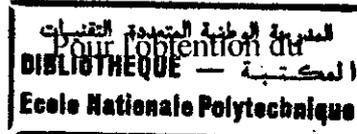


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique

THESE



GRADE DE MAGISTER

EN ELECTROTECHNIQUE

Option: MACHINES ELECTRIQUES

Présentée par

Youcef OUAZIR

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de L'ENP

CALCUL DES PERFORMANCES D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS A ENTREFER LISSE

Soutenue publiquement le 14 Juillet 1997 devant le jury d'examen composé de:

**MM. O. TOUHAMI
R. IBTIOUEN
S. MEKHTOUB
A. REKKAB
S. TAHI**

**Maitre de Conférences à l'ENP
Maitre de Conférences à l'ENP
Chargé de Recherche à l'ENP
Chargé de Cours à l'USTHB
Chargé de Cours à l'USTHB**

**Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur**

Ce travail est dédié:

à ceux qui ont l'idée de m'envoyer à l'école;

à tous ceux qui m'ont appris à chercher le savoir et la raison;

à la mémoire de mon grand père;

à mes parents, mes frères et soeurs;

à mon oncle Amar et à sa femme Noura

en témoignage de reconnaissance et d'affection.

AVANT-PROPOS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire des Machines Electriques de l'école Nationale Polytechnique sous la direction scientifique de Monsieur Rachid IBTIOUEN Maître de conférence. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour l'aide qu'il m'a apportée à travers de nombreuses discussions et l'encouragement constant qu'il m'a prodigué tout au long de ce travail. Je doit souligner la grande disponibilité dont il a fait toujours et sa compétence qui ont énormément contribués à l'aboutissement de ce travail.

Je tient à remercier Monsieur O. TOUHAMI, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et pour l'honneur et le plaisir qu'il m'a fait en présidant mon Jury de soutenance.

Que Monsieur S. MAKHTOUB, Chargé de Recherche à l'Ecole Nationale Polytechnique, trouve ici l'expression de ma considération respectueuse pour les encouragements qu'il m'a fournis au cours de ce travail. Je tient à lui exprimer mes plus vifs sentiments de gratitudes et de reconnaissances. Je le remercie également de m'avoir fait l'honneur par sa participation au jury de cette thèse.

Je remercie également Messieurs A. REKKAB et S. TAHI, Chargés de cours à l'USTHB, pour leurs précieuses critiques et remarques ainsi que pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à mon travail en acceptant de le juger.

Qu'il me soit permis de remercier chaleureusement tous les collègues et amis, en particulier Monsieur M. BOUDOUR, Chef du Département de l'Institut des T.S à l'USTHB et les Post-Graduant du Département Génie électrique MM. A. NAIT SEGHIR, M. LOUDINI et S. BOUMAZA pour leurs soutien morale, leurs gentillesse et leurs sympathie.

Le personnel de la Bibliothèque et notamment le service des périodiques, qu'il trouve ici l'expression de mes plus vifs sentiments de reconnaissance pour leurs aide et gentillesse.

Je voudrais aussi exprimer mes remerciements à mon oncle Amar et sa femme qui m'ont toujours soutenus et aidé durant ces trois années de Magister.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE -I-

ONDULATIONS DE COUPLE AU NIVEAU DES MACHINES

SYNCHRONES A AIMANTS

I.1 INTRODUCTION.....3

I.2 ONDULATIONS DE COUPLE DUES A LA STRUCTURE DE LA MACHINE.....4

 I.2.1. Couple de détente.....4

 1- Inclinaison des encoches statoriques.....4

 2- Inclinaison des aimants du rotor.....6

 3- Moteur à rotor en plusieurs parties.....6

 4- Moteur à entrefer progressif.....7

 5- Choix de l'ouverture angulaire des aimants.....7

 6- Autres méthodes pour l'atténuation du couple de détente.....8

 I.1.2 Couple de réluctance.....8

I.3 ONDULATIONS DE COUPLE DUES A L'ALIMENTATION.....9

 I.3.1 Alimentation six états.....10

 a)- Commutateur de courant.....10

 b)- Onduleur de tension contrôlé en courant.....11

 I.3.2 Alimentation sinusoïdale.....13

 a)- Contrôle par hystérésis.....13

 b)- Contrôle par M.L.I.....14

I.4 CONCLUSION.....14

CHAPITRE -II-

MACHINE A AIMANTS PERMANENTS A ENROULEMENT DANS L'ENTREFER

II.1 INTRODUCTION.....	15
II.2 REALISATION TECHNOLOGIQUE DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS A ENROULEMENT DANS L'ENTREFER.....	16
II.2.1 Description de la structure.....	16
II.2.2 Possibilités de lier l'enroulement dans l'entrefer lié aux aimants terre-ares... 17	17
II.2.3 Fixation des enroulements dans l'entrefer.....	18
II.2.4 Contraintes liées aux courants de Foucault	20
II.2.5 Efforts électromagnétiques s'exerçant sur l'enroulement de la machine.....	20
II.3. PARAMETRES DE DIMENSIONNEMENT.....	21
II.3.1 Paramètres magnétiques.....	21
1)- <i>Induction dans le fer.....</i>	<i>21</i>
2) - <i>Aimantation.....</i>	<i>22</i>
II.3.2 Paramètres liés aux contraintes thermiques.....	22
1)- <i>Sources de l'échauffement dans la structure à induit sans encoches.....</i>	<i>22</i>
a°)- <i>Pertes cuivre au niveau de la couche d'induit.....</i>	<i>22</i>
b°)- <i>Pertes dans le fer.....</i>	<i>22</i>
c°)- <i>Pertes par courant de Foucault au niveau des aimants.....</i>	<i>22</i>
2)- <i>Densité de courant.....</i>	<i>23</i>
3)- <i>Le coefficient de remplissage K_f.....</i>	<i>23</i>
II.3.3 Paramètres géométriques.....	23
II.4 COMPARAISON DES MACHINES A ONDES RECTANGULAIRES ET A ONDES SINUSOIDALES.....	24
II.5 ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS ET ENROULEMENT DANS L'ENTREFER.....	25
II.5 CONCLUSION.....	25

CHAPITRE -III-

MODÉLISATION DES MACHINES À PÔLES LISSES ET À
 ENROULEMENT DANS L'ENTREFER

III.1 INTRODUCTION.....	26
III.2 MODELE ELECTROMAGNETIQUE.....	27
III.2.1 Formulation en potentiel scalaire magnétique(Ψ).....	28
III.2.2 Formulation en potentiel vecteur magnétique(A).....	28
III.2.3 Hypothèses et modèle d'étude.....	29
III.2.4 Choix des repères.....	30
III.2.5 Modèle des aimants.....	31
III.2.6 Modèle des courants.....	32
a)- <i>Densité de conducteurs</i>	32
b)- <i>Densité volumique de courant équivalente</i>	33
III.3 DETERMINATION DES POTENTIELS VECTEURS.....	34
III.3.1 Potentiel vecteur dû à la contribution des aimants (A_a).....	35
III.3.2 Potentiel vecteur dû à la contribution des courants (A_c).....	37
III.4 DETERMINATION DES PERFORMANCES DE LA MACHINE.....	39
III.4.1 Induction magnétique.....	39
a)- <i>Inductions dues aux aimants</i>	40
b)- <i>Inductions dues courants</i>	40
III.4 COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DEVELOPPE PAR LA MACHINE ETUDIEE.....	41
a)- <i>Du tenseur des contraintes de Maxwell</i>	41
b)- <i>à partir de la puissance électromagnétique instantanée</i>	42
c)- <i>Avec la loi de Laplace</i>	42
III.5 CALCUL DU FLUX PAR PHASE.....	43
III.4.2 F.e.m à vide.....	44
III.4.3 Calcul des inductances de la machine.....	44
III.4.4 Résistance par phase.....	46
III.6 CONCLUSION.....	47

CHAPITRE -IV-

PRÉDIMENSIONNEMENT D'UNE MACHINE À AIMANTS PERMANENTS ET À ENROULEMENT DANS L'ENTREFER

IV.1 INTRODUCTION.....	48
IV.2 DISTRIBUTION DES INDUCTIONS.....	49
IV.2.1 Induction créée par les aimants.....	49
IV.2.1.1 Influence de l'épaisseur des aimants.....	49
IV.2.1.2 Influence de l'ouverture des aimants.....	50
IV.2.1.3 Influence de l'épaisseur des enroulements.....	50
IV.4 ETUDE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	52
IV.4.1 Influence de l'épaisseur des aimants.....	53
IV.4.2 Influence de l'ouverture des aimants.....	54
IV.4.3 Influence de l'épaisseur des enroulements.....	55
IV.5 VALIDATION DE LA METHODE ANALYTIQUE AVEC LE CODE NUMERIQUE TESTE.....	57
IV.6 ONDULATIONS DE COUPLE.....	58
IV.6.1 Harmoniques introduites par l'aimantation.....	60
IV.6.1.1 Influence de l'épaisseur des aimants.....	60
IV.6.1.2 Influence de l'ouverture des aimants.....	61
IV.6.2 Harmoniques introduits par la distribution des conducteurs.....	65
IV.6.2.1 Influence de l'épaisseur des enroulements.....	65
IV.6.3 Minimisation des ondulations de couple.....	66
IV.6.3.1 Influence de l'épaisseur des aimants.....	67
IV.6.3.2 Influence de l'ouverture des aimants.....	67
IV.6.3.3 Influence de l'épaisseur des enroulements.....	68
IV.7 CONCLUSION.....	69

CHAPITRE -V-

MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR- MACHINE

V.1 INTRODUCTION.....	71
V.2 DISPOSITIF D'ALIMENTATION DE LA MACHINE.....	72
V.3 METHODE D'ETUDE DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE.....	73
V.4 MODELISATION ELECTRIQUE DE LA MACHINE.....	73
V.4.1 Equations électriques de la machine.....	73
V.4.2 Détermination des tensions de phase.....	76
V.5 METHODE DE RESOLUTION.....	78
V.6 ETUDE DU REGIME FONDAMENTAL (SINUSOIDAL).....	80
V.7 SIMULATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE.....	84
V.7.1 Présentation de quelques résultats.....	84
1)- Ondulation de couple due à l'alimentation.....	84
2)- Ondulations globales du couple.....	84
V. CONCLUSION.....	91
CONCLUSION GENERALE.....	92

REFERENCES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHÈQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

L'évolution des matériaux magnétiques et des semi-conducteurs de puissance a permis l'essor des machines à aimants permanents dans les systèmes d'entraînement commandés en couple, en vitesse ou en position [1,2,3]. L'utilisation de ces machines est l'objet d'une évolution rapide, vu leurs possibilités d'atteindre de hautes performances dynamiques [4].

En effet, les machines excitées par des aimants permanents, de plus en plus performants, diffèrent selon la structure du rotor, autrement dit, selon la disposition des aimants au rotor [5]. Le stator de ces machines est généralement classique (encoché).

La conception de ces machines associées à leurs dispositifs d'alimentation est une tâche complexe. En particulier il y a un problème relatif au comportement vibratoire, qu'il faut résoudre et qui reste actuellement l'un des plus préoccupants pour certains types d'applications [6]. On recherche généralement une adaptation des convertisseurs statiques et des machines. En effet, plusieurs applications auxquelles sont destinées les machines électriques à aimants permanents exigent un couple électromagnétique car l'existence d'un couple pulsatoire rend le système de commande associé incapable de compenser les variations de vitesses que ces oscillations de couple entraînent en particulier pour les faibles vitesses. Les ondulations de couple que présentent ces machines quelles soient dues à la structure elle-même ou au dispositif d'alimentation existent toujours [7,5]. La minimisation de ces ondulations de couple se fait soit par une conception spéciale, soit par un contrôle adéquat du moteur [8]. Dans la première approche, il s'agit d'une optimisation de la structure géométrique de la machine. Dans la seconde approche, il s'agit du meilleur choix de la stratégie de commande à adopter. Le couple de détente, spécifique aux machines à aimants [9], doit être minimisé à défaut d'être supprimé dans l'optique de mettre en oeuvre des machines synchrones discrètes sur le plan acoustique [6,10]. Notons que la solution qui consiste à supprimer les encoches de l'induit entraîne une augmentation de l'entrefer qui peut être autorisée par l'apparition d'aimants performants [11,12]. Par conséquent cette solution apparaît favorable pour la réduction des ondulations de couple et du bruit.

Dans ce travail, effectué au niveau du Laboratoire de Machines Electriques de l'Ecole Nationale Polytechnique, nous proposons le calcul et l'analyse d'une machine synchrone à aimants permanents à entrefer lisse. Celle ci est constituée d'un inducteur à aimants montés à la surface du rotor avec des frettes amagnétiques et d'un stator sans encoches. Comme matériaux pour aimants permanents, nous choisissons le $NdFeB$ qui est le plus utilisé pour ce type de structure [7,13,14]. Ce dernier matériau présente, d'une part, une caractéristique de

désaimantation linéaire et une perméabilité proche de celle du vide et d'autre part, il permet d'obtenir une induction relativement appréciable au niveau de l'entrefer de la machine.

En principe, la machine à aimants à entrefer lisse est adaptée à des formes d'ondes sinusoïdales pour l'alimentation [15]. Ainsi, dans le but donc de minimiser les ondulations de couple, on opte généralement pour une alimentation sinusoïdale obtenue par onduleur de tension contrôlé en courant pour les machines de faibles et de moyennes puissances, ce qui est notre cas.

L'objectif de notre travail consiste à développer un modèle analytique de calcul de champ en 2D dans le but d'un prédimensionnement géométrique de la machine à aimants permanents à entrefer lisse en tenant compte des formes réelles des ondes délivrées par le convertisseur et ce, hors commutation.

Dans le premier chapitre, nous présentons les différentes sources d'ondulations de couple au niveau des machines synchrones à aimants permanents quelles soient dues à la structure elle-même ou à l'alimentation. Nous présentons les différentes techniques adoptées pour la réduction du couple de détente et du couple de réluctance.

Au niveau du deuxième chapitre, nous nous intéressons aux problèmes de réalisation de la structure étudiée. Ces problèmes sont relatifs à la fixation des enroulements et aux contraintes que subissent ces derniers en présence d'un champ variable (efforts électromagnétiques, courants de Foucault, etc...).

Dans le troisième chapitre, nous développons un modèle analytique de calcul de champ en 2D pour le calcul des performances de la structure à aimants permanents à entrefer lisse. Celui-ci est basé sur la résolution formelle des équations de champ. Ce modèle analytique, adapté, en principe aux machines à entrefer lisse, permet de déterminer la distribution du champ dans l'entrefer d'une façon souple et précise.

L'exploitation du modèle analytique utilisé fait l'objet du quatrième chapitre. Nous recherchons les dimensions conduisant à un couple électromagnétique maximal tout en minimisant le volume des aimants et celui du cuivre. Une comparaison des résultats obtenus à l'aide de la méthode analytique développée avec ceux issus du code numérique testé [16] est présentée.

Nous terminons notre travail avec un cinquième chapitre consacré à la modélisation de l'ensemble machine-convertisseur. Dans cette dernière partie, nous considérons la modélisation électrique de la machine associée à son convertisseur, en nous basant sur la méthode analytique de calcul de champ. Ce couplage électromagnétique va nous permettre d'analyser les ondulations de couple provoquées par la source d'alimentation.

ONDULATIONS DE COUPLE AU NIVEAU DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS

I.1 Introduction

L'existence d'un couple pulsatoire élevé peut constituer, pour certaines applications, une cause de rejet lors du choix d'un actionneur à aimants permanents [17]. En effet, le système de commande arrive difficilement à compenser les variations de vitesse que ces oscillations de couple entraînent plus particulièrement pour les faibles vitesses, ou pour les applications à entraînement direct quand le rapport couple/inertie est important avec l'exigence d'une vitesse constante [18].

Afin de situer les sources de ces ondulations de couple dans le cas des machines synchrones à aimants permanents, ces dernières sont souvent classées en deux grandes catégories [19]: Celles à f.e.m sinusoïdale alimentées par des courants sinusoïdaux et celles à f.e.m trapézoïdale alimentées par des créneaux de courants. Théoriquement et hors commutation, ces deux types de machines produisent un couple dépourvu d'ondulations. Mais, en réalité la structure interne de ces machines ne permet pas d'avoir une f.e.m purement sinusoïdale ou trapézoïdale [20,8]. Ceci est dû essentiellement à la distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine. Celle-ci dépend fortement de la configuration des aimants permanents constituant l'inducteur [5,21]. A ceci, s'ajoute l'imperfection de la forme d'onde des courants d'alimentation délivrés par le convertisseur statique. Ces imperfections des ondes de la f.e.m et des courants provoquent donc des ondulations de couple dues respectivement à la structure et à l'alimentation de la machine. En plus de ces pulsations de couple, les machines synchrones à aimants permanents souffrent d'un couple parasite dû à l'interaction aimants-denture statorique (couple de détente).

Nous présentons dans ce premier chapitre les différentes sources d'ondulation de couple des machines synchrones à aimants permanents, qu'elles soient dues à la structure ou à l'alimentation. Nous passerons ensuite à une synthèse des solutions permettant de réduire ces ondulations.

1.2 Ondulations de couple dues à la structure de la machine

Les structures des machines à aimants permanents se distinguent par la façon avec laquelle sont disposés les aimants au rotor [22,23]. Ainsi, on trouve celles sans pièces polaires (SPP) et celles avec pièces polaires (APP). La première structure de ces machines, où les aimants sont montés en surface, développent uniquement un couple d'interaction aimants-courants. La seconde structure présente en plus un couple de réluctance dû à l'anisotropie du rotor [24]. A ces deux composantes du couple s'ajoute le couple de détente.

1.2.1. Couple de détente

Le couple de détente est lié directement à l'existence simultanée d'aimants au rotor et d'une denture au stator afin d'y loger les conducteurs de l'enroulement d'induit. Donc, c'est un couple réluctant qui existe même en absence des courants statoriques. Les forces tangentielles créées par l'interaction des aimants rotoriques avec la denture statorique sont à l'origine de ce couple le plus souvent indésirable [25,26]. Ce dernier constitue l'une des principales sources des fluctuations de couple dans les machines synchrones à aimants permanents. En raison de la présence d'un flux à vide important et d'un entrefer souvent faible, ces pulsations de couple peuvent avoir des valeurs élevées [17]. C'est pourquoi il est important de connaître les paramètres qui permettent de réduire ce couple. Cependant, la variation de la perméance de l'entrefer magnétique provoquée par les encoches statoriques est un facteur très important dans la génération du couple de détente. Ceci, engendre des harmoniques de couple de rang kne (n_e représente le nombre d'encoches par pôle et par phase) [25]. Plusieurs solutions ont été proposées par différents auteurs pour réduire le couple de détente. Ces techniques sont souvent basées sur les méthodes classiques utilisées pour minimiser les ondulations de couple des machines à courant alternatif ou continu. Nous présentons dans ce qui suit quelques techniques utilisées :

1. Inclinaison des encoches statoriques

La solution la plus efficace, pour réduire le couple de détente dans les machines synchrones à aimants permanents, consiste à incliner les encoches du stator [27,18]. Plusieurs études ont démontrées que l'inclinaison des encoches d'un pas dentaire réduit le couple de

détente à des niveaux très bas [25,9]. En négligeant les effets d'extrémités de la machine, l'inclinaison d'un angle mécanique α des encoches produit un affaiblissement des amplitudes des n harmoniques d'un coefficient [25] tel que:

$$k_{in} = \left(\frac{2}{npa}\right) \sin\left(\frac{npa}{2}\right)$$

Théoriquement, ces harmoniques sont éliminés si on choisit :

$$np\alpha = 2k\pi$$

où k est un entier. Ainsi, incliner les encoches d'un pas dentaire ($\alpha = \frac{2\pi}{pn_e}$) conduit à:

$$n = kn_e$$

cette dernière expression représente les harmoniques du couple de détente.

Cette technique est satisfaisante si on accepte les difficultés d'automatisation de la construction qu'elle entraîne. Pour le fonctionnement en charge des machines à f.e.m trapézoïdale, la relation entre les ondulations de couple produites et le couple de détente est très apparente. Cependant, l'inclinaison des encoches pour réduire le couple de détente rend la f.e.m induite non trapézoïdale [20,28], ce qui favorise les pulsations de couple d'interaction.

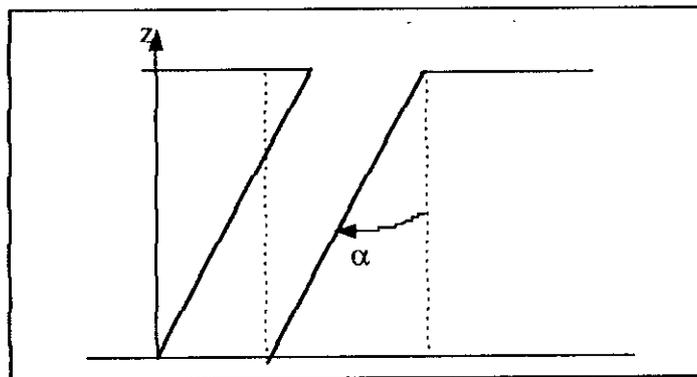


Figure I.1 inclinaison d'une encoche sur un pas dentaire

2- Inclinaison des aimants du rotor

Dans le cas où l'inclinaison du stator pose des problèmes de construction, la solution alternative consiste en une inclinaison de la distribution du champ magnétique du rotor par l'action sur la configuration des aimants permanents [20,27]. Ce qui permet de réduire substantiellement le couple de détente et les harmoniques de la f.e.m. Ceci ne peut pas être pratique vu que le coût d'usinage des aimants permanents est élevé.

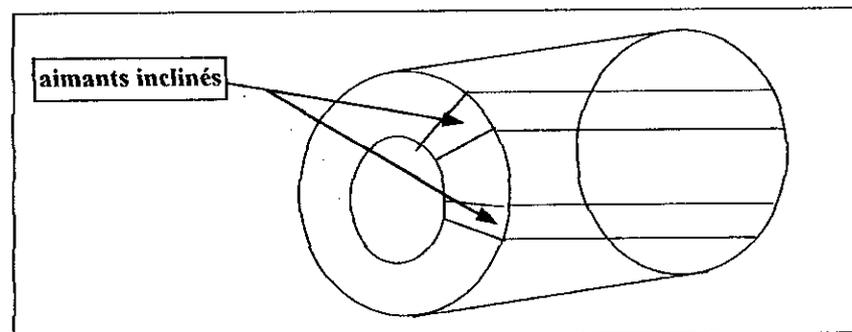


Figure.I.3 Structure d'un rotor avec des aimants inclinés

3- Moteur à rotor en plusieurs parties

Pour éviter les difficultés surmontées par la technique précédente, une autre solution a été proposée en gardant les mêmes résultats. Celle-ci, consiste à adopter un rotor en plusieurs parties et ceci quel que soit le type de moteur avec ou sans pièces polaires.

Les aimants sont, sous formes de blocs, montés sur chaque parties et décalés les uns par rapport aux autres d'un angle qui doit être une fraction du pas dentaire [17,25] (Figure I.3) où:

$$\alpha = \frac{T_d}{N_b}$$

avec T_d et N_b qui représentent respectivement le pas dentaire et le nombre de parties (blocs) du rotor.

Une étude analytique [25], a permis de démontrer que l'atténuation des harmoniques du couple de détente, obtenue par l'inclinaison des blocs d'aimants dans le cas d'une structure à aimants montés en surface, est donnée par:

$$k_{ai} = \frac{\text{sen}\left(\frac{i\pi}{N_s N_b}\right)}{N_b}$$

où N_s est le nombre d'encoches par paire de pôles. Cet auteur conclue que tous les harmoniques sont supprimés excepté ceux qui sont multiples du nombre de blocs.

De telles structure font l'objet d'études récentes. Même, si les résultats obtenus reste inférieurs à ceux que donne la technique d'inclinaison des encoches, ces structures ne posent pas de problème d'automatisation du bobinage.

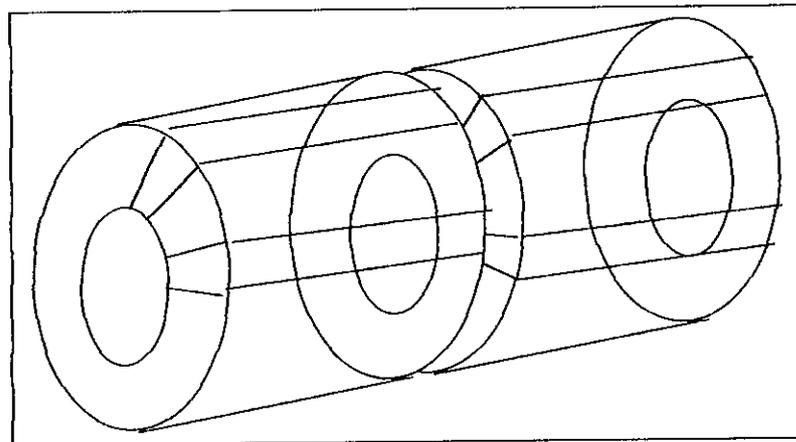


Figure.I.3 Structure d'un moteur à rotor en deux parties [17].

4 - Moteur à entrefer progressif

Le couple de détente étant dû à la variation de l'énergie magnétique stockée dans l'entrefer de la machine, c'est pourquoi il est intéressant de modifier la géométrie des pôles afin d'avoir une faible variation de l'induction [17]. Donc une induction en forme de créneau est particulièrement défavorable.

5- Choix de l'ouverture angulaire des aimants

L'action sur l'ouverture angulaire des aimants a un effet très important sur l'amplitude et sur la forme du couple de détente [9]. Cependant, il est à noter que la variation de cette ouverture affecte aussi les ondulations du couple électromagnétique de la machine. Ceci, conduit à choisir une ouverture minimale qui permet de faire un compromis entre le couple de détente et les ondulations du couple électromagnétique [7].

6- Autres méthodes pour l'atténuation du couple de détente

Puisque la variation de la perméance de l'entrefer magnétique, provoquée par la denture statorique, est un facteur important dans la création du couple de détente, une variété de techniques additionnelles ont été suggérées pour minimiser le couple de détente. Celles-ci, consistent en:

- Minimisation de l'ouverture des encoches statoriques afin de diminuer la variation de la perméance des encoches [25];
- L'addition de petites encoches ou de dents dans la culasse statorique. Ceci permet de repousser les harmoniques de cette perméance vers les hautes fréquences.
- L'adoption d'un nombre fractionnaire d'encoches par pôle [10].

Cependant, l'impact de telles techniques, de minimisation du couple de détente, sur la valeur moyenne et les pulsations de couple produites lors du fonctionnement en charge doit être considéré attentivement.

I.1.2 Couple de réluctance

Le couple de réluctance, propre aux structures avec pièces polaires, est lié à l'existence d'une force magnétomotrice au stator et d'un rotor anisotrope. Dans les machines synchrones à aimants permanents, ce phénomène de réluctance est exploité dans le but d'augmenter le couple maximal développé. A ce rôle que doit assurer cette anisotropie du rotor, un autre rôle peut lui être confié, c'est celui de la concentration de flux dans le souhait d'augmenter le flux à vide qui est un facteur déterminant dans la recherche du maximum de couple massique [24,29].

Des structures à concentration de flux ont été développées. L'une des plus performante est la structure à aimantation tangentielle qui présente néanmoins l'inconvénient de n'être efficace que

pour un nombre de pôles supérieur à six [30]. Ce type de structure peut présenter en fonction de l'effet de concentration du flux et du nombre de pôles un couple volumique élevé. La réalisation et par contre compliquée et des problèmes d'équilibre sont très délicats à résoudre et limitent les vitesses d'utilisation.

En raison de la présence d'un couple de réductance dû à l'anisotropie du rotor la valeur maximale du couple est obtenue pour un décalage supérieur à 90 degrés électrique car celui-ci est sensiblement proportionnel au carré du courant [24,17]. Le couple développé par cette structure se trouve affecté par des ondulations produites par la composante du couple réductant. Des solutions ont été proposées, par différents auteurs pour réduire ces pulsations de couple [24,7]. Celles-ci, consistent en l'action sur la proportion du fer constituant les pièces polaires, les dimensions des aimants, et le décalage initial du rotor par rapport au stator.

I.3 Ondulations de couple dues à l'alimentation

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable. En fonctionnement autopiloté, la fréquence du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de manière que le synchronisme soit toujours assuré. Cet asservissement est élaboré à partir d'un système de détection de la position du rotor (capteur de position) [31,32]. D'une manière générale, comme nous l'avons déjà précisé, deux types d'alimentations sont adoptées:

- Alimentation par des courants de forme d'onde rectangulaire (six états);
- Alimentation par des courants à variation sinusoïdale;

Celles-ci, dépendent non seulement du type de convertisseurs utilisés mais aussi de la machine et de la manière dont est assurée la commande. Pour un type de machine donné, les performances de l'ensemble convertisseur-machine sont très influencées par la forme d'onde des courants délivrés par le convertisseur. L'imperfection de ces ondes de courants produit des oscillations de couple et donc des pertes supplémentaires [33]. Ces ondulations de couple introduisent des variations de vitesse indésirables détériorant ainsi les performances dynamiques de la machine. Pour des vitesses élevées ces variations sont filtrées par l'inertie du rotor, mais aux faibles vitesses, elles affectent les performances de la commande particulièrement lorsqu'il s'agit d'un positionnement. Nous présentons dans cette partie les modes d'alimentations des machines synchrones à aimants permanents et leurs influences sur les ondulations de couple.

