

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI OUZOU
FACULTE DU GENIE ELCTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue d'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique

Option : Machines électriques

Thème
Thème

Optimisation du couple d'un actionneur synchrone à aimants permanents par la méthode des éléments finis

Proposé et dirigé par :

M^r. S. HARMIM

Etudié par :

M^{elle}. S. ALIK

Promotion 2008

SOMMAIRE

Introduction générale	01
------------------------------------	-----------

Chapitre I : Généralités sur le moteur synchrone à aimants permanents et la notion d'autopilotage

Introduction	
I- Présentation du moteur synchrone à aimants permanents	03
II- Les différentes structures du moteur synchrone à aimants permanents.....	04
III- Les aimants permanents et leur apport dans les machines électriques.....	05
IV- Principe de la variation de vitesse du moteur synchrone et nécessité de l'autopilotage ...	07
V- Couple électromagnétique du moteur synchrone.....	08
VI- Principe de l'autopilotage	09
VII- Expression du couple électromagnétique en fonction de Ψ	09
Conclusion	

Chapitre II : Composantes du couple de la machine synchrone à aimants permanents

Introduction	
I- composantes du couple de la machine synchrone à aimants permanents	11
I-1- Couple réductant.....	11
I-2-Couple de détente (de réductance d'encoche).....	11
I-3 Couple d'interaction (électromagnétique).....	12
II- Influence des formes des courants et des f.e.m sur la forme du couple électromagnétique.....	13

III- Alimentation de la machine synchrone à aimants permanents	16
III-1- Machines à f.e.m trapézoïdale	16
III-2- Machines à f.e.m sinusoïdale	18
IV- Calcul de la force électromotrice.....	20
Conclusion	

Chapitre III : Moteur synchrone à aimants insérés à aimantation radiale

Introduction	
I- Approche de dimensionnement et d'optimisation	22
II- Présentation de la machine de référence.....	23
II-1- Données de la machine de référence.....	23
II-2 - Dimensions de la machine de référence.....	23
II-3-Hypothèses de travail.....	24
III- Expression de l'induction magnétique dans l'entrefer en fonction des paramètres géométriques.....	24
IV- Travail effectué	26
V- Influence des paramètres géométriques des aimants sur l'induction magnétique d'entrefer	27
VI- Analyse des résultats.....	32
VI-1- Influence de l'épaisseur des aimants	32
VI-2- Influence de l'ouverture relative des aimants	33
VII- Optimisation du couple de la machine.....	33
VII-1- Maximisation du couple moyen.....	34
VII-2- Minimisation des ondulations du couple.....	36
Conclusion	

Chapitre IV : Moteur synchrone à Direction d'Aimantation Tournante

Introduction	
I- Le moteur à Direction d'Aimantation Tournante	39
I-1 Action des aimants azimutaux	40
I-2 Action de l'aimant central.....	42
I-3 Action combinée de tous les aimants.....	43
II- Travail effectué	44
III- Influence de l'ouverture relative $\frac{\beta}{\alpha}$ de l'aimant à aimantation radiale	50
IV- Optimisation du couple de la machine.....	51
Conclusion	
 Conclusion générale	58

Introduction générale

Introduction générale

Les développements récents des matériaux magnétiques et de l'électronique de puissance (composants et commande) ont permis des progrès remarquables des actionneurs électriques dont le domaine d'utilisation est de plus en plus vaste. [2]

Dans toutes leurs applications telles que la robotique et les systèmes dits embarqués, les critères de choix sont nombreux et variés. Notamment, la rapidité et la précision - qui conduit à chercher des moteurs à faible inertie pour l'une et qui exige l'absence de couple pulsatoires pour l'autre- sont deux performances essentielles qui s'imposent.

Pendant longtemps, les moteurs à courant continu ont constitué l'essentiel des actionneurs électriques en robotique, néanmoins, ils présentent quelques inconvénients tels que l'existence de balais et de collecteur, la difficulté d'évacuation des pertes Joules rotoriques et une importante inertie. C'est pourquoi ils se sont vus remplacés progressivement par les moteurs synchrones autopilotés à aimants permanents. [2]

De nombreux travaux ont été réalisés sur le thème de l'optimisation. Ils ont notamment conduit à la création de logiciels d'expertise qui permettent de concevoir des prototypes répondant aux exigences du concepteur. De manière générale, l'optimisation consiste à maximiser ou à minimiser une grandeur électrique ou magnétique appelée «fonction objective» en faisant varier un certain nombre de paramètres géométriques dans les limites physiques possibles appelées « fonctions contraintes » [13]. Le choix des fonctions contraintes dépend de la connaissance analytique de leur influence sur la fonction objective.

Récemment, des méthodes mathématiques d'optimisation ont été utilisées conjointement avec des logiciels de calcul numérique de champ, afin d'automatiser la fonction d'optimisation et obtenir ainsi à des structures de machines électriques optimales en prenant compte de tous les détails magnétiques et géométriques.

Dans le cadre de ce mémoire, nous nous fixons l'objectif de maximiser et lisser le couple d'une machine synchrone à aimants permanents déposés en surface. Le moteur synchrone autopiloté est alimenté via un onduleur à MLI par des courants quasi-sinusoïdaux.

Nous démontrons que maximiser le couple de la machine revient à maximiser le fondamental de l'induction dans l'entrefer et lisser le couple revient à anéantir les harmoniques de celle-ci.

Le calcul de l'induction magnétique dans l'entrefer est fait grâce au logiciel MAXWELL 2D qui utilise le calcul par la méthode des éléments finis.

Nous subdivisons notre travail en quatre chapitres :

Dans un premier chapitre nous donnons une idée générale sur le moteur synchrone à aimants permanents et la notion d'autopilotage

Dans un deuxième chapitre nous nous intéressons au couple dans le détail et nous nous attardons sur le couple électromagnétique et les paramètres influent sur sa qualité.

Le troisième chapitre a pour objet une machine à aimants permanents déposés en surface pour laquelle nous allons essayer d'optimiser le couple en jouant sur les paramètres géométriques des aimants. D'abord nous essayons de maximiser le couple moyen du moteur puis de réduire ses harmoniques.

Dans le dernier chapitre, tout en restant, avec des aimants déposés en surface nous essayons de voir si l'on peut obtenir de meilleures performances avec une structure à Direction d'Aimantation Tournante (DAT) en utilisant uniquement trois aimants par pôle. Puis nous terminons par un récapitulatif des résultats et une conclusion générale.

chapitre I

*Généralités sur le moteur synchrone
et la notion d'autopilotage*

Introduction :

Les moteurs synchrones à aimants permanents occupent une place grandissante au détriment des machines à courant continu et ce, grâce aux développements récents des matériaux magnétiques et aux progrès faits au niveau des aimants permanents.

Dans ce chapitre, nous rappelons succinctement les différentes structures des machines à aimants permanents ainsi que les principales caractéristiques des aimants permanents. Nous rappelons également le principe de l'autopilotage et les grandeurs de contrôle du couple de la machine.

I- Présentation du moteur synchrone à aimants permanents :

Comme toute machine électrique tournante, le moteur synchrone comporte deux armatures :

Une armature fixe appelée stator :

Elle présente une surface interne cylindrique dans laquelle des encoches sont taillées suivant des génératrices de ce cylindre. Cette armature porte un enroulement induit triphasé disposé de façon à réaliser le même nombre de pôles que l'enroulement inducteur et de sorte à créer une f.m.m sinusoïdale dans l'entrefer.

Une armature mobile appelée rotor :

Dans le moteur synchrone classique elle porte un enroulement inducteur parcouru par un courant continu, ce dernier est disposé de façon à créer à la périphérie du rotor, $2p$ pôles alternativement Nord, Sud. En revanche dans le moteur synchrone à aimants permanents, cet enroulement est remplacé par des aimants permanents, ce qui exclut la source de courant d'excitation et élimine les balais et les pertes rotoriques.

II- Les différentes structures du moteur synchrone à aimants permanents

Diverses structures d'inducteurs à aimants sont envisageables, on en donne cinq, ci-dessous.

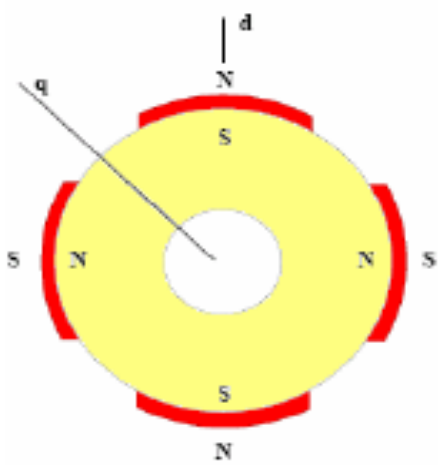


Figure I-1 : Rotor à aimants en surface

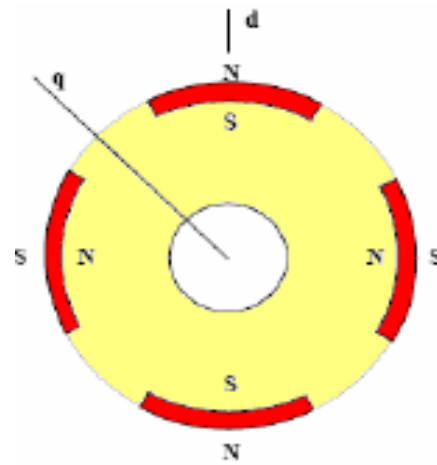


Figure I-2 : Rotor à aimants insérés

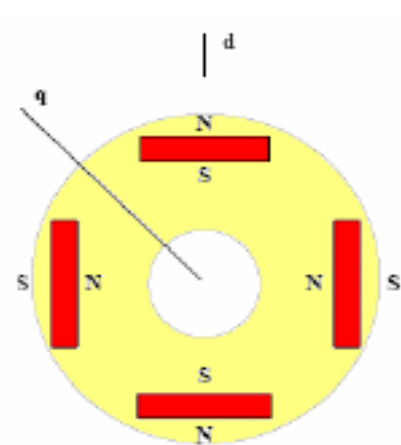


Figure I-3 : Structure à aimants enterrés

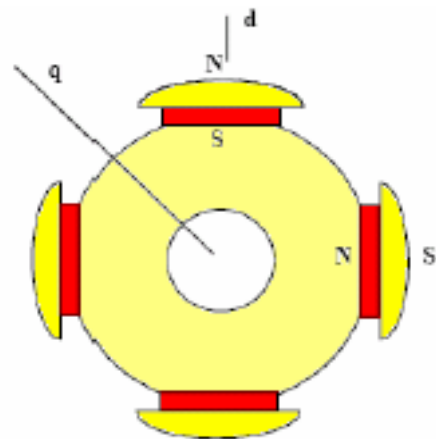


Figure I-4 : Structure à épanouissements polaires

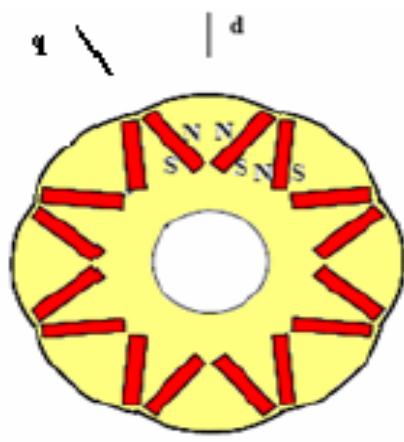
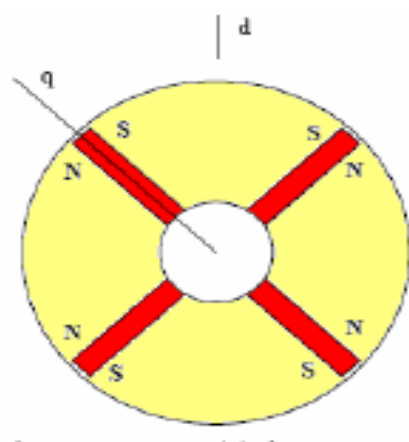


Figure I-5 : Structures à aimants enterrés et concentration de flux

III- Les aimants permanents et leur apport dans les machines électriques :

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation située au deuxième quadrant du plan B - H. Cette courbe est caractérisée par :

- l'induction rémanente B_r .
- le champ coercitif H_{cB} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable.
- le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$.
- les valeurs B_m et H_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.
- le champ coercitif H_{cJ} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau.

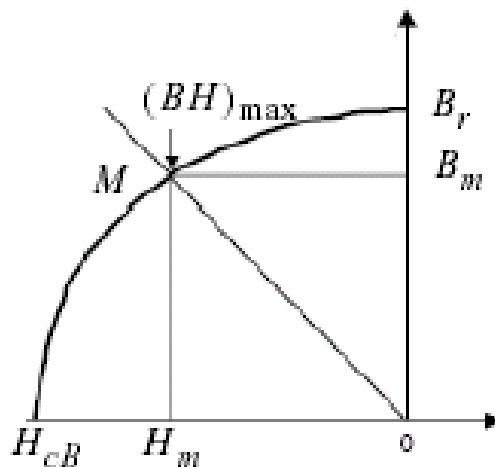


Figure I-6 : Illustration d'une courbe B-H des aimants

Les aimants permanents sont classés dans la catégorie des matériaux durs du fait qu'ils s'aimantent difficilement et résistent à toute désaimantation.

Leurs premières applications ont été celles où leur utilisation est essentiellement nécessaire comme la boussole ou le compas magnétique, mais avec les aimants modernes caractérisés par une énergie spécifique et un champ coercitif élevés les applications se sont développées dans la mesure où l'aimant pouvait concurrencer l'électro-aimant, soit par les suppressions des pertes par effet joule, soit par un encombrement plus réduit, soit par un coût plus faible. [11]

On utilise actuellement quatre principaux types d'aimants, privilégiant soit des performances magnétiques très élevées, soit une stabilité en température :

❖ **Les ferrites** : ce sont des composés d'oxydes métalliques comprenant avec l'oxyde ferrique Fe_2O_3 , un ou plusieurs oxydes MO (où M peut être le baryum, le strontium, le plomb ou le calcium). [11]

❖ **Les ALNICO** : on désigne généralement par le nom ALNICO les alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel. Ils présentent une bonne tenue en température (jusqu'à 500°C).

❖ **Les aimants de type Samarium Cobalt** : ils présentent une aimantation et un champ coercitif élevés. Ils ont un comportement proche de l'idéal quand ils se présentent sous forme d'aimants frittés. La variation $B(H)$ est presque linéaire ce qui conduit à un produit $(BH)_{\max}$ important ($\geq 200 \text{ KJ/m}^3$).

❖ **Les aimants Néodyme Fer Bore** : principalement $\text{Nd}^2\text{Fe}^{14}\text{B}$.

Le diagramme suivant permet de comparer les caractéristiques des aimants cités précédemment :

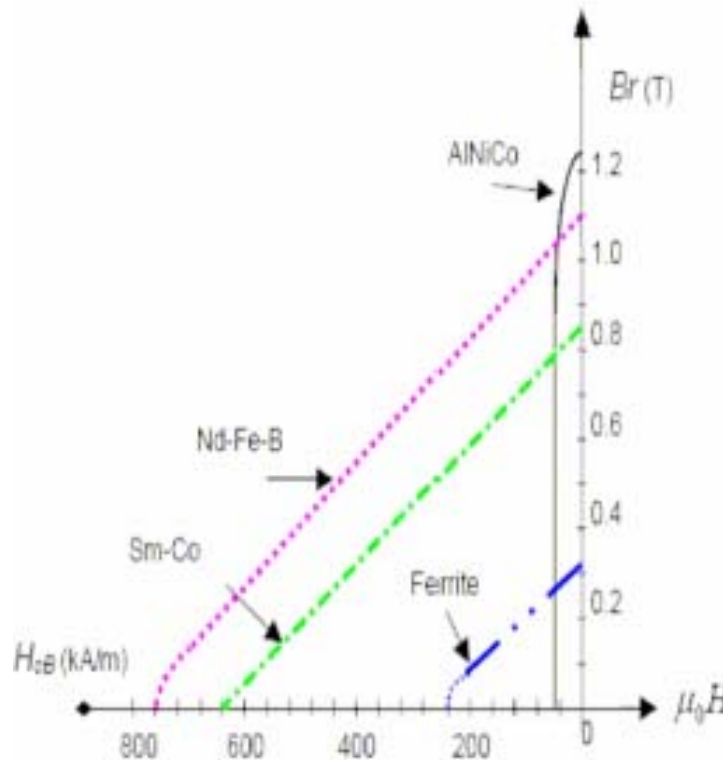


Figure I-7 Caractéristiques des aimants permanents

Un avantage évident de l'utilisation des aimants pour la production du flux est la suppression des pertes joules du système inducteur. L'importance relative de ces pertes par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite.

Un autre avantage de l'excitation par aimant est, avec la suppression du circuit d'alimentation des inducteurs, l'amélioration de la sécurité de fonctionnement : il ne peut y avoir de coupure accidentelle du flux. Par contre celui-ci est difficilement réglable. [11]

IV- Principe de la variation de vitesse du moteur synchrone et nécessité de l'autopilotage :

Le moteur synchrone tourne à la vitesse $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$. Pour faire varier sa vitesse il faut donc faire varier ω , la pulsation du réseau d'alimentation.

Le champ rotorique, dans le mode de fonctionnement classique, est accroché au champ du stator. Plus on demande de couple sur le rotor, plus les deux champs se décalent.

Leurs deux dynamiques sont très différentes, en effet, celle du champ statorique dépend des performances de la source d'alimentation à fréquence variable (constantes de temps électriques faibles); et celle du champ rotorique dépend des performances des parties tournantes beaucoup moins rapides (constantes de temps mécaniques).

Une variation brusque de la pulsation d'alimentation entraînera donc une variation tout aussi rapide de la vitesse du champ statorique.

Le rotor est soumis à une inertie telle que la vitesse de rotation du champ rotorique n'augmentera pas aussi vite.

Cela aura pour effet de générer un décalage trop important entre les champs et donc de faire décrocher la machine. [6]

Pour résoudre ce problème, l'idée essentielle est d'asservir la position du champ rotorique. Cela constitue le mode de fonctionnement dit autopiloté. On impose le décalage angulaire entre les deux champs, on parle alors de moteur synchrone autopiloté.

V- Couple électromagnétique du moteur synchrone :

Le couple développé par un moteur synchrone résulte de l'interaction de deux champs magnétiques. Il s'exprime donc par leur produit vectoriel et dépend de leur distance angulaire.

La machine synchrone est le siège de trois champs magnétiques tournants :

- \vec{B}_v champ magnétique à vide porté par le rotor,
- \vec{B}_i champ magnétique induit,
- \vec{B}_{res} champ magnétique résultant.

