qui caractérise une spire rectangulaire

Le facteur de bobinage K_{dn} représente le produit du facteur de raccourcissement par le facteur de distribution :

$$K_{dn} = K_{pn} \cdot K_{pd} \quad (16)$$

IV. DIMENSIONNEMENT DU MOTEUR

Le dimensionnement du moteur BLDCM est fait selon le cahier des charges d'un véhicule électrique nécessitant deux moteurs de puissance utile de 6.5 kW avec un couple massique de 21 Nm et de vitesse de rotation 3000 tr/mn de chacun. Le moteur choisi est un moteur BLDCM triphasé avec six pôles ($2p=6$) [7], [8].

A. Eléments de Dimensionnement du Moteur BLDCM

Le couple de référence (C_e) est donné par l'équation :

$$C_e = K \cdot D_r^2 \cdot L_e \quad (17)$$

Où ;

D_r : est le diamètre du moteur,

K : Constante empirique.

Nous fixerons au départ les paramètres suivants :

- le nombre de spires par phase $N_{ph} = 180$,
- Le nombre d'encoches choisi $Q_s = 18$
- l'entrefer est supposé $g = 1.5\text{mm}$,
- L'épaisseur de l'aimant $h_m = 4\text{mm}$ de type NdFeB

On fait varier le diamètre et la longueur du moteur pour différentes épaisseurs d'aimant jusqu'à l'obtention du couple égale au couple nominal et par conséquent en déduit la puissance.

B. Synthèse du Dimensionnement

Le tableau suivant (1) donne les dimensions géométriques du prototype qui va être utilisé pour la simulation.

Tableau 1. DIMENSIONS D'UN PROTOTYPE

Paramètres	Valeur [mm]
Rayon intérieur du Stator (R_s)	125.5 mm
Rayon du rotor (R_r)	120 mm
Longueur effective du moteur (L_e)	70 mm
Épaisseur de l'aimant (h_m)	4 mm
Épaisseur de l'entrefer (g)	1.5 mm
Nombre d'encoches (Q_s)	18
Nombre de spires par phase (N_{ph})	180

V. RESULTATS DE SIMULATION

L'aimant utilisé c'est le NdFeB avec un nombre de pôle égal à 6 ($2p=6$). La figure (5) montre la variation de l'induction radiale en fonction de la position au niveau du stator, créée par les aimants permanents.

La figure (6), présente l'évolution de la forme de l'induction magnétique au niveau du stator ($r=R_s$) en fonction de l'épaisseur de l'aimant. On dit que l'épaisseur d'aimant a une influence sur l'induction. Même effet de l'entrefer sur l'induction magnétique comme le montre la figure (7).

La figure (8), présente l'évolution de la force électromotrice (F_{em}) en fonction de la position. On constate que la forme de la F_{em} est bien trapézoïdale. Lorsque l'entrefer diminue, la valeur du plateau de la F_{em} augmente, et la forme devient plus rectangulaire. Et on peut dire aussi que la variation de l'entrefer comme de l'épaisseur l'aimant a peu d'influence sur la valeur de la F_{em} . La figure (9) présente les forces électromotrices du trois phases.

La figure (10) présente la forme de la F_{em} entre deux phases, La valeur crête de la F_{em} composée vaut $2EM$. Dans les figures (11) et (12) on compare l'induction magnétique et la F_{em} , pour les aimants NdFeB et Samarium-Cobalt. Les aimants permanents NdFeB sont plus puissants que les SmCo mais n'ont pas la possibilité à hautes températures comme les aimants Samarium-Cobalt. Les aimants de NdFeB peuvent avoir une température de fonctionnement allant jusqu'à 200°C et pour les aimants de Samarium-Cobalt une température allant jusqu'à 375°C . Les aimants de NdFeB offrent la meilleure valeur en performance et coût [7], [8].

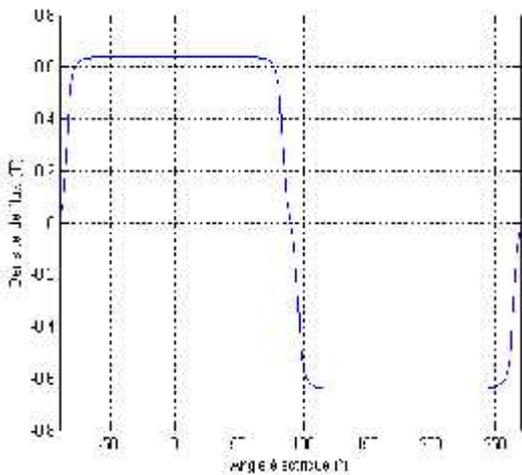


Fig.5 Variation de l'induction Magnétique [T]