I.3.1 Alimentation six états

La machine est alimentée par des créneaux de courants de sorte qu'à chaque instant deux phases seulement conduisent. Par conséquent, le courant dans chaque phase prend l'allure d'un créneau de largeur égale à 120 degrés électrique avec des intervalles de 60 degrés électrique à courants nuls (Figure I.6). Le champ statorique n'est pas tournant d'une façon continue, mais progresse par saut en restant figé dans une position, le temps que le rotor se déplace d'un angle égal à 60 degrés électrique. Le capteur de position et la commande des courants associée se trouvent simplifiés [34]. En effet, pour générer des courants rectangulaires, on n'a besoin de connaître la position du rotor qu'au moment des commutations (six fois par période électrique). Un capteur à effet Hall peut être utilisé pour déterminer la position du rotor par rapport aux enroulements statoriques. La commutation du convertisseur est strictement commandée en synchronisme avec le mouvement du rotor. Ce qui fait que l'ensemble de convertisseur-machine se comporte comme une machine à courant continu, mais avec une commutation de type électronique [35]. Deux types de convertisseurs sont susceptibles d'assurer ce type d'alimentation [32]:

a)- *Commutateur de courant* (Figure I.4)

Cette technique d'alimentation, très adaptée aux machines présentant une F.e.m trapézoïdale, est imposée dans les applications de forte puissance en utilisant un commutateur de courant, à cause du temps de commutation suffisant et permettant de manipuler des courants très forts [31]. Le courant délivré par le redresseur via l'inductance de lissage est aiguillé par les interrupteurs unidirectionnels de l'onduleur de courant dans les phases de la machine en fonction des ordres de la commande générée à partir de la détection de la position du rotor (capteur de position). Les performances dynamiques de cette association sont essentiellement limitées par la réponse de la source de courants d'alimentation [32].

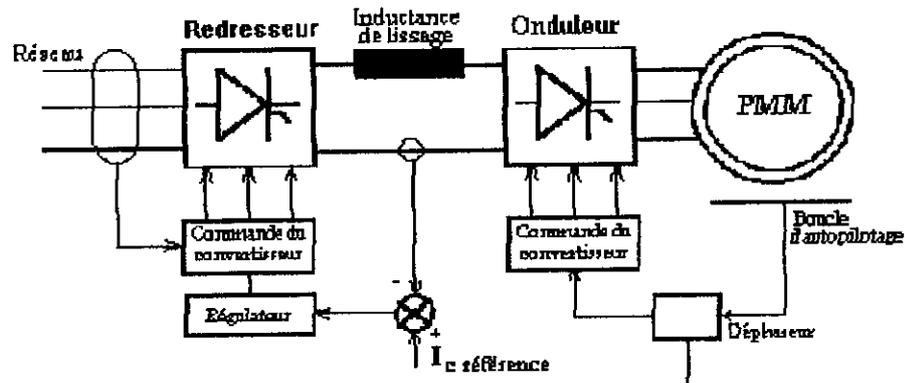


Figure I.4 Commutateur de courant [32]

b)- Onduleur de tension contrôlé en courant (Figure I.5)

Dans la gamme des faibles et des moyennes puissances, ce sont les onduleurs de tension contrôlés en courants et utilisant des transistors de puissance qui sont employés [30,28]. L'alimentation est assurée par une source de tension continue; le contrôle des courants consiste à générer des courants de référence à partir de la détection de la position du rotor. La commande des interrupteurs de l'onduleur est générée à partir de la comparaison des courants de référence et des courants réels de telle manière que ces derniers suivent la référence.

Cependant, l'adoption d'une alimentation en créneaux de courants a un impact direct sur la caractéristique dynamique du couple. Ces effets sont très significatifs aux faibles vitesses lors d'un positionnement et aux grandes vitesses si le convertisseur délivre une puissance maximale [35]. L'inconvénient majeur de ce genre d'association est celui des ondulations de couple provoquées lors de la commutation des courants d'une phase à une autre. L'effet de cette commutation apparaît essentiellement aux grandes vitesses [36,32] comme nous l'avons déjà précisé.

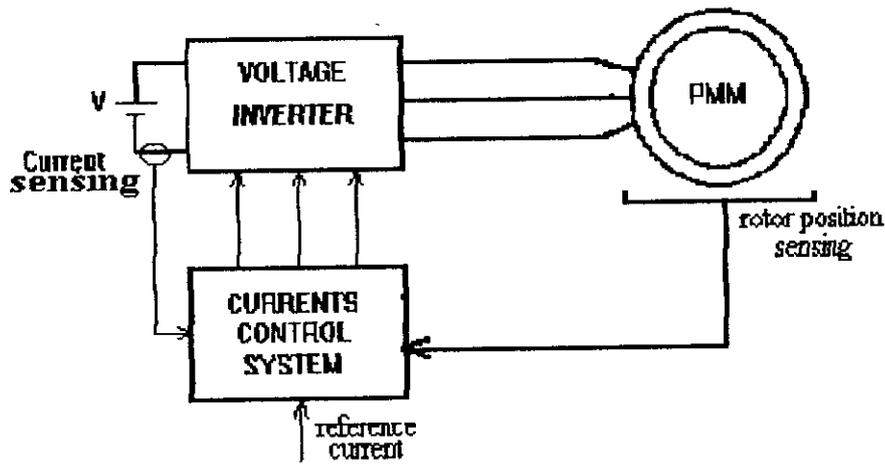


Figure I.5 Onduleur de tension contrôlé en courant pour une alimentation six états [32].

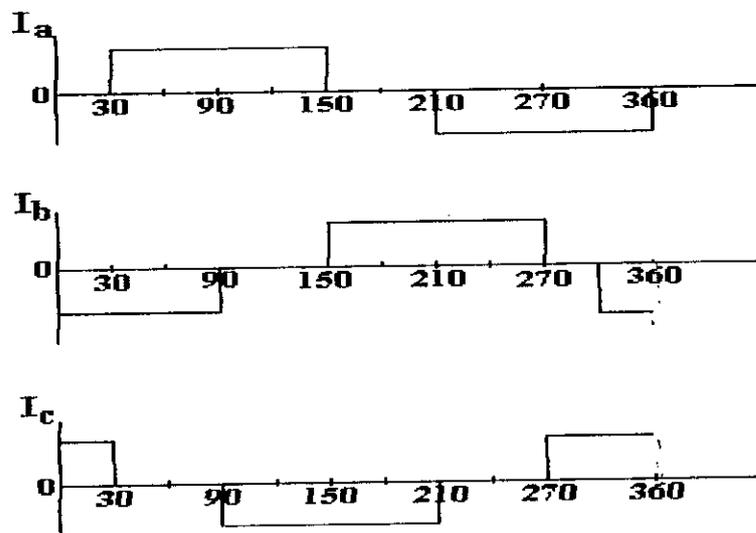


Figure I.6 Forme des courants d'induit.

Le caractère inductif de la machine limite la possibilité du circuit de commande à générer des courants rectangulaires. La commutation correspond alors à une chute de couple qui résulte de la difficulté, qui croît avec la vitesse, qu'a le courant pour s'établir dans la phase à cause de la f.e.m [36]. Cependant, s'il s'agit d'un contrôle de position, un capteur à haute résolution s'impose pour générer la commande.

I.3.2 Alimentation sinusoïdale

L'alimentation par onduleur de tension contrôlé en courant donne la possibilité de choisir la forme des courants la plus adéquate en fonction de la machine ou de l'application [37]. Pour générer des courants de référence de forme sinusoïdale, un codeur à haute définition angulaire s'impose. La solution la plus avantageuse consiste à utiliser un résolveur associé à un module digitaliseur [32]. Cette technique d'alimentation associée à une machine à aimants à F.E.M sinusoïdale autorise d'excellentes performances dynamiques, limitées seulement par la constante de temps électrique de l'induit et les techniques de contrôle utilisées [34,38]. Le principe consiste à générer, à partir des signaux délivrés par le capteur de position, des courants de référence de forme sinusoïdale. Les courants réels circulants dans la machine sont mesurés par des capteurs. Le système de contrôle des courants génère la commande des interrupteurs de l'onduleur par la comparaison des courants réels et des courants de références. Ce contrôle est effectué généralement par modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou par hystérésis [36,37,39].

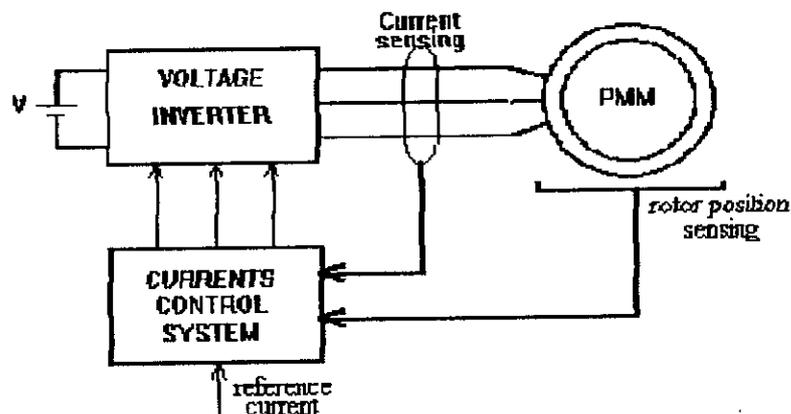


Figure I.6 Onduleur de tension contrôlé en courant pour une alimentation sinusoïdale [32].

a)- Contrôle par hystérésis

Le principe de ce contrôle consiste à maintenir, au moyen de comparateurs à hystérésis, les courants réels à l'intérieur d'une bande de largeur donnée centrée sur les courants de référence [37]. L'ondulation des courants dépend de la largeur de cette bande, mais la fréquence de commutation est variable. La mise en oeuvre de ce contrôle est simple, mais les contraintes

de commutation au niveau de l'onduleur sont importantes. Et il faut noter que dans cette stratégie de contrôle, ils existent des erreurs provenant du fait que la fréquence d'échantillonnage n'est pas constante.

b)-Contrôle par MLI

Dans ce contrôle, les erreurs de comparaison des courants réels et des courants de référence sont traitées et ensuite comparées à un signal en dents de scie à fréquence élevée. Les signaux obtenus constituent alors la commande des interrupteurs de l'onduleur [37]. Dans ce cas la fréquence de commutation est fixe mais l'ondulation de couple est variable. L'utilisation de cette technique entraîne au niveau des courants circulants dans la machine l'apparition, d'une ondulation résiduelle liée à la découpe *MLI* dont la fréquence est égale à la fréquence de modulation [3,40,41]. Ce problème devient gênant lorsque la fréquence de modulation n'est pas suffisamment élevée par rapport à la fréquence fondamentale de la machine.

I.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes sources des ondulations de couple dans les machines synchrones à aimants permanents. Les solutions existantes permettant de minimiser ces oscillations de couple consistent en général, comme on l'a déjà signalé, en l'action sur la géométrie de la machine ou sur son alimentation.

Plusieurs techniques efficaces permettant de minimiser le couple de détente, ont été synthétisées et analysées. Cependant, leurs mise en oeuvre est souvent très délicate à cause du coût élevé de l'usinage des aimants et des problèmes techniques liés à la réalisation des bobinages. Ainsi, pour une alimentation donnée, l'action sur la géométrie de la machine consiste souvent en la recherche d'une adaptation de la forme d'onde de la F.E.M à celle de l'alimentation. Deux solutions sont utilisées donc pour l'alimentation de ces machines:

- Sinusoïdale pour une machine à f.e.m sinusoïdale
- Rectangulaire (six états) pour une machine à f.e.m trapézoïdale.

Les critères de choix entre ces deux solutions sont le coût et les performances recherchées. Une machine six états et sa commande associée sont de coût moindre et auront des ondulations de couple et de vitesse aux régimes lents. Une machine sinusoïdale s'applique essentiellement aux systèmes de positionnement où les oscillations de couple et de vitesse ne sont pas tolérées.

Cependant l'ensemble machine-commande a un coût plus élevé, car elle nécessite un codeur à très haute résolution.

Outre ces solutions, une autre méthode permettant de minimiser les ondulations de couple, consiste en l'action sur la commande de la machine. En effet, connaissant le couple de détente, il est possible de déterminer la forme d'onde de courant à injecter à la machine pour compenser les ondulations de couple [8,22,42]. L'inconvénient de cette technique est le système complexe de commande à associer à la machine pour réaliser la forme d'onde de courant souhaitée. Une alimentation sinusoïdale avec un stator sans encoches permet d'éliminer le couple de détente. D'autre part sachant que la machine est à pôles lisses il y a absence de couple de réluctance et ainsi les ondulations de couples seront minimales. C'est l'intérêt principal de la mise en oeuvre de la machine à aimant à entrefer lisse qui fait l'objet de notre étude.

MACHINE À AIMANTS PERMANENTS À ENROULEMENT DANS L'ENTREFER

II.1 Introduction

Les pulsations de couple dues à la structure des machines synchrones à aimants permanents peuvent être d'autant plus réduites en adoptant un stator sans encoches [1,27]. Cette suppression des encoches permet l'élimination totale du couple de détente. L'enroulement dans la machine est alors directement placé dans l'entrefer. D'autre part, sachant que la machine est à pôles lisses, il y a absence du couple réactif produit par l'anisotropie du rotor. Par conséquent, l'association de cette structure à une alimentation par des courants de forme d'onde sinusoïdale permet une réduction appréciable des ondulations de couple et du bruit.

L'augmentation de la largeur de l'entrefer qu'entraîne la suppression des encoches est autorisée par l'apparition d'aimants de plus en plus performants capables de produire une induction appréciable dans l'entrefer des machines électriques [12,43,44].

Certaines études soulignent tout d'abord les avantages de cette structure dans le cas des machines à courant continu destinées à la traction et dans le cas de turboalternateurs [45,46 47,48]. Plus récemment, cette structure a été mise en oeuvre dans le cas des machines synchrones à aimants permanents.

En plus de l'avantage de la réduction du bruit et des pulsations de couple, cette construction offre plus d'espace pour le cuivre ce qui permet d'augmenter la densité de courant à injecter dans le stator [13,49]. Les inductances des phases se trouvent diminuées ainsi que la réaction magnétique de l'induit [14,50]. Cependant, la mise en oeuvre d'un enroulement dans l'entrefer est soumise à des contraintes dont il faut tenir compte lors du dimensionnement d'une telle structure.

Après une brève présentation de la structure à étudier, nous discutons de sa réalisation technologique, et nous soulevons les contraintes liées à la mise en oeuvre d'un enroulement dans l'entrefer ainsi que les solutions adoptées pour remédier à ces problèmes. Enfin nous analysons les paramètres intervenant dans le dimensionnement et le type d'alimentation à associer à cette structure.

II.2. Réalisation technologique de la machine synchrone à aimants permanents à enroulement dans l'entrefer

II.2.1 Description de la structure

La structure, que nous nous proposons d'étudier, comporte un rotor classique avec des aimants permanents et un stator sans denture. Son originalité réside donc dans la structure du stator présentant un enroulement dans l'entrefer (Figure II.1)

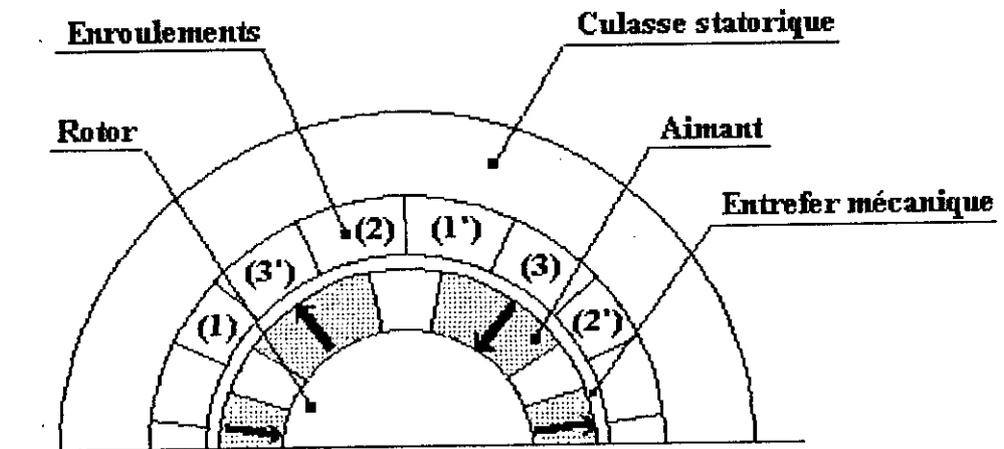


Figure II.1 Structure à pôles lisses et à enroulement dans l'entrefer.

- L'inducteur de la machine est à pôles lisses. Les aimants, sous forme de "tuiles fractionnées" ou non, sont collés directement sur la surface d'une culasse ferromagnétique constituée d'un empilement de tôles ferromagnétiques. Comme matériau pour aimants, c'est généralement les $NdFeB$ qui sont adoptés pour ce type de machines car ils permettent l'obtention d'une induction dans l'entrefer relativement élevée [44,13]. Ce type d'aimants est souvent disposé à la surface du rotor [7].

- Le stator sans énoches, est constitué d'une culasse ferromagnétique feuilletée et d'un enroulement triphasé connecté en étoile. Ce dernier comporte des bobines élémentaires formant les phases de la machine. Compte tenu de la perméabilité des aimants modernes ($\mu_r \neq 1$), cette structure conduit à un entrefer magnétique parfaitement lisse.

II.2.2 Possibilités de lier l'enroulement dans l'entrefer aux aimants terre-rares

La présence des encoches dans l'induit d'une machine électrique influe directement sur le comportement vibratoire de la machine en raison des variations locales des réluctances qu'elles produisent surtout quand il s'agit de puissances élevées à faible vitesse [11].

Dans l'optique d'avoir des machines synchrones discrètes sur le plan acoustique [46], et dans le souhait d'accélérer sensiblement la commutation [51], il est à priori intéressant d'envisager la suppression de la denture statorique. Ceci entraîne nécessairement une augmentation de l'entrefer magnétique et exige d'une part, des sources de champs susceptibles de produire un flux d'excitation suffisant et sans échauffement excessif, d'autre part les enroulements se trouvent directement placés dans l'entrefer et soumis à des contraintes mécaniques et magnétiques.

L'intérêt d'une structure à enroulement dans l'entrefer est donc essentiellement basé sur l'apparition d'aimants de plus en plus performants possédant une induction rémanente relativement élevée et un grand rapport énergie/poids ce qui autorise des entrefers relativement larges [51,24]. L'association aimants permanents-stator sans encoches apparaît alors comme une solution alternative à étudier sérieusement. Cependant, l'utilisation de conducteurs placés directement dans l'entrefer pose d'une part certaines difficultés liées à la réalisation et au mode de fixation. D'autre part, ces conducteurs sont directement plongés dans un champ magnétique, il faut donc tenir compte de l'incidence de cette situation au niveau des pertes par courants de Foucault et des efforts électromagnétiques.

II.2.3 Fixation des enroulements dans l'entrefer

Contrairement au cas des machines à stator encoché, les efforts électromagnétiques qui sont, en particulier, à l'origine du couple de la machine, s'exercent ici directement sur les conducteurs. Il faut penser donc au système de fixation (maintien mécanique) des conducteurs pour assurer la transmission de l'effort électromécanique à la carcasse de la machine [15]. Plusieurs solutions ont été mises en oeuvre pour résoudre ce problème. Elles recourent généralement aux techniques de collages ou à l'adoption de bobinages particuliers. [15], propose une solution, dans le cas des grandes puissances. Il réalise l'encrage du bobinage sur le stator par le biais de cales non conductrices et magnétiques (Figure II.2). Ces Cales sont fixées à la culasse au moyen de queues d'aronde.

Il conclue dans son étude que les petites encoches de fixation des cales, qui introduisent de légers accidents de perméabilité à sa surface, sont parfaitement négligeables d'un point de vue magnétique.

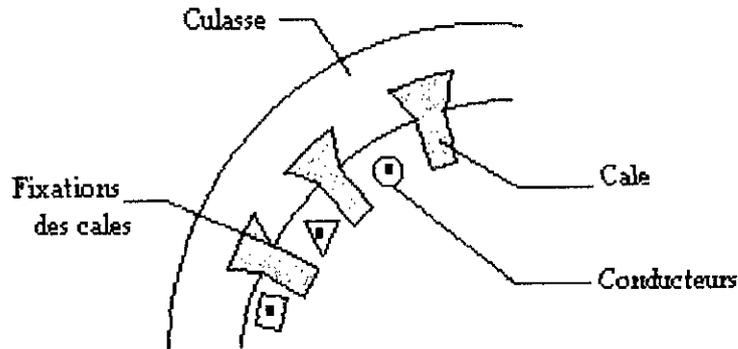


Figure II.2 Système de maintien des conducteurs [15]

D'autres chercheurs, [52,47], proposent d'adopter un enroulement en anneau. Le bobinage est donc fractionné en plusieurs bobines élémentaires enroulées autour de la culasse statorique et guidées à l'extérieur de la zone active de la machine à l'aide d'encoches pratiquées dans les carcasses. Ceci conduit à un entrefer parfaitement lisse. Ce type d'enroulement permet donc de résoudre le problème de la fixation, mais il se trouve que la partie extérieure du cuivre est inactive.

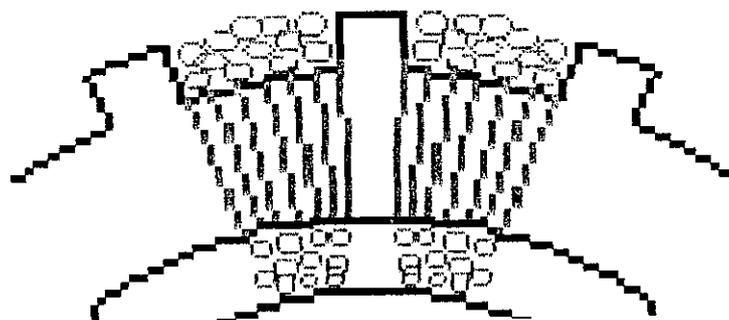


Figure II.3 Enroulement en anneau [28]

Un avantage supplémentaire de la machine à aimants à enroulement dans l'entrefer réside dans l'automatisation possible de sa production en recourant aux techniques de collages qui ont

subies une importante évolution dans le domaine des moteurs de petites tailles [28]. L'enroulement est constitué de bobines automatiquement préformées, puis enrobées dans un manchon cylindrique par coulage d'un matériau du type résine " epoxy" [11,13,51]. Ce manchon est ensuite glissé dans l'armature du stator et collé à la surface intérieure. La qualité des matériaux existants (résines et colles) justifie la confiance que l'on peut placer dans ce type de construction [53].

II.2.4 Contraintes liées aux courants de Foucault

Les conducteurs de la machine à aimants et à enroulement dans l'entrefer se trouvent directement soumis à un champ magnétique variable (champs des aimants et des courants). Les conducteurs sont donc sièges de circulation de courants de Foucault qui occasionnent des pertes supplémentaires dans l'induit de la machine [53]. A fréquence de fonctionnement donnée, ces dernières sont proportionnelles au carré du module de l'induction et elles dépendent énormément des dimensions des conducteurs ($\sim R_f^4$) [51]. Par conséquent, la réduction des pertes occasionnées passe par une réduction adéquate des conducteurs élémentaires utilisés [51], qui peuvent être regroupés en parallèle de manière à former des conducteurs de plus forte section correspondante au courant admissible dans les phases de la machine [53]. Afin de limiter les courants de circulation, il faut prendre soin de transposer les conducteurs élémentaires suivant leurs longueurs [6].

Il faut noter aussi, que la machine, à forme d'onde sinusoïdale, nécessite une division de bobinage nettement moins contraignante que la machine à forme d'onde rectangulaire [15].

II.2.5 Efforts électromagnétiques s'exerçant sur l'enroulement de la machine

Contrairement au cas des machines à stator encoché, les efforts électromagnétiques qui sont, en particulier, à l'origine du couple développé s'exercent, dans le cas de la machine à enroulement dans l'entrefer directement sur les conducteurs. Par conséquent le dimensionnement du système de fixation des enroulements doit tenir compte de ces efforts. C'est pourquoi il est important de connaître les contraintes mécaniques auxquelles est soumis le bobinage.

La densité de force engendrée au niveau d'un groupement de conducteurs peut être exprimée par [15]:

$$\vec{\zeta} = \vec{J} \wedge \vec{B} \quad (\text{II.1})$$

où \vec{J} et \vec{B} désignent respectivement les vecteurs densité de courant et l'induction magnétique au niveau de ces conducteurs.

En tenant compte des composantes de \vec{J} et de \vec{B} , l'expression (II.1) donne les composantes radiale et tangentielle de la densité de force. Ainsi, on obtient:

$$\vec{\zeta} = \begin{cases} \zeta_r = -JB_\theta \\ \zeta_\theta = JB_r \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Une étude effectuée par [15], montre que les efforts mis en jeu au niveau des conducteurs sont faibles, et ce quelque soient le niveau de puissance et les formes d'ondes considérées.

II.3. Paramètres de dimensionnement

D'une manière générale, l'établissement des dimensions principales d'une machine à aimants, repose sur l'expression du couple électromagnétique. Ce dernier fait intervenir des paramètres géométriques, magnétiques, électriques et thermiques [29]

S'appuyant sur un modèle analytique de calcul du champ, le couple électromagnétique développé par le moteur synchrone à aimants et à enroulement dans l'entrefer, dépourvu de couple de détente et de réluctance, peut être calculé directement par l'intégration des forces de Laplace s'exerçant sur la densité volumique de courant imposée dans la couche d'induit [49].

Dans le but d'un prédimensionnement de la structure à induit sans encoches, nous faisons intervenir des paramètres liés aux comportements thermique et magnétique de cette structure en nous intéressant uniquement à l'aspect électromagnétique.

II.3.1 Paramètres magnétiques

1)- Induction dans le fer

Le niveau d'induction dans l'entrefer est lié à la valeur maximale de celle qui est admissible dans le fer.

Elle détermine l'état de saturation de la machine. Ainsi nous fixons l'induction admissible dans les culasses à la valeur de:

$$B_{culasse} = 1.4 T$$

2) - Aimantation

Vu l'importance de la largeur de l'entrefer que présente le type de structure étudiée, nous adoptons des aimants $NdFeB$ dont l'aimantation est radiale. Ces aimants présentent une induction rémanente M voisine de $1T$ et un champ coercitive de $765 kA/m$ à 140° [13].

II.3.2 Paramètres liés aux contraintes thermiques

1)- Sources de l'échauffement dans la structure à induit sans encoches

L'échauffement dans la machine à aimants à induit sans encoches est dû essentiellement aux pertes totales dans les parties actives de la machine, à savoir :

a°)- Pertes cuivre au niveau de la couche d'induit

- Les pertes par effet Joules dans les conducteurs alimentés;
- Les pertes par courant de Foucault dans les conducteurs en présence du champ exciteur des aimants;
- Pertes supplémentaires dues à l'imperfection des ondes de courants alimentant la machine [33];

b°)- Pertes dans le fer

Elles englobent les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault dans les tôles qui dépendent de la fréquence d'alimentation et du carré de l'induction maximale dans le fer [54].

c°)- Pertes par courant de Foucault au niveau des aimants

Elles sont généralement négligeables à l'exception des fonctionnements à très hautes fréquences [55].

Cependant, pour un niveau d'induction fixé dans le fer et pour une alimentation donnée (fréquence fixée), l'échauffement dans les machines est quantifié en première approximation par la valeur maximale de la densité de courant volumique admissible dans l'induit (J_{Cu}) [29].

2)- Densité de courant

Compte tenu du mode de refroidissement utilisé et des contraintes liées à la démagnétisation des aimants et à la température limite du système d'isolation de la machine, nous fixons cette densité de courant à $J_{Cu} = 5 \text{ A/mm}^2$.

3)- Le coefficient de remplissage K_f

Il définit l'espace effectivement occupé par le cuivre dans la couche de l'induit. Sa valeur est comprise généralement entre 0.5 et 0.7 [49,47], ceci nous amène à introduire une densité de courant moyenne J_m définie par :

$$J_m = K_f J_{cu}$$

où nous considérons que J_m est distribuée uniformément sur la surface équivalente d'une demi-bobine.