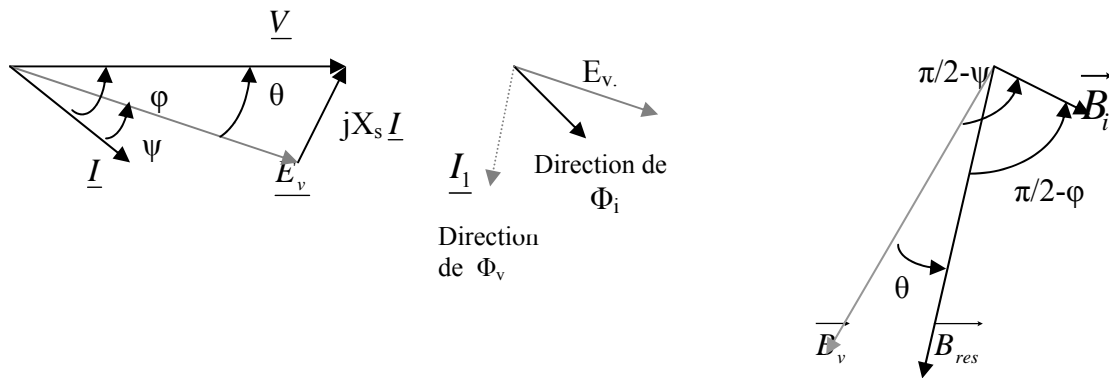


Figure I-8 : Diagramme bipolaire en convention récepteur

Compte tenu des relations angulaire entre les différents vecteurs, on peut exprimer le couple en fonction :

- des paramètres externes V , I , φ ;
- des paramètres internes de la machine E_v , θ , Ψ

VI- Principe de l'autopilotage :

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à garder constant le décalage angulaire « Ψ » entre les f.e.m créées par le champ rotorique et les courants qui créent le champ statorique (figure I-9). Avec cette condition la distance angulaire entre les deux champs statoriques et rotoriques est maintenue constant et l'autopilotage peut être entretenu par une boucle d'asservissement de position (à l'aide d'un capteur de position) réalisée à l'intérieur de la boucle de commande du couple de la machine. [12]

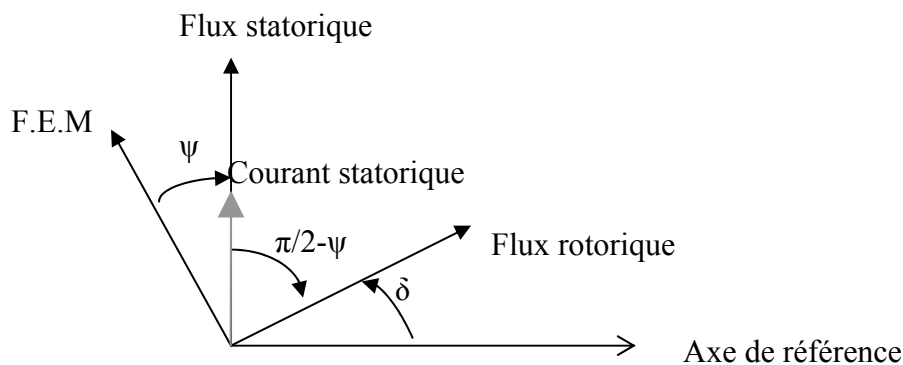


Figure I-9 : Disposition du flux statorique par rapport au flux rotorique

VII- Expression du couple électromagnétique en fonction de Ψ :

En cherchant à exprimer le couple en fonction de Ψ , nous privilégions un paramètre interne de la machine, la f.e.m à vide et un paramètre externe, le courant statorique. Le couple est donc proportionnel au produit :

$$\Gamma = B_v B_i \sin\left(\frac{\pi}{2} - \Psi\right) = B_v B_i \cos \Psi$$

- \vec{B}_v champ magnétique à vide porté par le rotor, il est proportionnel à Φ_v
- \vec{B}_i champ magnétique induit, il est proportionnel à I

Pour obtenir son expression en fonction de Φ_v et de I , nous exprimons la puissance électromagnétique de deux manières différentes : en fonction des paramètres électriques et en fonction des paramètres mécaniques.

Ces expressions sont les suivantes :

$$p_{elm} = 3.E_v I \cos \Psi = 3.K.N_s.\omega.\Phi_v.I \cos \Psi \text{ et}$$

$$p_{elm} = \Gamma.\Omega_s.$$

D'où l'expression du couple électromagnétique :

$$\Gamma = \frac{3.E_v I \cos \Psi}{\Omega_s} = 3.p.K.N_s.\Phi_v I \cos \Psi \text{ Avec } \Omega_s = \frac{p}{\omega}$$

$$\Gamma = A \Phi_v I \cos \Psi$$

Il apparaît un mode de contrôle du couple par alimentation à courant imposé. On dispose de deux grandeurs de réglage indépendantes :

- ❖ I valeur efficace du courant de phase ;
- ❖ Ψ déphasage entre I et E_v (réglable par autopilotage).

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une idée générale sur le moteur synchrone à aimants permanents, ces différentes structures et les avantages que présente l'utilisation des aimants permanents. Puis nous avons parlé d'autopilotage comme solution au problème de décrochage de la machine puis nous avons exprimé le couple en fonction de Ψ qui est le déphasage entre la f.e.m à vide et le courant statorique.

chapitre II

*Composantes du couple de la machine
synchrone à aimants permanents*

Introduction :

Dans ce deuxième chapitre, nous commençons par les composantes du couple de la machine à aimants permanents puis nous nous attardons sur le couple électromagnétique pour lequel nous donnons l'expression et étudions l'influence des formes des courants et des f.e.m sur sa qualité. Nous parlons aussi vaguement de l'alimentation des machines à aimants permanents.

I- Composantes du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents :

Pour les moteurs synchrones à aimants permanents, le couple en charge peut être considéré comme la superposition d'un couple d'interaction, d'un couple réactif auxquels s'ajoute un couple de détente. [2]

I-1- Couple réactif :

Le couple réactif est dû à l'anisotropie rotorique, c'est le résultat de la tendance des matériaux magnétiques constituant le rotor à s'aligner dans la direction du champ tournant créé par les courants statoriques. Ce couple est pratiquement inexistant dans les structures à aimants déposés en surface du rotor (pôles lisses).

Ce couple est sensiblement proportionnel au carré du courant statorique [2], donc, plus le courant d'alimentation est élevé, plus la valeur de ce couple est élevée.

I-2-Couple de détente :

Les oscillations du couple total sont engendrées par différents phénomènes physiques, certaines de ces pulsations sont dues à l'interaction entre les aimants et les dents d'encoches, cette interaction engendre un couple dit « de détente » ou encore « couple de réactance d'encoches ».

Ce couple s'obtient, pour un fonctionnement à vide de la machine, en calculant la variation d'énergie magnétique emmagasinée dans toutes les parties du moteur au cours de sa rotation.

Etant très gênant aux faibles vitesses, plusieurs études ont été menées afin de réduire ce couple. Le moyen le plus utilisé est l'inclinaison des encoches d'un pas dentaire, ce qui a pour méfait d'abaisser un tout petit peu le couple et de compliquer la fabrication du moteur. [1]

On a aussi démontré que ce couple pouvait être réduit, dans une machine à aimants permanents à encoches droites, en établissant un choix judicieux de la largeur d'aimant et d'ouverture d'encoche, par rapport au pas dentaire .

I-3 Couple d'interaction :

Le principal du couple total, développé par un moteur à aimants, est dû à l'interaction dans l'entrefer des champs magnétiques produits par les courants de l'enroulement induit et les aimants rotoriques, c'est le couple d'interaction.

Il est primordial que cette grandeur soit uniforme car de faibles variations de celle-ci peuvent générer des variations de vitesse, des vibrations, du bruit...qui sont autant de pénalisations pour le bon fonctionnement du moteur.[9]

La puissance instantanée absorbée par le moteur s'écrit :

$$p(t) = V_a(t)i_a(t) + V_b(t)i_b(t) + V_c(t)i_c(t)$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisse, cette puissance s'écrit :

$$p(t) = r_s [i_a^2(t) + i_b^2(t) + i_c^2(t)] + \frac{1}{2} L \left[\frac{di_a^2(t)}{dt} + \frac{di_b^2(t)}{dt} + \frac{di_c^2(t)}{dt} \right] + e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t)$$

Le premier terme représente les pertes Joules statoriques.

Le deuxième terme représente la variation de l'énergie stockée dans l'entrefer et le matériau magnétique ;

Le troisième terme représente la puissance électromagnétique développée par la machine. [9]

La puissance électromagnétique s'écrit donc :

$$P_{elm} = e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t)$$

Nous en déduisons l'expression du couple électromagnétique qui s'exprime par :

$$\Gamma = \frac{P_{elm}}{\Omega} = \frac{e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t)}{\Omega}$$

Pratiquement, nous pouvons observer que dans les machines synchrones autopilotées le couple d'interaction n'est pas constant, soit parce que les f.e.m n'ont pas exactement la forme adaptée à celle des courants d'alimentation, soit parce que la forme du courant n'est pas parfaitement adaptée à celle de la f.e.m.

Ajouter à cela le couple de détente et éventuellement le couple réluctant, dans le cas des structures à aimants insérés, nous obtenons un couple fortement ondulé.

II- Influence des formes des courants et des f.e.m sur la forme du couple électromagnétique :

Nous supposons une machine à aimants déposés en surface et encoches statoriques masquées pour que le couple ne soit composé que du couple d'interaction.

$$\Gamma = \frac{P_{elm}}{\Omega} = \frac{e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t)}{\Omega}$$

Nous pouvons en première approche classer les machines selon la forme de leur f.e.m en deux familles :

- Machines à f.e.m sinusoïdale.
- Machines à f.e.m trapézoïdale.

Alors plusieurs quatre cas de figure se présentent pour le couple selon que les courants d'alimentation soient en créneaux ou sinusoïdaux.

Pour voir l'influence des combinaisons des formes des courants et des f.e.m, nous avons simulé pour les différents cas les allures du couple qu'on obtient, et les résultats obtenus sont illustrés ci- dessous :

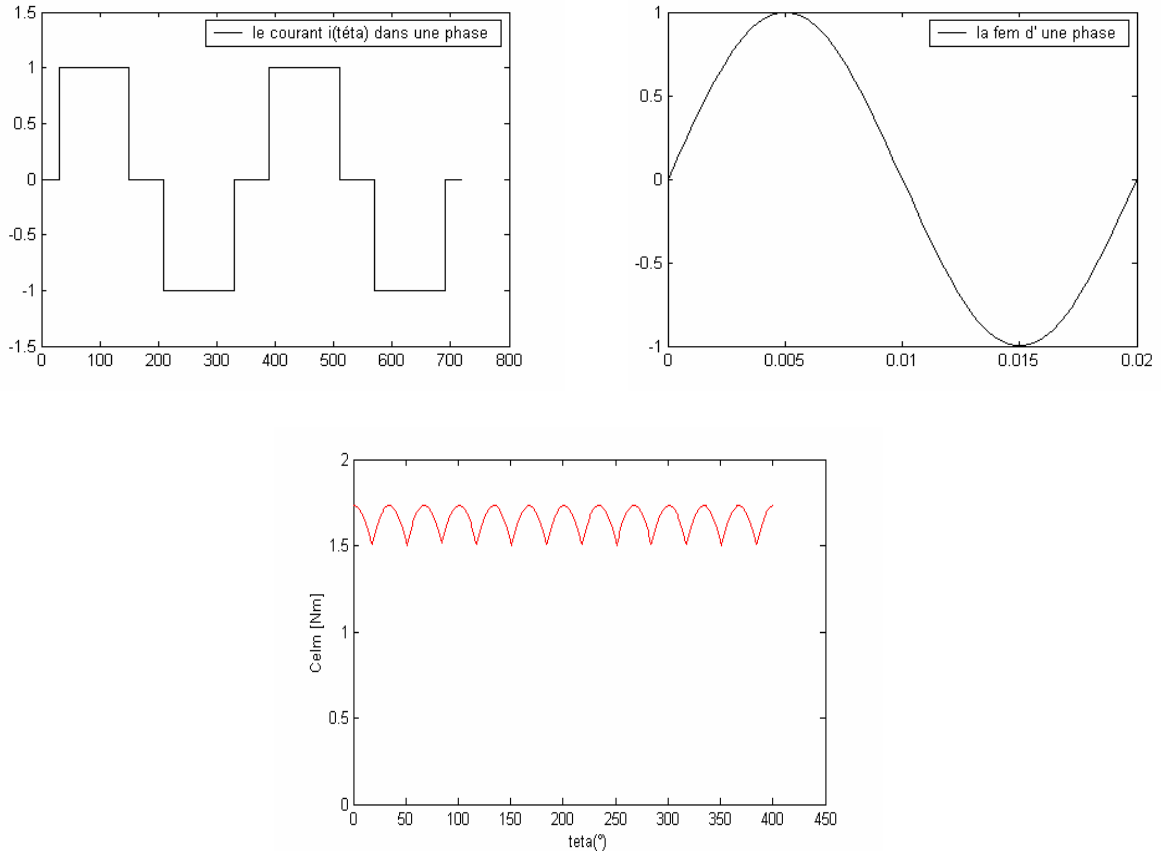


Figure II-1 : Couple obtenu pour des courants en créneaux et des f.e.m sinusoidales.

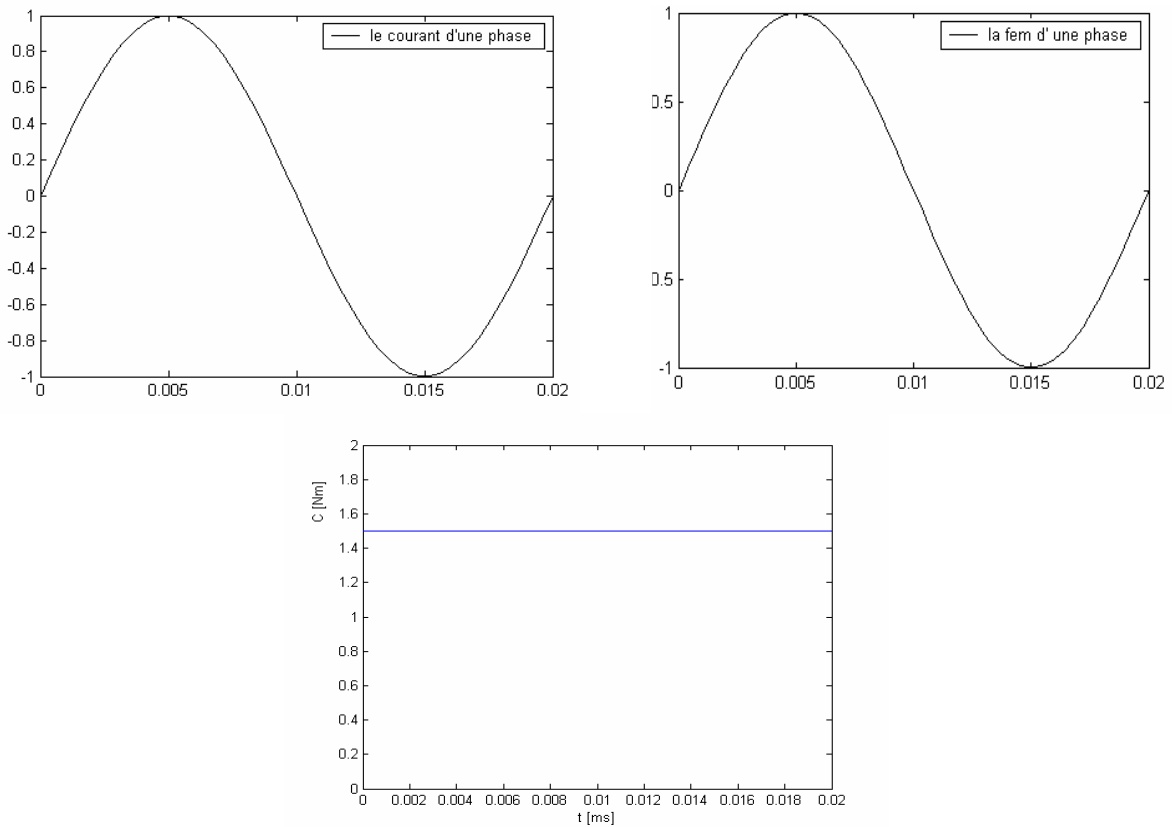


Figure II-2 : Couple obtenu pour des courants et des f.e.m sinusoidaux.

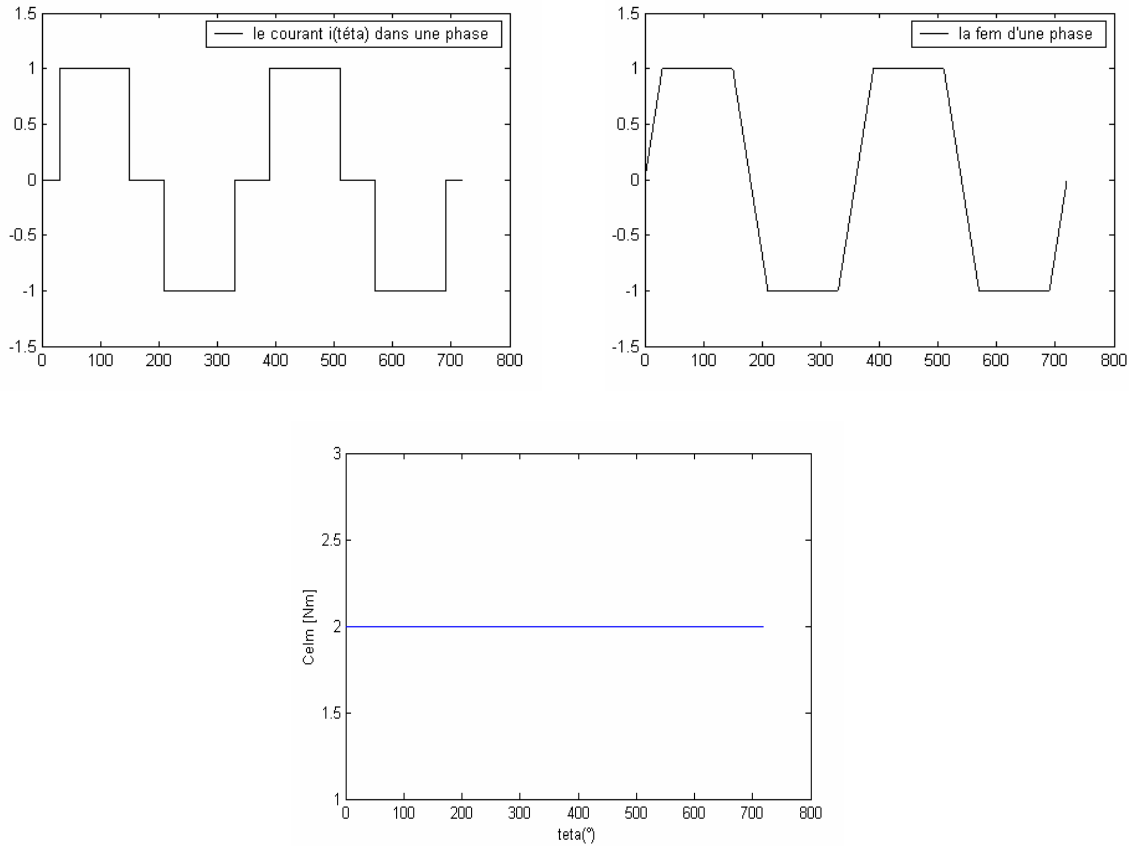


Figure II-3 : Couple obtenu pour des courants en créneaux et des f.e.m trapézoïdales

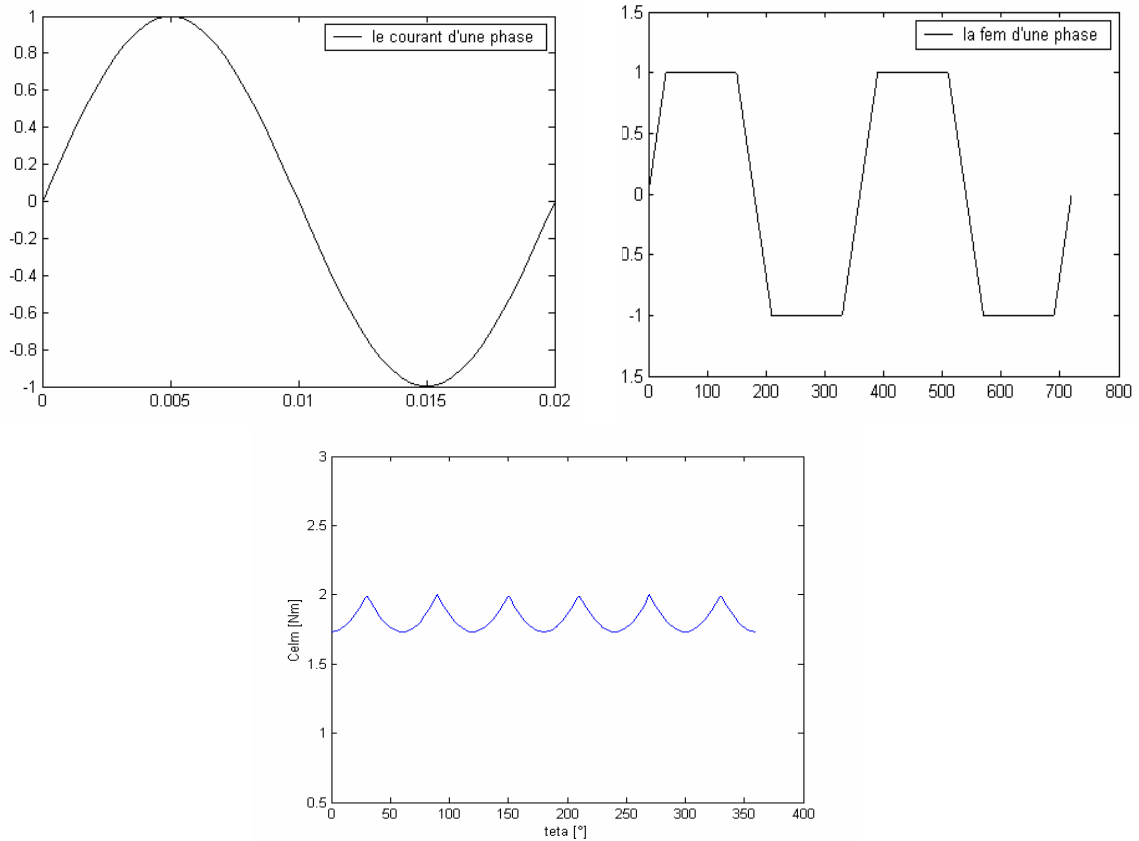


Figure II-4 : Couple obtenu pour des courants sinusoidaux et des f.e.m trapézoïdales

Si l'on juge sur la qualité du couple obtenu pour les quatre différents cas, il apparaît clairement que pour les machines dites à f.e.m trapézoïdales, la forme des courants la plus adaptée, c'est-à-dire celle qui minimise les ondulations sur le couple est de type créneaux de 120° .