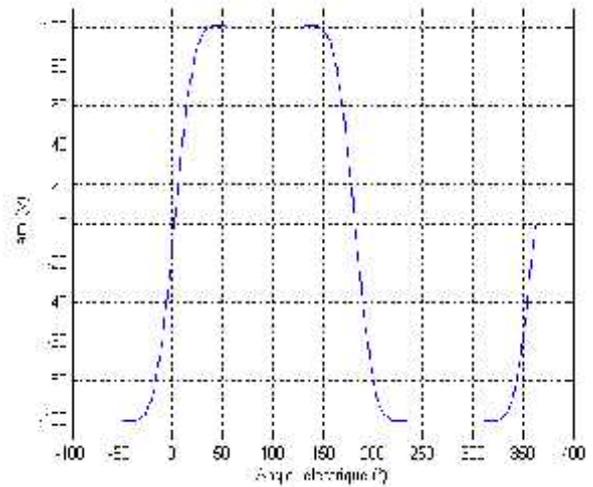


Fig.8 Fem de Phase (Volt)

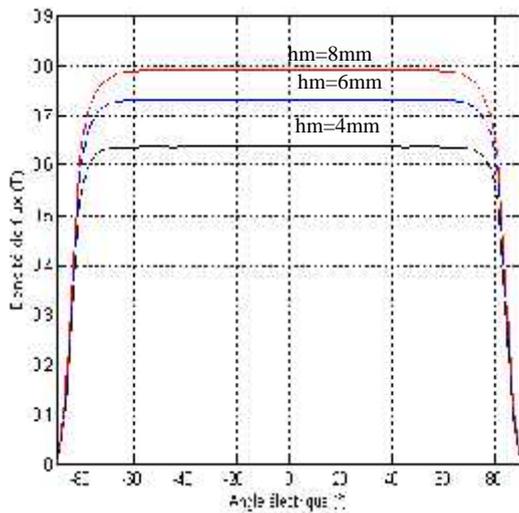


Fig.6 Variation de l'induction magnétique pour différents Electromotrices de Trois Phases

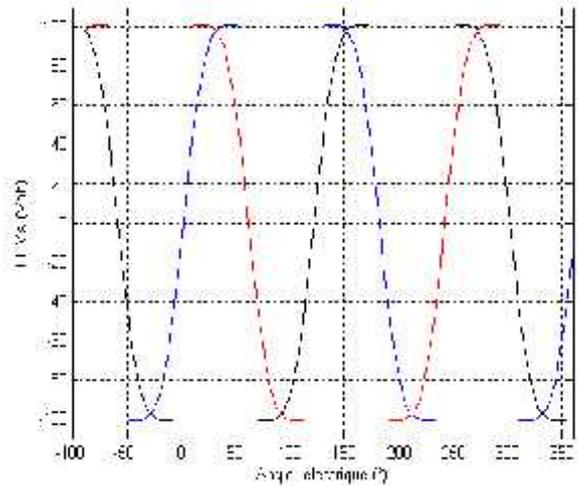


Fig.9 Les Forces Electromotrices de Trois Phases

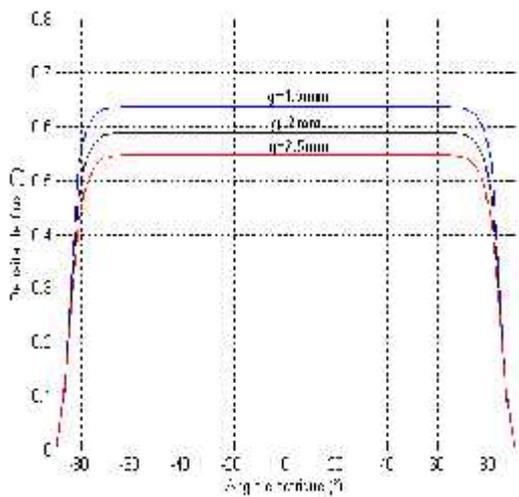


Fig.7 variation de l'induction Magnétique pour Différentes Valeurs d'entrefers

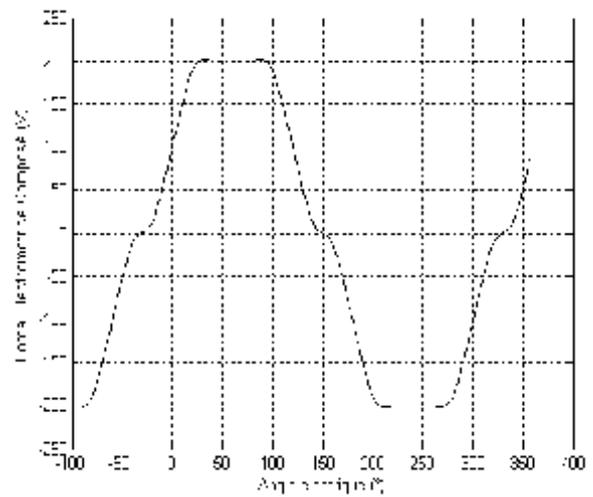


Fig.10 La Force Électromotrice Entre Deux Phases (Composé)