II.3.3 Paramètres géométriques

A contraintes thermiques et mécaniques fixées, et en considérant les paramètres suivants constants pour le cas du prototype étudié:

- Longueur utile $l_u = 40 \text{ mm}$
- Rayon intérieur du stator $R_s = 87,00 \text{ mm}$
- Entrefer mécanique = 3 mm
- Hauteur de l'arbre $R_i = 50 \text{ mm}$

L'optimisation des performances de la machine synchrone à aimants permanents et à enroulement dans l'entrefer se fait en fonction de :

- L'épaisseur des aimants
- rapport arc polaire/pas polaire
- Epaisseur des enroulements.

II.4 Comparaison des machines à ondes rectangulaires et à ondes sinusoïdales

La machine à aimants permanents et à enroulement dans l'entrefer est donc caractérisée par un entrefer magnétique très large par rapport à celui des machines à stator classique. Si on s'intéresse au volume des parties actives qui permet approximativement de comparer les masses totales des deux structures, il est évident que la solution classique conduit à des volumes très faibles par suite d'une meilleure utilisation de l'entrefer. De ce fait les fuites interpolaires sont donc réduites. Contrairement au cas de la machine à enroulement dans l'entrefer où les fuites interpolaires peuvent être importantes [7].

Au niveau des diamètres d'alésage représentatifs de l'encombrement, la machine à aimants et à enroulement dans l'entrefer souffre de l'augmentation des volumes de cuivre et de celui des aimants. Elle conduit donc à un dimensionnement moins avantageux. En fait, les valeurs des charges linéiques, légèrement plus élevées de cette machine, ne suffisent pas à compenser totalement l'handicaps lié aux faibles valeurs de l'induction dans l'entrefer [15]. Ainsi, si on considère les formes d'ondes mises en jeu dans le cas de la structure à enroulement dans l'entrefer, on constate que la version rectangulaire nécessite un volume d'aimants supérieur à celui de la version sinusoïdale. Aussi la création d'une induction de forme quasi-sinusoïdale au niveau des enroulements ne pose pas trop de problèmes, compte tenu de la largeur importante de l'entrefer magnétique vu par le flux des aimants [56]. Il n'en est pas de même pour l'induction de forme rectangulaire [1]. Par conséquent, les formes d'onde sinusoïdales sont mieux adaptées à l'utilisation d'un enroulement dans l'entrefer.

II.5 Alimentation de la machine synchrone à aimants et à enroulement dans l'entrefer

Le mode d'alimentation influe considérablement sur les performances des machines synchrones à aimants permanents [57]. De ce fait, elles ne se conçoivent plus indépendamment de leurs alimentation. Toutefois, comme nous l'avons déjà précisé, il est très important d'adapter la machine à son alimentation afin de tirer le maximum de ses performances.

La structure à enroulement dans l'entrefer, comme il a été également signalé, n'est praticable qu'à condition d'adopter des formes d'ondes sinusoïdales.

Dans le but d'avoir un couple moins ondulé, le moteur est alimenté par un onduleur de tension contrôlé en courant par modulation de largeur d'impulsion (MLI), c'est donc le dispositif qui apparaît actuellement le mieux adapté pour réaliser une alimentation sinusoïdale de qualité avec de bonnes performances dynamiques [32]. L'enroulement triphasé, à simple couche, de la machine est donc couplé en étoile; il possède un pas diamétral. Les trois phases de la machine sont alimentées par des courants de forme d'onde sinusoïdale. Le prototype étudié est enfin alimenté par un onduleur de tension triphasé, de type *MLI*, à six transistors et régulé en courant. Celui-ci délivre des courants synchronisés avec le mouvement du rotor, à l'aide d'un capteur de position à haute résolution.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les contraintes liées à la mise en oeuvre d'un enroulement dans l'entrefer et les conséquences qu'entraîne la suppression des encoches statoriques dans le cas d'une machine à aimants et à enroulement dans l'entrefer.

Les contraintes liées aux courants de Foucault peuvent être réduites en utilisant des conducteurs de diamètre convenable. Les efforts électromagnétiques s'exerçant sur les conducteurs doivent être dans ce cas tout à fait acceptables [6]. Notons que la machine à onde rectangulaire demande une subdivision des conducteurs plus contraignante que la machine à onde sinusoïdale. Cependant, l'entrefer important qu'entraîne la suppression des encoches conduit à des fuites interpolaires importantes ce qui rend difficile l'obtention d'une forme d'onde d'induction rectangulaire. Ainsi, la machine à aimants et à enroulement dans l'entrefer est mieux adaptée à des formes d'ondes sinusoïdales. Il apparaît enfin que l'augmentation du volume des aimants qu'engendre cette structure n'est pas démesurée par rapport aux avantages que présente le stator sans encoches dans la mesure où il résout le problème du couple de détente.

Dans cette optique, nous présentons dans le chapitre qui suit, un modèle analytique pour l'étude des performances d'une machine synchrone à aimants à entrefer lisse alimentée par un onduleur de tension de type *MLI* contrôlé en courant.

MODÉLISATION DES MACHINES À PÔLES LISSES ET À ENROULEMENT DANS L'ENTREFER

III.1 Introduction

Le dimensionnement d'une machine électrique associée à son dispositif d'alimentation est une tâche assez complexe [58]. Si les méthodes d'optimisation basées sur une résolution numérique permettent d'affiner les dimensions de la machine, la lourdeur de leur mise en oeuvre les rend mal adaptées pour un prédimensionnement. Par conséquent, le concepteur est amené à exploiter des modèles analytiques qui permettent de décrire le comportement dimensionnel de la structure d'une façon rapide, souple et précise. Ces modèles, parfois très simples sont très adaptés pour des géométries plus ou moins simples telle que la structure à aimants et à entrefer lisse.

Dans cette optique, nous développons dans ce chapitre un modèle analytique de calcul de champ en 2D, pour les machines synchrones à aimants permanents et à entrefer lisse. Cette résolution est susceptible d'effectuer un prédimensionnement géométrique tout en conduisant à une modélisation électrique de ce type machines en régime permanent.

Dans une première étape, nous présentons les hypothèses simplificatrices retenues, qui restent toutefois, dans leurs ensemble, compatibles avec l'objectif visé, ainsi que les modèles adoptés pour la représentation des aimants et des enroulements. Dans une deuxième étape, nous calculons les potentiels vecteurs magnétiques créés par les sources de champ, qui vont être ensuite utilisés pour la détermination des différentes grandeurs caractéristiques de la machine (couple, F.E.M, inductances).

III.2 Modèle électromagnétique

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporels du champ magnétique. L'analyse de ces phénomènes conduit à la résolution des équations de *Maxwell* dans un domaine tridimensionnel [59]. En général, la modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents s'effectue à partir d'un modèle magnétostatique justifié par la nature des phénomènes électromagnétiques. Celle-ci est traduite par les équations suivantes:

- Conservation du flux magnétique: $\operatorname{div} \vec{B} = 0$ (III.1)

- Loi d'Ampère: $\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J}$ (III.2)

- Loi constitutive des milieux: $\vec{B} = \mu \vec{H}$ (III.3)

Pour les milieux aimantés cette dernière équation est donnée par:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{M} \quad (\text{III.4})$$

où \vec{H} et \vec{B} désignent les vecteurs champ et induction magnétique. Les grandeurs \vec{J} et \vec{M} représentent respectivement la densité de courant et l'aimantation des aimants (induction rémanente).

Il est très avantageux de reformuler ces équations en introduisant des fonctions potentielles.

III.2.1 Formulation en potentiel scalaire magnétique(Ψ)

Cette formulation est adaptée lorsque l'excitation est engendrée par des aimants ou par un champ extérieur appliqué à une partie du domaine. Dans ces conditions l'équation (III.2) s'écrit:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = 0 \quad (\text{III.5})$$

cette dernière entraîne l'existence d'un potentiel scalaire magnétique Ψ tel que:

$$\vec{H} = -\vec{grad}\Psi \quad (\text{III.6})$$

la combinaison de (III.1), (III.4) et de (III.6) conduit à l'équation générale suivante:

$$div(\mu \vec{grad}\Psi) = div \vec{M} \quad (\text{III.7})$$

dont l'association à des conditions aux limites appropriées au domaine d'étude permet de déterminer la distribution du champ magnétique. Cette formulation est très utilisée pour des calculs de champ en trois dimensions afin de déterminer les effets d'extrémités et les inductances de fuite des têtes de bobines dans les machines électriques [60].

III.2.2 Formulation en potentiel vecteur magnétique (\vec{A})

La formulation en potentiel vecteur magnétique \vec{A} est utilisée lorsque le champ magnétique est créé par une densité de courant \vec{J} . L'équation (III.1) entraîne l'existence d'un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que:

$$\vec{B} = \vec{rot} \vec{A} \quad (\text{III.8})$$

dont l'unicité est assurée en imposant $div \vec{A} = 0$, appelée jauge de *Coulomb* [1].

La combinaison des équations (III.2), (III.4) et (III.8) conduit à:

$$\vec{rot}\left(\frac{1}{\mu} \vec{rot} \vec{A}\right) = \vec{J} + \vec{rot}\left(\frac{1}{\mu} \vec{M}\right) \quad (\text{III.9})$$

Associée à des conditions aux limites appropriées au domaine d'étude, la résolution de cette équation de diffusion du champ permet de déterminer les grandeurs électromagnétiques de la machine.

III.2.3 Hypothèses et modèle d'étude

Pour l'objectif recherché, ne concernant que l'analyse des performances de la machine synchrone à aimants permanents et à enroulements dans l'entrefer en fonction des paramètres géométriques, nous adoptons la formulation en potentiel vecteur magnétique. Cependant, la détermination de la distribution du champ magnétique dans les différentes parties actives de la machine nécessite la résolution de l'équation (III.9), décrivant le comportement de la machine, dans un domaine tridimensionnel qui serait très difficile à traiter sans hypothèses simplificatrices. Dans le but d'une formulation analytique, qui se prête bien à ce type de structure à géométrie relativement simple, nous utilisons les hypothèses suivantes:

- Le modèle d'étude est bidimensionnel. Ceci simplifie considérablement le problème d'optimisation de cette structure [51]. La machine étudiée est donc supposée suffisamment longue pour que les effets d'extrémités puissent être négligés et que l'étude puisse être effectuée dans un plan radial. La densité de courant \vec{J} et le potentiel vecteur \vec{A} n'auront dans ce cas qu'une seule composante dirigée suivant l'axe (Oz), de sorte que:

$$\vec{A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{J} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ J \end{pmatrix}$$

- La perméabilité du fer est supposée très grande ($\mu_{fer} \rightarrow \infty$); l'hystérésis est négligée.
- Les courants de Foucault dans le fer et dans l'enroulement de la machine sont négligés par suite du feuilletage des culasses et d'un enroulement subdivisé en plusieurs conducteurs [49,59].
- La caractéristique de désaimantation de l'aimant est supposée linéaire. Ce qui est le cas des aimants modernes utilisés dans les machines électriques. Par conséquent, la droite de recul de l'aimant est confondue avec sa caractéristique de désaimantation (en cas de surcharge non endommageable, l'aimant retrouve bien son point de fonctionnement) [58,62].

Sous ces conditions le domaine d'étude, dans un système de coordonnées polaires (r, θ) , est réduit à trois zones concentriques d'épaisseur et de perméabilité constantes ($\mu = \mu_0$):

- Zone (I), contenant les aimants, d'épaisseur ($R_0 - R_i$);
- Zone (II), entrefer mécanique, d'épaisseur ($R_a - R_0$);
- Zone (III), contenant les enroulements; d'épaisseur ($R_s - R_a$);

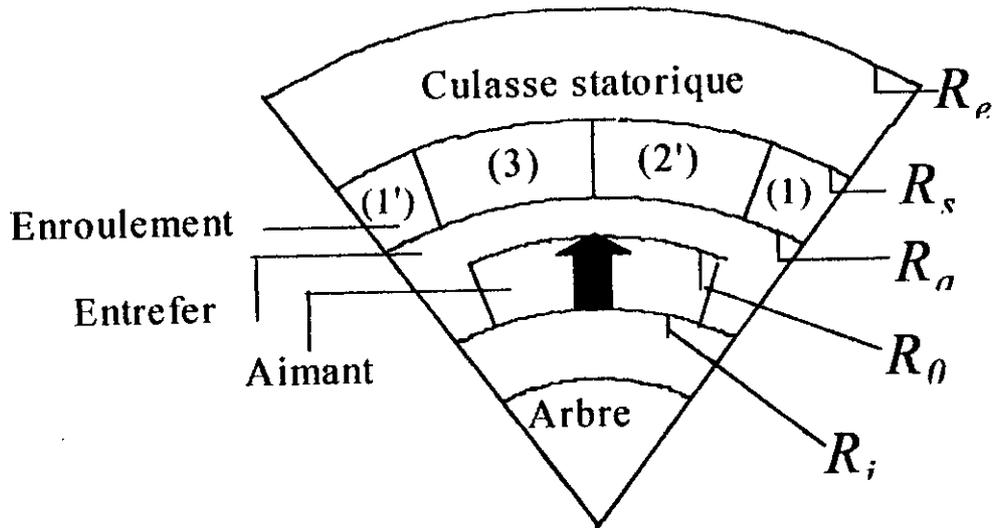


Figure III.1 Structure étudiée sur un pas polaire.

III.2.4 Choix des repères

Dans le domaine du stator, l'axe origine des angles est fixé. Nous le choisissons confondu avec l'axe de symétrie de la phase (1) du bobinage statorique. Un point du domaine est repéré par rapport à cet axe par l'angle mécanique θ' . Dans le domaine du rotor, l'axe origine des angles tourne à la vitesse du synchronisme Ω . Nous le choisissons au centre d'un pôle Nord-Sud particulier. Chaque point est repéré par rapport à cet axe par l'angle θ (Figure III.2). La position du rotor est repérée par l'angle δ exprimé par :

$$\delta = \theta' - \theta \tag{III.10}$$

Cette dernière relation est liée à la vitesse de synchronisme par:

$$\delta = \Omega t + \delta_0 \tag{III.11}$$

où δ_0 est le décalage initial de l'axe du rotor par rapport à celui du stator.

III.2.5 Modèle des aimants

Le rotor de la machine met en œuvre $2p$ pôles identiques et symétriques constitués d'aimants sous forme de "tuiles fractionnées" ou non et portant une aimantation M . Dans le calcul des machines électriques, les aimants sont souvent remplacés soit par des densités superficielles de courants équivalents [2,51,63] (*Modèle Ampérien*), soit par des densités superficielles de charges magnétiques (*modèle Coulombien*) [1,58]. Mais cette représentation n'est pas obligatoire [49,64,65] dans la mesure où les aimants modernes présentent une caractéristique de désaimantation linéaire (aimantation rigide est uniforme) et que M apparaît directement dans l'équation (III.9). Nous représentons les aimants directement par l'aimantation $M(\theta)$ de sorte que:

$$M(\theta) = \begin{cases} +M & \text{sur un pôle Nord} \\ -M & \text{sur un pôle Sud} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Dans le repère lié au rotor et en tenant compte des symétries et des périodicités de l'inducteur, l'aimantation en fonction de θ peut être représentée comme sur la Figure.III.2. Son développement en série de Fourier s'écrit:

$$M(\theta) = \sum_{m=1}^{\infty} M_m \cos m p \theta \quad m=1,3,5,\dots \quad (\text{III.13})$$

avec:

$$M_m = \frac{4}{\pi} \frac{M}{m} \sin m \beta \frac{\pi}{2} \quad (\text{III.14})$$

où β représente le rapport arc polaire / pas polaire.

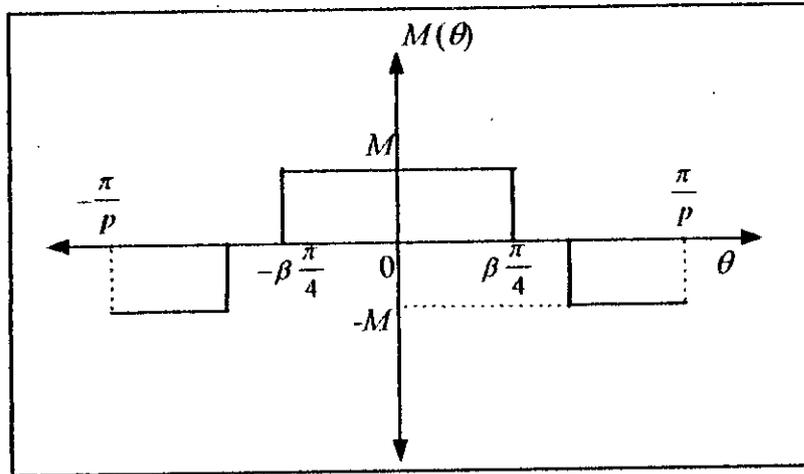


Figure III.2 Aimantation sur un double pas polaire

III.2.6 Modèle des courants

L'enroulement de la machine étant polyphasé, symétrique, et alimenté par un système de courants triphasé équilibré. Nous considérons ici, un enroulement à simple couche, à pas diamétral et mettant en œuvre une demi-bobine par pôle et par phase. Celle-ci comporte N_s conducteurs et occupe une surface équivalente S donnée par:

$$S = \frac{\pi}{2pq} (R_s^2 - R_a^2) \tag{III.15}$$

où q représente le nombre de phases.

a)- Densité de conducteurs

Nous définissons la densité de conducteurs comme le rapport entre le nombre de conducteur N_s à la surface occupée par ceux-ci. Elle est égale à $(\frac{N_s}{S})$ pour la demi-bobine "aller" et $(-\frac{N_s}{S})$ pour la demi-bobine "retour".

Dans le repère lié au stator et en tenant compte des symétries et des périodicités de l'induit, la densité de conducteurs $C_n(\theta')$ relative à la phase n peut être représentée comme sur la Figure III.3. Son développement en série de Fourier s'écrit:

$$C_n(\theta') = \sum_{m=1}^{\infty} C_m \sin m(p\theta' - (n-1)\frac{2\pi}{q}) \quad m = 1,3,5,\dots \quad (III.16)$$

avec:

$$C_m = \frac{4 N_s}{\pi S m} \cos m \frac{\pi}{3}$$

et $n = 1,2,\dots,q$

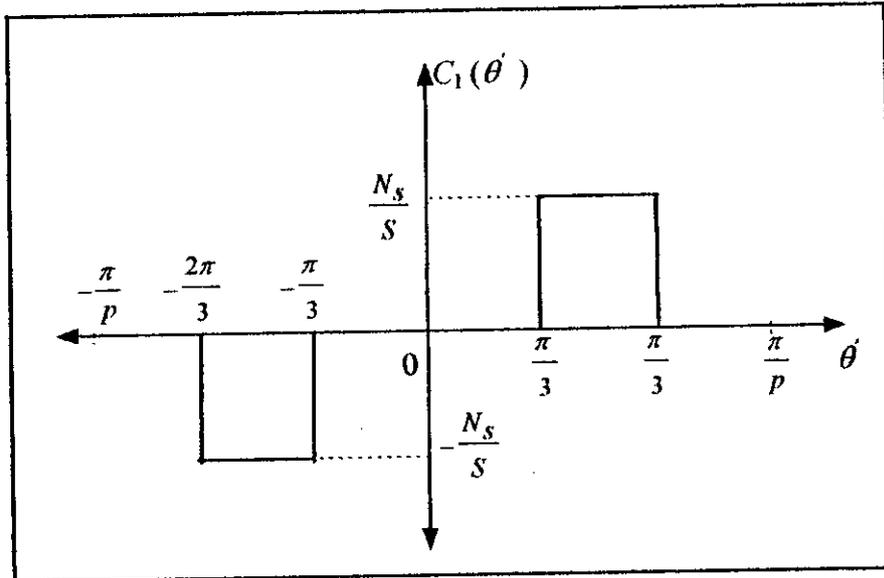


Figure III.3 Densité de conducteurs de la phase (1)

b)- Densité volumique de courant équivalente

Chaque phase (n) de la machine, présentant une densité de conducteur $C_n(\theta')$, est parcourue par un courant $I_n(t)$. La densité volumique de courant relative à cette phase est exprimée par:

$$J_n(\theta', t) = C_n(\theta') I_n(t) \quad (III.17)$$

En tenant compte de l'expression (III.16) nous obtenons:

$$J_n(\theta', t) = \sum_{m=1}^{\infty} C_m I_n(t) \sin m(p\theta' - (n-1)\frac{2\pi}{q}) \quad m = 1,3,5,\dots \quad (III.18)$$

Cette dernière expression est fonction de la valeur instantanée du courant. Ceci permet de considérer les deux types d'alimentation de la machines (sinusoïdale ou en créneaux).

III.3 Détermination des potentiels vecteurs

La détermination des potentiels vecteurs magnétiques dans les différentes parties actives de la machine est effectuée à partir de la résolution analytique de l'équation (III.4) associée aux expressions des termes sources relatives aux aimants et aux courants. En coordonnées polaires, celle-ci est exprimée par:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\mu_0 J + \frac{1}{r} \frac{\partial M}{\partial \theta} \tag{III.19}$$

La linéarité du modèle permet de déterminer les contributions des aimants et des courants séparément [66]. Pour ces deux cas, le domaine d'étude est divisé en deux zones concentriques d'épaisseur et de perméabilité constantes (Figures III.2 (a) et (b)).

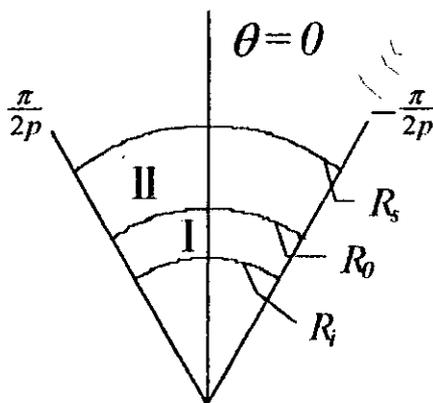


Figure III.2.a Modèle d'étude pour la contribution des aimants.

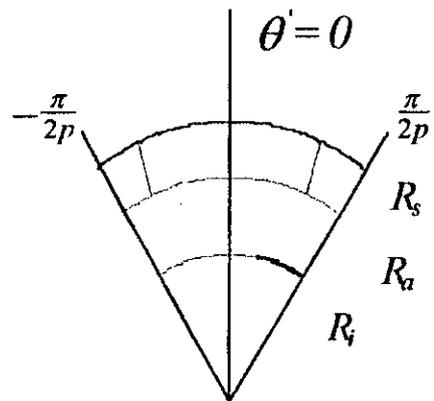


Figure III.2.b Modèle d'étude pour la contribution des courants.

III.3.1 Potentiel vecteur dû à la contribution des aimants (A_a)

Nous considérons deux zones (Figure III.2 a):

- zone (I) contenant les aimants..... $R_i \leq r \leq R_0$
- zone (II) au dessous des courants..... $R_0 \leq r \leq R_s$

Le potentiel vecteur créé par les aimants doit contenir l'ensemble des harmoniques engendrés par la distribution de l'aimantation de ces aimants. Par conséquent, que se soit dans la zone (I) ou dans la zone (II), $A_a(r, \theta)$ est de la forme suivante:

$$A_a(r, \theta) = \sum_{m=1}^{\infty} K_m(r) \sin m p \theta \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{III.20})$$

Dans la zone (I), l'équation (4) s'écrit:

$$\Delta A_a = \frac{1}{r} \frac{\partial M}{\partial \theta} \quad (\text{III.21})$$

En remplaçant A_a et M par leurs expressions nous obtenons:

$$\ddot{K}_m + \frac{1}{r} \dot{K}_m - \left(\frac{mp}{r}\right)^2 K_m = -\frac{mp}{r} M_m \quad (\text{III.22})$$

La solution générale de cette équation est composée de deux termes, elle s'écrit ainsi:

$$K_m(r) = K_{hm}(r) + \alpha_m(r) \quad (\text{III.23})$$

où $K_{hm}(r)$ est la solution homogène exprimée par:

$$K_{hm}(r) = a_m \left(\frac{r}{R_i}\right)^{mp} + b_m \left(\frac{R_i}{r}\right)^{mp} \quad (\text{III.24})$$

et où $\alpha_m(r)$ est la solution avec second membre, elle est exprimée par:

$$\alpha_m(r) = \begin{cases} -mp \frac{M_m r}{1 - (mp)^2} & \text{si } mp \neq 1 \\ -\frac{1}{2} M_m r \ln(r) & \text{si } mp = 1 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Dans la zone (II), Nous avons $\Delta A_\alpha = 0$, de sorte que:

$$K_m(r) = e_m \left[\left(\frac{r}{R_s} \right)^{mp} + \left(\frac{R_s}{r} \right)^{mp} \right] \quad (\text{III.26})$$

Cette dernière expression qui vérifie $\frac{\partial A_\alpha}{\partial r} = 0$ pour $r=R_s$.

Les constantes a_m , b_m et e_m sont déterminées en écrivant que le potentiel vecteur ainsi que sa dérivée normale sont continus en $r=R_0$ et que $\frac{\partial A_\alpha}{\partial r} = 0$ pour $r=R_i$.

Ceci conduit aux expressions suivantes:

$$e_m = \frac{1}{2} E_\alpha M_m \quad a_m = \frac{1}{2} C_\alpha M_m \quad b_m = \frac{1}{2} D_\alpha M_m \quad (\text{III.27})$$

avec:

$$E_\alpha = \frac{R_i h'_\alpha(R_i)}{\sinh(ma_{si})} + m p h_\alpha(R_o) \frac{\sinh(ma_{oi})}{\sinh(ma_{si})} - R_o h'_\alpha(R_o) \frac{\cosh(ma_{oi})}{\sinh(ma_{si})} \quad (\text{III.28})$$

$$C_\alpha = R_i h'_\alpha(R_i) \frac{e^{-ma_{si}}}{\sinh(ma_{si})} - m p h_\alpha(R_o) \frac{\sinh(ma_{so})}{\sinh(ma_{si})} - R_o h'_\alpha(R_o) \frac{\cosh(ma_{so})}{\sinh(ma_{si})} \quad (\text{III.29})$$

$$D_\alpha = R_i h'_\alpha(R_i) \frac{e^{+ma_{si}}}{\sinh(ma_{si})} - m p h_\alpha(R_o) \frac{\sinh(ma_{so})}{\sinh(ma_{si})} - R_o h'_\alpha(R_o) \frac{\cosh(ma_{so})}{\sinh(ma_{si})} \quad (\text{III.30})$$

où $h_\alpha(r)$ est obtenu en posant: $\alpha_m(r) = m p M_m h_\alpha(r)$, et où le signe (') désigne la dérivée par rapport à r .

Et:
$$a_{ij} = \ln\left(\frac{R_i}{R_j}\right)^p \quad i, j = i, o, a, s$$

III.3.2 Potentiel vecteur dû à la contribution des courants (A_c)

L'enroulement de la machine est symétrique, les grandeurs électromagnétiques de chaque phase se déduisent de celles de la phase voisine par une simple rotation d'un angle mécanique de $\frac{2\pi}{pq}$ (p et q représentent respectivement le nombre de paires de pôles et le nombre de phases de l'enroulement d'induit). Nous nous intéressons alors à la contribution d'une seule phase. Nous considérons deux zones (Figure III.2b):

- zone (I) qui contient les courants $R_a \leq r \leq R_s$
- zone (II) au dessous des courants..... $R_i \leq r \leq R_a$

Nous notons par $A_{nc}(r, \theta')$ le potentiel vecteur créé par la phase n . Ce dernier doit contenir l'ensemble des harmoniques engendrés par la distribution de la force magnétomotrice du stator. Ainsi, que se soit dans la zone (I) ou dans la zone (II), $A_{nc}(r, \theta')$ est de la forme suivante:

$$A_{nc}(r, \theta') = \sum_{m=1}^{\infty} K'_m(r) I_n(t) \sin m(p\theta' - (n-1)\frac{2\pi}{q}) \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (III.31)$$

Dans la zone (I), l'équation (III.4) se réduit à:

$$\Delta A_{nc} = -\mu_0 J_n \quad (III.32)$$

En introduisant les expressions de A_{nc} et J_n nous obtenons:

$$K''_m + \frac{1}{r} K'_m - \left(\frac{mp}{r}\right) K'_m = -\mu_0 C_m \quad (III.33)$$

La solution générale de cette dernière équation s'écrit:

$$K'_m(r) = K'_{hm}(r) + \beta_m(r) \quad (III.34)$$

où $K'_{hm}(r)$ est la solution homogène de l'équation (III.4); elle s'exprime par:

$$K'_{hm}(r) = a'_m \left(\frac{r}{R_s}\right)^{mp} + b'_m \left(\frac{R_s}{r}\right)^{mp} \quad (III.35)$$

et où $\beta_m(r)$ est une solution particulière qui s'exprime par:

$$\beta_m(r) = \begin{cases} -\mu_0 \frac{r^2 C_m}{4 - (mp)^2} & \text{si } mp \neq 2 \\ -\frac{1}{4} C_m r^2 \ln(r) & \text{si } mp = 2 \end{cases} \quad (III.36)$$

La solution générale $K'_m(r)$ doit vérifier pour $r=R_s$:

$$\frac{\partial A_{nc}}{\partial r} = 0 \quad (III.37)$$

Dans la zone (II), $\Delta A_{nc} = 0$ exigeant que $K'_m(r) = 0$, il vient:

$$K'_m(r) = e'_m \left[\left(\frac{r}{R_i}\right)^{mp} + \left(\frac{R_i}{r}\right)^{mp} \right] \quad (III.38)$$

qui vérifie $\frac{\partial A_{nc}}{\partial r} = 0$ pour $r=R_i$.