De même, nous constatons que pour les machines à f.e.m sinusoïdales, la forme de courants garantissant un couple lisse doit être aussi sinusoïdale.

Ceci dit, rien n'empêche en pratique d'alimenter une machine à f.e.m trapézoïdale avec des courants sinusoïdaux ou une machine f.e.m sinusoïdale avec des courants en créneaux, tout dépend en fait des qualités attendues pour l'application.

III- Alimentation de la machine synchrone à aimants permanents :

III-1- Machines à f.e.m trapézoïdale :

Nous avons vu que pour ce genre de machine, si nous voulons obtenir un couple lisse, il vaut mieux que les courants d'alimentation soient en créneaux. Dans ce cas, pour alimenter la machine, on utilise un onduleur à thyristors composé d'une source de courant continu (en pratique un redresseur commandé suivi d'une self importante), qui délivre un courant I_{DC} sous une tension U_{DC} . Cette source alimente le moteur par l'intermédiaire d'un commutateur de courant (ensemble d'interrupteurs électroniques orientant les courants dans les différents enroulements du moteur). Les instants de commutation sont imposés par la position du rotor ce qui justifie l'appellation de machine synchrone autopilotée. [5]

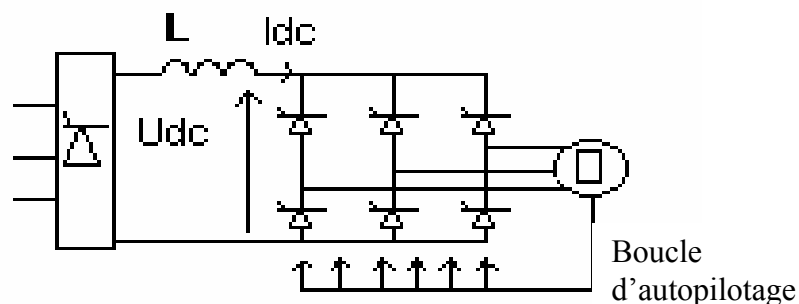


Figure II-5 : Machine synchrone alimentée par un onduleur à thyristors

Ce montage est utilisé lorsqu'on cherche à avoir des vitesses assez élevées, notamment en traction électrique (TGV atlantique) [6]

Pour les petites puissances, le commutateur de courant est remplacé par un onduleur de tension contrôlé en courant auquel on impose des courants en créneaux.

Compte tenu du caractère inductif de la machine, qui s'oppose à toute variation brusque du courant, les courants obtenus ne sont pas parfaitement en créneaux mais ont plutôt une forme légèrement inclinée, voir figure II-6

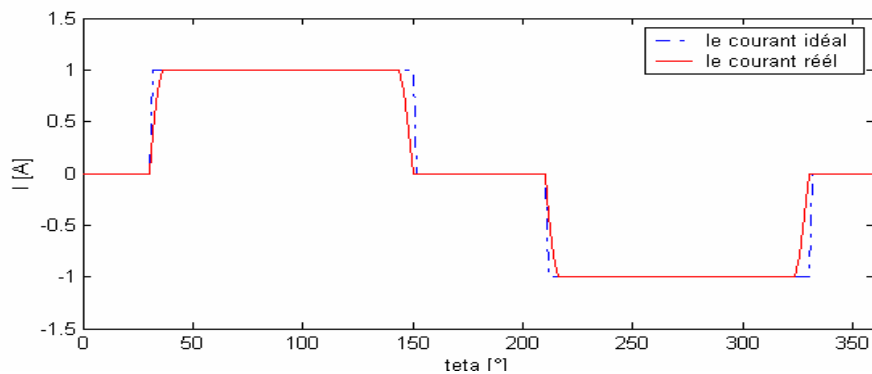


Figure II- 6 : forme réelle et idéale des courants

Associée à la forme des f.e.m, des ondulations apparaissent ainsi sur le couple de la machine comme illustré par la figure suivante.

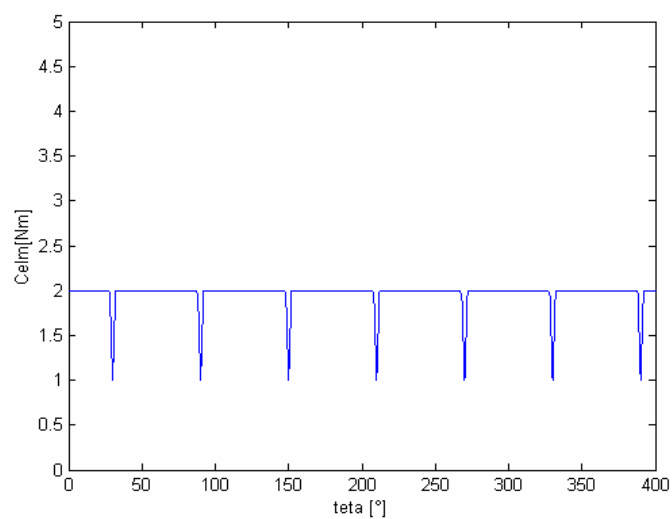


Figure II – 7 : Couple obtenu avec la forme réelle des courants

III-2- Machines à f.e.m sinusoïdale :

Dans ce type de machines, afin de supprimer les ondulations du couple, une alimentation avec des courants sinusoïdaux s'impose. Ceci est réalisé grâce à un onduleur de tension commandé en MLI auquel on impose des références sinusoïdales.

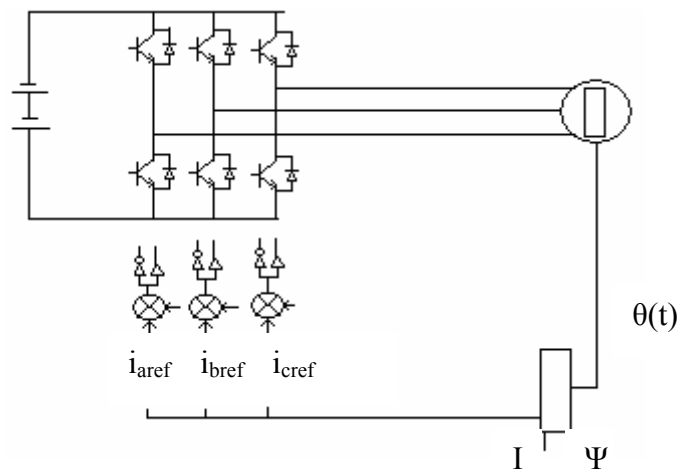


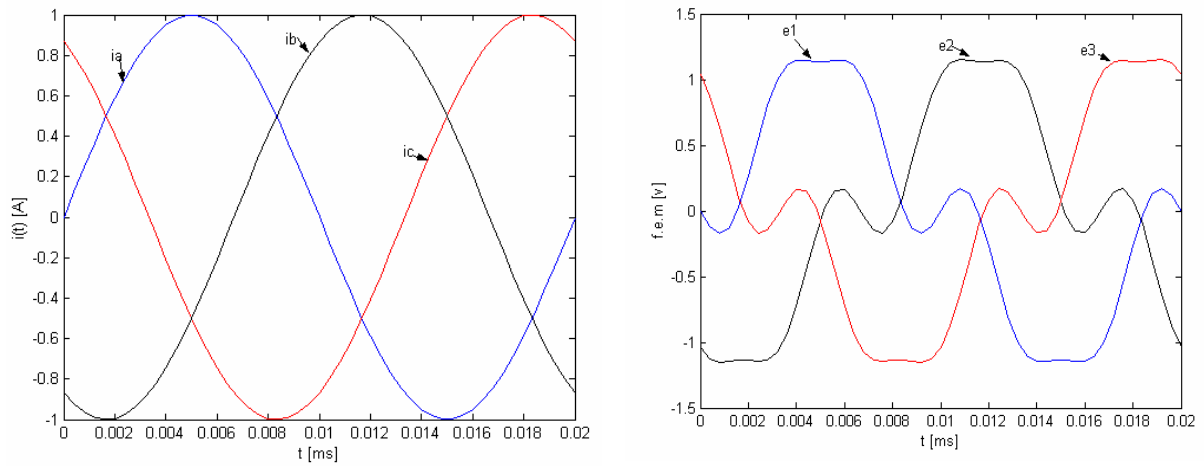
Figure II-8 : Machine synchrone alimentée par un onduleur de tension

Le dispositif d'autopilotage doit générer, en tenant compte de la position du rotor, les trois consignes de courant par phase de la machine synchrone.

L'association machine synchrone - onduleur de tension MLI est largement utilisée dans les entraînements à petites puissances.

Si les f.e.m sont sinusoïdales et qu'on arrive à imposer des courants sinusoïdaux alors le couple sera lisse, mais qu'en est-il de sa forme si les f.e.m contiennent des harmoniques ?

Pour répondre à cette question, nous avons procédé à la simulation de ce cas en supposant que les f.e.m contiennent des harmoniques de rang 3 et 5 et le résultat obtenu est le suivant :



FigureII-9: Courants sinusoïdaux et f.e.m contenant des harmoniques.

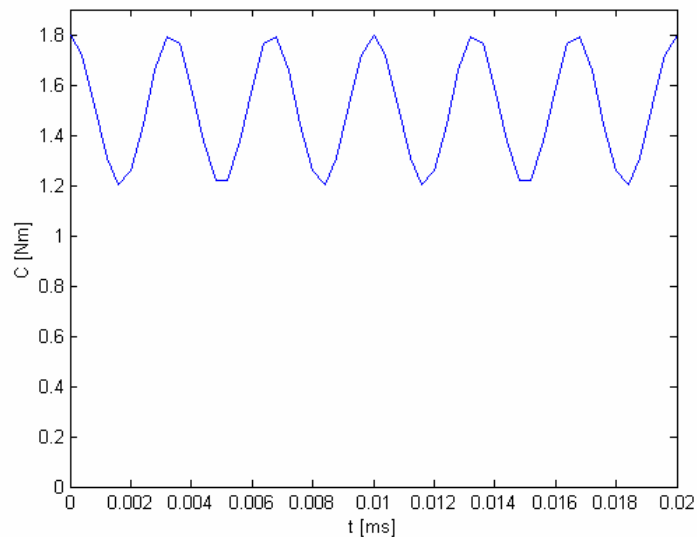


Figure II-10 : Le couple obtenu pour des courants sinusoïdaux et des f.e.m contenant des harmoniques

Il apparaît clairement que les ondulations des f.e.m se répercutent directement sur le couple, donc pour obtenir un couple lisse en imposant des courants sinusoïdaux, on a tout intérêt à réduire les harmoniques de la f.e.m voir à les éliminer.

IV- Calcul de la force électromotrice

La force électromotrice induite aux bornes d'un conducteur est

$$e_{\text{fil}} = B.l.v \text{ avec } v = \frac{\omega R}{p}$$

Où p est le nombre de paires de pôles, R le rayon et L la longueur utile du stator et B l'induction magnétique d'entrefer

Pour une encoche contenant N_s conducteurs on aura :

$$e = N_s . B.l.v$$

La décomposition en séries de Fourier de B donne : $B(\theta) = \sum B_j \sin(j\theta)$ où j est le rang de l'harmonique

$$\text{D'où } e_{\text{enc}} = N_s . L \frac{\omega R}{p} \sum B_j \sin(j\theta).$$

$$\text{Pour une section de } N_s \text{ spires, la f.e.m sera } e_{\text{enc}} = 2.N_s . L . \frac{\omega R}{p} \sum B_j \sin(j\theta).$$

Et si les conducteurs ne sont pas concentrés dans une seule encoche mais répartis sur q encoches par pôle et par phase dont chacune contient N_s spires, nous aurons alors pour une

$$\text{bobine : } e_b = 2.N_s . q . L \frac{\omega R}{p} \sum K_{bj} B_j \sin(j\theta)$$

Où K_{bj} est le coefficient de bobinage de rang j .

$$\text{Dans le cas d'une machine à } p \text{ paires de pôles : } e = 2.p.N_s . q . L . \frac{\omega R}{p} \sum K_{bj} B_j \sin(j\theta).$$

Si nous gardons fixes le rayon d'alésage, le nombre de conducteurs par encoche et le nombre d'encoches par pôles et par phase, le terme $2..N_s . q . L . \omega R$ est constant. La f.e.m peut

$$\text{alors s'écrire : } e = A . \sum K_{bj} B_j \sin(j\theta) \quad \text{avec } A = 2..N_s . q . L . \omega R$$

Nous observons que la f.e.m est étroitement liée à l'induction dans l'entrefer B , de ce fait, le fondamental de la f.e.m est l'image de celui de B et il en est de même pour les harmoniques, alors la f.e.m ne pourra être sinusoïdale dans le temps que si la répartition de B l'est dans l'espace.

On a remarqué que le fait de construire des enroulements répartis, contribuait de façon considérable à la diminution des harmoniques de la f.e.m, cependant, on ne peut multiplier indéfiniment ces encoches. Donc la f.e.m ne sera jamais parfaitement sinusoïdale. De plus, pour les petites machines (celles utilisées en robotique par exemple), dont le diamètre est relativement faible, il n'y a pas assez d'espace pour la répartition des encoches, d'où la nécessité de trouver une autre solution pour réduire ces harmoniques qui seront, comme on l'a démontré, à l'origine des ondulations du couple électromagnétique.

En conclusion, comme la f.e.m intervient directement dans l'expression du couple, optimiser ce dernier revient à optimiser la forme de l'induction magnétique d'entrefer.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressé au couple de la machine, nous avons d'abord donné ses composantes puis nous avons étudié le couple d'interaction qui est le couple électromagnétique. Nous avons établi la relation entre ce dernier, la f.e.m induite et les courants d'alimentation puis nous avons brièvement parlé de l'alimentation des machines à aimants permanents selon le type de leur f.e.m

Sous l'hypothèse de courants parfaitement sinusoïdaux, nous avons prouvé que les harmoniques de la f.e.m étaient à l'origine des ondulations du couple, et l'expression analytique de la f.e.m a démontré que si l'on voulait optimiser le couple électromagnétique il faut optimiser la forme de l'induction magnétique d'entrefer.

Quels sont alors les paramètres sur lesquels il faut jouer pour y parvenir ?

chapitre III

*Moteur synchrone à aimants déposés
à aimantation radiale*

Introduction :

Au chapitre précédent, nous avons démontré qu'optimiser le couple revient à optimiser l'induction d'entrefer et c'est ce qui sera le but de ce troisième chapitre.

Après une présentation de la machine de référence qui fera l'objet de notre étude, une expression assez simplifiée de l'induction magnétique d'entrefer nous permettra d'identifier les paramètres géométriques sur les quels nous allons jouer pour optimiser la forme de l'induction.

Une première étude consiste à faire varier les dimensions des aimants d'une machine à aimants permanents à aimantation radiale et de voir l'influence de ces variations sur l'induction d'entrefer. Puis une analyse des résultats nous permettra peut être de trouver une structure qui présente de meilleurs performances que la machine de référence et les critères de comparaisons seront la valeur du couple moyen et son taux d'ondulation.

I- Approche de dimensionnement et d'optimisation :

La démarche adoptée pour le dimensionnement de MSAP consiste à mettre en évidence les paramètres géométriques et leur influence sur le couple moyen, la f.e.m et leur contenu harmonique.

Nous avons pu établir que la forme de la f.e.m induite n'est autre que l'image de l'induction magnétique dans l'entrefer créée par les aimants, on déduit alors que la qualité du couple en dépend énormément.

Dans ce qui suit nous essayons de réduire les harmoniques et augmenter le fondamental de l'induction dans le but d'améliorer la qualité du couple électromagnétique.

II- Présentation de la machine de référence:

II-1- Données de la machine de référence :

Les données de la machine de référence sont tirées de la référence [15].

L'enroulement statorique de la machine à étudier est triphasé à simple couche avec deux encoches par pôle et par phase. Le nombre d'encoches statoriques est $z = 36$, le nombre de pôles est $2p = 6$, le courant d'alimentation est $I = I_n = 9A$ à la fréquence 50 Hz et la longueur utile de la machine est $l = 140$ mm.

Les aimants sont de type Samarium Cobalt et l'ouverture d'une encoche statorique est égale au tiers du pas dentaire.