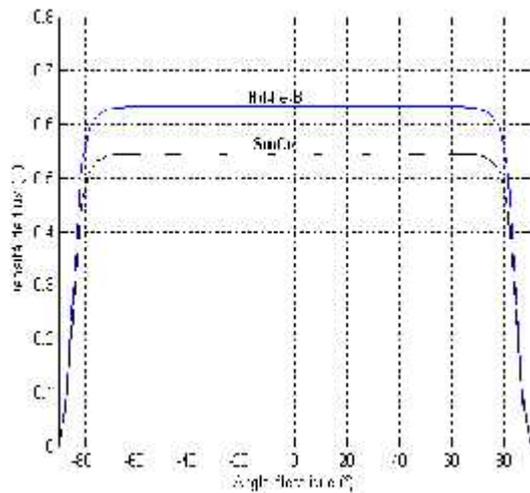


Fig.11 Comparaison entre deux matériaux

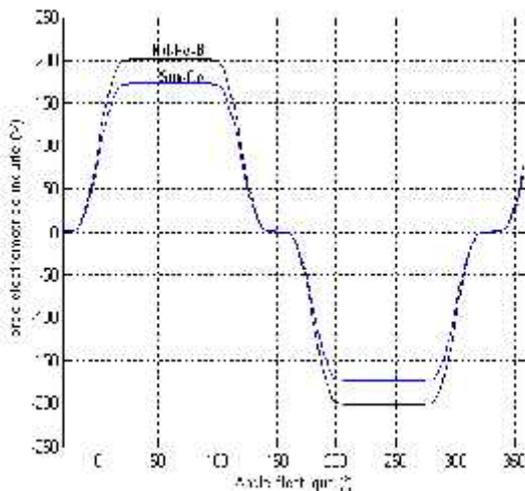


Fig.12 Force Electromotrice pour deux Matériaux

VI. CONCLUSION

Nous avons présenté, dans cet article, une méthode analytique de calcul du champ magnétique d'un moteur BLDCM. La solution analytique permet de déduire la fem du moteur BLDCM. En utilisant le cahier de charge du véhicule électrique, nous avons procédé au dimensionnement du moteur. Les premiers résultats de simulation sont donnés. La méthode, en permettant d'accéder aux expressions des diverses grandeurs, fait apparaître directement l'influence des différents paramètres définissant la machine, ce qui rend l'outil développé particulièrement efficace dans le cadre d'une optimisation. Ainsi, il est actuellement utilisé pour étudier les conditions de minimisation des ondulations de couple de machine de forte puissance en examinant l'influence de différentes répartitions d'aimants et/ou de conducteurs.

VII. REFERENCES

- [1] C.C. Chan " the State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles", Proceedings of the IEEE, Vol. 90, N°2, p. 247-275, 2002
- [2] K. Boughrara, B. Ladghem Chikouche "Analytical Model of Slotted Air-Gap Surface Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motor With Magnet Bars Magnetized in the Shifting Direction" IEEE, Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 2, February 2009.
- [3] D. Zarko Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 1, January 2008.
- [4] B. Azoui, "Concept and Realization of Three Phase Brushless dc Motor (BLDCM) for Solar Application", Thesis submitted for thaw award of the degree of doctor Es-Science, University of Batna, May 2002.
- [5] X. Wang, Q. Li, "Analytical Calculation of Air-Gap Magnetic Field Distribution and Instantaneous Characteristic of Brushless Dc Motors", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 18, No. 3, pp. 424-432. Sep. 2003.
- [6] A. Bogdan, A. Kayhani, «Analytical Model for Permanent Magnet with Surface mounted magnet", *IEEE*, Vol. 18, No. 3, pp. 386-391. Sep. 2003.
- [7] Marek Przybylski " Design And Analysis Of Brushless DC Motor With Magnetic" XI International PhD Workshop OWD 2009, 17-20 October 2009 Powder Core And Nd-Fe-B Bonded Magnets
- [8] T. Lubin, S. Mezani "Improved Analytical Model for Surface-Mounted PM Motors Considering Slotting Effects and Armature Reaction", *Progress In Electromagnetic Research B*, Vol. 25, 293-314, 2010.