Les constantes a'_m , b'_m et e'_m sont déterminées en écrivant que le potentiel vecteur et sa dérivée normale sont continus en $r=R_a$ et ce, avec une prise en compte de l'expression (III.37). Ainsi, on obtient:

$$e'_m = -\frac{1}{2mp} E_\beta C_m \quad a'_m = -\frac{1}{2mp} C_\beta C_m \quad b'_m = -\frac{1}{2mp} D_\beta C_m \quad (III.39)$$

avec:

$$E_{\beta} = \frac{R_s h'_{\beta}(R_s)}{\sinh(ma_{si})} - m p h_{\beta}(R_a) \frac{\sinh(ma_{sa})}{\sinh(ma_s)} - R_a h'_{\beta}(R_a) \frac{\cosh(ma_{sa})}{\sinh(ma_{si})} \quad (\text{III.40})$$

$$C_{\beta} = R_s h'_{\beta}(R_s) \frac{e^{ma_{si}}}{\sinh(ma_{si})} + m p h_{\beta}(R_a) \frac{\sinh(ma_{ai})}{\sinh(ma_{si})} - R_a h'_{\beta}(R_a) \frac{\cosh(ma_{ai})}{\sinh(ma_{si})} \quad (\text{III.41})$$

$$D_{\beta} = R_s h'_{\beta}(R_s) \frac{e^{-ma_{si}}}{\sinh(ma_{si})} + m p h_{\beta}(R_a) \frac{\sinh(ma_{ai})}{\sinh(ma_{si})} - R_a h'_{\beta}(R_a) \frac{\cosh(ma_{ai})}{\sinh(ma_{si})} \quad (\text{III.42})$$

où $h_{\beta}(r)$ est obtenu en posant: $\beta_m(r) = C_m h_{\beta}(r)$, et où le signe (') désigne également la dérivée par rapport à r .

Et:
$$a_{ij} = \ln\left(\frac{R_i}{R_j}\right)^p \quad i, j = i, o, a, s \quad (43)$$

Le potentiel vecteur magnétique total $A_c(r, \theta')$ dû à la contribution des q phases s'écrit:

$$A_c(r, \theta') = \sum_{n=1}^q A_{nc}(r, \theta') \quad (\text{III.44})$$

III.4 Détermination des performances de la machine

Après avoir déterminé les potentiels vecteurs dus aux aimants et aux courants dans les différentes zones du domaine d'étude, nous pouvons accéder facilement aux différentes grandeurs caractéristiques de la machine.

III.4.1 Induction magnétique

Les composantes radiale et tangentielle de l'induction créée par les sources de champ sont reliées au potentiel vecteur magnétique par:

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \quad B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r}$$

Nous donnons ci-dessous les expressions des composantes de l'induction, due aux aimants et aux courants au niveau de l'entrefer de la machine. Elles sont nécessaires pour la détermination du couple électromagnétique.

a)- Inductions dues aux aimants

$$B_{ar}(r, \theta') = 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{mp}{r} e_m \cosh m a_s \cos mp(\theta' - \delta) \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{III.45})$$

$$B_{a\theta}(r, \theta') = -2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{mp}{r} e_m \sinh m a_s \sin mp(\theta' - \delta) \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{III.46})$$

avec:
$$a_s = \ln\left(\frac{r}{R_s}\right)^p$$

ces expressions sont valables dans la zone définie par $R_0 \leq r \leq R_s$.

b)- Inductions dues courants

$$B_{ncr}(r, \theta') = 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{mp}{r} e'_m I_n(t) \cosh m a_i \cos m(p\theta' - (n-1)\frac{2\pi}{3}) \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{III.47})$$

$$B_{nc\theta}(r, \theta') = -2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{mp}{r} e'_m I_n(t) \sinh m a_i \sin[m(p\theta' - (n-1)\frac{2\pi}{3})] \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{III.48})$$

avec:
$$a_i = \ln\left(\frac{r}{R_i}\right)^p$$

ces expressions sont valables dans la zone définie par $R_i \leq r \leq R_a$.

III.4 Couple électromagnétique développé par la machine étudiée

Le couple électromagnétique instantané développé par la structure étudiée peut être calculé à partir :

a)- *Du tenseur des contraintes de Maxwell* [67]:

Dans ce cas, nous considérons une surface cylindrique S , de rayon R située au niveau de l'entrefer mécanique et entourant le rotor. Le couple électromagnétique s'exerçant sur le rotor de la machine est dû à l'interaction de la composante radiale de l'induction avec la composante tangentielle du champ. Celui-ci est donné par :

$$\Gamma(t) = 2pl_u \int_0^{\frac{\pi}{2}} r^2 B_r H_\theta d\theta \quad (\text{III.49})$$

avec: $B_r = B_{ar} + B_{cr}$ et $H_\theta = H_{a\theta} + H_{c\theta}$

B_{ar} et B_{cr} sont respectivement les composantes radiales de l'induction dues aux aimants et celles dues aux courants, $H_{a\theta}$ et $H_{c\theta}$ sont les composantes tangentielles de champ exprimées par :

$$H_{a\theta} = \frac{B_{a\theta}}{\mu_0} \quad \text{et} \quad H_{c\theta} = \frac{B_{c\theta}}{\mu_0}$$

Vu le caractère interactif du couple, le produit $B_r H_\theta$ se réduit uniquement aux termes d'interaction. L'expression (III.49) s'écrit alors:

$$\Gamma(t) = 2pl_u \sum_{n=1}^q \int_0^{\frac{\pi}{2}} r^2 (B_{ar} H_{nc\theta} + H_{a\theta} B_{ncr}) d\theta \quad (\text{III.50})$$

En tenant compte des expressions (III.45) à (III.48) et après intégration, nous obtenons:

$$\Gamma(t) = 4 \frac{\pi l_u}{\mu_0} \sum_{n=1}^q \sum_{m=1}^{\infty} (mp)^2 I_n(t) e_m e'_m \sinh(ma_{si}) \sin[m(p\delta - (n-1)\frac{2\pi}{q})] \quad (III.51)$$

avec: $a_{si} = \ln(\frac{R_s}{R_f})^p$; δ est exprimée par (III.11).

b)- à partir de la puissance électromagnétique instantanée

Soit $P(t)$ la puissance électromagnétique instantanée développée par la machine. Celle-ci est donnée par :

$$P(t) = \sum_{n=1}^q E_n(t) I_n(t) \quad (III.52)$$

où $E_n(t)$ et $I_n(t)$ représentent respectivement la f.e.m et le courant par phase. D'autre part le couple électromagnétique est relié à cette puissance par la relation suivante:

$$\Gamma(t) = \frac{P(t)}{\Omega} \quad (III.53)$$

c)- Avec la loi de Laplace [60,67]:

Dans ce cas le couple électromagnétique est calculé en considérant le moment des forces de Laplace s'exerçant sur l'ensemble des conducteurs de l'enroulement de la machine par rapport à l'axe (Oz). Il s'écrit comme suit:

$$\Gamma(t) = 2pl_u \sum_{n=1}^q \int_{R_o}^{R_s} \int_0^{\frac{\pi}{2}} B_{ar}(r, \theta') J_n(r, \theta') r^2 dr d\theta \quad (III.54)$$

Notant que ces trois approches conduisent aux mêmes résultats.

III.5 Calcul du flux par phase

Le calcul du flux créé par les aimants et les courants à travers le bobinage de la machine est nécessaire pour la détermination de la force électromotrice à vide et des inductances de phase. Pour se faire, nous considérons un ensemble différentiel de conducteurs (dN), de longueur active l_n , appartenant à la demi-bobine "aller" de la phase n et occupant une section droite de surface dS . Cet ensemble de conducteurs est repéré par les coordonnées (r, θ) .

Le flux élémentaire par pôle et par phase, noté $d\phi_n(t)$, embrassé par cet ensemble différentiel de conducteurs est obtenu en considérant la circulation du potentiel vecteur $A(r, \theta)$ résultant de la contribution des aimants et des courants, suivant la longueur de ces conducteurs.

$$d\phi_n(t) = dN \int_{(z)}^{\rightarrow} A \cdot d\vec{l} \quad (\text{III.55})$$

Compte tenu de l'invariance du système par translation suivant l'axe (Oz), et sachant que:

$$dN = C_n(\theta') dS$$

l'expression (III.55) s'écrit:

$$d\phi_n(t) = l_n A(r, \theta') C_n(\theta') dS \quad (\text{III.56})$$

avec: $dS = r dr d\theta'$

En tenant compte du nombre de paires de pôles, le flux total par phase est exprimé par:

$$\phi_n(t) = 2p l_n \int_{R_2}^{R_1} \int_0^{\frac{\pi}{2}} A(r, \theta') C_n(\theta') r dr d\theta' \quad (\text{III.57})$$

Pour obtenir le flux des aimants ou des courants à travers la phase n , il suffit de remplacer le potentiel vecteur magnétique A par celui de la source considérée.

III.4.2 F.e.m à vide

La f.e.m induite par phase, à vide, est exprimée par:

$$E_n(t) = -\frac{d\phi_{an}(t)}{dt} \quad (\text{III.58})$$

où $\phi_{an}(t)$ est le flux des aimants embrassé par la phase n . Celui-ci est donné par l'expression (III.57) en posant [$A(r, \theta') = A_a(r, \theta')$]. Tous calculs faits, nous obtenons:

$$E_n(t) = \pi p l_u \Omega \sum_{m=1}^{\infty} e_m C_m (Y_{1m} + Y_{2m}) \sin m [p(\Omega t + \delta_0) - (n-1)\frac{2\pi}{3}] \quad (\text{III.59})$$

avec:
$$Y_{1m} = \frac{R_s^2}{mp+2} \left[1 - \left(\frac{R_a}{R_s} \right)^{mp+2} \right] \quad (\text{III.60})$$

et
$$Y_{2m} = \begin{cases} \frac{R_s^2}{2-mp} \left[1 - \left(\frac{R_a}{R_s} \right)^{2-mp} \right] & \text{si } mp \neq 2 \\ -R_s^2 \ln\left(\frac{R_a}{R_s}\right) & \text{si } mp = 2 \end{cases} \quad (\text{III.61})$$

III.4.3 Calcul des inductances de la machine

Les inductances de la machine peuvent être déterminées à partir du flux créé par les courants dans la phase n [68]. Ce dernier, noté par $\phi_{cn}(t)$, est déterminé à l'aide de l'expression (III.57) en remplaçant $A(r, \theta')$ par le potentiel vecteur magnétique dû aux courants au niveau des enroulements. Ainsi nous écrivons:

$$\phi_{cn}(t) = 2p I_n \sum_{l=1}^q \int_{R_s}^R \int_0^{\frac{\pi}{p}} A_{lc}(r, \theta') C_n(\theta') r dr d\theta' \quad (\text{III.62})$$

où $A_{lc}(r, \theta')$ est le potentiel vecteur magnétique relatif à la phase l . Celui-ci est donné par l'expression (III.31). En combinant (III.31) et (III.34) à (III.36), nous obtenons après intégration:

$$\phi_{cn}(t) = \sum_{l=1}^q L_{nl} i_l(t) \quad (\text{III.63})$$

où L_{nl} représente l'inductance propre de la phase n lorsque $n=l$ ou l'inductance mutuelle entre les phases n et l lorsque $n \neq l$, elles sont données par :

$$L_{nl} = \sum_{m=1}^{\infty} L_m \cos(m(n-l) \frac{2\pi}{q}) \quad (\text{III.64})$$

avec:

$$L_m = \pi l_u C_m [a'_m Y_{1m} + b'_m Y_{2m} + H_{1m} + H_{2m}] \quad (\text{III.65})$$

et

$$H_{1m} = \frac{1}{4} [R_s^2 \beta_m(R_s) - R_a^2 \beta_m(R_a)]$$

$$H_{2m} = \begin{cases} 0 & \text{si } mp \neq 2 \\ \frac{\mu_0}{32} (R_s^4 - R_a^4) & \text{si } mp = 2 \end{cases}$$

Les coefficients Y_{1m} , Y_{2m} et $\beta_m(r)$ sont donnés respectivement par les expressions (III.60), (III.61) et (III.36).

III.4.4 Résistance par phase

Pour déterminer la résistance par phase nous commençons par celle d'un conducteur actif notée R_b . Celui-ci présente une longueur l_u et une section circulaire S_b , et sachant que les conducteurs sont à base de cuivre de résistivité ρ ; la résistance R_b est donnée par :

$$R_b = \rho \frac{l_u}{S_b}$$

A cette résistance, il faut ajouter celle correspondante à la tête de la spire; on obtient ainsi la résistance d'un conducteur élémentaire:

$$R_f = \rho \frac{L}{S_b}$$

avec :

$$L = l_u + \frac{\pi R}{p}$$

Une bobine est constituée de N_s spires en série, et chaque phase comporte $2p$ bobines en série, la résistance par phase est donc exprimée par :

$$R_p = 2p N_s R_f$$

En introduisant le coefficient de remplissage K_f , on obtient :

$$R_p = 2p N_s^2 \rho \frac{L}{K_f S} \quad (\text{III.66})$$

où S représente la section équivalente à la couche des conducteurs d'une phase par pôle.

III.6 Conclusion

A travers le modèle analytique, de calcul de champ en 2D que nous avons développé dans ce chapitre, on a pu déterminer les expressions des grandeurs caractéristiques de la structure étudiée (couple, f.e.m, et inductances des phases).

D'une part, ces expressions simples et qui font apparaître l'influence des paramètres géométriques, permettent une étude rapide et souple du comportement dimensionnel de la structure sans encoches excitée par des aimants permanents. D'autre part, les aimants modélisés directement avec leurs

aimantation, supposée rigide et la grandeur densité de conducteur introduite pour la représentation des conducteurs permettant de tenir compte de leur répartition spatiale, permettent de considérer l'influence de l'ensemble des harmoniques supérieurs sur les performances de la machine.

Ce sont les deux objectifs du chapitre suivant. Notons aussi, que ce modèle analytique peut être encore exploité pour étudier l'influence du type d'alimentation sur les performances de la machine en simulant le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine à partir d'un calcul de champ.

PRÉDIMENSIONNEMENT D'UNE MACHINE À AIMANTS PERMANENTS ET À ENROULEMENT DANS L'ENTREFER

IV.1 Introduction

Le modèle analytique, développé précédemment, est utilisé dans ce chapitre pour prédimensionner une machine synchrone à aimants permanents à enroulements dans l'entrefer alimentée par des courants sinusoïdaux. Comme c'est le couple électromagnétique qui détermine les dimensions principales de la structure étudiée, c'est à lui que nous allons nous intéresser en particulier.

Vu l'importance de la largeur de l'entrefer de cette structure, l'induction créée par les aimants au niveau des enroulements et qui influe considérablement sur les performances de la machine, sera étudiée dans une première étape. Dans une deuxième étape, nous présentons une analyse du couple électromagnétique développé en fonction des dimensions principales de la structure étudiée (dimensions des aimants et des enroulements). Nous effectuons ensuite, sous les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses, une comparaison des résultats obtenus à l'aide du modèle développé avec ceux issus d'un code numérique testé d'usage général [16].

Nous commençons par procéder à une analyse des ondulations de couple en étudiant l'effet des harmoniques introduits par la répartition des conducteurs et de l'aimantation sur la forme d'onde de la f.e.m à vide. Notons que les ondulations de couples dues à l'alimentation ne sont pas considérées dans la mesure où les courants alimentant la machine sont supposés parfaitement sinusoïdaux. Enfin nous terminerons ce chapitre par le choix des dimensions principales de la structure étudiée sous le critère d'un couple maximum en cherchant à minimiser les volumes des aimants et des enroulements tout en gardant un minimum d'ondulations de couple.

IV.2 Distribution des inductions

IV.2.1 Induction créée par les aimants

Nous considérons, que les enroulements statoriques ne sont pas alimentés, donc c'est le fonctionnement à vide. Nous nous intéressons, en particulier, à l'induction radiale créée par les aimants au niveau des enroulements car elle conditionne les performances de la machine. Celle-ci est représentée sur la Figure IV.1 en fonction de la position angulaire. L'épaisseur des aimants étant égale à 10 mm tandis que celle des enroulements est égale à 5 mm dans le cas du prototype étudié.

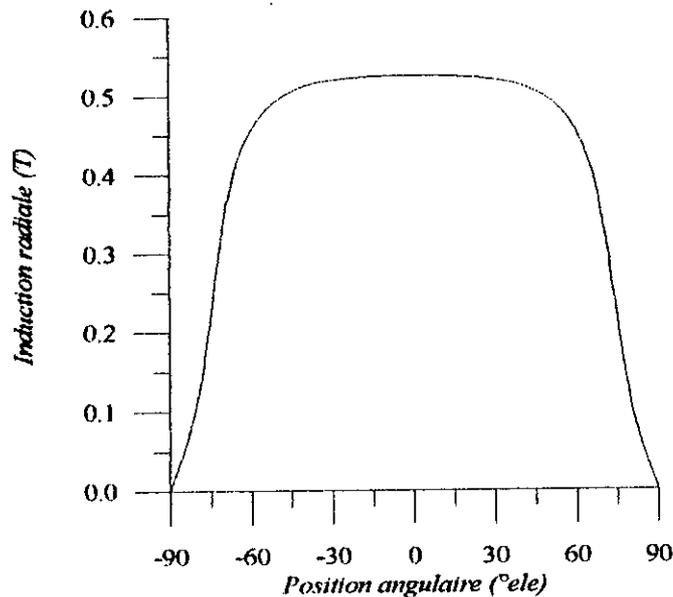


Figure IV.1 induction radiale créée par les aimants en $r = R_a$, pour $\beta = 82\%$; une épaisseur des aimants de 10 mm et une épaisseur des enroulements de 5 mm .

On remarque que la forme de cette induction est quasi-sinusoïdale. Les paramètres principaux qui ont une influence sur cette caractéristique sont l'épaisseur des aimants, leur ouverture et l'épaisseur des enroulements. Les autres paramètres sont considérés constants.

IV.2.1.1 Influence de l'épaisseur des aimants

L'épaisseur des aimants influe non seulement sur la valeur maximale de l'induction radiale des aimants au niveau des enroulements mais aussi sa forme d'onde. En effet, pour les faibles épaisseurs l'induction présente un forme d'onde presque rectangulaire à un niveau très

faible. Dès que cette épaisseur devient importante ($>8 \text{ mm}$), l'induction tend vers une forme quasi-sinusoïdale avec une amplitude acceptable (Figure IV.2).

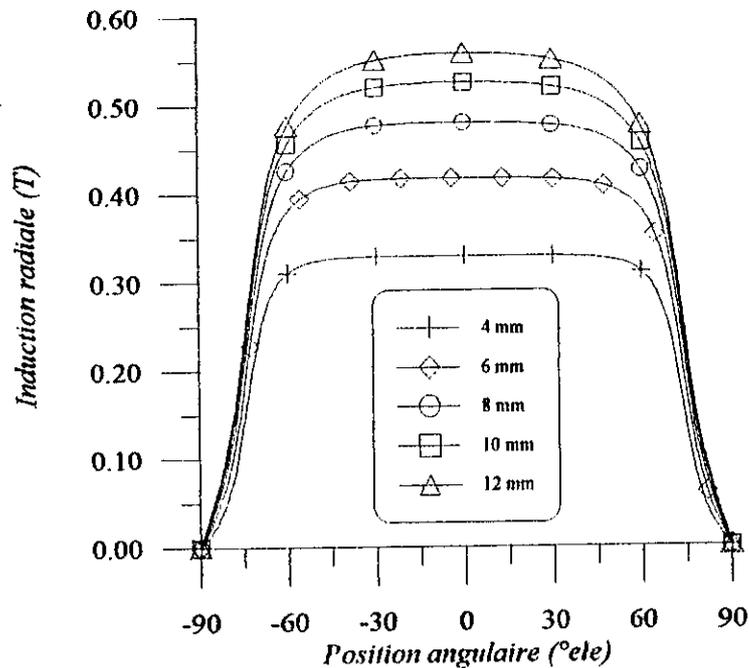


Figure IV.2 Induction radiale créée par les aimants en $r = R_a$ pour différentes épaisseurs des aimants, $\beta = 82\%$ et l'épaisseur des enroulements est égale à 5 mm.

IV.2.1.2 Influence de l'ouverture des aimants

Sur la Figure IV.3 nous avons représenté la variation de l'induction radiale des aimants, toujours au niveau des enroulements, en fonction de la position angulaire pour différentes ouvertures des aimants. Cette figure montre que l'ouverture des aimants n'influe que sur la forme d'onde de l'induction. En effet, la valeur maximale reste inchangée, tandis que le volume des aimants augmente (de 30 %). Ceci, permet de conclure que l'handicap de la structure à enroulements dans l'entrefer, relatif aux faibles inductions, ne peut être compensé par l'augmentation de l'ouverture des aimants.

IV.2.1.3 Influence de l'épaisseur des enroulements

L'effet de la variation de l'épaisseur des enroulements sur l'induction radiale due aux aimants au niveau des enroulements est illustré sur la Figure IV.4. Celle-ci, montre que

l'augmentation de l'épaisseur de la couche de l'induit entraîne une diminution, relativement faible, du niveau d'induction. Ceci est dû, bien sûr, à l'accroissement de l'entrefer magnétique. Notons aussi que ce paramètre n'influe pas sur la forme d'onde de l'induction des aimants.

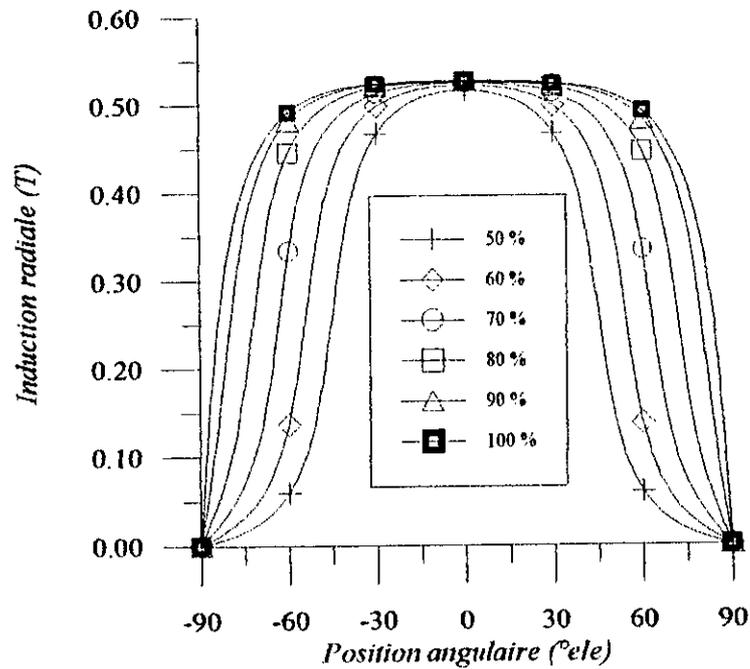


Figure IV.3 Induction radiale créée par les aimants en $r = R_a$ pour différentes ouvertures des aimants: les épaisseurs des aimants et des enroulements sont respectivement fixées à 10 mm et à 5 mm.

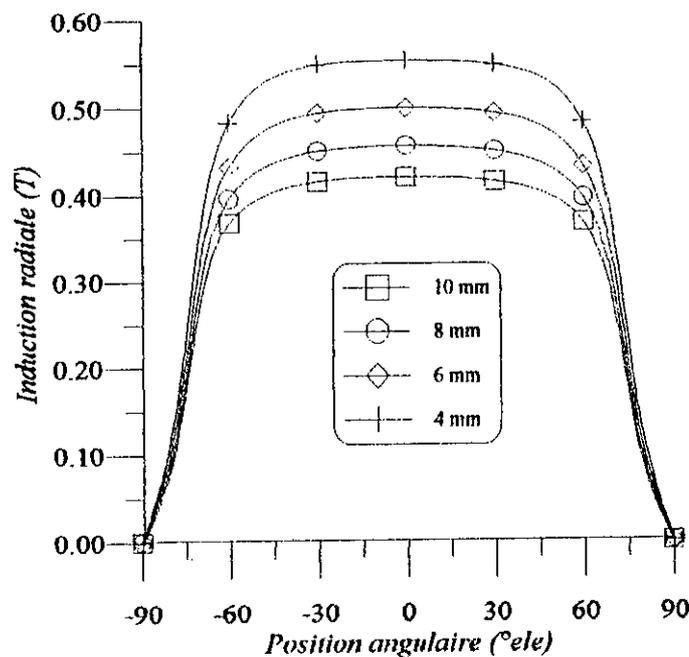


Figure IV.4 Induction radiale créée par les aimants en $r = R_a$ pour différentes épaisseurs des enroulements: $\beta = 82\%$, l'épaisseur des aimants est de 10 mm

IV.4 Etude du couple électromagnétique

Nous nous intéressons dans cette partie, au prédimensionnement géométrique de la structure à enroulement dans l'entrefer alimentée par des courants sinusoïdaux. Sous des contraintes mécaniques et thermiques fixées, nous cherchons à déterminer l'influence des variations des dimensions des aimants et des enroulements sur le couple développé par la structure étudiée. Nous considérons alors une densité de courant volumique au stator, dont l'interaction avec l'induction radiale créée par les aimants au niveau des enroulements produit un couple électromagnétique de la machine.

Nous représentons sur la Figure IV.5 le couple statique développé par la machine à l'instant où les trois phases sont alimentées comme suit:

$$I_1 = \frac{I_M}{2}, I_2 = -I_M \text{ et } I_3 = \frac{I_M}{2}$$

où I_M représente la valeur maximale du courant.

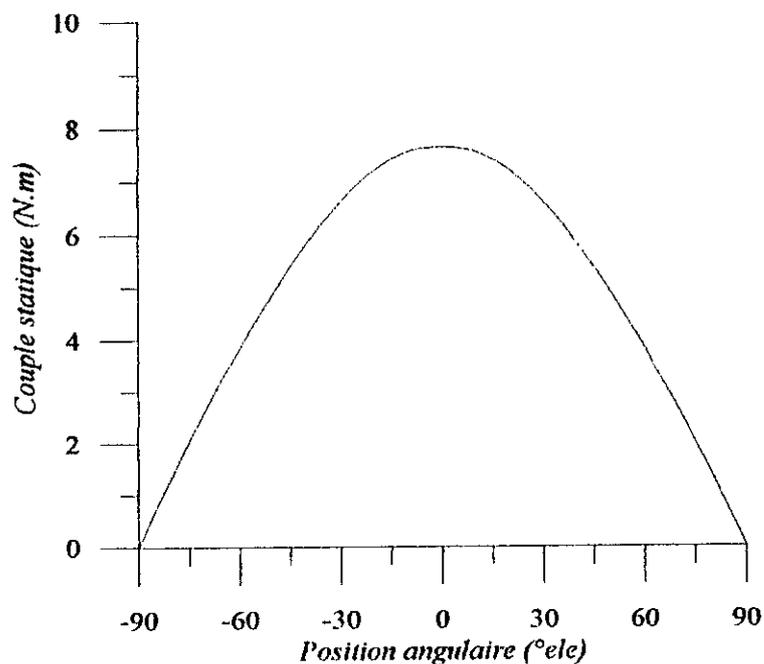


Figure IV.5 Couple développé par la structure étudiée pour $\beta = 82\%$ et $I_m = 3.92 \text{ A}$.
(l'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm.).

IV.4.1 Influence de l'épaisseur des aimants

La Figure.IV.6 montre l'effet de la variation de l'épaisseur des aimants sur le couple statique. L'augmentation de celle-ci, comme il a été déjà précisé, permet d'élever la valeur de l'induction au niveau des enroulements, ce qui explique l'augmentation du couple. Cependant, la Figure IV.7, qui représente la variation du couple maximum en fonction de l'épaisseur des aimants conduit à une saturation du couple. Une épaisseur optimale peut être déterminée en considérant les ondulations de couple.