II-2 - Dimensions de la machine de référence :

❖ Les différents rayons :

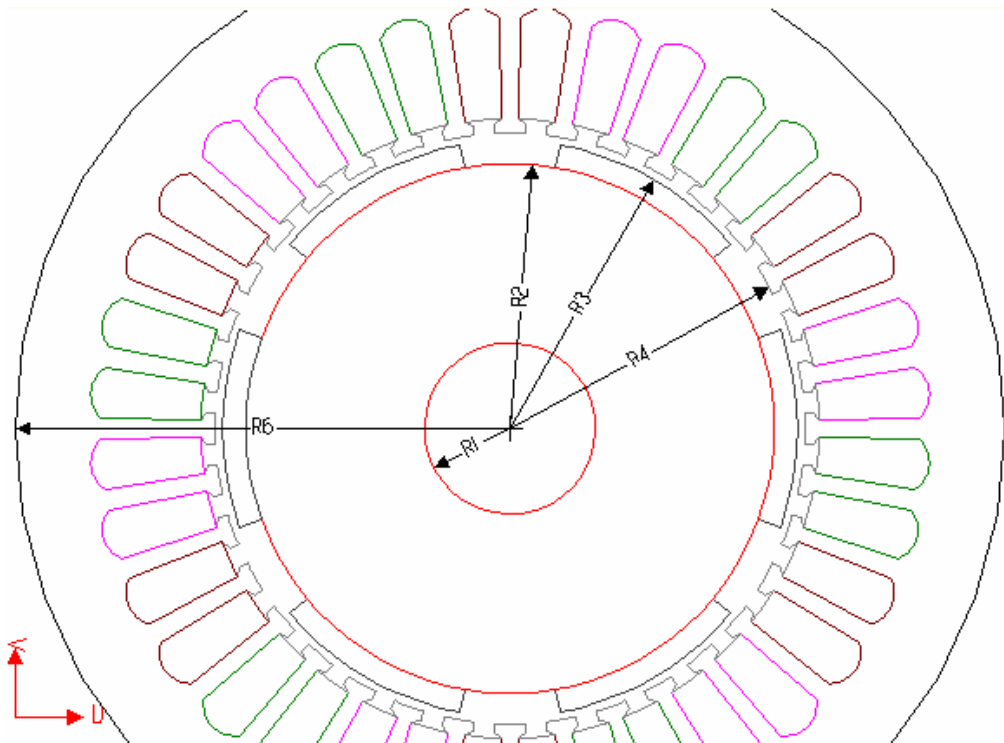


Figure III-1 : Rayons de la machine

$R_1 = 9 \text{ mm}$	Rayon de l'arbre
$R_2 = 27.8 \text{ mm}$	Rayon extérieur du rotor
$R_3 = 30.2 \text{ mm}$	Rayon des aimants
$R_4 = 31 \text{ mm}$	Rayon interne du stator
$R_5 = 52 \text{ mm}$	Rayon externe du stator

❖ Les matériaux utilisés :

Les dents, le dos statorique et le rotor sont faits de tôle magnétique.

Les aimants permanents sont de type $\text{Sm}_2\text{Co}_{24}$.

Les conducteurs sont en cuivre.

II-3- Hypothèses de travail :

- ❖ Le modèle d'étude est bidimensionnel : on travaille dans un plan de section droite de la machine et on considère que le problème est invariant dans des translations parallèles à l'axe oz.
- ❖ Pas de courants induits dans les parties massives de la machine.
- ❖ Un autopilotage parfait, ce qui nous permet de faire des calculs en magnétostatique.
- ❖ Des courants d'alimentation de forme parfaitement sinusoïdale.

III- Expression de l'induction magnétique dans l'entrefer en fonction des paramètres géométriques :

Pour mettre en évidence la relation liant l'induction à la géométrie des aimants, prenons le cas d'une machine bipolaire et faisons un calcul simpliste.

Pour le calcul de l'induction, nous supposons que le stator de la machine est lisse et nous prenons l'entrefer équivalent qui correspond à l'entrefer mécanique que multiplie un coefficient qui tient compte de la denture du stator, dit coefficient de Karter noté k_c ($e_{eq} = K_c \cdot e$).

L'application du théorème d'Ampère sur une ligne fermée d'un pôle nord à un pôle sud nous donne la relation suivante pour l'induction magnétique d'entrefer :

$$B_e = \frac{e_a \cdot B_r}{e_a + K_c \cdot e} \dots\dots\dots (1)$$

Où e_a est l'épaisseur des aimants, e l'épaisseur de l'entrefer et B_r l'induction rémanente de l'aimant

La relation (1) montre que l'induction magnétique dans l'entrefer est inversement proportionnelle à l'épaisseur e de l'entrefer, il en résulte que la diminution de l'entrefer permet d'améliorer le niveau de l'induction. Toutefois, les contraintes de construction mécanique ne permettent pas de le réduire indéfiniment.

Si l'on trace l'évolution de l'induction magnétique d'entrefer B_e en fonction de l'épaisseur e_a , nous observons qu'à partir d'une certaine valeur de l'épaisseur e_a des aimants, B_e n'augmente que très peu alors que le volume de l'aimant augmente considérablement. Il est donc nécessaire de trouver un compromis qui assure une grande valeur pour B_e et un volume de l'aimant acceptable.

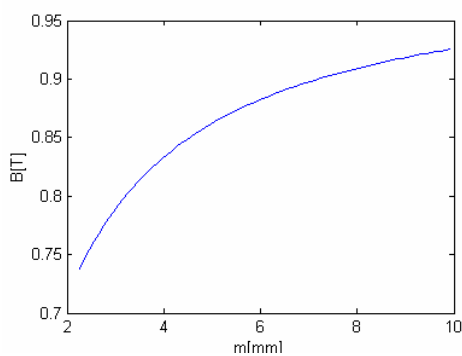


Figure III-2a : Évolution de B en fonction de l'épaisseur des aimants

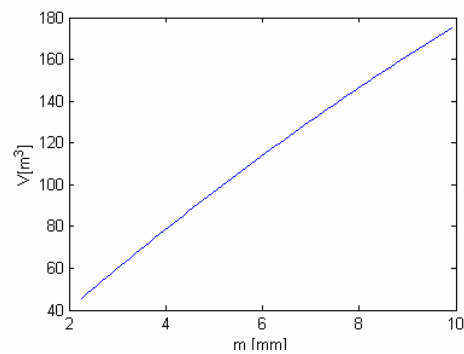


Figure III-2b : Évolution de V en fonction de l'épaisseur des aimants

Le calcul analytique simpliste ne nous permet pas de voir l'influence de l'ouverture des aimants sur l'induction d'entrefer, mais nous pouvons aisément comprendre que plus l'aimant tend à occuper tout le pôle polaire plus la forme de l'induction se rapproche d'une forme carrée.

IV- Travail effectué :

Sachant que pour augmenter le flux dans l'entrefer il faut minimiser son épaisseur, nous décidons de garder ce dernier à sa valeur initiale soit $e = 0.8$ mm qui est certainement la plus correct mécaniquement. Il nous reste alors deux paramètres géométriques de l'aimant sur lesquels nous pouvons jouer pour faire changer et la valeur et la forme de l'induction d'entrefer à savoir l'épaisseur e_a des aimants et leur ouverture α .

Ces paramètres sont représentés sur la figure suivante

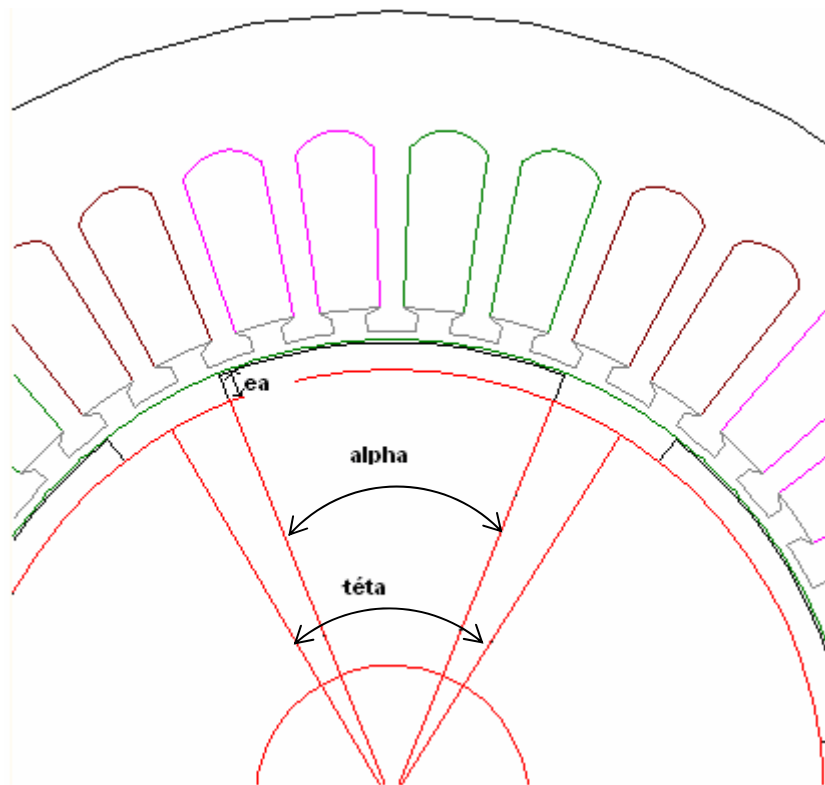


Figure III-3 : Représentation des paramètres géométriques des aimants

Afin de rendre nos résultats indépendants du nombre de pôle de la machine et de l'entrefer, nous avons rapporté l'épaisseur des aimants à celle de l'entrefer, et son ouverture α à l'ouverture du pas polaire θ .

Nous avons alors effectué une série de simulations par éléments finis à l'aide du logiciel MAXWELL 2D, en imposant à chaque fois l'épaisseur relative $\frac{e_a}{e}$ et l'ouverture

relative des aimants $\frac{\alpha}{\theta}$ où θ est l'angle polaire qui vaut 60° .

Concernant la machine de référence nous avons :

$$\frac{\alpha}{\theta} = 0.66 \quad \text{correspondant à} \quad \alpha = 40^\circ.$$

$$\frac{e_a}{e} = 3 \quad \text{correspondant à} \quad e_a = 0.8 \text{ mm.}$$

Le tableau suivant illustre les valeurs prises par les fonctions contraintes :

$\frac{\alpha}{\theta}$	$\frac{e_a}{e}$				
	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
2.25					
2.625					
3					
3.375					
3.75					

Figure III- 4 : Tableau des valeurs utilisées pour les simulations

C'est-à-dire que nous faisons varier l'ouverture des aimants de 50% à 90% de l'angle polaire et leur épaisseur va de 2.25 à 3.75 fois celle de l'entrefer, ce qui nous fait donc 25 simulations en tout.

V- Influence des paramètres géométriques des aimants sur l'induction magnétique d'entrefer :

Pour voir comment ces paramètres influencent la qualité de l'induction, on doit s'intéresser et au fondamental et aux harmoniques.

Pour les différentes combinaisons $(\frac{e_a}{e} ; \frac{\alpha}{\theta})$, nous relevons l'induction radiale dans l'entrefer.

Nous donnons ci-dessous un exemple de la structure obtenue pour $\frac{e_a}{e} = 3$

et $\frac{\alpha}{\theta} = 0.7$ et de l'induction normale d'entrefer.

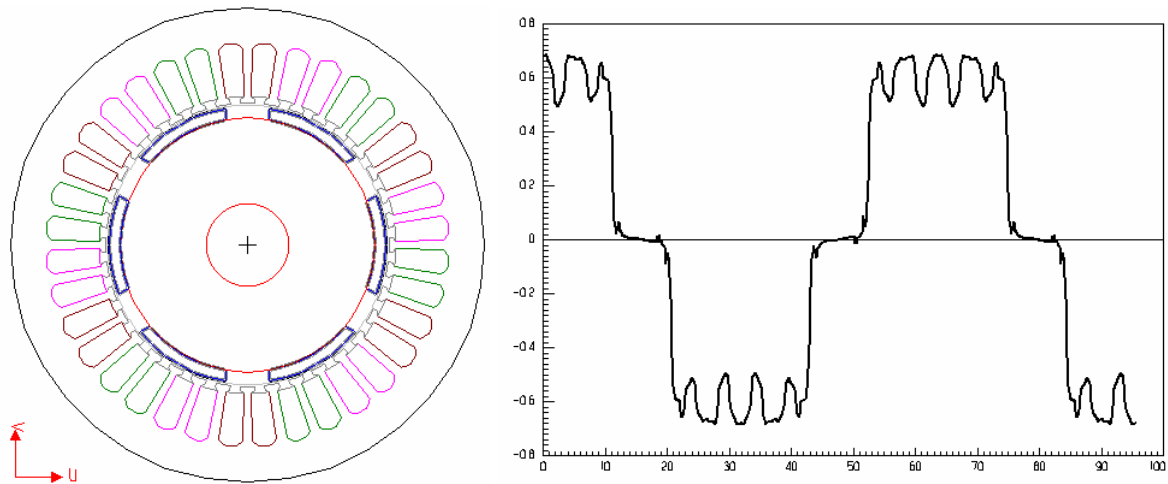


Figure III-5 : Exemple d'une structure et de l'induction magnétique d'entrefer correspondante

Étant donné que l'induction magnétique dans l'entrefer évolue en fonction de deux paramètres, l'étude se fera en 3D

Nous donnons ici un exemple d'une courbe en 3D (figure III-6) :

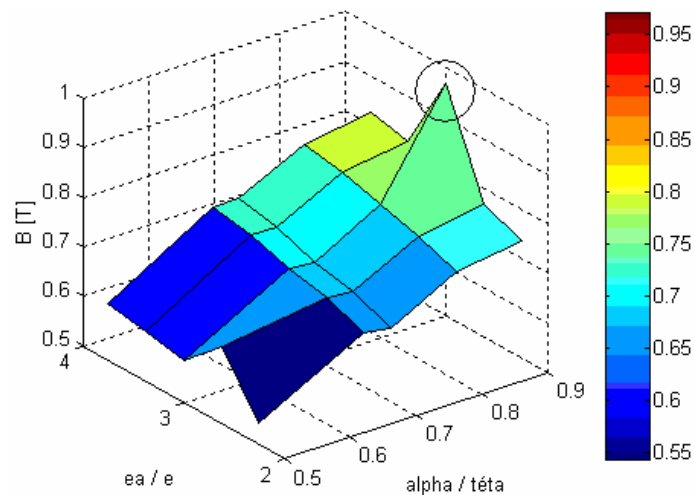


Figure III -6 : Courbe en 3D

Il est très difficile de tirer des conclusions à partir de cette courbe en 3D, alors on préfère projeter cette surface en reliefs sous forme de contours en 2D (figure III-7). Et on se basera sur les couleurs pour distinguer la zone où l'induction est plus importante (couleur

rouge foncé) de la zone où elle est plus faible (couleur bleue) en passant par des couleurs intermédiaires.

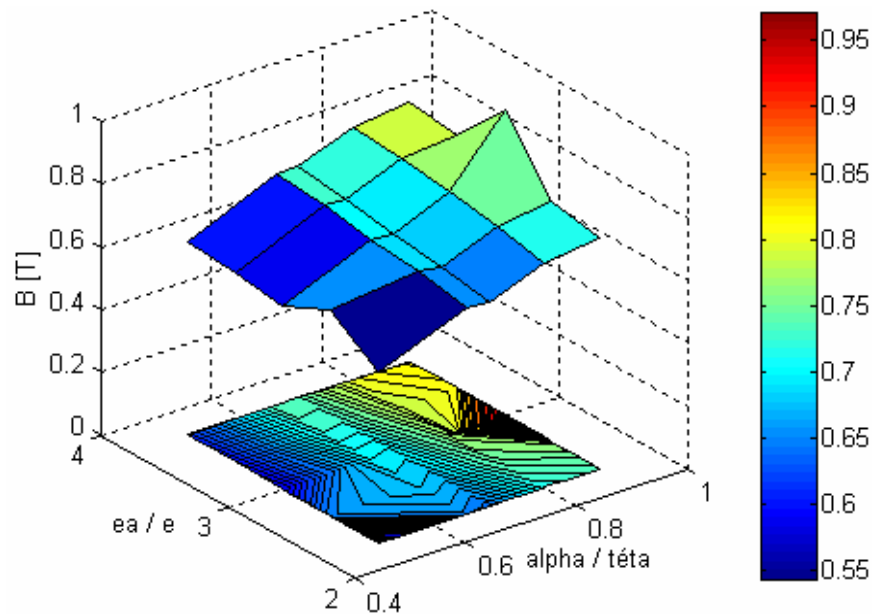


Figure III -7 : Projection de la courbe en 3D

Ce qui ressemble à un sommet d'un cône en 3D et qui représente la valeur la plus élevée de l'induction se retrouve en couleur rouge foncé sur la projection en contours et ainsi de suite.

Pour une meilleure clarté, nous ne garderons pour notre analyse que les projections sous formes de contours (figure III-8). L'axe horizontal porte les ouvertures relatives, l'axe vertical porte les épaisseurs relatives et les couleurs représentent les valeurs de l'induction.

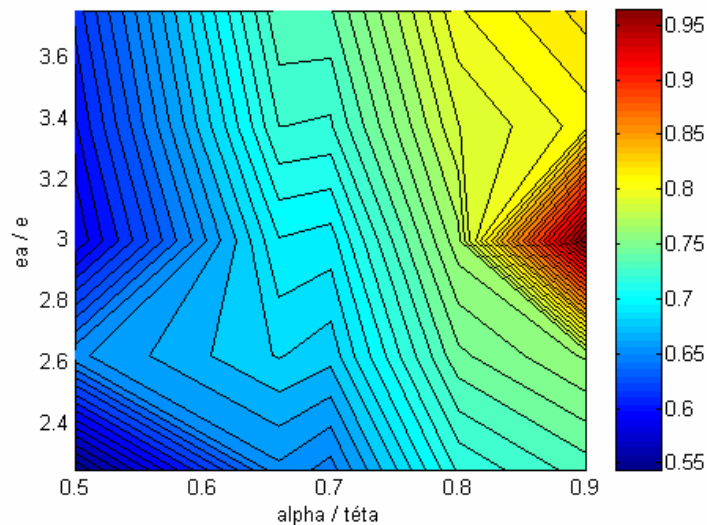


Figure III -8 : Contours de couleurs représentant l'évolution de l'induction en fonction des deux paramètres.

Comme le nombre de valeurs que prend chacune des fonctions contraintes n'est pas trop élevé en occurrence 5 valeurs, nous avons jugé utile de tracer aussi B_k en fonction de $\frac{\alpha}{\theta}$ en prenant $\frac{e_a}{e}$ comme paramètre.

Nous donnons ci-après les courbes obtenues pour le fondamental et les harmoniques de rang 3, 5, 7 et 9.