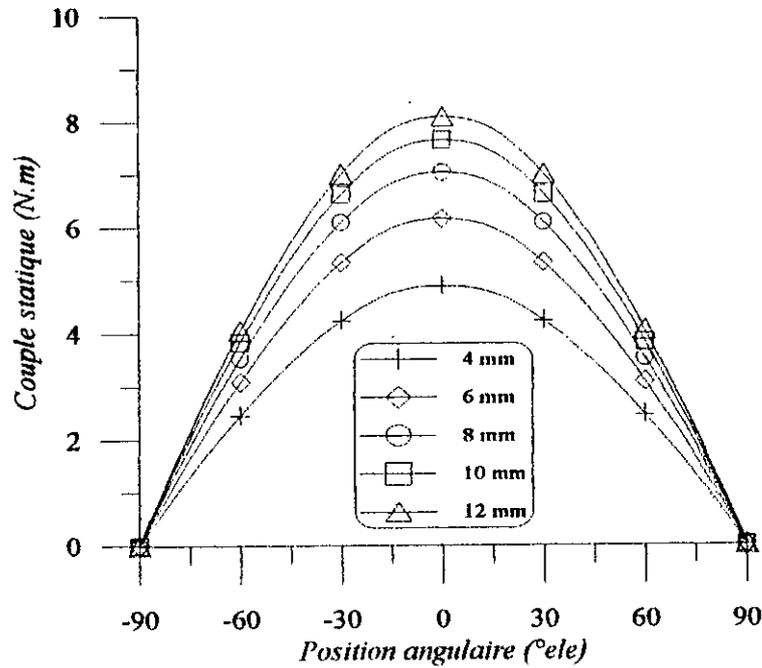


Figure IV.6 Couple développé par la structure étudiée pour, différentes épaisseurs des aimants avec $\beta = 82\%$, une épaisseur des enroulements de 5 mm et $I_M = 3.92$ A.

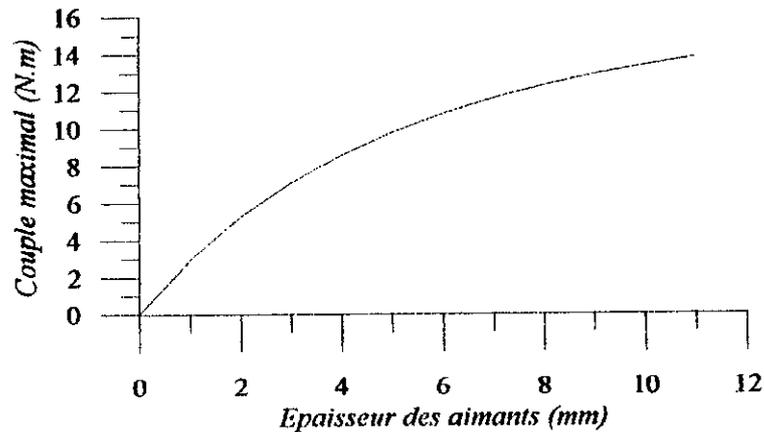


Figure IV.7 Couple maximal développé par la structure étudiée en fonction de l'épaisseur des aimants pour $\beta = 82\%$; pour une épaisseur des enroulements de 5 mm ($I_M = 3.92$ A).

IV.4.2 Influence de l'ouverture des aimants

Comme nous l'avons déjà montré, au niveau de l'étude de l'induction, l'ouverture des aimants est un paramètre qui influe beaucoup plus sur les formes d'ondes mises en jeu que sur les amplitudes. Sur les Figures IV.8 et IV.9, nous avons représenté respectivement la variation du couple statique et maximal en fonction de l'ouverture des aimants en (%). Celle-ci, montre pour le prototype étudié, que le passage de 60% à 100% de l'ouverture des aimants ne permet d'augmenter le couple que de 2N.m environ. Par contre l'allure du couple statique est très influencée. Par conséquent, une ouverture optimale des aimants peut être obtenue en tenant compte de la qualité des formes d'ondes de la f.e.m et du couple instantané.

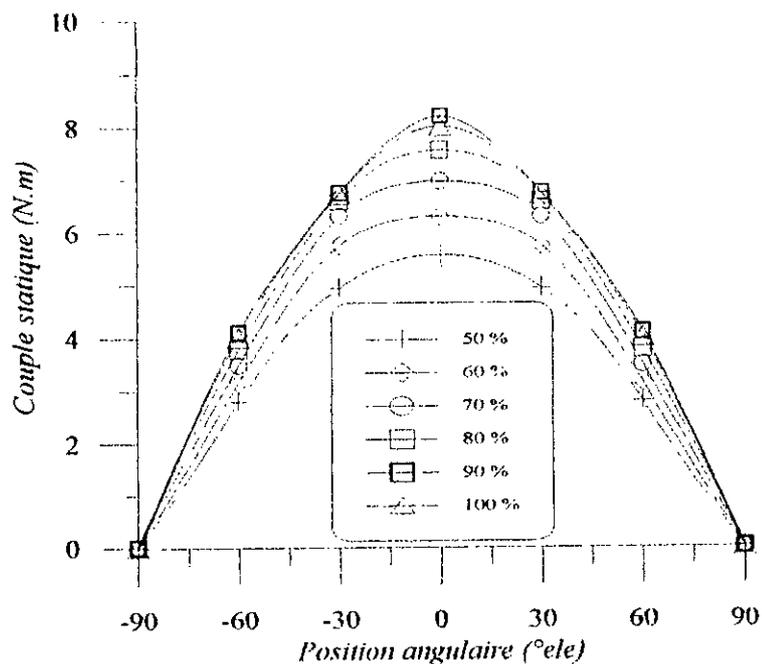


Figure IV.8 Couple développé par la structure étudiée pour différentes ouvertures des aimants:

$I_M = 3.92 A$; l'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement

10 mm et 5 mm.

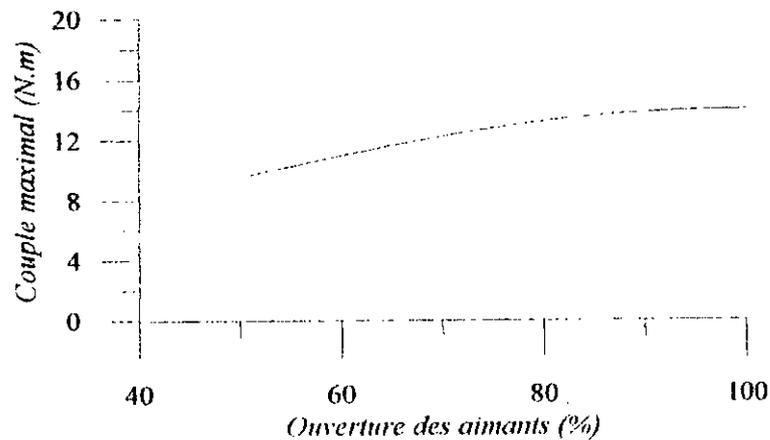


Figure IV.9 Couple maximal développé par la structure étudiée en fonction de l'ouverture des aimants en (%) pour une épaisseur des aimants égale à 10 mm et pour une épaisseur des enroulements égale à 5 mm ($I_M = 3.92$ A).

IV.4.3 Influence de l'épaisseur des enroulements

L'épaisseur des enroulements influe considérablement sur les performances de la machine. Une augmentation excessive de celle-ci a des conséquences sévères sur le rendement de la machine et sur la réalisation du bobinage par suite des contraintes liées aux courants de Foucault et aux efforts électromagnétiques (§ II.2.4 et 5). Les figures IV.10 et IV.11 montrent respectivement l'augmentation du couples statique et du couple maximum en fonction de l'épaisseur des enroulements. L'allure du couple statique reste presque inchangé. Une épaisseur optimale peut constituer un compromis entre la valeur de l'induction au niveau des enroulements, le couple maximum et un minimum d'ondulations.

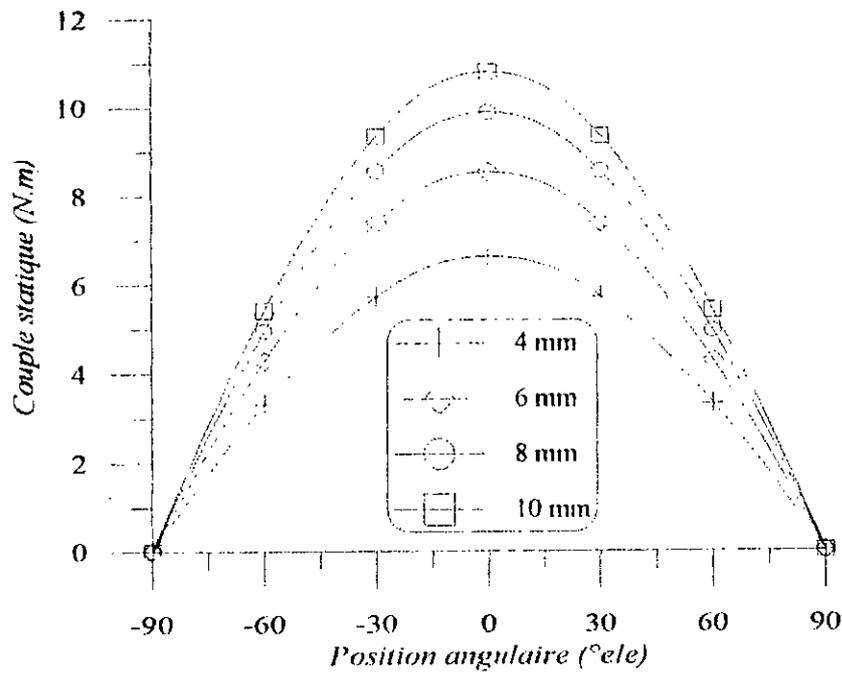


Figure IV.10 Couple développé par la structure étudiée pour différentes épaisseurs des enroulements avec $\beta = 82\%$, une épaisseur des aimants de 10 mm et pour $I_M = 3.92$ A.

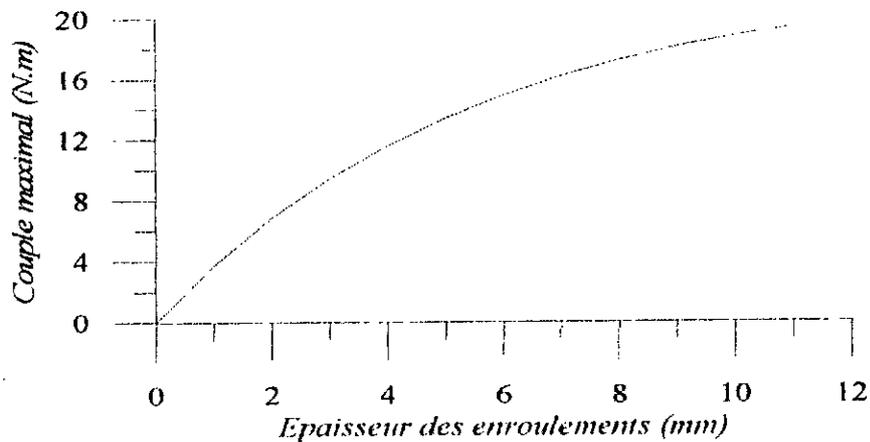


Figure IV.11 Couple maximal développé par la structure étudiée en fonction de l'épaisseur des enroulements: $\beta = 82\%$, l'épaisseur des aimants est de 10 mm et $I_M = 3.92$ A..

A travers l'étude de l'induction et du couple, nous avons pu dégager quelques remarques concernant l'optimisation de la structure étudiée. Toutefois, celles-ci apparaissent insuffisantes dans la mesure où nous n'avons pas pris en considération les ondulations du couple.

IV.5 Validation du modèle analytique avec le code numérique testé [16]

Dans le but de valider le modèle analytique développé, et à défaut de disposer d'un prototype expérimental, nous avons comparé sous les mêmes hypothèse et sous les mêmes conditions les résultats de l'induction (Figure IV.12) et du couple (Figure IV.13) obtenus avec ce modèle à ceux issus d'un code numérique testé [16]. Ce dernier est un logiciel de calcul de champ en 2D qui permet de traiter des problèmes relatifs aux machines électriques en générale et à aimants permanents en particulier en se basant sur la méthode des différences finies.

En ce qui concerne l'induction créée par les aimants au niveau des enroulements, nous avons présenté un exemple sur la Figure IV.12. Celle-ci montre la bonne concordance entre les deux méthodes.

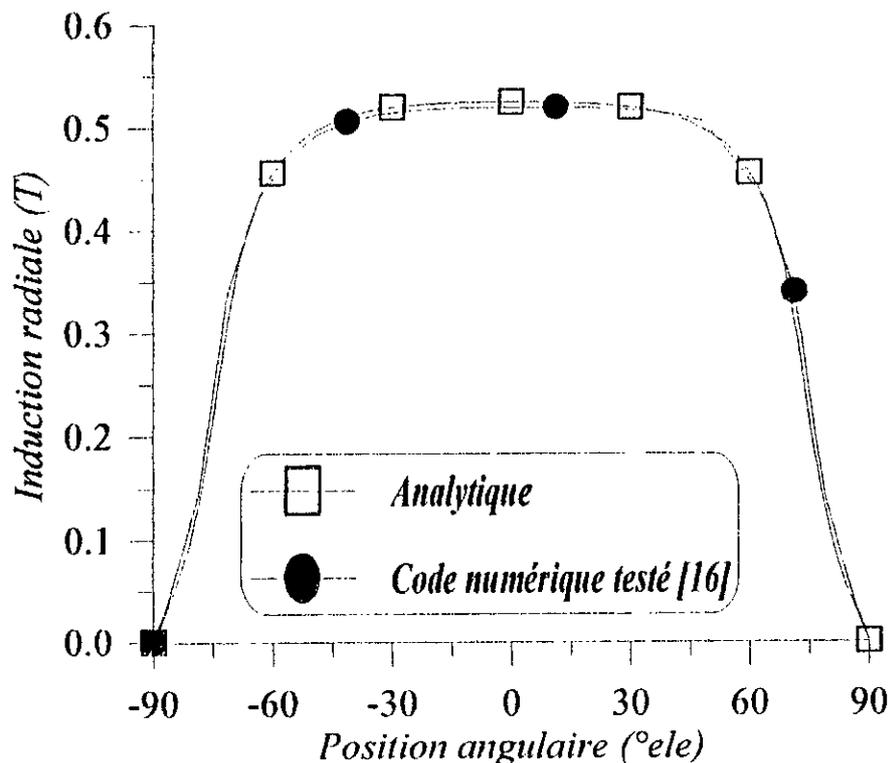


Figure IV.12 Induction radiale créée par les aimants en $r=R_a$ pour une ouverture des aimants de 150 deg.ele. L'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm

Sur la Figure IV.13 nous avons représenté la caractéristique du couple statique obtenue à l'aide du modèle analytique et du code numérique testé [16]. Les résultats obtenus montrent une bonne concordance tant sur le plan qualitatif que sur le plan quantitatif.

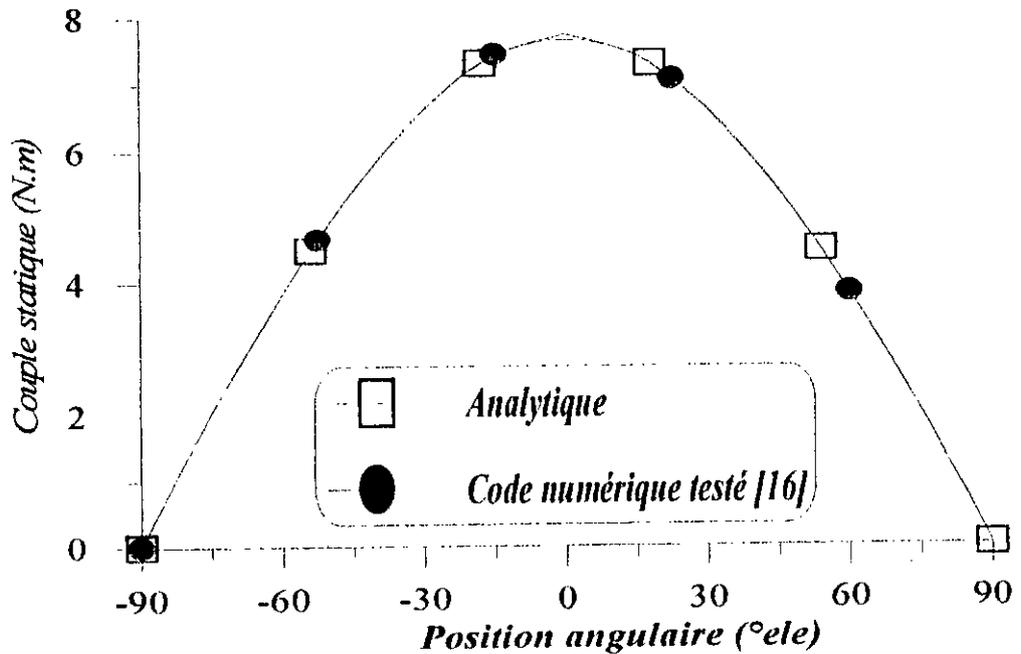


Figure.12 Couple statique en fonction de la position du rotor pour une ouverture des aimants de 150 deg.ele. L'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm; $I_M = 3.92 A$.

IV.6 Ondulations de couple

Les ondulations de couple de la structure étudiée sont dues en général à la répartition spatiale des conducteurs du stator, de celle de l'aimantation et à l'alimentation. Nous considérons, dans ce qui suit, que la machine est alimentée par des courants de formes d'ondes parfaitement sinusoïdales. Les courants dans les phases de la machine s'expriment alors par :

$$I_n(t) = I_M \sin(p\Omega t - (n-1)\frac{2\pi}{q}) \quad (IV.1)$$

où I_M est le courant maximal.

Le couple électromagnétique développé par la machine donné par l'expression (III.39), peut se mettre en tenant compte des expressions des constantes e_m et e'_m , sous la forme suivante:

$$\Gamma(t) = \pi l_u \sum_{n=1}^q \sum_{m=1}^{\infty} M_m C_m N_m I_n(t) \sin\left[m\left(p\delta - (n-1)\frac{2\pi}{q}\right)\right] \quad (\text{IV.2})$$

avec:

$$N_m = -mp \frac{E_\alpha E_\beta}{\mu_0} \sinh(ma_{si})$$

et où M_m , C_m sont respectivement les coefficients des séries de Fourier relatives à l'aimantation et à la densité de conducteurs.

En tenant compte de l'expression (IV.1), le couple électromagnétique s'écrit sous la forme suivante :

$$\Gamma(t) = \frac{1}{2} \pi l_u I_M \sum_{n=1}^q \sum_{m=1}^{\infty} M_m C_m N_m \left\{ \cos\left[(m-1)\left(p\Omega t - (n-1)\frac{2\pi}{q}\right) + mp\delta_0\right] - \cos\left[(m+1)\left(p\Omega t - (n-1)\frac{2\pi}{q}\right) + mp\delta_0\right] \right\}$$

Notant que m est un entier impair et que q est le nombre de phases supérieur à 2. Donc il existe un entier k tel que: $m \pm 1 = kq$ [69], et ainsi $\Gamma(t)$ devient:

$$\Gamma(t) = \frac{q}{2} \pi l_u I_M \sum_{m=1}^{\infty} M_m C_m N_m \left\{ \cos[(m-1)p\Omega t + mp\delta_0] - \cos[(m+1)p\Omega t + mp\delta_0] \right\} \quad (\text{IV.3})$$

et si kq est paire, cette dernière expression du couple peut s'écrire sous la forme:

$$\Gamma(t) = \Gamma_{moy} + \Delta\Gamma(t) \quad (\text{IV.4})$$

Le terme Γ_{moy} représente le couple moyen développé par la machine. Il est exprimé par:

$$\Gamma_{moy} = \frac{q}{2} \pi l_u I_M M_1 C_1 N_1 \cos(p\delta_0) \quad (\text{IV.5})$$

Cette dernière expression du couple montre, que dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, le couple moyen développé ne fait intervenir que les fondamentaux des ondes représentant la répartition des conducteurs et de l'aimantation. Le terme $\Delta\Gamma(t)$ représente le terme oscillatoire du couple instantané, il est exprimé par:

$$\Delta\Gamma(t) = \frac{q}{2} \pi I_u I_M \sum_{\substack{k=1 \\ kq \text{ pair}}}^{\infty} \{ M_{km+1} C_{kq+1} N_{kq+1} \cos[kqp\Omega t + (kq+1)p\delta_0] - M_{km-1} C_{kq-1} N_{kq-1} \cos[kqp\Omega t + (kq-1)p\delta_0] \} \quad (IV.6)$$

Si on considère le cas triphasé ($q=3$, cas du prototype étudié), cette composante ondulatoire de couple, qui aura une pulsation $3kp\Omega$ (k pair), ne fait intervenir que les harmoniques d'ordre 6,12,18,..., de couple, correspondant à l'interaction des harmoniques d'ordre 5,7,11,... de l'aimantation et de la distribution des conducteurs. Les paramètres influençant ces deux sources d'harmoniques sont respectivement l'épaisseur et l'ouverture des aimants pour l'aimantation, et l'épaisseur des enroulements pour la distribution des conducteurs. Cependant, l'effet de l'ensemble de ces harmoniques peut être mis en évidence en considérant l'influence de ces paramètres sur la forme d'onde de la F.E.M. à vide. Nous recherchons dans ce qui suit les dimensions optimales conduisant à un minimum d'ondulations de couple tout en tenant compte de leur influence sur la forme d'onde de la F.E.M. à vide.

IV.6.1 Harmoniques introduites par l'aimantation

Pour mettre en évidence l'effet des harmoniques de l'aimantation sur l'ondulation du couple, nous considérons que l'épaisseur des enroulements est constante. Les harmoniques les plus gênants pour l'aimantation se situent aux niveaux des rangs les plus bas (5 et 7). Leur amplitude est d'autant plus faible que leur rang est élevé. Par conséquent, pour éliminer ou atténuer ces harmoniques, nous agissons sur les dimensions des aimants et en particulier sur leur ouverture.

IV.6.1.1 Influence de l'épaisseur des aimants

L'augmentation de l'épaisseur des aimants provoque une légère diminution des pulsations du couple instantané. Ceci est illustré sur la Figure IV.14 représentant le couple

instantané et la F.E.M. à vide. Notons, que la forme d'onde de la F.e.m n'est pas affectée mais que la valeur du couple moyen croît par suite de l'augmentation de l'épaisseur des aimants.

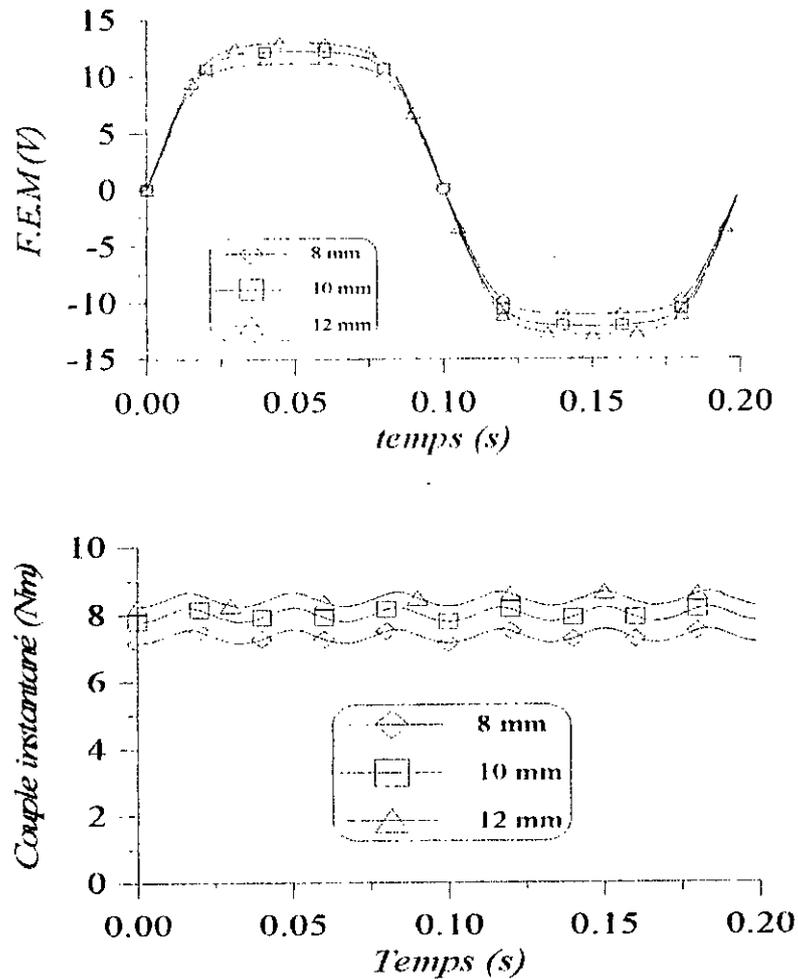


Figure IV.14 Couple instantané développé par la structure étudiée et F.E.M à vide pour différentes épaisseurs des aimants: $\beta=100\%$; l'épaisseur des enroulements est de 5 mm

IV.6.1.2 Influence de l'ouverture des aimants

Sur la Figure IV.15, nous avons représenté les mêmes caractéristiques (F.E.M. et couple) pour différentes ouvertures des aimants. La forme d'onde de la F.E.M. induite est très influencée par la variation de l'ouverture des aimants. Cette influence apparaît directement sur la caractéristique du couple instantané, en particulier lorsque l'ouverture des aimants passe de 80 % à 85 %. Ceci permet de conclure, dans le cas du prototype étudié, que l'ouverture optimale

des aimants conduisant à une forme d'onde sinusoïdale de la F.E.M. et donc à une ondulation de couple minimale, se trouve dans l'intervalle compris entre 80 % et 85 %.

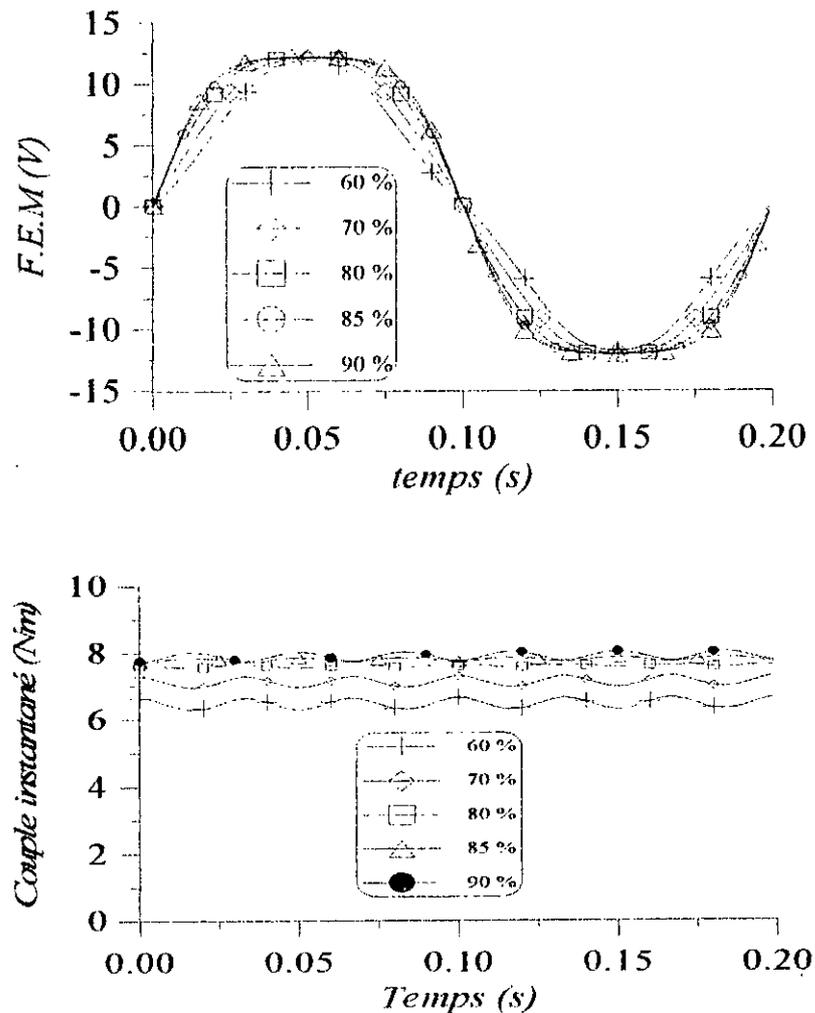


Figure IV.15 Couple instantané développé par la structure étudiée et F.E.M à vide pour différentes ouvertures des aimants en (%): l'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm.

Un choix judicieux de l'ouverture des aimants peut conduire à l'élimination de certains harmoniques gênants. Nous représentons sur la Figure IV.16 les spectres d'harmoniques de la F.E.M à vide et du couple instantané, pour le cas du prototype étudié, pour une ouverture des aimants de 90 %. Celle-ci montre l'effet des l'harmoniques 5 et 7 de la F.E.M à vide sur les harmoniques du couple instantané.