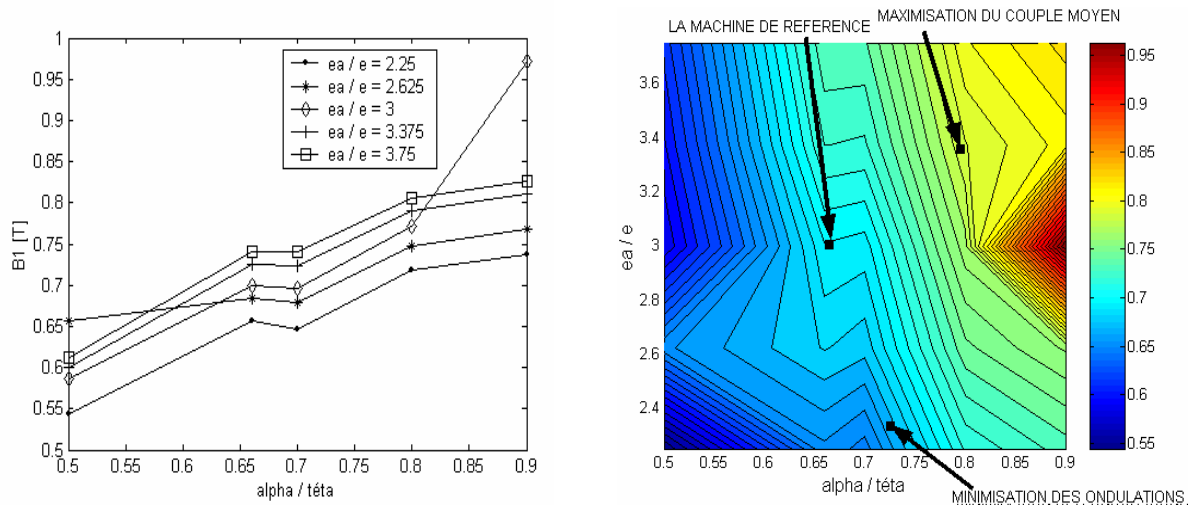


Figure III -9 : Évolutions du fondamental

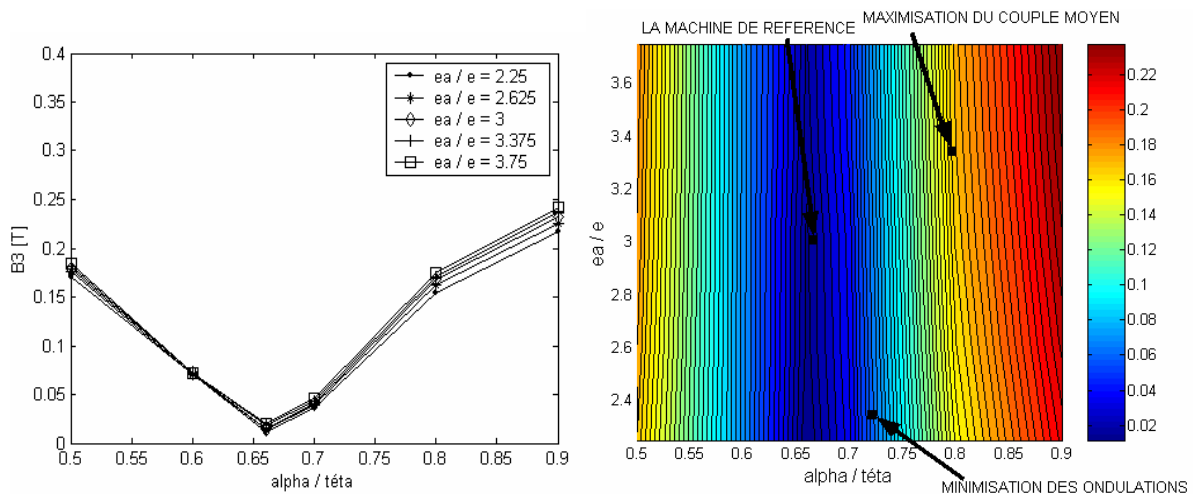


Figure III -10: Évolutions du troisième harmonique

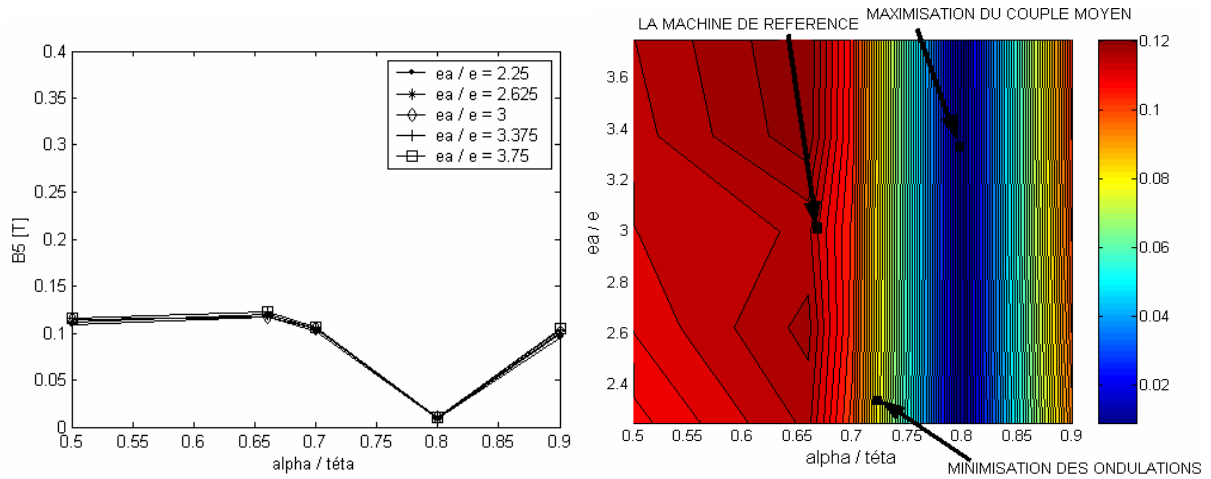


Figure III -11: Évolutions du cinquième harmonique

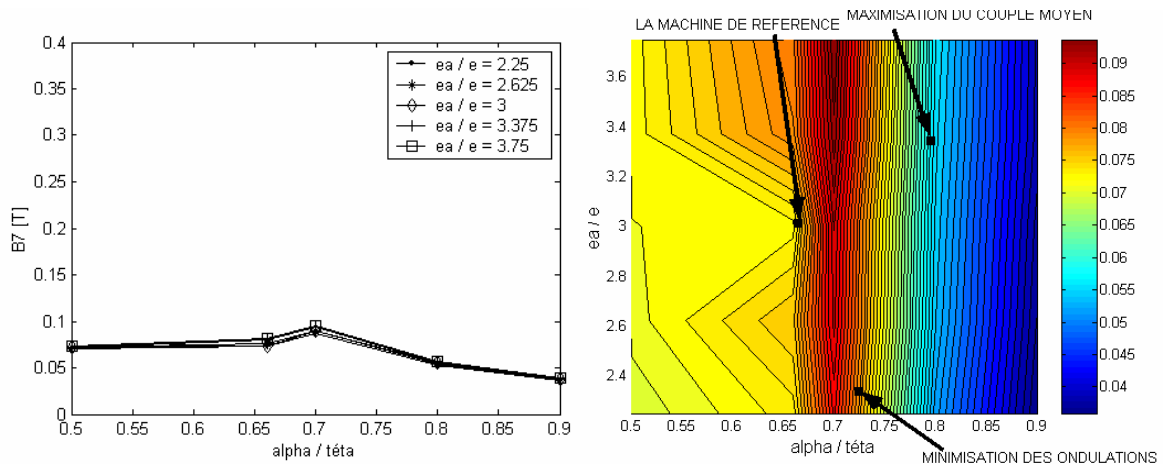


Figure III -12: Évolutions du septième harmonique

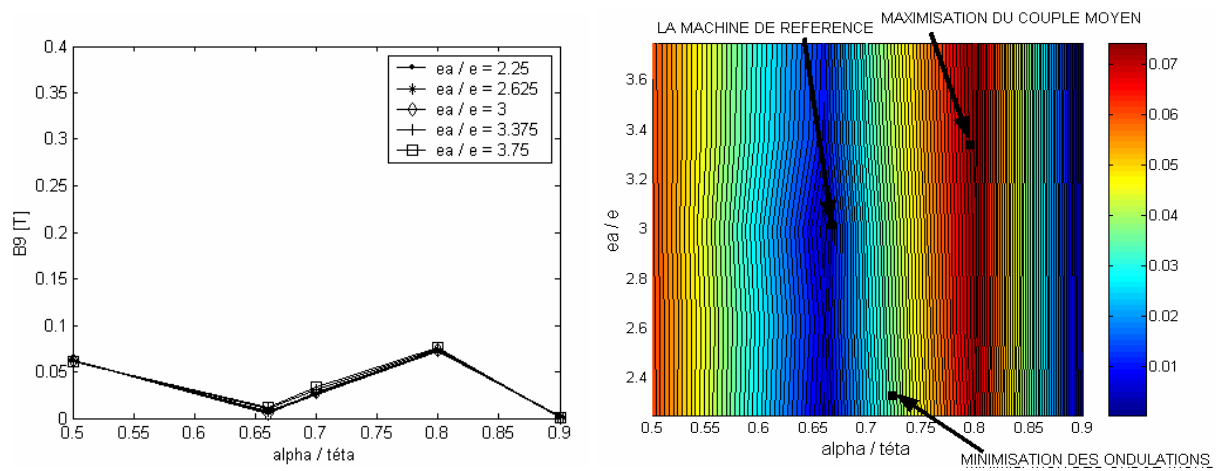


Figure III -13: Évolutions du neuvième harmonique

VI- Analyse des résultats :

VI-1- Influence de l'épaisseur des aimants :

❖ *Sur le fondamental :*

Comme le montre la figure III-9, le fondamental de l'induction varie proportionnellement à l'épaisseur des aimants. En effet une augmentation de 60% de l'épaisseur des aimants fait accroître le fondamental d'environ 20%.

❖ *Sur les harmoniques :*

Les figures de 10 à 13 montrent que les harmoniques ne sont pratiquement pas affectés par la variation de l'épaisseur des aimants.

A titre d'exemple, pour le troisième harmonique, une augmentation de 50% de l'épaisseur des aimants n'engendre que 9% de variation pour l'harmonique au meilleur des cas.

VI-2- Influence de l'ouverture relative des aimants :

❖ *Sur le fondamental :*

Le fondamental augmente considérablement avec l'augmentation de l'ouverture relative des aimants $\frac{\alpha}{\theta}$.

On déduit logiquement que le fondamental de l'induction est proportionnel au volume de l'aimant ; plus il y a de l'aimant plus il y a du flux.

❖ *Sur les harmoniques*

Les harmoniques sont fortement influencés par l'ouverture relative des aimants mais ne varient pas de façon linéaire. Ils passent par des maximums et des minimums mais pour des valeurs qui diffèrent d'un harmonique à un autre.

VII- Optimisation du couple de la machine :

L'analyse des figures 9 à 13 montre qu'il est impossible de trouver une épaisseur et une ouverture des aimants qui, en même temps, maximisent le fondamental de l'induction et minimisent chacun de ses harmoniques.

En raison de cette difficulté, nous avons décidé de séparer les fonctions objectives. D'abord nous essayerons de maximiser le fondamental sans nous soucier de ce qui se passe avec les harmoniques, et en second lieu, nous essayerons de minimiser l'ensemble des harmoniques sans nous soucier du fondamental, puis nous comparerons à chaque fois le couple résultant de ces nouvelles structures avec celui de la machine de référence. Le calcul du couple dynamique se fait au point nominal, pour cela nous alimentons les deux machines par des courants sinusoïdaux de valeur efficace nominale 9 A et de fréquence nominale 50 Hz, la machine tournant alors à sa vitesse nominale de $1000 \frac{trs}{mn}$. L'angle d'autopilotage est fixé à $\Psi = 0$.

VII-1- Maximisation du couple moyen :

Si nous voulons maximiser le fondamental de l'induction, et donc de la f.e.m, nous avons tout intérêt à nous placer vers $\frac{\alpha}{\theta} \geq 0.8$. Nous prenons alors la machine dont les dimensions sont les suivantes :

- ❖ Une épaisseur relative $\frac{e_a}{e} = 3.375$ soit des aimants de 2.7 mm d'épaisseur.
- ❖ Une ouverture relative $\frac{\alpha}{\theta} = 0.8$ soit des aimants de 48° d'ouverture.

Une étude comparative entre les performances de cette structure et de celles de la machine de référence donne les résultats suivants :

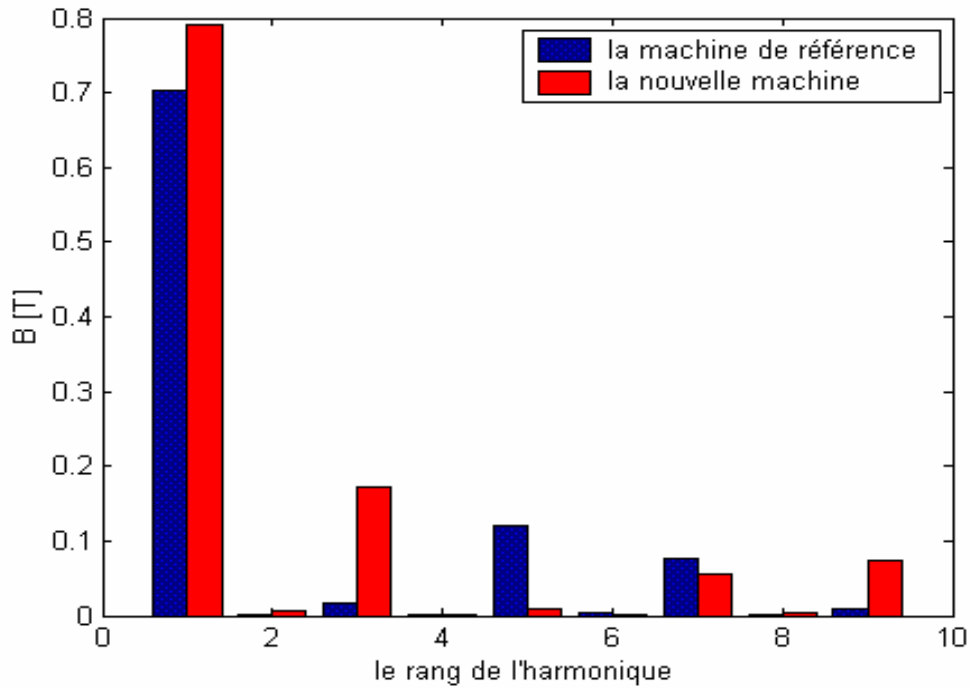


Figure III-14 : Comparaison des deux machines en induction

Pour les dimensions choisies, nous réduisons donc le cinquième et le septième harmonique mais en contre partie nous augmentons fortement le troisième et le neuvième harmonique.

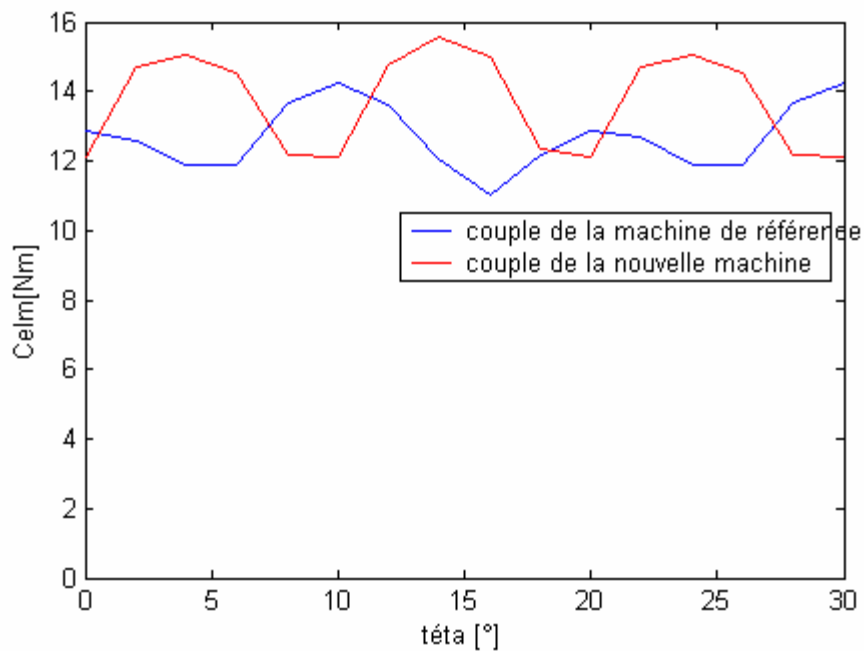


Figure III-15 : Comparaison des deux machines en couple

Ces nouvelles dimensions des aimants nous ont permis d'augmenter le couple moyen et de réduire ses ondulations, comme montrés dans le tableau suivant, mais au prix d'une augmentation de l'épaisseur et de l'ouverture des aimants par conséquent le volume a augmenté de 30%.

	Γ_{moyen} [Nm]	$\Delta\Gamma/\Gamma$ [%]
La machine de référence	12.7	12.71
La nouvelle machine	13.71	12.48

VII-2- Minimisation des ondulations du couple

En ce qui concerne les harmoniques, il n'est pas très évident de trouver un point qui les minimise tous en même temps, en effet là où certains harmoniques sont les plus faibles les autres sont plus élevé c'est pourquoi, après un judicieux compromis, nous proposons la machine dont les aimants ont les dimensions suivantes.

- ❖ Une épaisseur relative $\frac{e_a}{e} = 2.25$ soit des aimants de 1.8 mm d'épaisseur.
- ❖ Une ouverture relative $\frac{\alpha}{\theta} = 0.725$ mm soit des aimants de 43.5° d'ouverture.

Une étude comparative entre les performances de cette structure et celles de la machine de référence donne les résultats suivants :

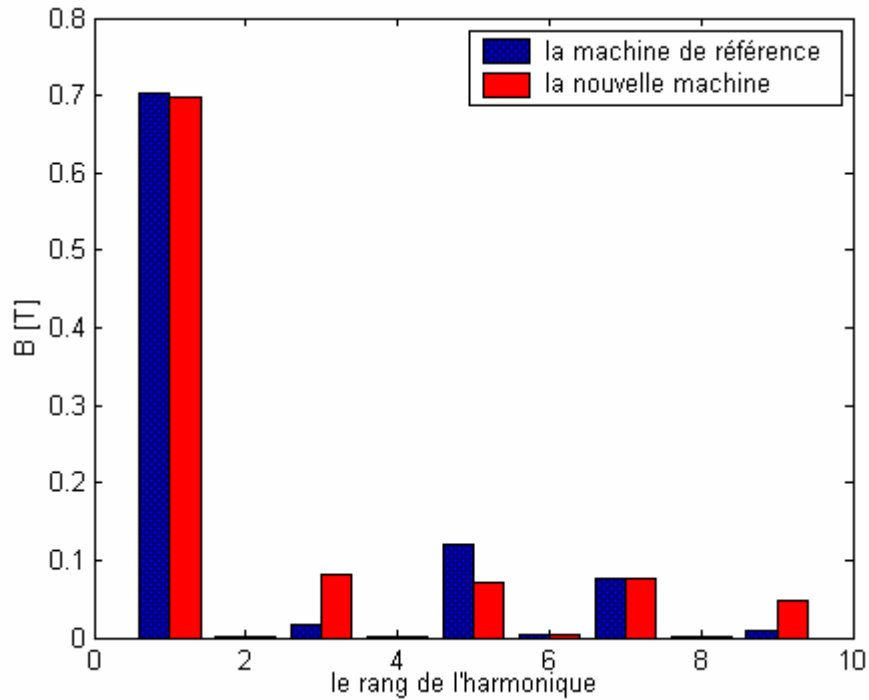


Figure III-16 : Comparaison des deux machines en induction

Il apparaît que mis à part le cinquième harmonique, nous ne distinguons pas de réduction des autres harmoniques. De plus le fondamental a diminué légèrement ce qui ne laisse aucune amélioration à prévoir pour le couple

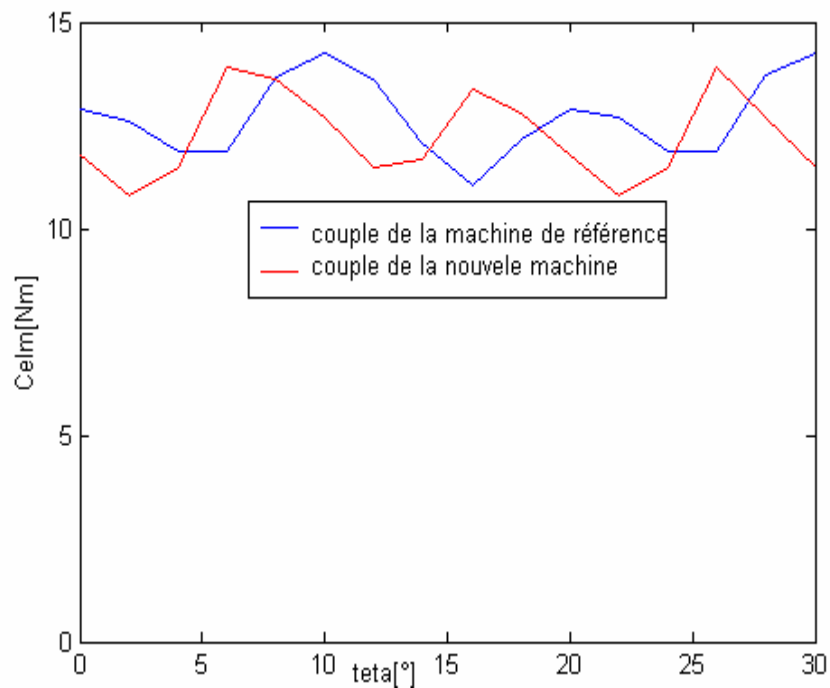


Figure III-17 : Comparaison des deux machines en couple

	Γ_{moyen} [Nm]	$\Delta\Gamma/\Gamma$ [%]
La machine de référence	12.7	12.71
La nouvelle machine	12.2	12.7

En raison de l'augmentation du troisième harmonique et du fait qu'il n'y ait que le cinquième harmonique qui diminue, les ondulations du couple ne sont presque pas réduites et sa valeur moyenne a légèrement baissé.