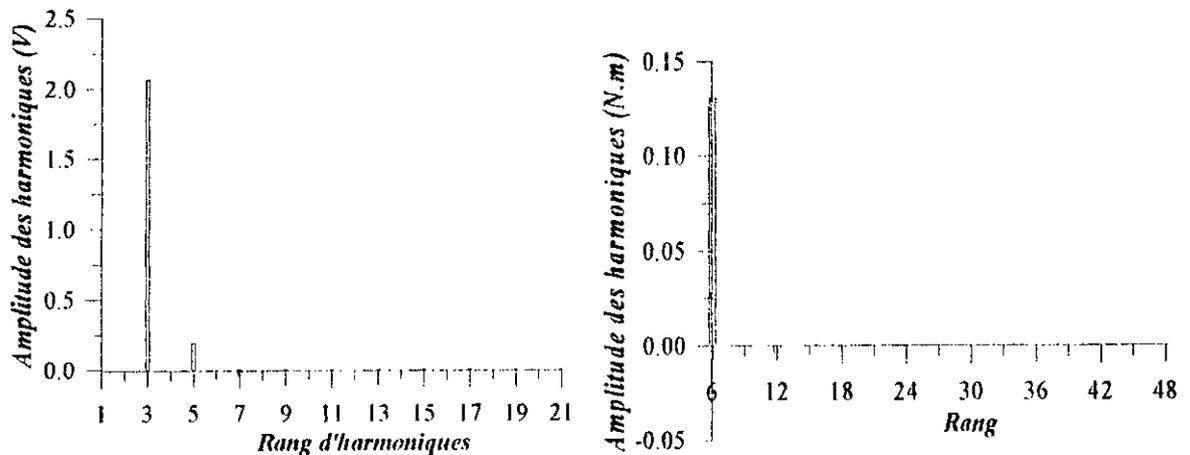


Figure IV.16 Spectre harmonique de la F.E.M et du couple instantané pour une ouverture des aimants de 90 %: l'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm.

Pour illustrer cet effet de l'ouverture des aimants sur les ondulations de couple pour le cas du prototype étudié, nous avons représenté sur les figures IV.17 et IV.18 les spectres d'harmoniques de la F.E.M à vide et du couple instantané pour des ouvertures des aimants de 80 % et de 85.7 % correspondantes respectivement à l'élimination des harmoniques 5, 7 de la F.E.M. Celles-ci montrent que la suppression de ces harmoniques permet d'atténuer l'harmonique de rang 6 du couple instantané à des niveaux très bas. Mais ceci entraîne l'augmentation de l'harmonique de rang 12 et l'apparition de l'harmonique de rang 18. Aussi, il faut noter que l'effet de l'harmonique 5 est presque deux fois plus important que celui de rang 7.

Cependant, comme on l'a déjà signalé (Figure IV. 15), une ouverture des aimants située entre 80% et 85% peut conduire à l'atténuation simultanée des harmoniques de rangs 5 et 7 de la F.E.M, donc de rangs 6 et 12 du couple instantané. La figure IV.19 représentant les spectres d'harmoniques de la F.E.M à vide et du couple instantané, pour une ouvertures des aimants de 82 %, montre cet effet.

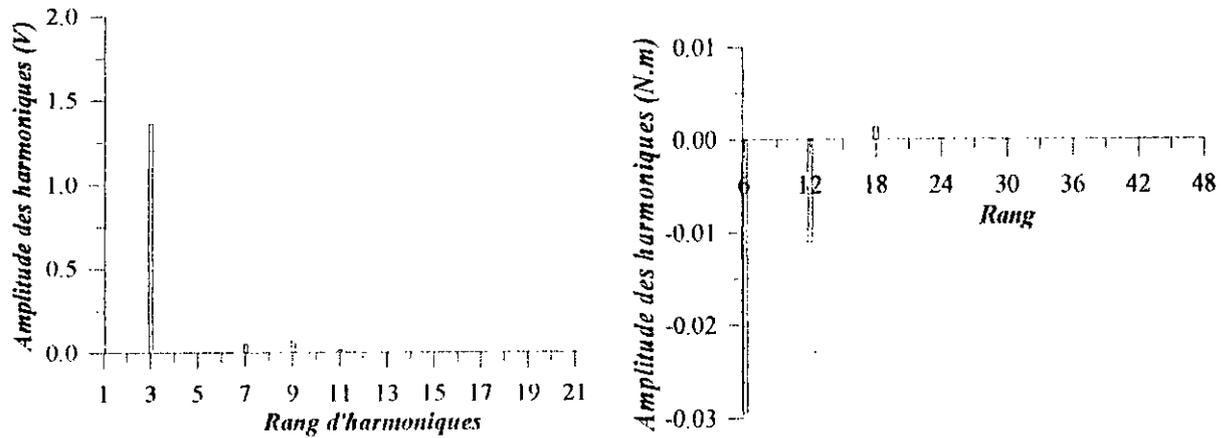


Figure IV.17 Spectre harmonique de la F.E.M et du couple instantané pour une ouverture des aimants de 80 % : l'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm (élimination de l'harmonique de rang 5).

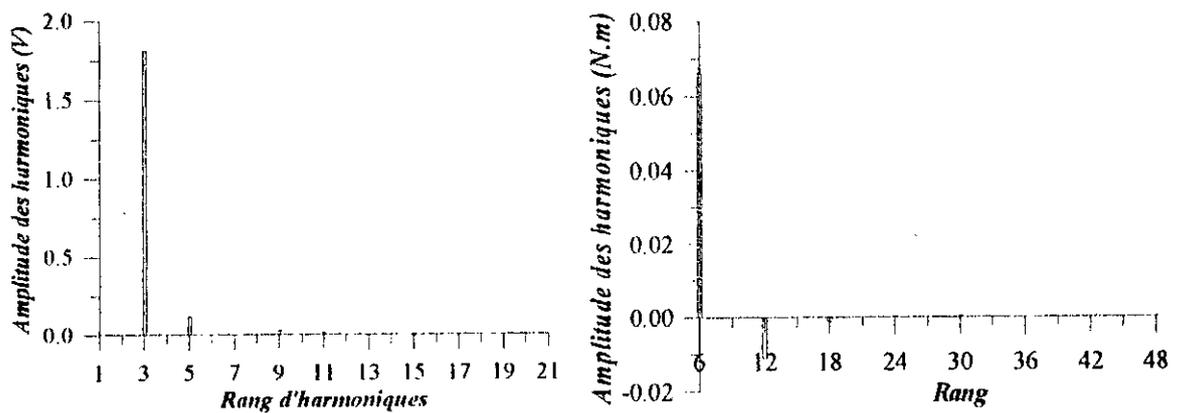


Figure IV.18 Spectre harmonique de la F.E.M et du couple instantané pour une ouverture des aimants de 85.7 % : l'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm. (élimination de l'harmonique de rang 7).

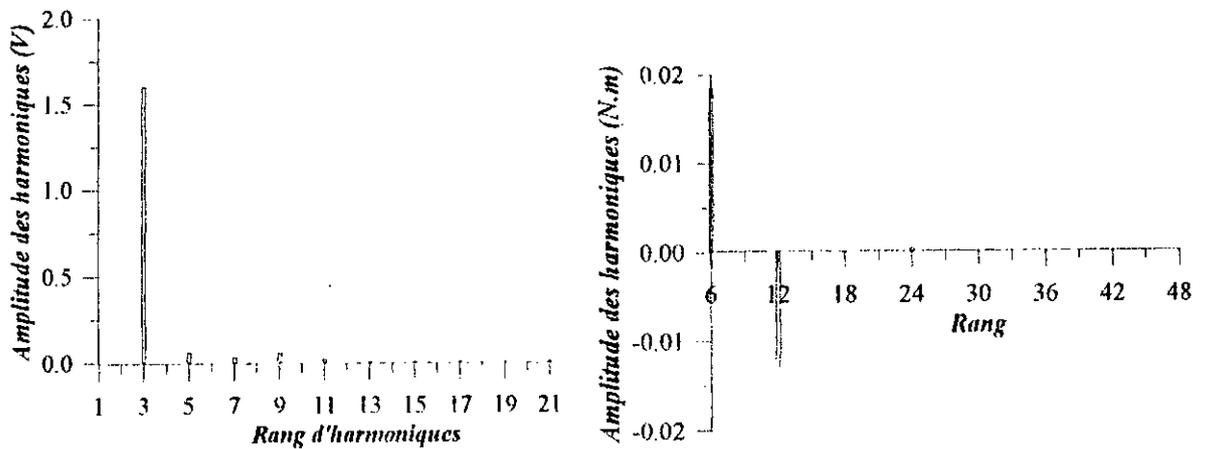


Figure IV.19 Spectre harmonique de la F.E.M et du couple instantané pour une ouverture des aimants de 82 %: l'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm.

IV.6.2 Harmoniques introduits par la distribution des conducteurs

Dans ce cas, nous considérons que les dimensions des aimants sont constantes. Et pour bien montrer l'effet des harmoniques introduits par la distribution des conducteurs sur l'ondulation de couple, nous adoptons une ouverture maximale pour les aimants (100 %). Ensuite, il s'agit de faire varier l'épaisseur des enroulements.

IV.6.2.1 Influence de l'épaisseur des enroulements

Nous représentons sur la Figure IV.20 le couple instantané et la F.E.M. à vide pour différentes épaisseurs des enroulements. Cette figure montre que la forme de l'onde de la F.E.M. est légèrement influencée pour des épaisseurs importantes de l'enroulement statorique. La caractéristique du couple instantané montre que l'augmentation de l'épaisseur des enroulements agit d'une manière beaucoup plus favorable sur la valeur moyenne du couple que sur ses ondulations.

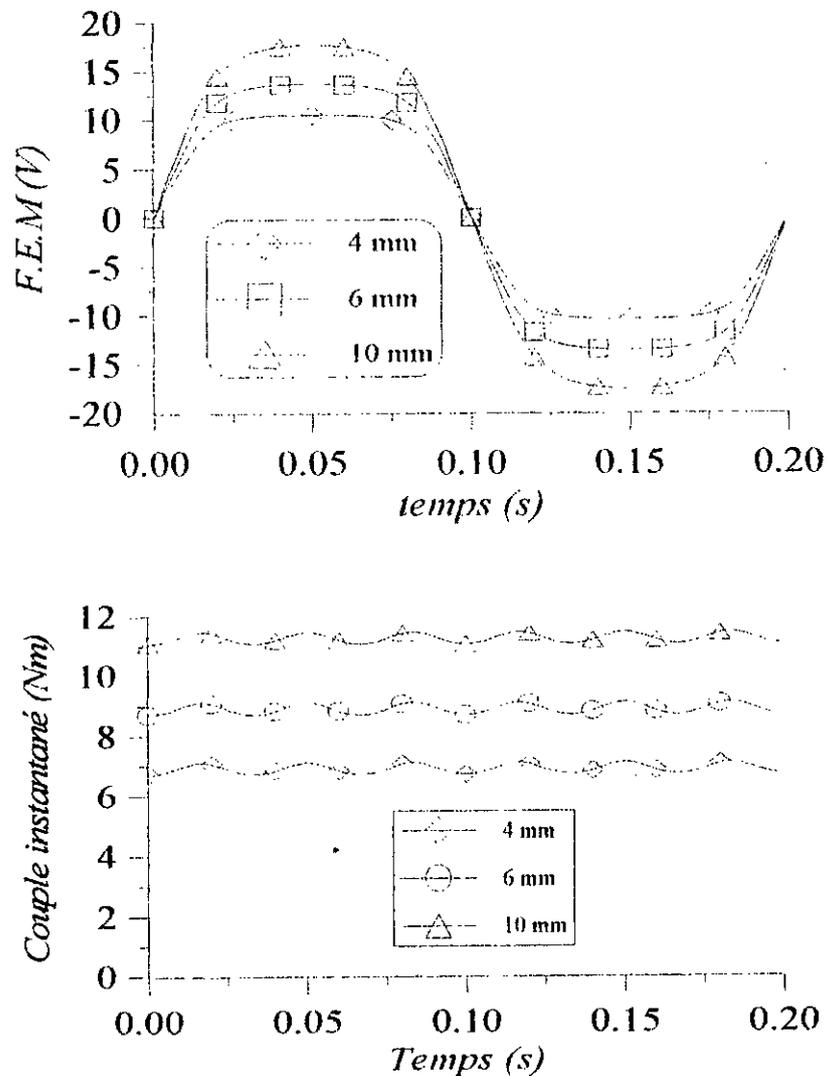


Figure IV.20 Couple instantané développé par la structure étudiée et F.E.M à vide pour différentes épaisseurs des enroulements ($\beta=100\%$, épaisseur aimants fixée à 10 mm).

IV.6.3 Minimisation des ondulations de couple

Par suite de l'analyse effectuée précédemment, les ondulations de couple dues à la structure de la machine à aimants à entrefer lisse sont directement influencées par la répartition spatiale de l'aimantation et des conducteurs. Nous proposons dans cette partie une quantification de ces ondulations. Pour ce faire, les ondulations de couple seront caractérisées par le taux d'ondulation défini par:

$$\tau(\%) = 100 \frac{\Gamma_{\max} - \Gamma_{\min}}{2\Gamma_{\text{moy}}}$$

où Γ_{\max} , Γ_{\min} et Γ_{moy} représentent respectivement le couple maximal, le couple moyen et le couple minimal. Nous recherchons donc un taux d'ondulation minimal en fonction de l'ouverture des aimants, de leur épaisseur et de celle des enroulements.

IV.6.3.1 Influence de l'épaisseur des aimants

la Figure IV.21 montre que le taux d'ondulation diminue lorsque l'épaisseur des aimants augmente. Ceci est avantageux si on tolère le coût élevé des aimants car le niveau d'induction dans l'entrefer de la machine serait suffisant. Par conséquent, une épaisseur d'aimants de 10 mm, pour le prototype étudié, conduit à un compromis entre l'ondulation de couple ($\tau < 3\%$) et l'induction dans l'entrefer ($B_{ar} = 0.5 T$).

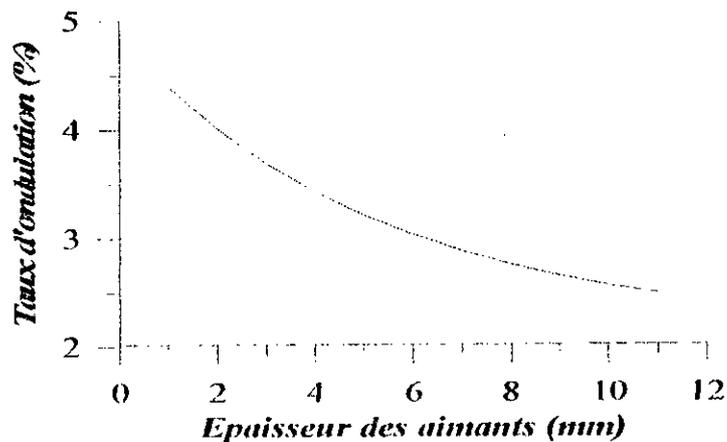


Figure IV.21 Taux d'ondulation du couple en fonction de l'épaisseur des aimants ($\beta=100\%$; épaisseur des enroulements fixée à 5 mm).

IV.6.3.2 Influence de l'ouverture des aimants

L'ouverture des aimants, comme on l'a déjà montré, affecte considérablement les formes d'ondes de la F.E.M. à vide et du couple instantané. Ceci apparaît encore sur la Figure IV.22, représentant l'évolution du taux d'ondulation en fonction de l'ouverture des aimants en (%). La variation est similaire à une sinusoïde amortie. Ainsi, comme le montre cette dernière figure, le taux d'ondulations s'annule pour deux ouvertures des aimants. La première conduit à un couple

moyen faible, tandis que la deuxième, voisine de 82 %, constitue un compromis entre le volume des aimants et le couple moyen.

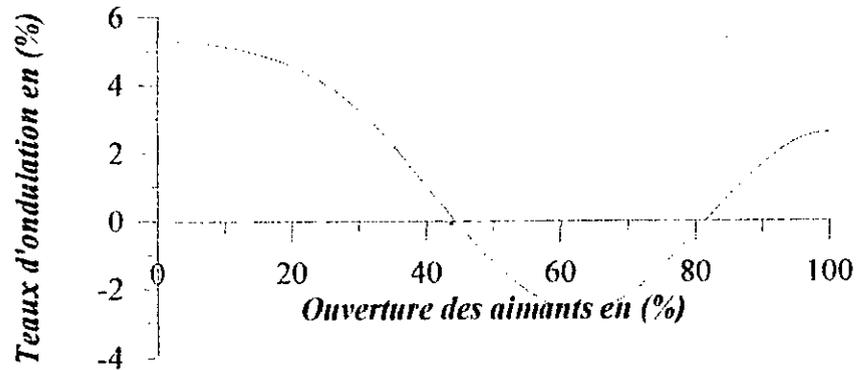


Figure IV.22 Taux d'ondulation du couple en fonction de l'ouverture des aimants (l'épaisseur des aimants et celle des enroulements valent respectivement 10 mm et 5 mm).

IV.6.3.3 Influence de l'épaisseur des enroulements

Sur la Figure IV.23 nous avons représenté la variation du taux d'ondulation en fonction de l'épaisseur des enroulements. La loi de variation est presque identique à celle obtenue en fonction de l'épaisseur des aimants. Cependant, le choix de l'épaisseur des enroulements doit tenir compte d'une part, des problèmes relatifs à l'échauffement de la machine qui peut engendrer la démagnétisation des aimants et d'autre part, aux techniques utilisées pour la réalisation d'un enroulement dans l'entrefer.

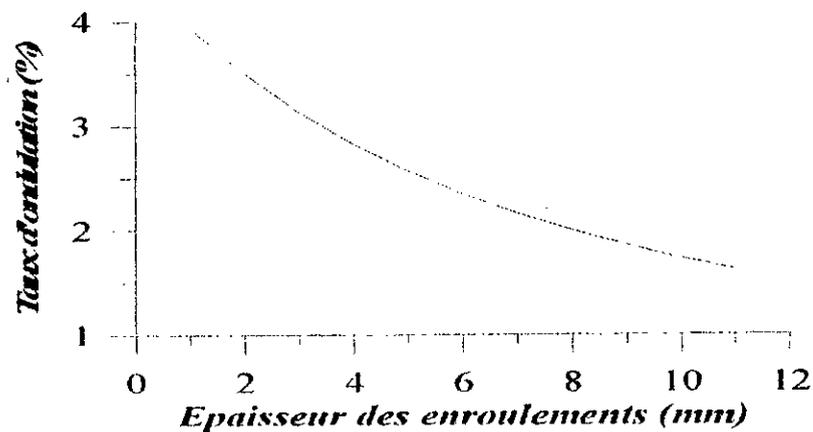


Figure IV.23 Taux d'ondulations du couple en fonction de l'épaisseur des enroulements ($\beta=100\%$; épaisseur des aimants fixée à 10 mm).

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué le modèle analytique développé pour prédimensionner une machine synchrone à aimants permanents à enroulement dans l'entrefer alimentée par des courants sinusoïdaux. Ce type de structure, caractérisé par un entrefer magnétique lisse et très large, permet de développer un couple électromagnétique élevé avec une ondulation théoriquement inexistante avec un volume des aimants relativement important. La méthode analytique adoptée s'est avérée fort intéressante lorsqu'on recherche l'influence des paramètres géométriques sur les performances de la machine et en particulier sur les ondulations de couple.

L'étude effectuée sur l'induction créée par les aimants dans l'entrefer de la machine a montré l'impact d'un entrefer magnétique important consécutif à la suppression des encoches statoriques, sur son niveau. L'épaisseur des aimants se trouve alors augmentée pour avoir une valeur d'induction appréciable au niveau des enroulements. Cette augmentation du volume des aimants agit favorablement sur la valeur du couple maximal et sur le niveau d'ondulation de couple. Un autre paramètre très déterminant, dans la structure à enroulement dans l'entrefer, concerne l'épaisseur des enroulements. Celle-ci, influe considérablement sur la valeur moyenne du couple toutefois, son augmentation est limitée par le niveau d'induction désirée dans l'entrefer est les contraintes liées à la réalisation du bobinage. Cependant, on sait que la valeur du couple maximal n'est significative que si les formes d'ondes mises en jeu sont adaptées au type d'alimentation de la machine. Dans le cas de la structure étudiée, les ondulations de couple sont dues principalement à la répartition spatiale des conducteurs et à celle de l'aimantation qui n'est pas sinusoïdale, sachant que la machine est supposée alimentée par des courants de forme d'onde parfaitement sinusoïdale. Nous avons recherché à adapter la forme d'onde de la F.E.M. à vide à cette alimentation en agissant sur les paramètres géométriques de structure.

Pour le prototype étudié, l'ouverture optimale des aimants conduisant à un minimum d'ondulation de couple est située aux alentours de 82 % du pas polaire. Une épaisseur des aimants de 10 mm conduit à un compromis entre un niveau d'induction appréciable dans l'entrefer de la machine et un taux d'ondulation relativement faible et cela pour un épaisseur des enroulement de 5 mm.

Cette étude qualitative des formes d'onde de la F.E.M. et du couple instantané, basée sur une alimentation sinusoïdale, montre qu'il est possible d'atteindre des niveaux d'ondulation de couple pratiquement nuls, par suite de la possibilité qu'offre la structure à enroulement dans

l'entrefer à maîtriser les formes d'ondes d'une façon relativement simple. Cependant les ondulations de couple introduites par l'alimentation, que nous avons négligé dans cette partie, peuvent être importantes. Par conséquent, une étude de l'ensemble convertisseur-machine est nécessaire pour analyser ces ondulations. C'est l'objet du chapitre suivant.

MODÉLISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE

V.1 Introduction

Le modèle analytique développé au chapitre III, nous a permis d'effectuer un prédimensionnement électromagnétique de la structure étudiée. Et, jusqu'ici nous avons supposé que la machine est alimentée par des courants de forme d'onde sinusoïdale, ce qui n'a permis d'analyser que les ondulations de couple dues à la structure elle-même. Cependant, le dispositif alimentant la machine peut provoquer des pulsations importantes de couple, dues à la forme d'onde des courants délivrés par le convertisseur statique.

Nous présentons dans ce chapitre une étude de l'ensemble convertisseur-machine, en régime permanent, permettant de tenir compte de l'influence des courants sur les ondulations de couple. En considérant l'expression du flux de la machine, déterminée à l'aide du modèle analytique développé précédemment, cette étude sera basée sur une modélisation électrique de la machine associée à un onduleur de tension contrôlé par la technique M.L.I. Des résultats de simulation de l'ensemble convertisseur-machine en régime permanent seront présentés.

V.2 Dispositif d'alimentation de la machine

Au niveau du chapitre précédent, nous avons montré que la machine à aimants à enroulement dans l'entrefer présente une F.E.M. très proche d'une sinusoïde. Par conséquent, l'obtention d'un couple électromagnétique moins ondulé nécessite une alimentation sinusoïdale. Nous choisissons donc un onduleur de tension contrôlé en courant. C'est le dispositif le plus adapté pour ce type de machine [32]. Son contrôle peut être obtenu par la technique de modulation de largeur d'impulsion [6,40]. L'enroulement de la machine étant triphasé et connecté en étoile, alors un onduleur à six transistors de puissance peut être utilisé. La structure de l'alimentation peut être représentée par le schéma sur de la Figure V.1. Si on adopte la stratégie triangulo-sinusoïdale, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus par la comparaison de trois références sinusoïdales avec un signal triangulaire de haute fréquence.

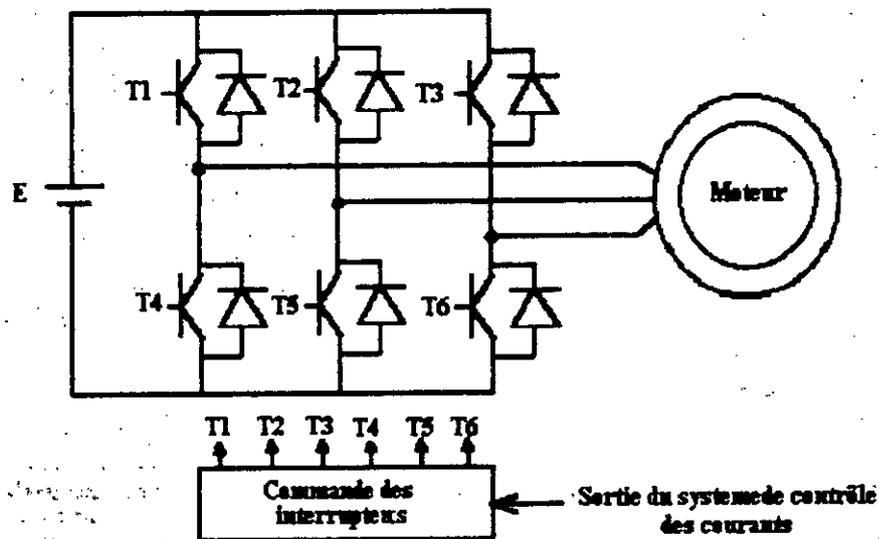


Figure V.1 Structure de l'alimentation de la structure étudiée.

V.3 Méthode d'étude de l'ensemble convertisseur-machine

La méthode d'étude consiste en une modélisation électrique de l'ensemble convertisseur-machine en régime permanent en utilisant le modèle analytique de calcul du champ développé au chapitre III. A partir de l'expression du flux magnétique total embrassé par les phases de la machine, nous déterminons ses équations électriques. Celles-ci, permettent de relier les tensions de phases, imposées par l'onduleur de tension contrôlé par M.L.I, aux courants réels absorbés par la machine. Et, sachant que les inductances de phase et les F.E.M. à vide sont connues, le principe de la méthode consiste à calculer les courants dans chaque phase. Le couple électromagnétique est ensuite calculé à partir de la puissance électromagnétique (Paragraphe III.4.b).

V.4 Modélisation électrique de la machine

Nous utilisons l'expression (III.45) du flux par phase, qui est calculé à partir du potentiel vecteur magnétique créé au niveau de la couche des enroulements, pour déterminer les équations électriques de la machine. Celles-ci traduisent les relations qui existent entre les tensions aux bornes des phases et les courants générés au niveau de la machine.

V.4.1 Equations électriques de la machine

Le flux total à travers une phase n de la machine est la somme du flux créé par les aimants, qui engendre la F.E.M. de la machine, et le flux créé par les courants. Nous écrivons alors:

$$\phi_n(t) = \phi_{cn}(t) + \phi_{an}(t) \quad (V.1)$$

où $\phi_n(t)$, et $\phi_{an}(t)$ représentent respectivement le flux total des courants et des aimants par phase. Le flux $\phi_{cn}(t)$ s'exprime en fonction des courants et des inductances de phase à partir de la relation suivante:

$$\phi_{cn}(t) = \sum_{l=1}^q L_{nl} I_l(t) \quad (\text{V.2})$$

où L_{nl} représente les inductances propres de phase ou les mutuelles inductances, exprimées par la relation (III.43). Le bobinage de la machine étant supposé symétrique et, sachant que les phases de la machine présentent une résistances identique, notée R_p , et exprimée par la relation (III.52), la tension aux bornes d'une phase peut être exprimée, en fonctionnement moteur et en négligeant l'inductance de fuite magnétique, par:

$$V_n(t) = R_p I_n(t) + \frac{d\phi_n(t)}{dt} \quad (\text{V.3})$$

En tenant compte des expressions (V.1) et (V.2), nous obtenons:

$$V_n(t) = R_p I_n(t) + \sum_{l=1}^q L_{nl} \frac{dI_l(t)}{dt} + \frac{d\phi_{an}(t)}{dt} \quad (\text{V.3})$$

avec:

$$\frac{d\phi_{an}(t)}{dt} = E_n(t)$$

où $E_n(t)$ représente la F.C.E.M. du moteur.

En posant:

$$\begin{aligned} L_M &= L_{nl} \quad \text{si } n \neq l \\ L_{pp} &= L_{nn} \quad \text{si } n = l \\ L_s &= L_{pp} - L_M \end{aligned}$$

où L_M représente l'inductance mutuelle entre deux phases, L_{pp} l'inductance propre d'une phase et L_s l'inductance cyclique, et en considérant un système de courants triphasé équilibré, vérifiant:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \tag{V.4}$$

nous obtenons l'équation finale de tension aux bornes de chaque phase, qui s'exprime ainsi:

$$V_n(t) = R_p I_n(t) + L_s \frac{dI_n}{dt} + E_n(t) \tag{V.5}$$

Cette équation conduit au modèle de la machine représenté sur la Figure V.2.

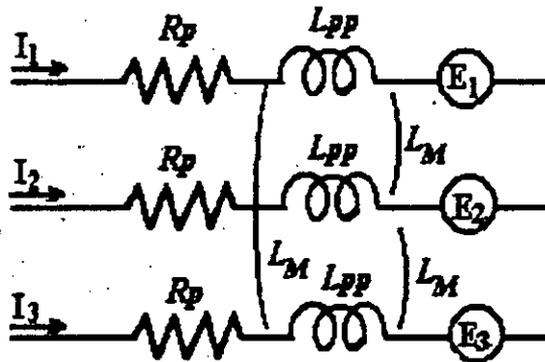


Figure V.2 Modèle électrique de la machine

Pour l'ensemble des trois phases de la machine, l'expression (V.1) conduit à la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 \\ 0 & R_p & 0 \\ 0 & 0 & R_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \tag{V.6}$$

sachant que les tensions simples sont imposées par l'onduleur.