Conclusion

Nous avons entamé ce chapitre par la présentation de la machine de référence sur laquelle nous avons travaillé, puis nous nous sommes fixé l'objectif d'optimiser son couple en jouant sur les dimensions géométriques des aimants. Nous avons vu, alors, l'influence de l'épaisseur et de l'ouverture des aimants sur le fondamental et les harmoniques de l'induction.

Au terme de cette première étape de notre travail, force est de constater que la machine qui fait l'objet de notre étude est très bien optimisée. Pour un même volume et avec la contrainte de l'entrefer on ne peut s'attaquer au fondamental et aux harmoniques en même

temps, car cela reviendrait à optimiser l'un aux dépens de l'autre, néanmoins les résultats qu'on a obtenus nous réconfortent dans notre choix de méthode d'optimisation puisque ils convergent vers la machine de référence.

En jouant seulement sur les paramètres géométriques des aimants, nous n'avons pu optimiser le couple de la machine sans l'augmentation du volume d'aimant. C'est pourquoi nous nous sommes tourné vers une autre structure des aimants dite à Direction d'Aimantation tournante afin de voir si la variation de la direction d'aimantation peut donner de meilleurs résultats.

chapitre IV

Moteur synchrone à Direction d'Aimantation Tournante

Introduction

Au chapitre précédent nous avons entrepris une optimisation du couple total d'une machine à aimants permanents à déposés en surface où les variables étaient les dimensions des aimants, à savoir leur épaisseur et leur ouverture. Dans ce type de configuration, l'induction d'entrefer reste toujours de forme quasi- carrée quelque soit l'ouverture des aimants.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à une structure dite à aimantation tournante, pour voir si avec l'orientation de l'aimantation nous pouvions mieux contrôler la valeur et la forme de l'induction d'entrefer.

I- Le moteur à Direction d'Aimantation Tournante :

Dans le cas général, le pôle magnétique d'un moteur à DAT est constitué de plusieurs blocs d'aimant. L'aimant au centre du pôle a une aimantation radiale tandis que les aimants azimutaux ont une aimantation inclinée d'un angle variable par rapport à la direction radiale.

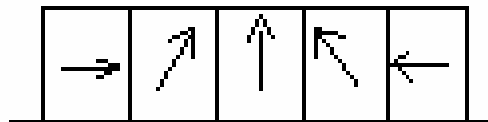


Figure 1V-1: pôle magnétique à DAT

Afin de réduire le nombre de paramètres susceptibles de varier, nous avons opté pour un pôle magnétique à 3 blocs d'aimant. Après plusieurs essais, nous avons opté pour un angle d'inclinaison, de l'aimantation des aimants azimutaux par rapport à la radiale, égal à 25°.

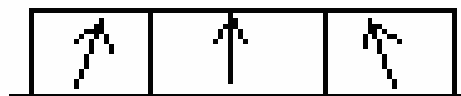


Figure IV-2 : Pôle magnétique à 3 blocs d'aimant

La figure suivante illustre la disposition des aimants sur le rotor de la machine.

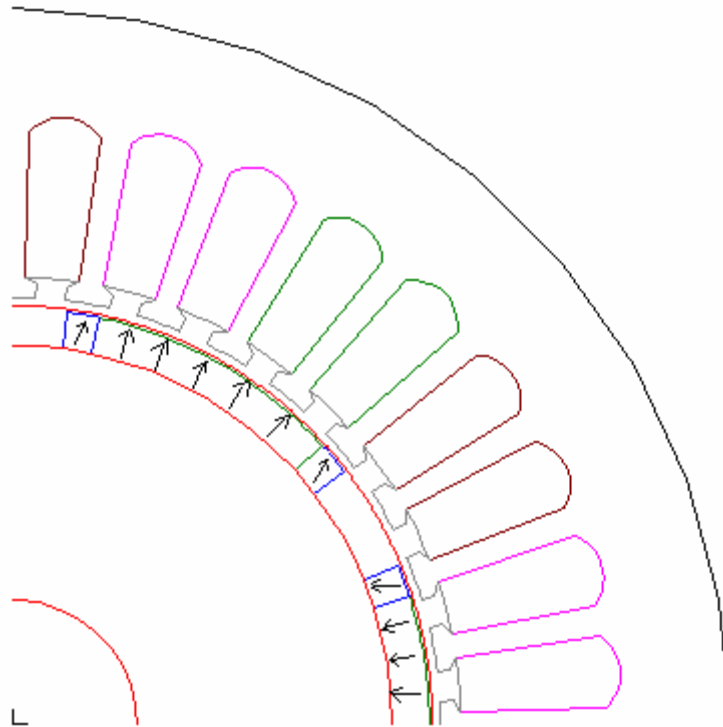


Figure IV-3 : Structure à DAT

Dans la structure à DAT, c'est la direction de l'aimantation qui produit un effet de concentration de flux.

I-1 Action des aimants du bord :

La figure IV-4a représente les lignes de flux générées par les aimants azimutaux seulement c'est-à-dire que l'aimant central est remplacé par du vide, et la figure IV-4b représente l'induction magnétique dans l'entrefer correspondante.

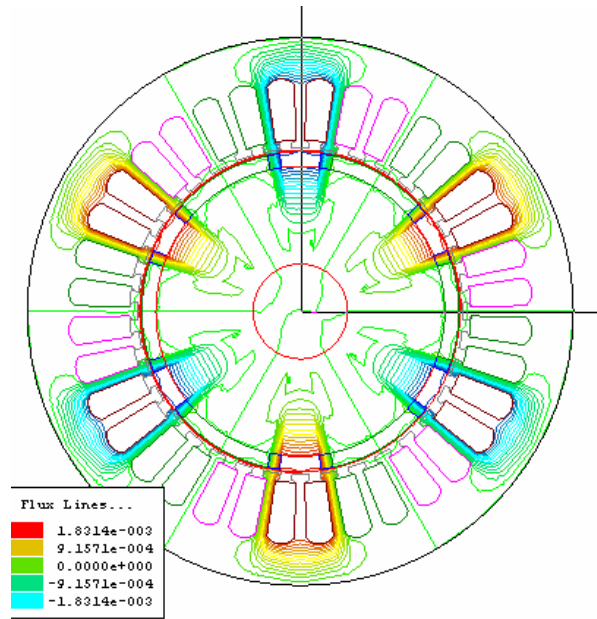


Figure IV-4 a : Les lignes équipotielles

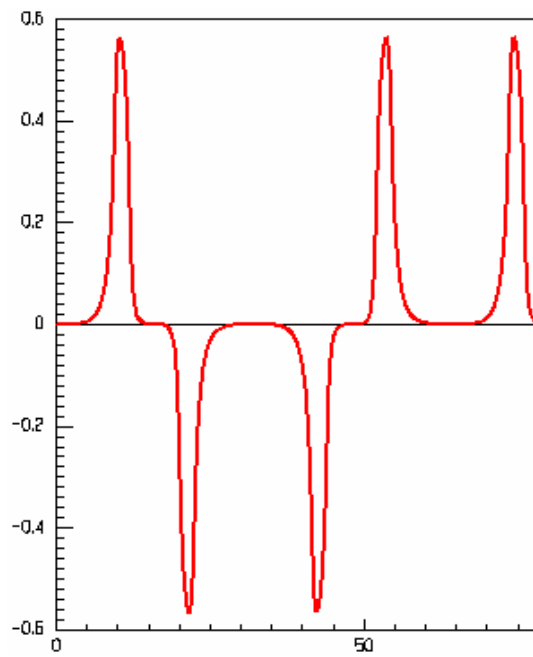


Figure IV-4 b : L'induction magnétique dans l'entrefer

I-2 Action de l'aimant central :

La figure IV-5a représente les lignes de flux générées par l'aimant central seulement c'est-à-dire que les aimants du bord sont remplacé par du vide, et la figure IV-5b représente l'induction magnétique dans l'entrefer correspondante.

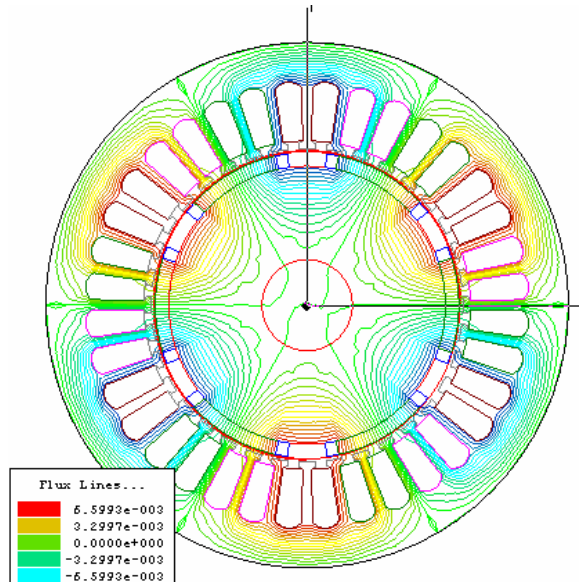


Figure IV-5 a : Les lignes équipotentielles

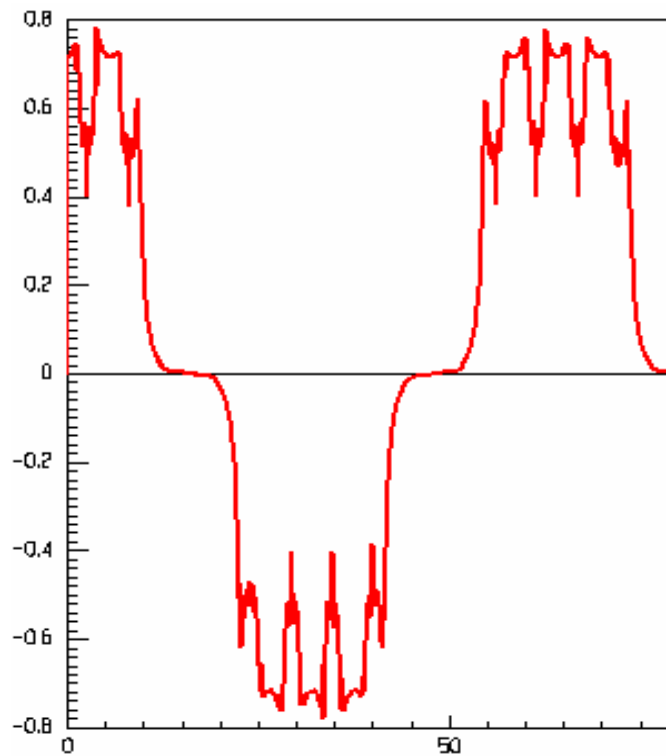


Figure IV-5 b: L'induction magnétique dans l'entrefer

I-3 Action combinée de tous les aimants

La figure suivante représente les lignes équipotentielles générées par l'action de tous les aimants et l'induction magnétique dans l'entrefer correspondante.

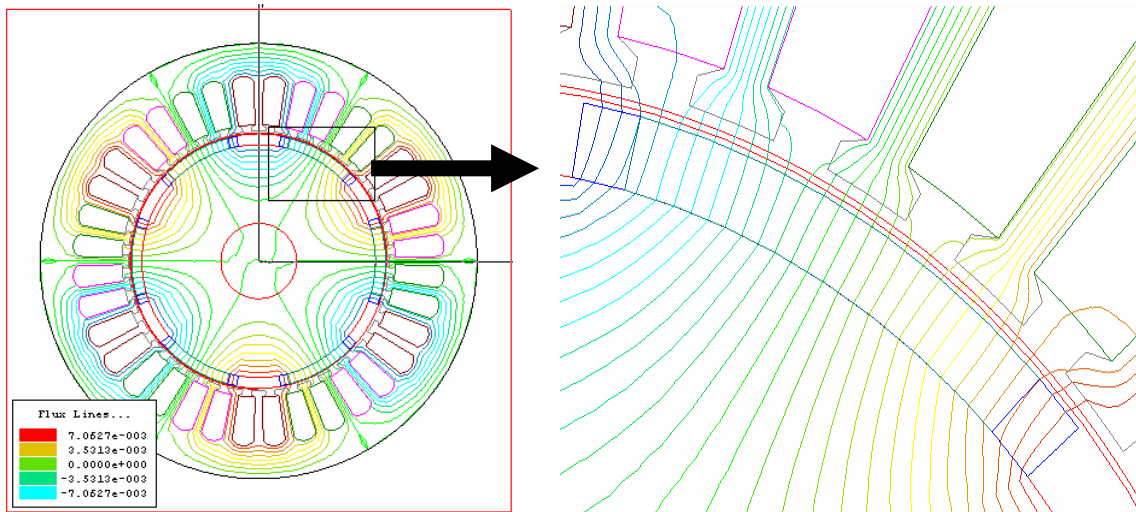


Figure IV-6 a : Carte des lignes équipotentielles créées par les trois aimants du pôle

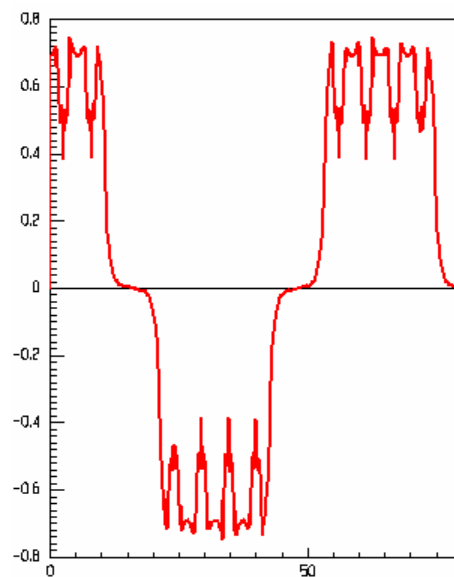


Figure IV-6 b : L'induction magnétique dans l'entrefer due à l'action simultanée des aimants azimutaux et de celle de l'aimant central

La structure à DAT tend à créer une induction se rapprochant d'une sinusoïde au niveau de l'entrefer si l'on a un stator lisse [2], mais elle devient plus chaotique en présence des encoches.

II- Travail effectué :

Pour cette nouvelle structure à DAT, nous aurons les paramètres variables suivants, comme illustrés sur la figure IV-7 :

$\frac{e_a}{e}$: Épaisseur de l'aimant rapporté à celle de l'entrefer.

$\frac{\alpha}{\theta}$: Ouverture du pôle magnétique (les trois aimants) rapportée à l'ouverture du pas polaire

$\frac{\beta}{\alpha}$: Ouverture de l'aimant central rapportée à l'ouverture du pôle magnétique (les trois aimants). Cette grandeur représente l'espace occupé par l'aimant central par rapport à celui occupé par l'ensemble des aimants.

Il faut savoir que pour un $\frac{\alpha}{\theta}$ donné, lorsqu'on fait varier l'ouverture de l'aimant central, les aimants azimutaux lui reste collés, donc leurs ouvertures varient en conséquence.

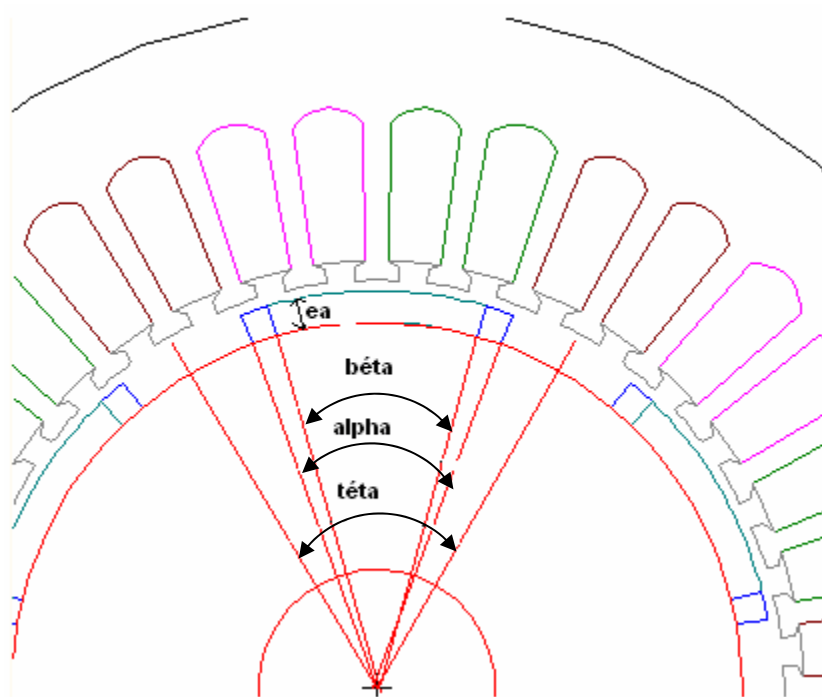


Figure IV-7 : Représentation des paramètres variables de la machine.

Comme dans le chapitre précédent, pour les différentes structures obtenues, en faisant varier à la fois les rapports : $\frac{e_a}{e}$, $\frac{\alpha}{\theta}$, $\frac{\beta}{\alpha}$, nous avons relevé l'induction dans l'entrefer puis nous l'avons décomposé en série de Fourier pour en extraire les valeurs des harmoniques.

Nous fixons $\frac{\alpha}{\theta} = [0.5, 0.66, 0.75, 0.9]$ et pour chacune de ces valeurs nous remplissons le tableau suivant et ce pour chaque fondamental et harmonique, ce qui nous fait en tout 64 simulations.