V.4.2 Détermination des tensions de phase

La résolution de l'équation établie nécessite la détermination des tensions simples appliquées à la machine. On considère un bras de l'onduleur associé à une phase de la machine où on fait apparaître un point milieu fictif O, (Fig. V.3)

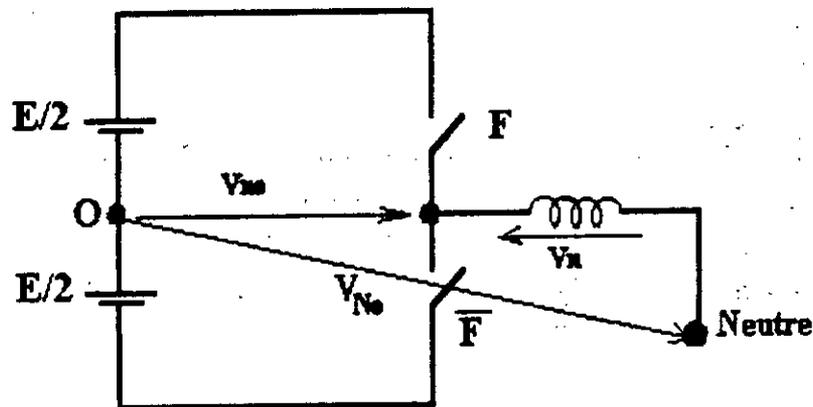


Figure V.3 Schéma pour la détermination des tensions simples.

Les tensions de phase peuvent s'exprimer par :

$$V_n = V_{no} - V_{No} \tag{V.7}$$

où les V_{no} sont les tensions prises sur chaque phase par rapport au point milieu fictif et où V_{No} représente la différence de potentiel entre le point neutre et le point O. En considérant que :

$$\sum_{n=1}^3 V_n = \sum_{n=1}^3 V_{no} - 3V_{No}$$

on est conduit à :

$$V_{No} = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 (V_{no} - V_n) \quad (\text{V.8})$$

avec :

$$\sum_{n=1}^{\infty} V_n = \sum_{n=1}^3 E_n + R_p \sum_{n=0}^3 I_n(t) + L_S \frac{d}{dt} \sum_{n=0}^3 I_n$$

En tenant compte de l'expression (V.4), l'équation (V.8) devient:

$$V_{No} = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 (V_{no} - E_n) \quad (\text{V.9})$$

cette dernière représente la différence entre les composantes homopolaires coté machine et coté onduleur. Ainsi, l'expression (V.7), donnant les tensions simples par phase s'écrit:

$$V_n = V_{no} - \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 (V_{no} - E_n) \quad (\text{V.9})$$

où E_n est obtenue à partir du modèle développé et où les V_{no} sont des tensions fixées par la commande de l'onduleur.

Si on se place dans le cas d'un contrôle par M.L.I, celui-ci consiste à imposer à partir de la source de tension continue E des créneaux de tension aux bornes de la machine de sorte que le fondamental soit le plus proche de la référence sinusoïdale. Les instants des impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur sont déterminés par l'intersection de la référence avec une porteuse triangulaire de haute fréquence (Figure V.4). L'amplitude du fondamentale de l'onde M.L.I est déterminée par le rapport des amplitudes de la porteuse et de la référence.

$$R_m = \frac{V_p}{V_{ref}}$$

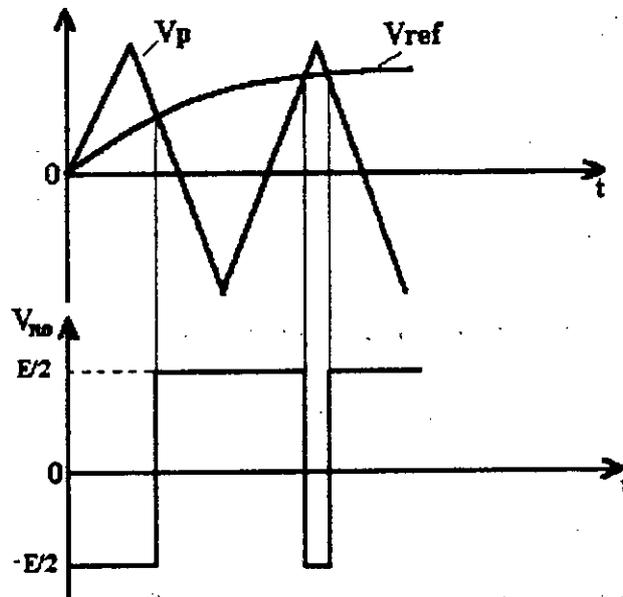


Figure V.4 M.L.I triangulo-sinusoidale

V.5 Méthode de résolution

Les tensions simples par phase sont donc déterminées et l'équation (V.6) peut se mettre sous la forme d'état suivante:

$$\dot{I} = AI + BU \quad (\text{V.10})$$

où I représente le vecteur des courants de phase, avec:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_p}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_p}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} V_1 - E_1 \\ V_2 - E_2 \\ V_1 - E_3 \end{bmatrix}$$

Sachant que cette étude ne considère que le régime permanent pour lequel la vitesse est constante, l'équation (V.10) seule suffit pour décrire le fonctionnement du système. La résolution de cette équation permet de fournir les courants absorbés par la machine. Ainsi, elle peut être effectuée en utilisant l'algorithme de la méthode de *Runge-Kuta* d'ordre 4 [70,71] ou la méthode dite *exponentielle de matrice* [15] par exemple. A l'aide de cette dernière méthode, la solution de l'équation (V.10) est exprimée par:

$$I(t) = e^{A(t-t_0)} I(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} BU(\tau) d\tau \quad (\text{V.11})$$

Si on considère le vecteur de commande $U(t)$ constant entre les bornes d'intégration et si on pose $h = t - t_0$, on obtient l'expression analytique récurrente suivante:

$$I(t+h) = e^{Ah} I(t) + A^{-1} (e^{Ah} - I) BU(t) \quad (\text{V.12})$$

Le pas d'intégration h , dans le cas de cette méthode, est indépendant des constantes électriques du système. Il suffit que le point de calcul soit confondu avec les instants où une commutation intervient dans la machine.

V.6 Etude du régime fondamental (sinusoïdal)

Dans cette partie, nous présentons quelques remarques et règles relatives aux grandeurs fondamentales de la machine associée à son convertisseur. Nous considérons donc la modélisation électrique de la machine associée à son convertisseur, que nous avons établie au paragraphe précédent. Nous n'allons tenir compte que des fondamentaux des différentes grandeurs.

Cette étude nous servira de support pour dimensionner la source de tension continue alimentant l'onduleur. Nous recherchons ici les équations reliant les différentes grandeurs électriques en régime sinusoïdale. On a :

$$V = R_p I + L_s \dot{I} + E \quad (\text{V.13})$$

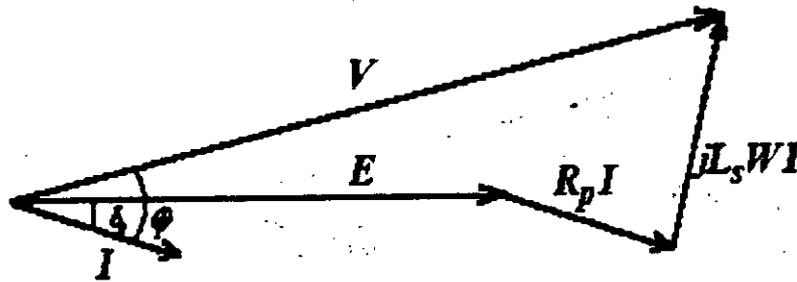


Figure V.5 Diagramme vectoriel.

où δ_0 désigne le décalage entre la F.C.E.M et les courants et où φ est tel que $\cos \varphi$ représente le facteur de puissance de la machine. En notation complexe, l'équation (V.12) s'écrit :

$$\bar{V} = R_p \bar{I} + jL_s \omega \bar{I} + \bar{E}$$

Cette équation, représentée par le diagramme vectoriel de la Figure V.5, conduit au modèle électrique équivalent suivant :

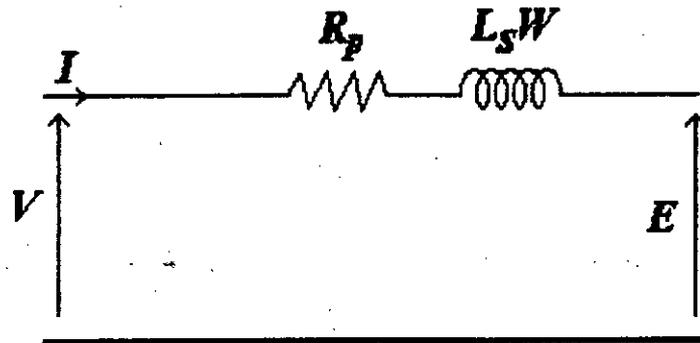


Figure V.6 Modèle de la machine en régime sinusoïdal

Le fondamental de l'équation donnant les inductances tel que:

$$L_{nl} = L_1 \cos\left[(n-1)\frac{2\pi}{3}\right]$$

conduit à:

$$L_{pp} = L_1$$

$$L_M = -L_1 \cos\frac{\pi}{3} = -\frac{1}{2} L_1$$

$$L_s = L_{pp} - L_M = \frac{3}{2} L_{pp}$$

Ainsi, on vérifie pour les fondamentales des inductances la notion de base de la théorie des machines électriques basée sur les grandeurs sinusoïdales.

Les paramètres de la machines, évalués en fonction des paramètres géométriques ont produit, pour le prototype étudié : ($N_s = 92$ conducteurs de 1 mm de diamètre, $k_f = 0,6$, résistance par phase $R_p = 2,81 \Omega$ et $L_s = 3,83 \text{ mH}$). D'autre part, la densité de courant maximale considérée égale à 5 A/mm^2 , a conduit à un courant maximal de 3,92 A.

A partir de ces données, nous avons évalué la valeur maximale de la tension d'alimentation, en utilisant l'équation électrique en régime sinusoïdale (Figure V.8). Sur la figure (V.7), nous avons représenté le fondamental de la F.C.E.M. du moteur à la vitesse de 1000 tr/min.

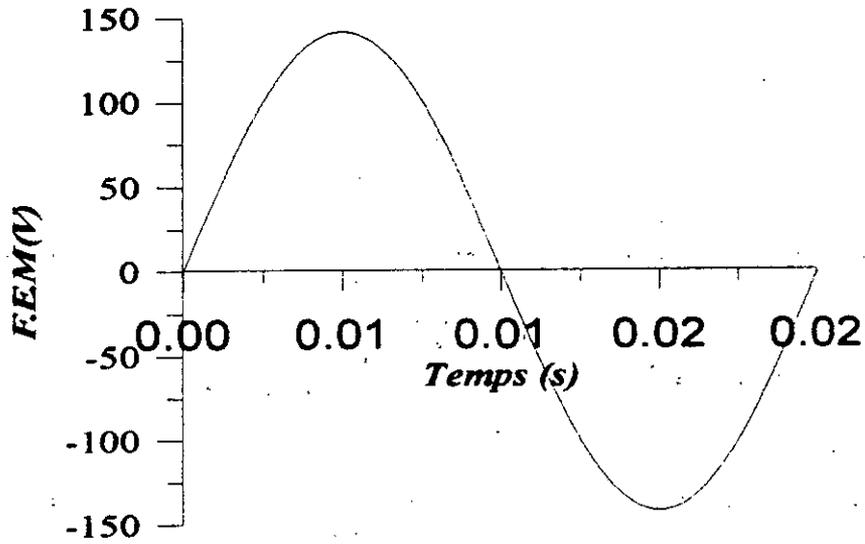


Figure.V. 7 F.C.E.M du prototype étudié pour une vitesse de 1000 tr min.

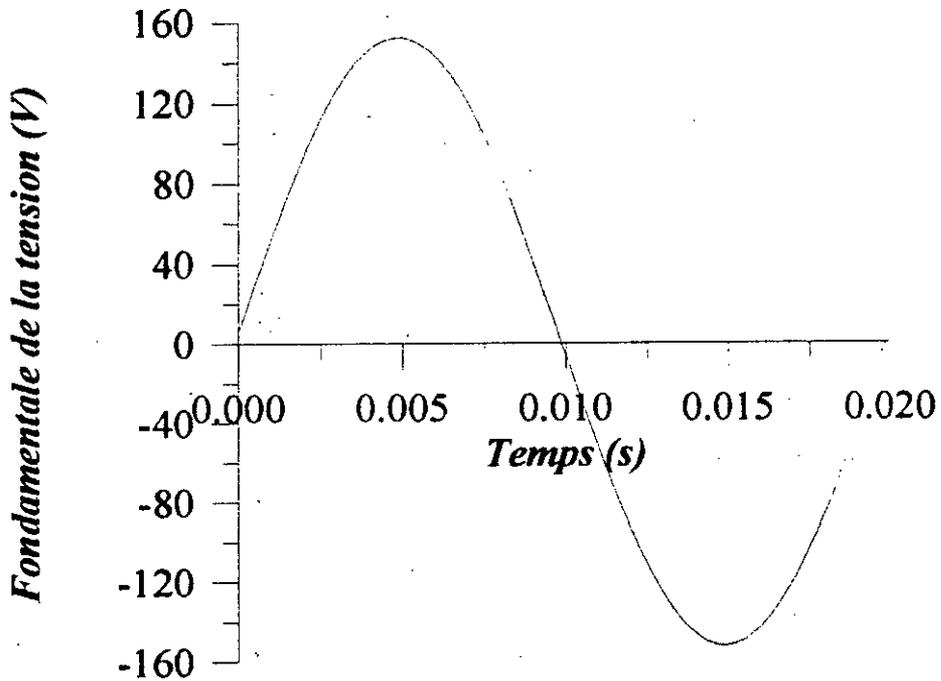


Figure.V.8 Fondamentale de la tension d'alimentation du prototype étudié.

Pour la valeur considérée du courant (3.92 A), les figures (V.9) et (V.10) représentent respectivement le fondamental du courant de phase et le couple électromagnétique développé par le prototype étudié.

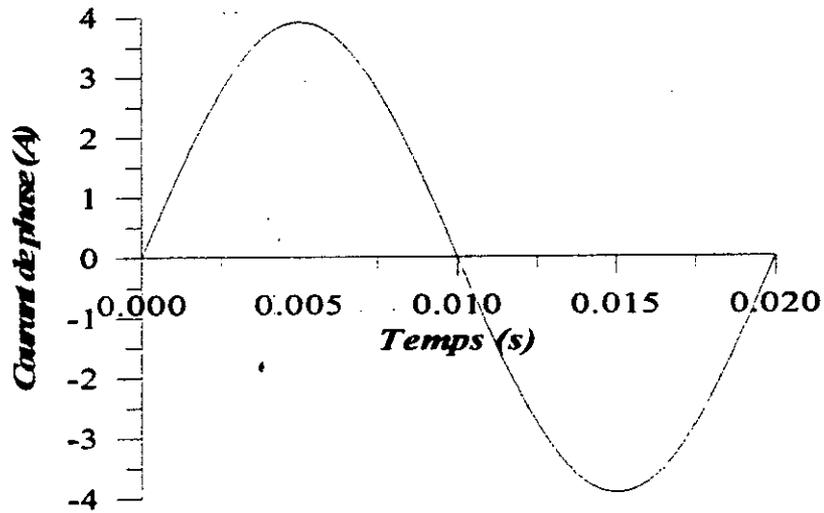


Figure V.9 Courant de phase pour le prototype étudié.

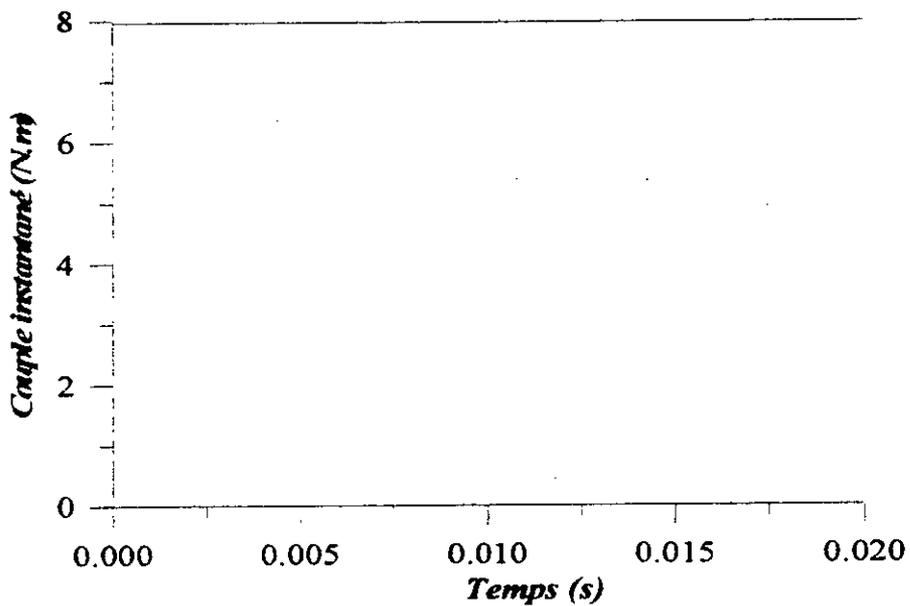


Figure V.10 Couple instantané développé par le prototype étudié.

V.7 Simulation de l'ensemble convertisseur-machine

Nous représentons, dans cette partie, quelques résultats de simulation obtenus à l'aide de la résolution de l'équation électrique caractérisant le fonctionnement de l'ensemble convertisseur- machine. Dans une première étape, nous nous intéressons au régime sinusoïdale de la machine alimentée par son convertisseur contrôlé par MLI. Ceci va nous permettre d'analyser les ondulations du couple provoquées par le découpage de la tension qui se répercute directement sur les formes d'ondes du courant. Les ondulations du courant dépendent également de l'inductance transitoire de la phase, qui correspond dans ce cas à l'inductance cyclique de la phase [68].

Dans une deuxième étape, nous présentons des résultats de simulation basés sur le régime réel de l'ensemble du système étudié. Nous recherchons à caractériser les ondulations du couple total, quelles soient dues à la structure ou à l'alimentation. On est conduit à tenir compte des formes d'ondes réelles de la F.C.E.M et des courants. Pour les résultats, la fréquence de hachage est fixée à 2 kHz pour le prototype étudié.

V.7.1 Présentation de quelques résultats

1)- Ondulation de couple due à l'alimentation

Nous considérons, dans ce cas, que la machine fonctionne en régime sinusoïdal. Les Figures (V.11. a) et (V.11. b) représentent, pour le prototype étudié, le courant de phase et le couple instantané pour deux valeurs du rapport de modulation 0,5 et 0,8 respectivement obtenus par simulation. Celles-ci font apparaître l'effet du découpage MLI sur la forme d'onde de courant. Ces ondulations influent directement sur l'allure du couple instantané.

2)- Ondulations globales du couple

Dans ce cas, les formes d'ondes considérées sont réelles. Nous présentons sur les Figures (V.12. a) et (V.12. b) le courant de phase et le couple instantané, pour les mêmes valeurs du rapport de modulation 0,5 et 0,8 respectivement et pour une ouverture des aimants égale à 100 %. Les Figures (V.13. a) et (V.13. b) montre, pour les mêmes valeurs du rapport de modulation

et pour une ouverture des aimants de 82 %, que les ondulations du couple qui subsistent sont pratiquement celles de l'alimentation.

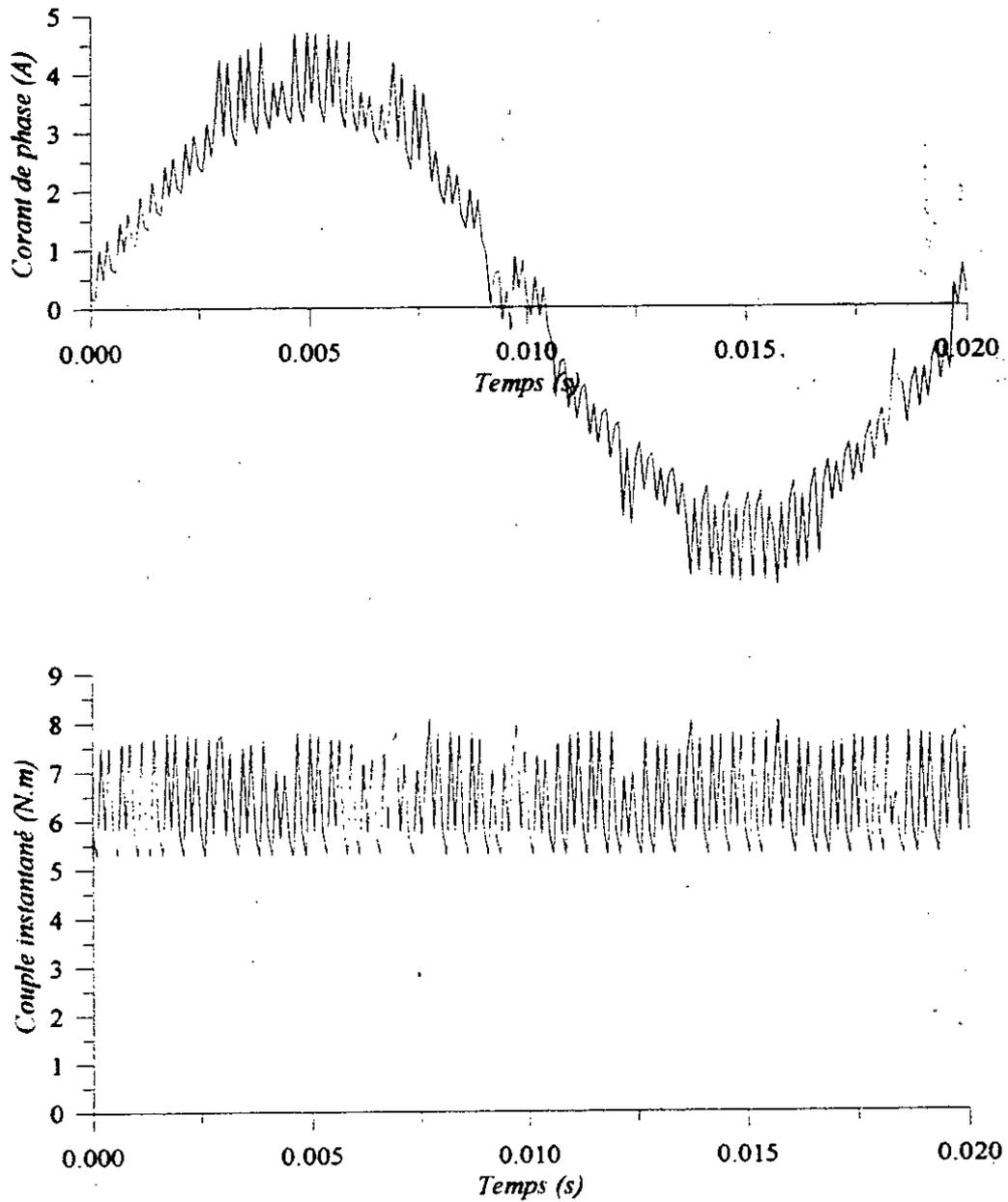


Figure V.11.a Courant de phase et couple instantané pour une vitesse de 1000 tr/min et pour $R_m=0,5$.

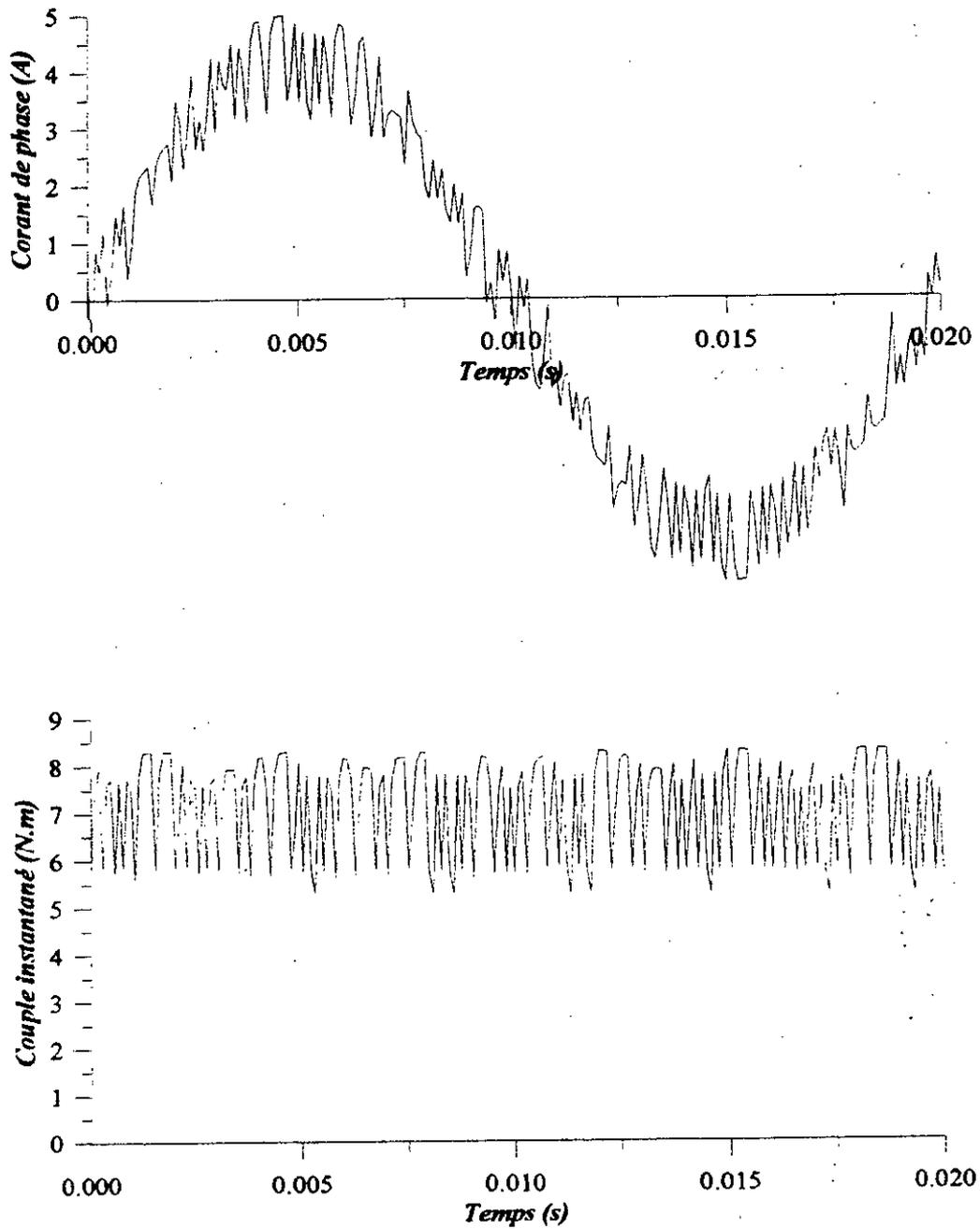


Figure V.11. b Courant de phase et couple instantané
pour une vitesse de 1000 tr/min et pour $R_m=0,8$.

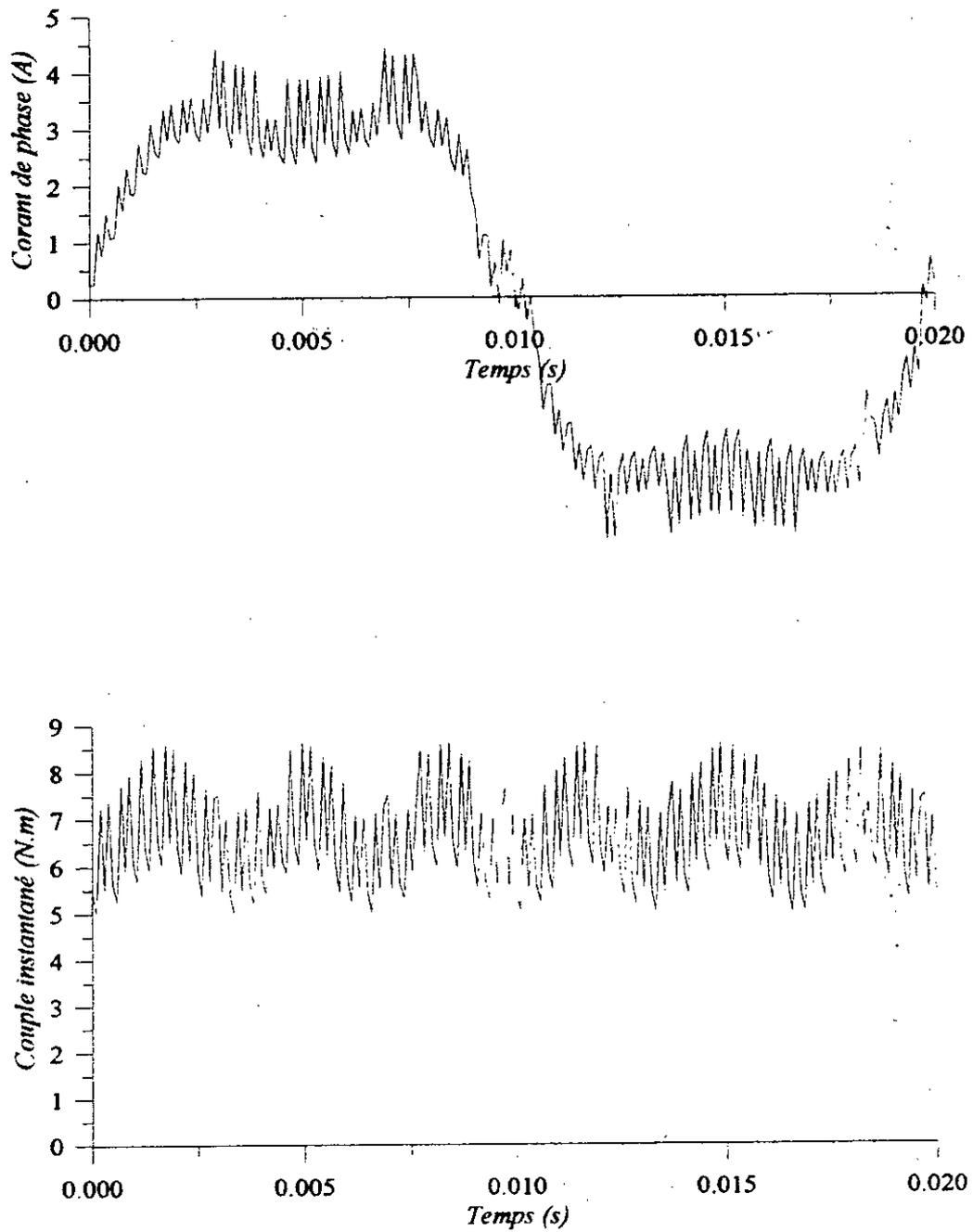


Figure V.12. a Courant de phase et Couple instantané pour une ouverture des aimants de 100% et pour $R_m=0,5$.