		$\frac{e_a}{e}$			
		0.7	0.8	0.9	1
$\frac{\beta}{\alpha}$	2.25				
	2.625				
	3				
	3.375				

Les résultats obtenus sont illustrés ci-après :

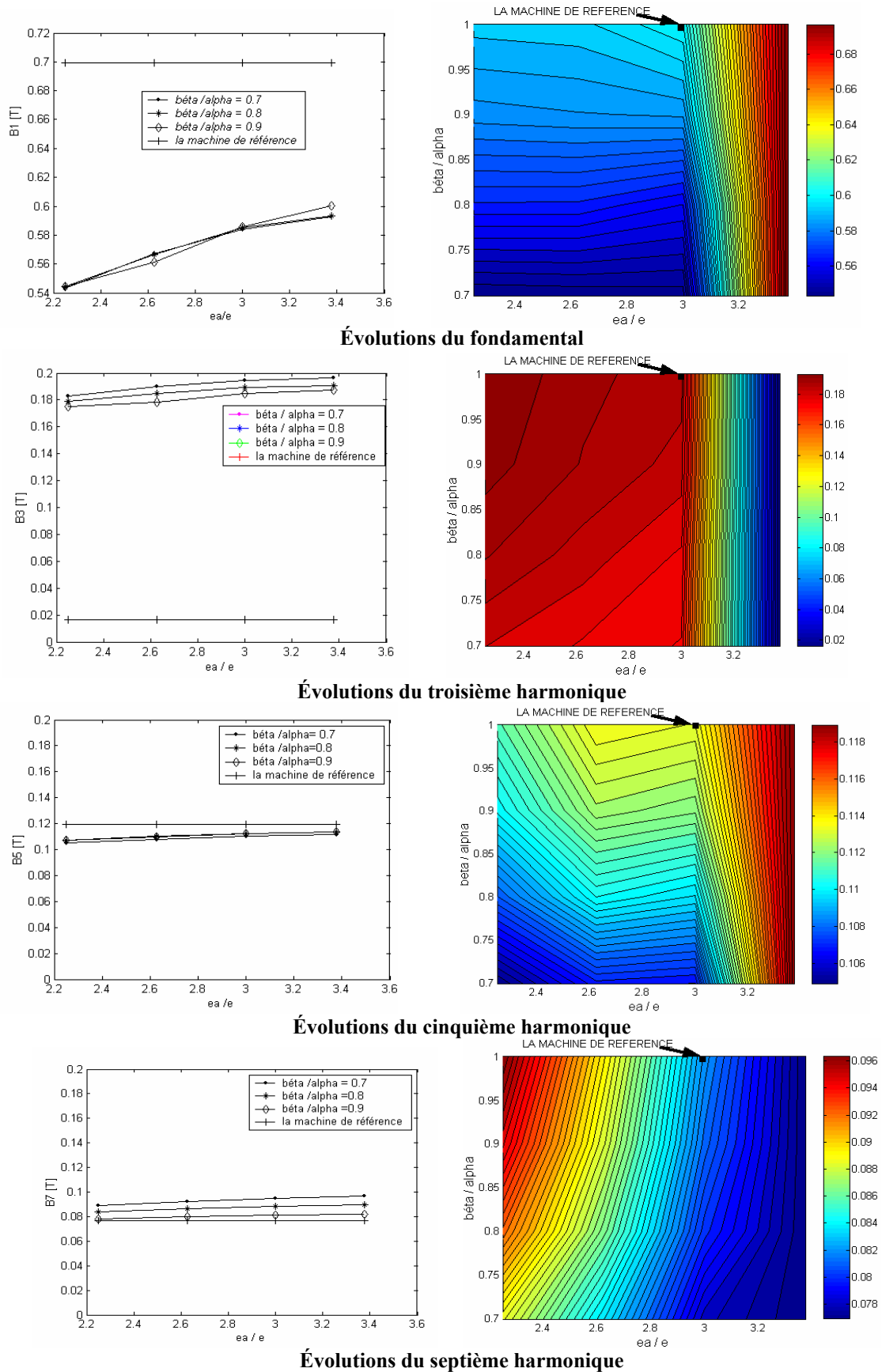
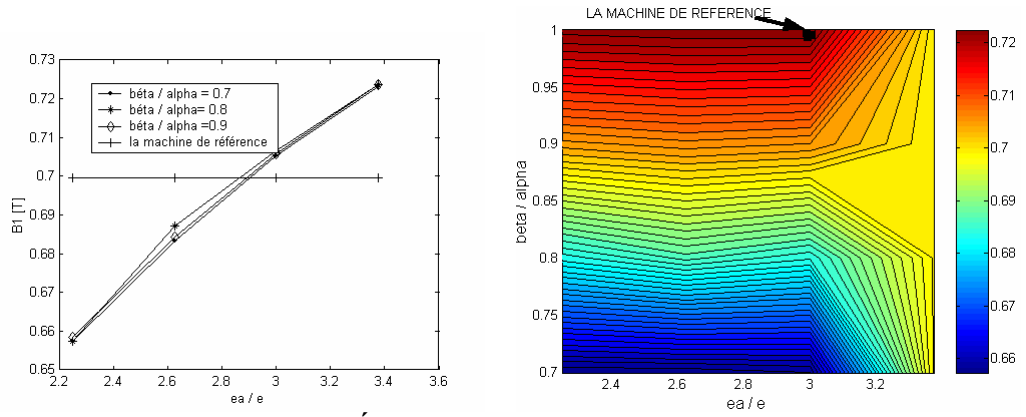
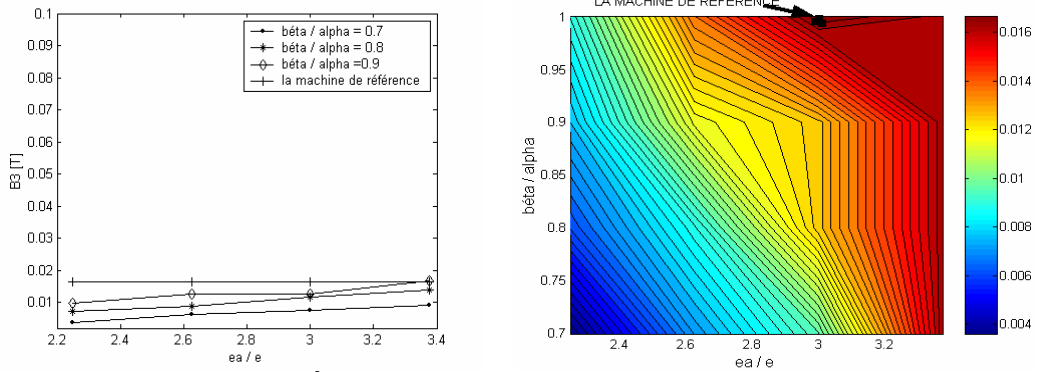


Figure IV-8 : Courbes et contours du fondamental et des harmoniques de l'induction normale dans

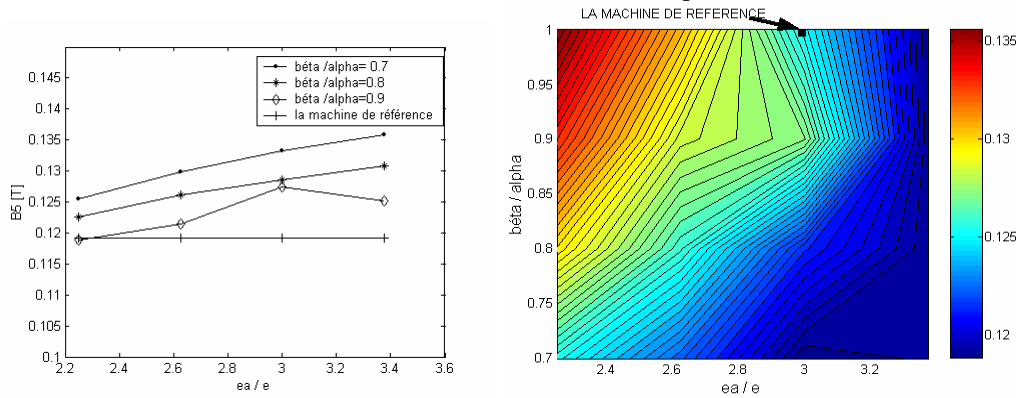
l'entrefer pour $\frac{\alpha}{\theta} = 0.5$ correspondant à $\alpha = 30^\circ$.



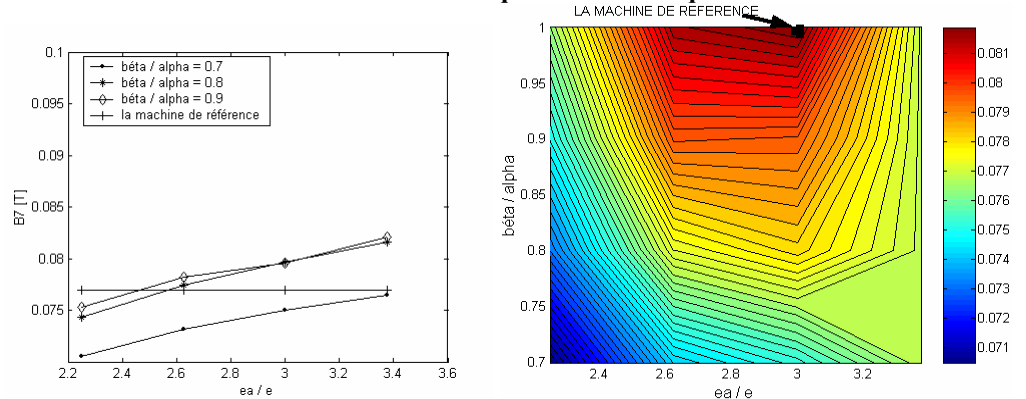
Évolutions du fondamental



Évolutions du troisième harmonique



Évolutions du cinquième harmonique



Évolutions du septième harmonique

Figure IV -9 : Courbes et contours du fondamental et des harmoniques de l'induction normale dans

l'entrefer pour $\frac{\alpha}{\theta} = 0.66$ correspondant à $\alpha = 40^\circ$.

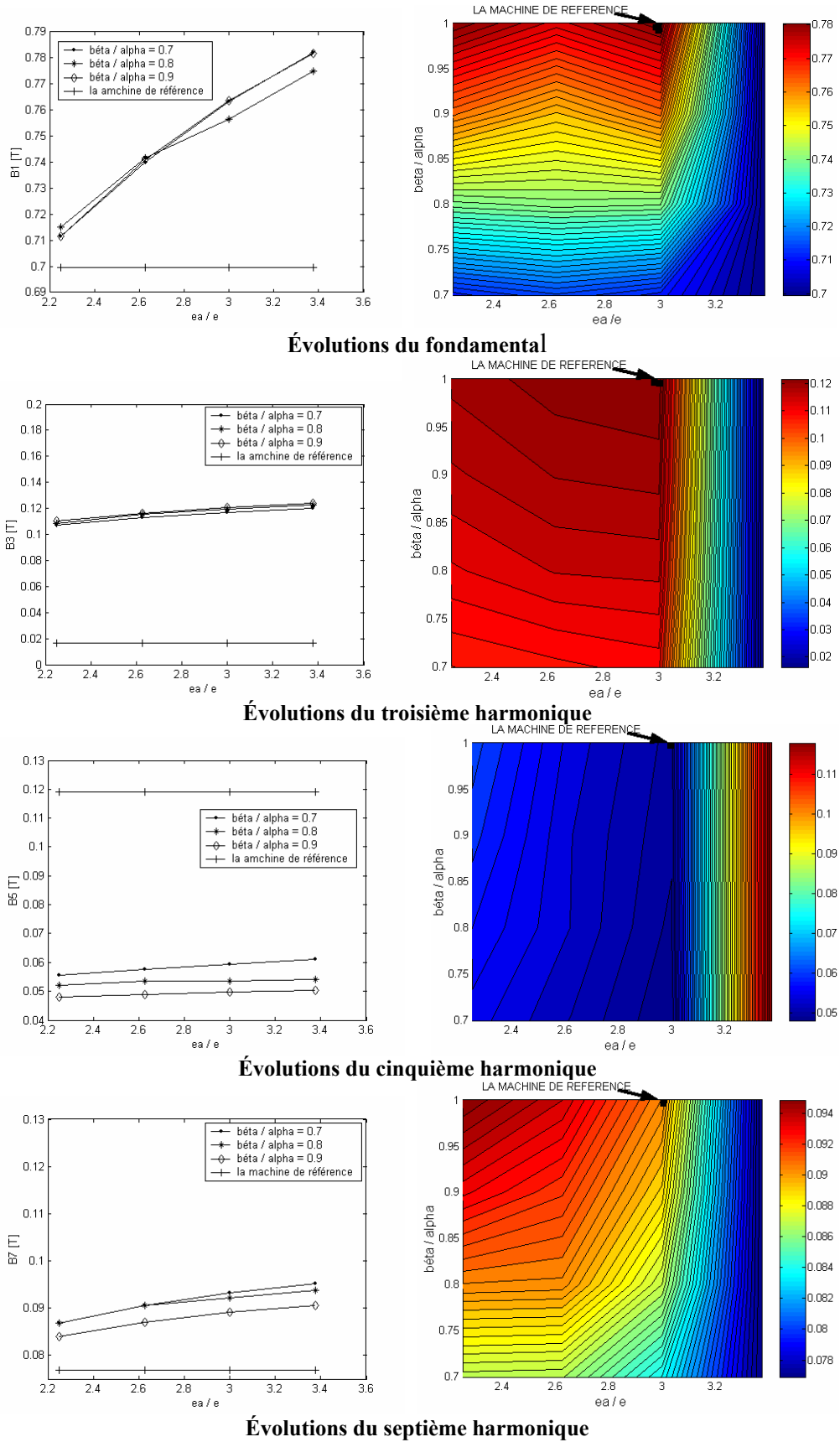
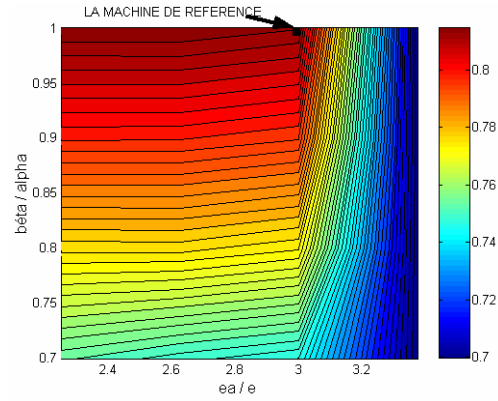
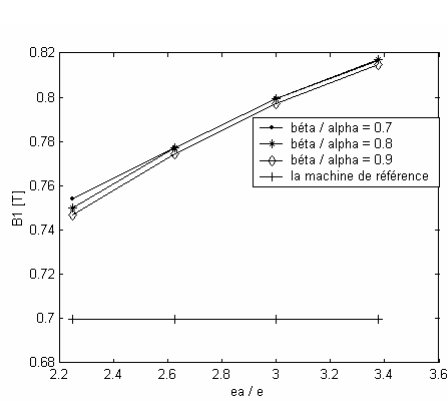
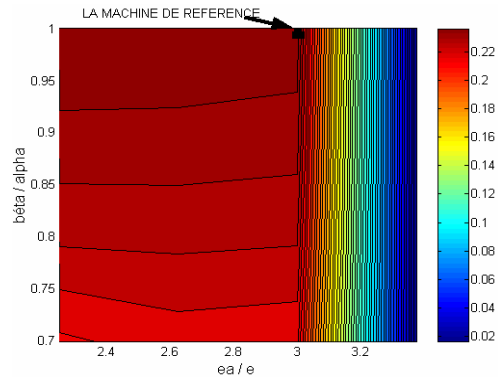
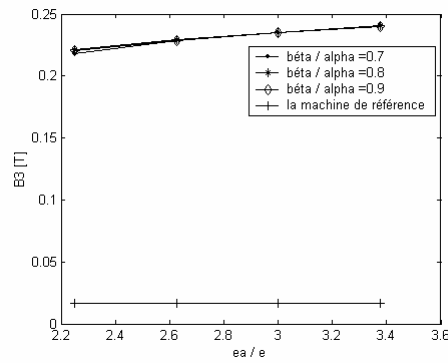


Figure IV-10 : Courbes et contours du fondamental et des harmoniques de l'induction normale dans

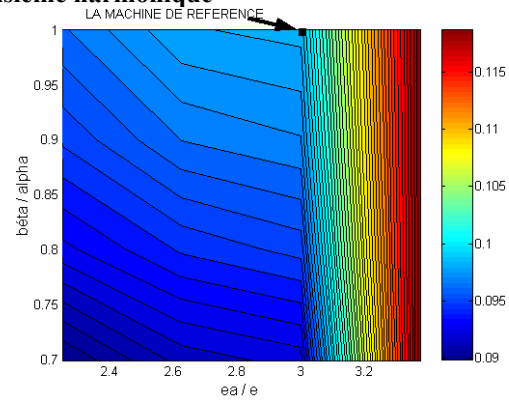
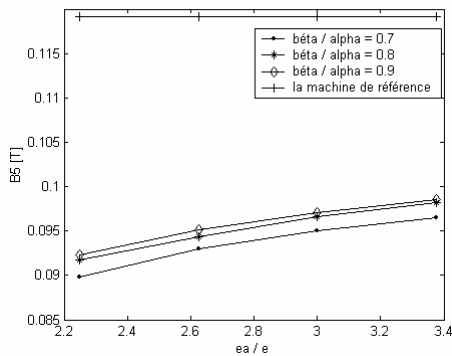
l'entrefer pour $\frac{\alpha}{\theta} = 0.75$ correspondant à $\alpha = 45^\circ$.



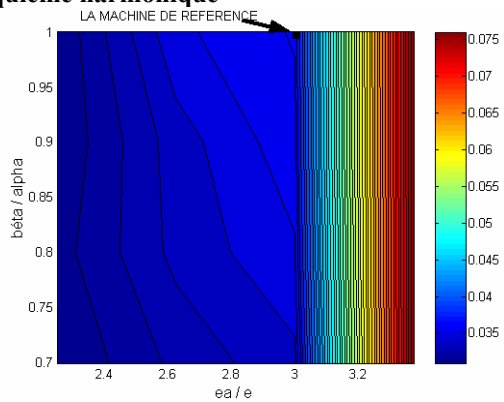
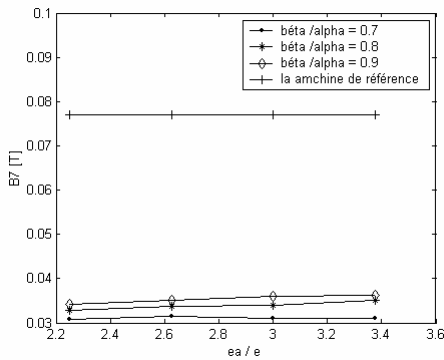
Évolutions du fondamental



Évolutions du troisième harmonique



Évolutions du cinquième harmonique



Évolutions du septième harmonique

Figure IV-11 : Courbes et contours du fondamental et des harmoniques de l'induction normale dans

l'entrefer pour $\frac{\alpha}{\theta} = 0.9$ correspondant à $\alpha = 54^\circ$.

III- Influence de l'ouverture β de l'aimant central à aimantation radiale :

❖ Sur le fondamental :

L'analyse des résultats obtenus montre que la structure à DAT ne permet pas d'augmenter le fondamental de l'induction sans une augmentation excessive des harmoniques. De plus, les seules structures où le fondamental est supérieur à celui de la machine de référence sont celles où l'aimant occupe presque tout le pôle. Donc si on veut avoir un fondamental supérieur ou égal à celui de la machine de référence il faut nécessairement augmenter le volume de l'aimant, chose qui va à l'encontre de notre objectif.

❖ Sur les harmoniques :

Les différentes figures précédentes montrent que les harmoniques n'évoluent pas de la même manière, en effet nous constatons par exemple que pour réduire le troisième harmonique le mieux est de se placer à $\frac{\alpha}{\theta} = 0.66$. Cependant, à moins d'augmenter le volume de l'aimant, le fondamental de l'induction d'entrefer reste inférieur à celui de la machine de référence quelque soit l'ouverture de l'aimant central, de plus, les autres harmoniques augmentent considérablement.

De même, nous constatons que là où le cinquième harmonique diminue, le troisième et septième harmonique augmentent considérablement

IV- Optimisation du couple de la machine

Puisque l'analyse précédente ne nous a pas permis de dégager une combinaison de paramètres permettant de satisfaire les deux conditions à savoir un fondamental élevé et des harmoniques réduits, et étant donné que nous avons établi que la machine de référence était très bien dimensionnée du point de vue épaisseur et ouverture des aimants, nous avons décidé de repartir sur la structure de référence, c'est-à-dire que nous fixons :

$$\frac{\alpha}{\theta} = 0.66 \quad \text{correspondant à des aimants d'ouverture } \alpha = 40^\circ ;$$

$$\frac{e_a}{e} = 3 \quad \text{correspondant à des aimants d'épaisseur } e_a = 2.4 \text{ mm}$$

Et nous segmentons l'aimant de la structure de référence en trois blocs, constituant une structure à DAT, avec l'aimant central à aimantation radiale et les aimants du bord à aimantation inclinée de 25°

Dans la suite du travail, nous nous intéresserons donc seulement à l'ouverture relative $\frac{\beta}{\alpha}$ de l'aimant central pour voir si pour un même volume d'aimant, la structure à DAT peut améliorer les performances de la machine

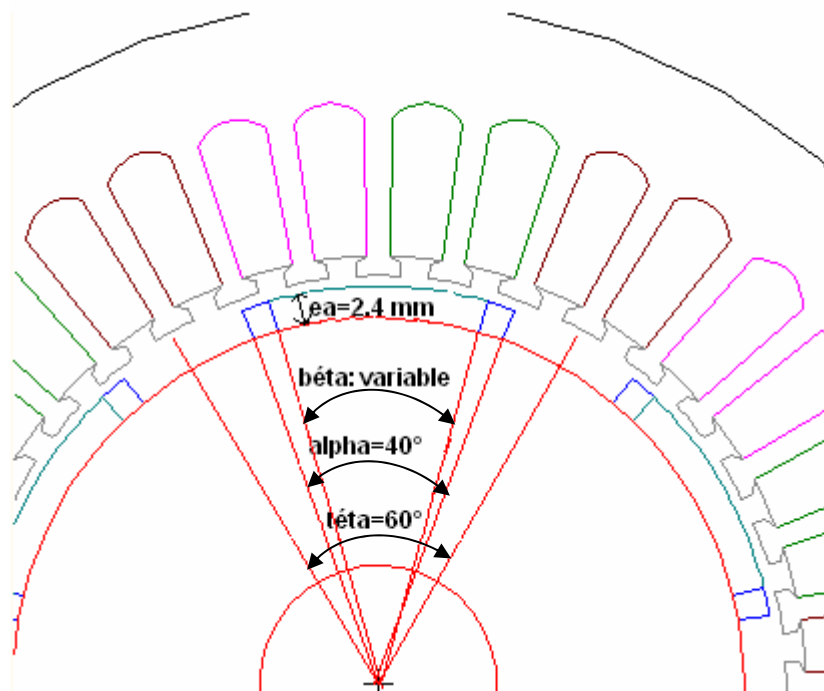


Figure IV-12 : Les paramètre variable de la structure à DAT à trois aimants

Pour différentes ouvertures relatives de l'aimant central nous avons relevé le fondamental et les harmoniques de l'induction d'entrefer et les figures suivantes illustrent leurs variations.

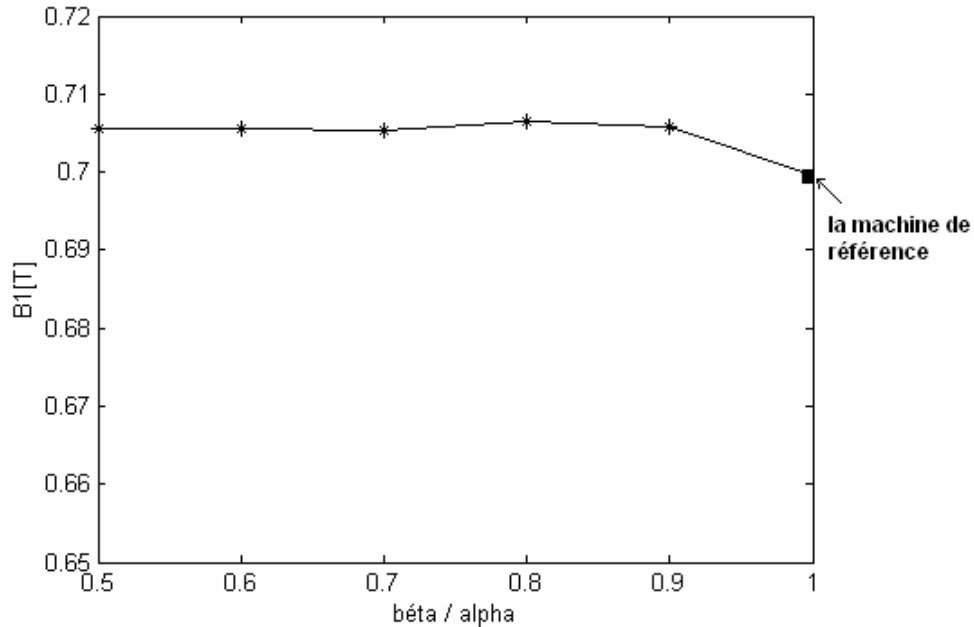
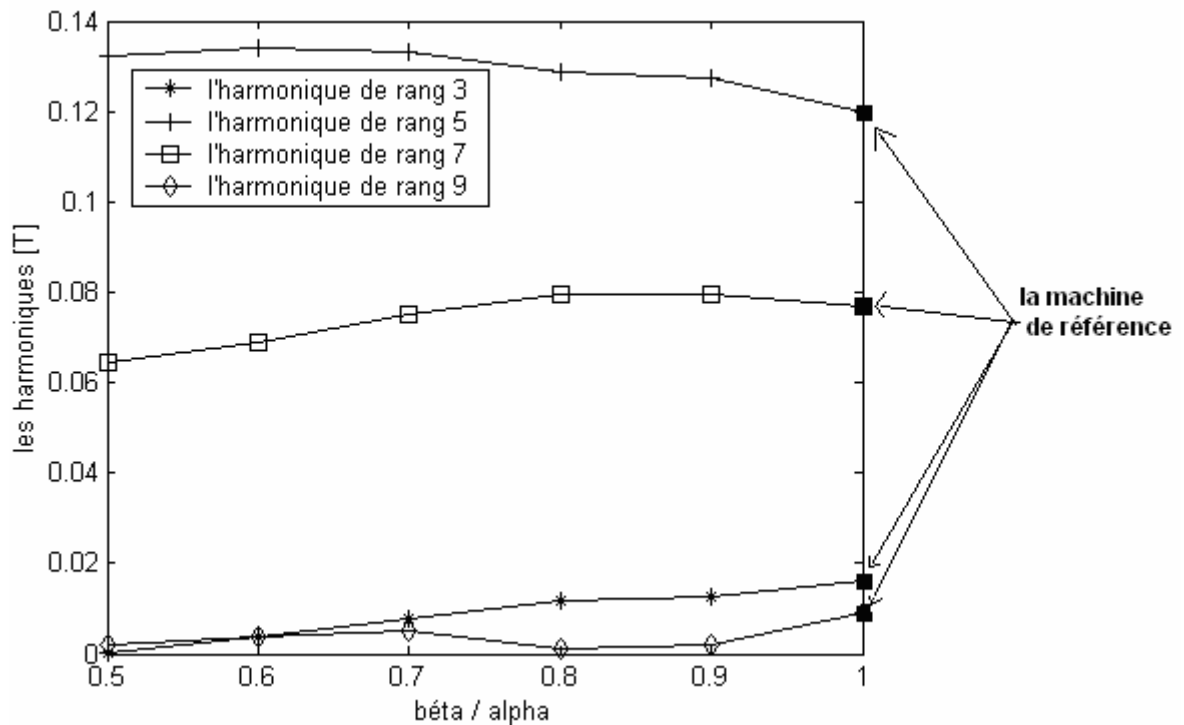


Figure IV-13 : Evolution du fondamental en fonction de l'ouverture relative de l'aimant central

**Figure IV-14 : Evolutions des harmoniques**

en fonction de l'ouverture relative de l'aimant central

Il apparaît que, même s'il ne varie que légèrement par rapport à la machine de référence, le fondamental augmente légèrement avec la diminution de l'angle β , alors que les harmoniques évoluent de manières différentes.

Le but est donc de trouver une structure qui permet d'augmenter le fondamental, et en même temps de réduire les harmoniques, ou du moins ne pas augmenter le troisième, et ce pour un même volume d'aimant.

La structure qui semble répondre à ces deux critères est celle où l'aimant central occupe 80% du pôle soit un angle β de 32° correspondant à $\frac{\beta}{\alpha} = 0.8$

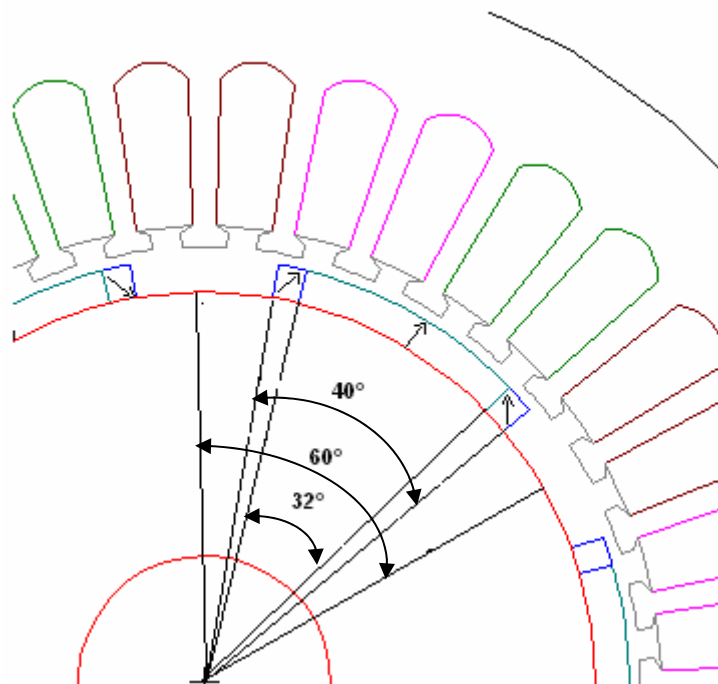


Figure IV-15 : les dimensions optimisées du moteur à DAT à trois aimants.

En comparant les performances de cette nouvelle structure avec celle de référence, nous avons trouvé les résultats suivants :

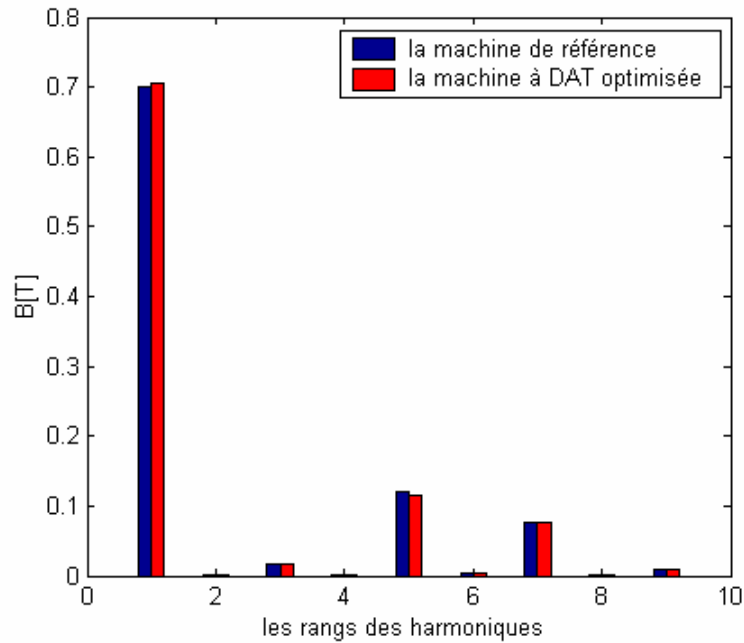


Figure IV-16 : Comparaison des inductions des deux machines

Pour un même volume, la structure à DAT permet d'augmenter légèrement le fondamental de 2% et de diminuer le troisième harmonique de 3%, le cinquième de 3% et le septième de 2%. Cette nouvelle structure présente alors un couple moins ondulé comme le montre la figure suivante.

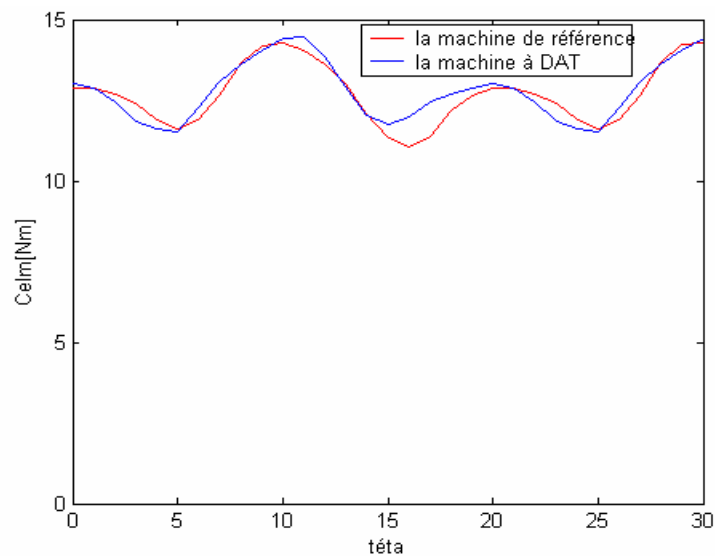


Figure IV-17: Comparaison des couples des deux machines.

Les résultats numériques des résultats obtenus sont portés sur le tableau suivant :

	Γ_{moyen} [Nm]	$\Delta\Gamma/\Gamma$ [%]
La machine de référence	12.7	12.71
La machine à DAT à trois aimants par pôle	12.79	11.5

Tableau récapitulatif des résultats obtenus

	Dimensions relatives		Augmentation du volume des aimants %	Γ moyen [Nm]	$\Delta\Gamma/\Gamma$ [%]	
	$\frac{\alpha}{\theta}$	$\frac{e_a}{e}$				
La machine de référence	0.66	3	...	12.7	12.71	
La machine à aimantation radiale optimisée	0.80	3.378	30	13.71	12.48	
La machine à DAT à trois aimants par pôle	$\frac{\alpha}{\theta}$	$\frac{\beta}{\alpha}$	3	0	12.79	11.5
	0.66	0.80				

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons joué sur les dimensions des aimants en même temps que sur leur direction d'aimantation. Nous avons trouvé que la structure à DAT permet dans certains cas de réduire les harmoniques même si elle n'augmente pas forcément le fondamental de l'induction. Elle améliore donc la qualité du couple électromagnétique mais elle n'augmente pas sa valeur moyenne.

La deuxième étape consistait à comparer deux machines de mêmes volume d'aimant mais dont l'une avait des aimants en un seul bloc à aimantation radiale et l'autre à DAT à trois aimants par pôle.

On savait d'avance que la valeur moyenne du couple n'augmenterait pas mais on s'attendait à ce que les ondulations diminuent.

Effectivement, la réduction de certains harmoniques, aussi infime fut-elle, a conduit à une diminution de 10.5% des ondulations de couple. Donc cette structure a amélioré sensiblement la qualité du couple de la machine.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objet le calcul par éléments finis du couple d'une machine hexapolaire, à aimants permanents déposés. Nous avons entrepris d'optimiser son couple total en maximisant sa valeur moyenne et en réduisant ses ondulations.

Pour ce faire, nous avons d'abord étudié l'influence de la forme de la f.e.m sur celle du couple électromagnétique. Nous sommes arrivés à la conclusion qu'il existe une étroite relation entre elles et qu'il est nécessaire de bien choisir la combinaison courant-f.e.m pour réduire les ondulations du couple. Nous avons également établi que la f.e.m est directement liée à l'induction magnétique d'entrefer, par conséquent, optimiser le couple revient à optimiser la forme de l'induction.

Nous nous sommes ensuite intéressés à l'influence des paramètres géométriques des aimants sur la qualité du couple électromagnétique et nous avons conclu que le couple est proportionnel à l'ouverture et à l'épaisseur des aimants. Nous avons observé aussi qu'à partir d'une certaine épaisseur, le couple n'augmente plus vraiment, il serait donc judicieux de faire le dimensionnement autour de cette valeur là. Nous avons trouvé aussi que les ondulations du couple sont influencées par l'ouverture relative des aimants, il est donc nécessaire de trouver un compromis si l'on veut augmenter la valeur moyenne du couple et réduire ses ondulations.

En premier lieu, nous avons essayé de maximiser le fondamental de l'induction donc la valeur moyenne du couple. Les résultats de nos essais ont abouti à une structure qui présente un couple de valeur moyenne supérieure à celui de la machine de référence de 8% et un taux d'ondulation inférieur de 2%. Cependant, ces améliorations sont venues avec une augmentation conséquente du volume d'aimant.

En second lieu, nous avons essayé de minimiser les ondulations du couple en réduisant les harmoniques de l'induction, mais malheureusement, nous n'avons pas pu y parvenir en raison de la difficulté de réduire l'ensemble des harmoniques en même temps.

Ce premier travail nous a amenés à conclure que du point de vue dimensions des aimants, la machine de référence est très bien optimisée.

Dans le dernier chapitre nous avons voulu voir si l'orientation de l'aimantation des aimants pouvait offrir de meilleurs résultats. Nous avons alors étudié une structure dite à Direction d'Aimantation Tournante.

Après de nombreuses simulations, nous avons constaté que la structure à DAT ne permet pas d'augmenter le fondamental de l'induction magnétique d'entrefer sans une augmentation considérable du volume d'aimant. Cependant, elle permet d'améliorer nettement la qualité du couple de la machine en réduisant ses ondulations.

Dans la deuxième étape de ce chapitre, nous avons mené une étude d'optimisation pour un même volume d'aimant, entre la structure de référence et celle à DAT à trois aimants par pôle. Les résultats ainsi obtenus ont confirmé l'aptitude de la structure à DAT à réduire les ondulations du couple, puisque nous sommes parvenu à améliorer la qualité du couple de la machine en réduisant ses ondulations d'environ 11 %

Donc, même si la structure à DAT ne permet pas d'augmenter la valeur moyenne du couple, elle serait très utile pour des machines où la priorité est à la précision. En effet avec un nombre plus élevé de blocs d'aimant, cette structure peut anéantir les ondulations du couple. La machine serait, certes, moins puissante et un peu plus coûteuse mais également plus silencieuse et plus précise.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] F. MILSANT
« Machines synchrones et asynchrone : commande électromagnétique »
Edition BERTI.
- [2] K. BENGHEZAL
« Contribution à l'étude d'actionneurs synchrones à aimants permanents »
Thèse de Doctorat Grenoble 1988.
- [3] G. STURTZER
« Modélisation et commande des moteurs triphasés »
Edition SMIGIEL.
- [4] P. FERNANDO SAIXAS
« Commande numérique d'une machine synchrone auto pilotée »
Thèse de Doctorat, Toulouse 1988
- [5] A. GENON, W. LEGROS
« Machines électriques »
Paris, Hermès Science Publications 2000 ;
- [6] D. BAREILLE, JP DAUNIS
« Electrotechnique : transformateur et machines tournantes ».
DUNOD, Paris 2006.
- [7] J. CLADE
« Electrotechnique »
Editions EYROLLES, Paris 1989.
- [8] R. LATEB
« Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps »
Thèse de doctorat, le 19 octobre 2006.
- [9] G. STURZER, E. SMIGIEL
« Modélisation et commande du moteur triphasé »
Edition ellipse, Mars 2000.
- [10] M. MARTY, D. DIXNEUF, D. GARCIA GILABERT
« Principes d'électrotechnique »
DUNOD éditions Paris 2005.
- [11] G. LACROUX
« Les aimants permanents »
Technique et Documentation – Lavoisier, 1989

- [12] B. BOUKAIS, F. ZIDAT
« Analyse du couple électromagnétique d'un actionneur synchrone à aimants permanents par la méthode des éléments finis »
Mémoire de fin d'étude, département d'Electrotechnique UMMTO promotion 2007.
- [13] K. KADDED
« Optimisation de formes de machines électriques à l'aide d'un logiciel éléments finis et de la méthode des pénalités intérieures étendues »
Thèse de Doctorat, Grenoble 1992.
- [14] K. KADDED, R.R. SALDANHA, J.L. COULOMB
« Minimisation of the induction space harmonics of a P.M. synchronous machine using finite element method and penalty method ».
J.Phys. III France 3 (1993)
- [15] B. LAPORTE, R. IBTOUENE, M. CHABANE
« Optimisation d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés ».
RGE-N°7/93- Juillet 1993.