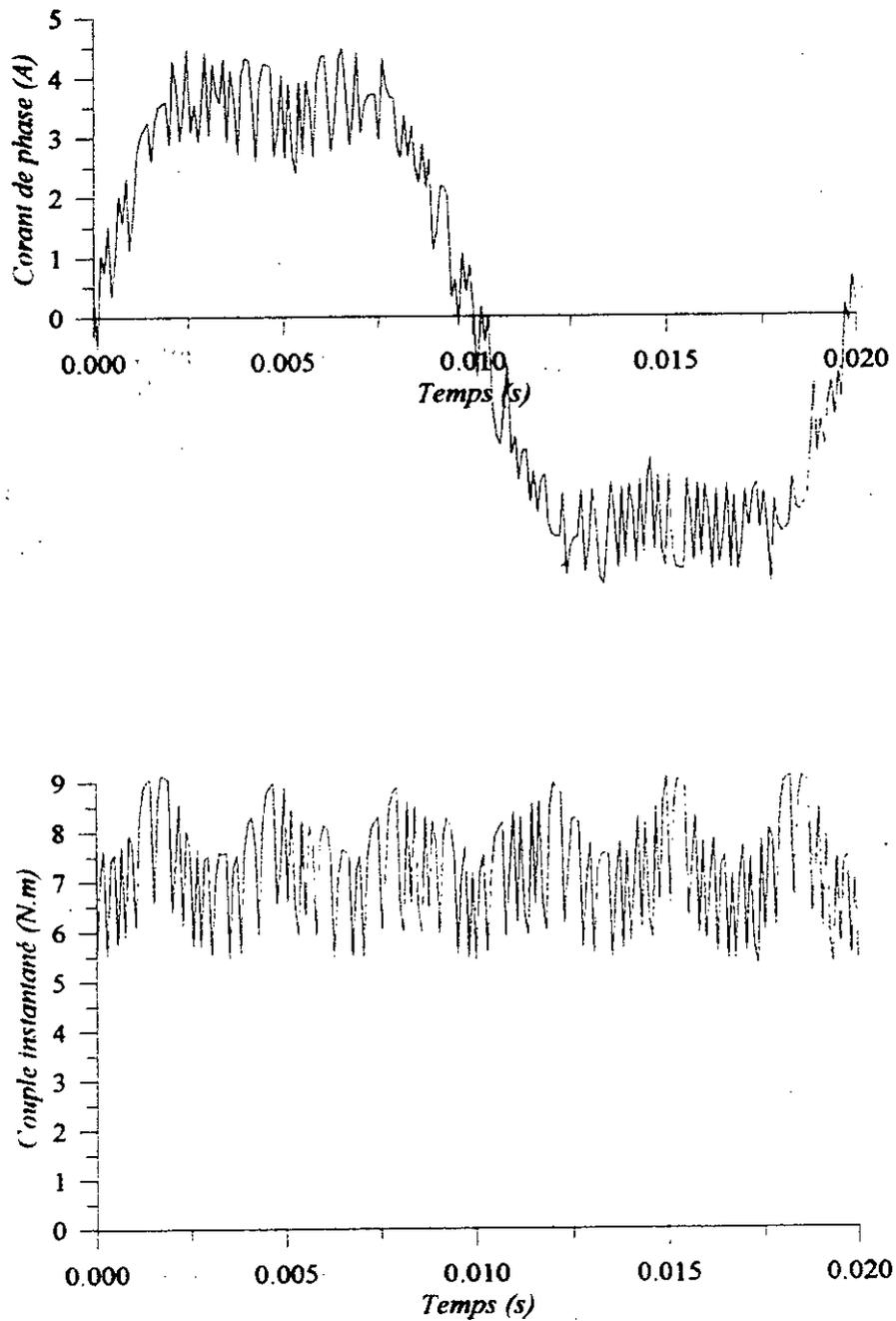


Figure V.12. b Courant de phase et Couple instantané pour une ouverture des aimants de 100% et pour $R_m=0,8$.

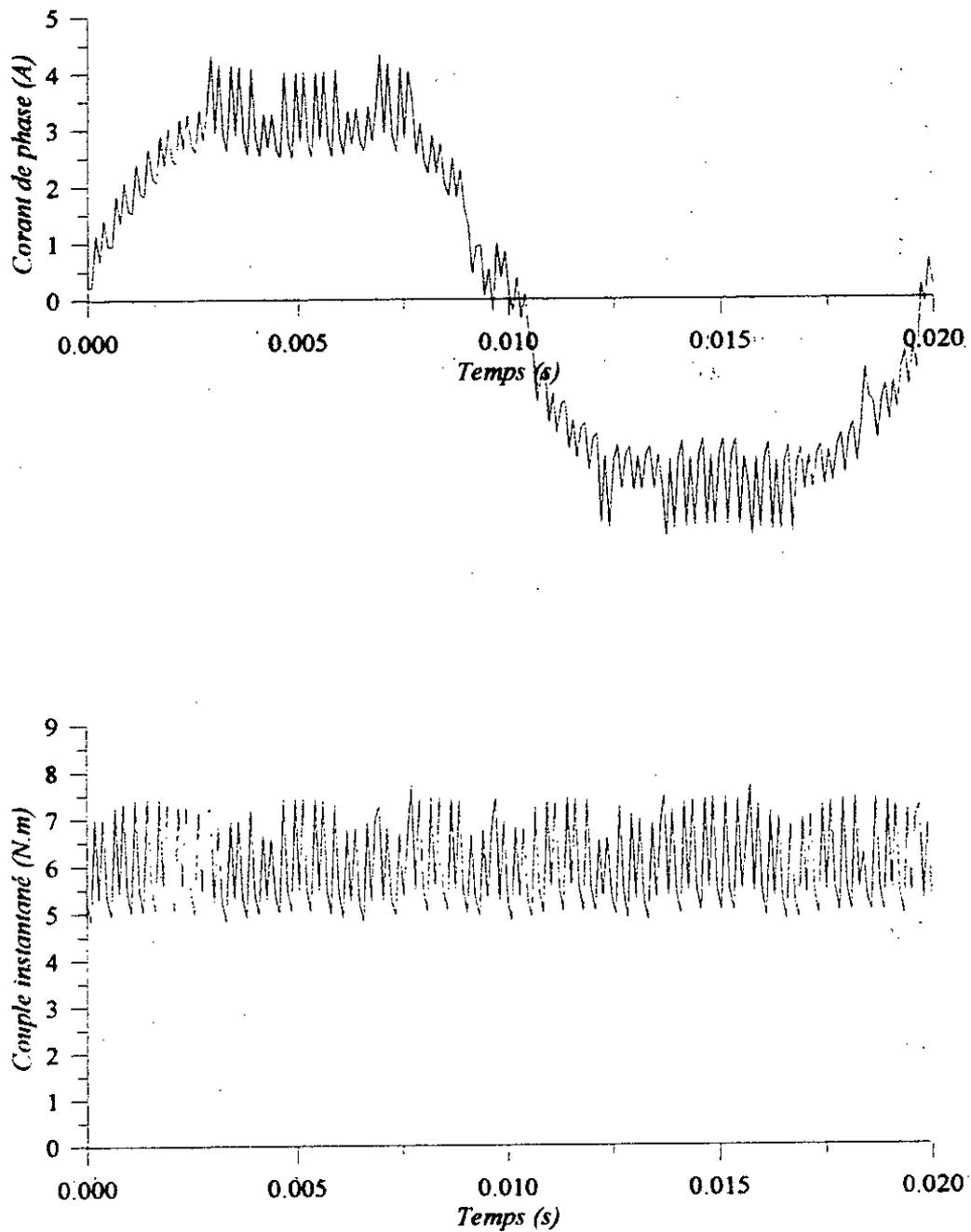


Figure V.13. a Courant de phase et Couple instantané, pour le prototype étudié, pour une ouverture des aimants optimale (82 %) et pour $R_m=0,5$.

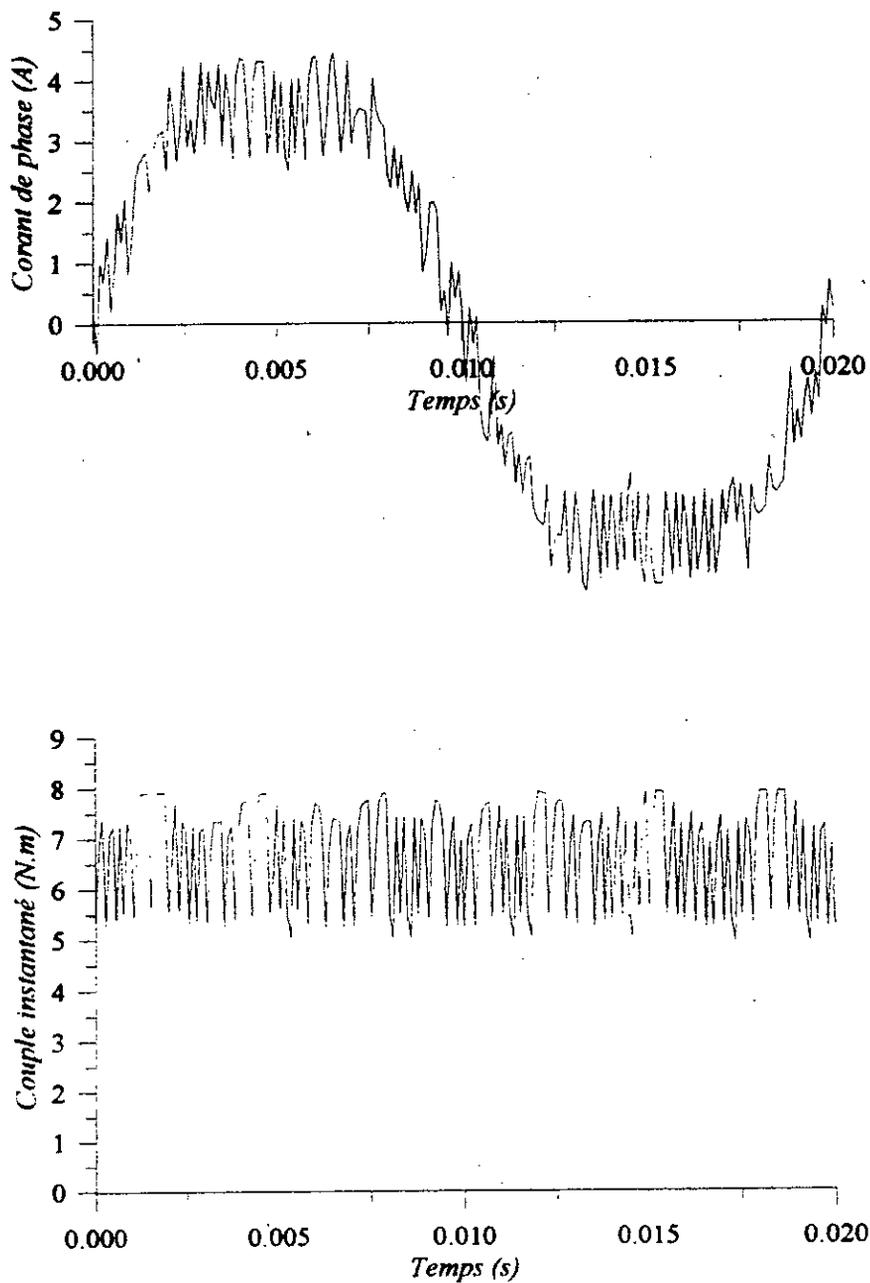


Figure V.13.b Courant de phase et Couple instantané, pour le prototype étudié, pour une ouverture des aimants optimale (82 %) et pour $R_m=0,8$.

V. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'étude de l'association de la machine synchrone à aimant permanent à enroulement dans l'entrefer à un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI. Ce type d'alimentation est choisi en fonction des résultats obtenus au chapitre précédent concernant les ondulations de couple dues à la structure de la machine. Nous avons établi ensuite une méthode d'étude de l'ensemble du système, basée sur le modèle analytique développé au chapitre III, qui permet, à partir des équations électriques de la machine et de la connaissance des tensions imposées par l'onduleur, de déterminer les courants de phases et le couple électromagnétique instantané.

La simulation en fonctionnement sinusoïdale de la machine nous a permis d'évaluer les ondulations de couple dues à la forme d'onde des courants même si leurs amplitude est relativement faible. L'élévation de la fréquence de découpage permet d'améliorer ces résultats.

CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous avons effectué concerne l'étude des performances d'une machine synchrone à aimants permanents à entrefer lisse. Ce type de structure, à géométrie assez simple, favorise l'utilisation de modèles analytiques de calcul de champ comme elle est en principe apte à délivrer un couple électromagnétique de qualité.

Une réflexion préliminaire nous a orienté vers les différentes sources d'ondulations de couple au niveau des machines à aimants permanents et vers les solutions existantes permettant de minimiser ces dernières. Il s'est avéré que les techniques utilisées consistent souvent à agir sur la structure de la machine et/ou sur la stratégie de commande associée. La machine à aimants à entrefer lisse s'inscrit dans cette optique, car la suppression de l'encoche statorique favorise la réduction des ondulations de couple et du bruit par suite de l'élimination totale du couple de détente. En effet, l'examen de la mise en oeuvre d'un enroulement dans l'entrefer en présence d'aimants terres rares a montré que la structure à entrefer lisse est adaptée aux formes d'ondes sinusoïdales pour l'alimentation. Nous avons établi un modèle analytique de calcul de champ en 2D. A travers ce modèle et moyennant les hypothèses simplificatrices, toutefois compatibles avec l'objectif visé, nous avons pu accéder aux grandeurs caractéristiques de la machine en tenant compte de l'influence de l'ensemble des harmoniques supérieurs sur les performances de la machine étudiée. Notons aussi que ce modèle, bien adapté à l'étude de l'influence des paramètres géométriques, peut être exploité pour étudier l'ensemble convertisseur-machine.

Ainsi, pour certaines contraintes thermiques et mécaniques fixées, nous avons montré l'impact de l'entrefer magnétique sur l'amplitude de l'induction au niveau des enroulements. L'épaisseur des aimants, nécessaire pour avoir un niveau d'induction appréciable, est relativement plus importante que dans le cas où les encoches existent. En ce qui concerne l'épaisseur des enroulements, celle-ci est un paramètre déterminant pour le couple développé par la structure. Toutefois, son augmentation est limitée par le niveau d'induction désirée dans l'entrefer.

Sous les mêmes hypothèses et dans les mêmes conditions, les résultats obtenus analytiquement concordent avec ceux issus du code numérique testé. Nous avons montré ensuite que les ondulations du couple dues à la structure de la machine peuvent être réduites à des niveaux très bas par action sur les paramètres géométriques. Ainsi, nous estimons que pour le prototype étudié, qu'un minimum d'ondulations de couple, avec des performances acceptables, peut être obtenu pour une ouverture des aimants voisine de 82% du pas polaire, pour une épaisseur des

aimants voisine de 10 mm et pour une épaisseur des enroulements proche de 5 mm. En fonction de ces résultats, nous avons considéré l'ensemble convertisseur-machine afin d'évaluer les ondulations du couple dues à l'alimentation. A partir du modèle analytique développé, nous avons mis en évidence l'influence de la forme d'onde du courant, délivré par un onduleur à tension contrôlé par MLI, sur le couple instantané en régime du fondamental. Les résultats de simulation, obtenus pour une fréquence de hachage de 2 kHz, montrent l'impact du découpage MLI sur les ondulations du couple. D'autre part, des résultats de simulation, obtenus en considérant les formes d'ondes réelles de la f.e.m et des courants, montrent une amélioration de l'allure du couple instantané, celle-ci peut être due à une compensation des deux sources d'ondulation de couple.

Enfin, nous estimons que la structure à entrefer lisse, même si elle est pénalisée par un volume d'aimant important, reste toutefois intéressante pour des applications à haute performance. Ainsi, la relative simplicité de cette structure adaptée à un calcul analytique s'avère très riche en renseignements.

En perspective à ce travail, il serait intéressant d'affiner le couplage électromagnétique de l'ensemble convertisseur-machine à aimants permanents et à enroulement dans l'entrefer pour analyser l'influence des harmoniques de rang supérieur sur les performances du couple, tout en tenant compte de la commutation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **A. YOUNSSI**, "Contribution aux calculs des machines synchrones à aimants permanents" Thèse de Doctorat de l'INPLorraine (France), Mai 1992.
- [2] **T. SEBASTIAN, G.R. SLEMON**, "Modeling of permanent magnet synchronous motors", *IEEE Trans on Magnetics*, vol. MAG-22, No. 5, Sept 1986, pp. 1741-1743.
- [3] **Y.FU**, "Commande vectorielle des machines à courant alternatif: Etude des problèmes liés à la numérisation des régulateurs", Thèse de Doctorat de l'Université Catholique de Louvain, Belgique Dec 1995.
- [4] **T. CANON & J. P. CONARD**, "Une méthode de commande numérique d'un actionneur synchrone à aimants", *RGE* No. 7, Juin 1989, pp. 29-32.
- [5] **L. HADJOUT**, "Analyse des performances électromagnétique d'une synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse", Thèse de Magister de l'ENP d'Alger, 1994.
- [6] **B. NOGAREDE, D. HOTTOIS, M. LAJOIE MAZENC**, "Aimants permanents et induits sans encoches: La solution pour les puissances élevées à basse vitesse", *Colloque Européen SEE* Grenoble, pp. S3/3.1-3, 1990.
- [7] **R. IBTIOUEN**, "Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine à aimants insérés", Thèse de Doctorat d'état, ENP, avril 1993.
- [8] **E. FAVRE, L. CARDOLETTI & M. JUFER**, "Permanent magnet machine: A comprehensive approach to cogging torque suppression", *IEEE Trans. on Ind. Applicat*, vol. IA-29, No. 6, Nov/Dec 1993, pp. 1141-1149.
- [9] **K. BOUGHRARA**, "Analyse des ondulations de couple d'une BDCM à pôles lisses", Thèse de Magister de l'U.S.T.H.B, Juillet 1997.
- [10] **R. P. DEODHAR, T. M. JAHNS**, "Prediction of cogging torque using the flux-MMF diagram technic", *IEEE Trans. on Ind. Applicat*, vol. 32, No. 3, 1996, pp. 569-576.
- [11] **W. JAFFE**, "More teeth for toothless motors", *Machine Design* / August 8, 1985, pp. 18-20.
- [12] **B. LAPORTE, C. BERENGER & P. MANFE**, "Machine synchrone autopilotée à aimants permanents à enroulement dans l'entrefer", *Colloque Européen SEE*, Grenoble, S5/6.1-6, 1990.
- [13] **A. M. SITZIA, B. J. CHALMARS**, "Electromagnetic design of brushless DC motor with slotless stator", *IEE 3rd International Conference on Electrical Machines and Drives*, Nov 1987, pp.260-264.
- [14] **B. LAPORTE, PH. MANFE**, "Machines à aimants: de la conception au prototype", *Firtech Univerdustrie 91*, Nancy 23-24 Mai 1991, pp. 173-187.
- [15] **B. NOGAREDE**, "Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse", Thèse de Doctorat, INPToulouse, Juin 1990.
- [16] **M. LAJOIE MAZENC, J. HECTOR, J. FAUCHER**, "Notice d'utilisation du code DIFIMEDI", *LEEI*, (INPT), Toulouse, 1981.
- [17] **K. BENGHEZAL**, "Contribution a l'étude d'actioneurs synchrones à aimants permanents", Thèse de Doctorat de l'INPGrenoble, 1991.
- [18] **R. BOLTON & N. M. MALLINSON**, "Investigation into a class of brushless dc motor with quasi-square voltages and currents", *IEE Proceeding*, vol. 133, pt. B, No. 2, March 1986, pp. 103-111.
- [19] **Y. CHO, J.D. BAE, S.K. CHUNG, M. J. YOUN**, "Torque harmonics minimisation in permanent magnetic synchronous motor with back EMF estimation", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 141, No. 6, 1994, pp.323-330.
- [20] **T. SEBASTIAN, V. GANGLA**, "Analysis of induced emf waveform and torque ripple in a brushless permanent magnet machine", *IEEE Trans. on Ind. Applicat*, vol. 32, NO. 1, Jun/Feb 1996, pp. 195-200.
- [21] **A. SAADOUN**, "The Analysis of the performance of a permanent magnet synchronous generator", Thesis of Master of Science (Eng), University of Liverpool, August 1989.

- [22] **D. C. HANSELMAN**, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of permanent magnet motors", *IEEE Trans on Ind. Electron.*, Vol. 41, NO. 3, June 1994, pp. 292-300.
- [23] **P. PULLANGE**, "Moteurs cylindrique à aimants permanents: De bones performances aux moyennes et grandes vitesses", *RGE*, No. 3, Mars 1987, pp. 62-64.
- [24] **R. KECHROUD**, "Etude d'une machine à aimants permanents à concentration de flux en fonctionnement autopiloté", Thèse de Magister, USTHB, Juin 1996.
- [25] **R. CARLSON, M. LAJOIE MAZENC**, "A synthesis of torque ripple probleme and solutions in electronically commutated permanent magnet synchronous machine", *International Conference on the Evolution & Modern Aspects of Synchronous Machines*, Zürich 27/29 August 1991, part. 3, pp. 1077-1082.
- [26] **B. LAPORTE, R. IBTIOUEN & M. CHABANE**, "Recherche de performance optimales pour une machine synchrone à aimants insérés par une méthode integrale de frontière metant en jeu une méthode analytique", *J. Phys. III France 2* (1992), pp. 1891-1904.
- [27] **R. P. DEODHAR, D. A. STATON, T. M. JAHNS & J.E. MILLER**, "Prediction of Cogging Torque Using the Flux-MMF Diagram Technique", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 32, No. 3, May/ June 1996, pp.569-576.
- [28] **M. JUFER**, "Evolution des moteurs synchrones: du moteur pas-à-pas au moteur synchrone auto-commuté", *RGE* No. 7, 1989, pp. 13-18.
- [29] **M. LABRAGA, B. DAVAT & all**, "Un servomoteur à aimants permanents en ferrite pour entrainement direct", *RGE*, No. 7, Juillet 1989, pp. 38-42.
- [30] **P. VIAROUGE, M. LAJOIE MAZENC, & C. ANDRIEUX**, "Design and Construction of a Brushless Permanent Magnet Servomotor for Direct-Drive Application", *IEEE Trans on Ind. Applicat.*, vol. IA-23, No. 3, May/June 1987, pp.526-531.
- [31] **F. PAZOS FLORES**, "Machines synchrones autopilotées: Modelisation pour la simulation et l'optimisation du pilotage", Thèse de Doctorat de l'I.N.P de Grenoble, Oct. 1992.
- [32] **M. LAJOIE MAZENC**, "L'alimentation et la commande des machines synchrones", *Journées du Club EEA*, Toulouse 14 -18 Mars 1991, pp. 1-29.
- [33] **J. P. YONNET, L. R. GUIRESSE, & C. CHILLET**, "Moteur pas à pas à aimants permanents: Etude des pertes", *RGE*, No. 7, Juillet 1989, pp. 43 - 46.
- [34] **A. LE-HUY, R. PERRET, & R. FEUILLET**, "Minimisation of torque ripple in brushless DC motor drives", *IEEE, IAS*, 28 C, 1985, pp. 790 - 797.
- [35] **T. M. JAHNS**, "Torque production drives with rectangular current excitation", *IEEE Trans on Ind. Applicat*, vol. IA-20, No. 4, 1984, pp. 803 - 813.
- [36] **R. CARLSON, M. LAJOIE MAZENC & C. D. S. FAGUNDES**, "Analysis of torque ripple due to the phase commutation", *IEEE, I.A.S Annual Meeting*, Seattle U.S.A, Oct 7/12, 1990, vol. 1, pp. 287-292.
- [37] **P. PILAY & R. KRISHMAN**, "Modeling , simulation, and analysis of permanent magnet motor drives. Part I: The permanent magnet synchronous drive", *IEEE Trans on Ind. Applicat*, vol. 25, No. 2, 1989, pp. 265-273.
- [38] **B. ROBYNS**, "Commande numérique évoluée d'actionneurs à courants alternatif", Thèse de Doctorat de l'Université Catholique de Louvain, Belgique 1993.
- [39] **R. SPEE & A.K. WALLACE**, "Performance characteristics of brushless DC drives", *IEEE I.A.S*, 1987, pp. 1- 6.
- [40] **M. A. BOOST & P. D. ZIOGAS**, "State-of-the-art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation", *IEEE Trans on Ind. Applicat.*, vol. 24, No. 2, March/April 1988, pp. 271-280.

- [41] **P. A. DAHONO, Y. SATO, & T. KATAOKA**, "Analysis and Minimization of ripple Components of Input Current and Voltage of PWM Inverters", *IEEE Trans on ind. Applicat.*, vol. 32, No. 4, July/August 1996, pp. 945-950.
- [42] **S. CLENET, Y. LEFEVRE, N. SADOWSKI, S. ASTIER & M. LAJOIE MAZENC**, "Compensation of Permanent magnet Motors Torque Ripple by Means of Current Supply Waveshapes Control Determined by Finite Element Method", *IEEE Trans on Magnetics*, vol. 29, No. 2, March 1993, pp. 2019-2023.
- [43] **A. RUDI**, "Utilisation de nouveaux matériaux", *RGE*, No. 8, Sept 1994, pp. 47-48.
- [44] **M. A. RAHMAN & G. R. SLEMON**, "Promising application of Neodymium Boron Iron Magnets in Electrical Machines (Invited)", *IEEE Trans on Magnetics*, vol. MAG-21, No. 5, 1985, pp. 1712-1716.
- [45] **E. SPOONER**, "DC traction motor with slotless armature", *Proceeding IEE*, vol. 133, No. 2, 1985, pp. 367-368.
- [46] **E. SPOONER**, "Increasing the power limits for DC machines by means of slotless armatures", *ICEM 86*, pp.
- [47] **L. ZHE-SHENG**, "Transient equations and D,Q axis equivalent circuit of a superconducting generator", *Electrical Machines and Power Systems*, Vol. 12, 1987, pp. 287-300.
- [48] **J. L. KIRTLEY, JR**, "Application of superconductors - High T_c and otherwise - to electric power generators", *Electrical Machines and Power Systems*, vol. 15, 1988, pp. 121-134.
- [49] **M. M. RADULESCU, K. BIRO, V. IANCO & P. MURESAN**, "Field analysis of slotless permanent-magnet servomotor with electronic commutation", *ICEM 94*, Paris, pp. 327-332.
- [50] **B. LAPORTE, C. BERENGER et P. MANFE**, "Synchronous permanent magnet machine owning winding in the airgap", *Modeling and Control of Electrical Machines*, North-Holland Elsevier, 1991, pp. 53-58.
- [51] **C. BERENGER**, "Contribution à l'étude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents à enroulement dans l'entrefer", Thèse de Doctorat de l'INPL, Dec 1989.
- [52] **D. E. HESMONDHALGH, D. TIPPING**, "Slotless construction for small synchronous motors using samarium cobalt magnets", *IEE Proceeding*, vol. 129, pt.B, No. 5, Sept 1982, pp. 251-261.
- [53] **M. M. STEEVES, J. L. KIRTLY, JR**, "Toroidal winding geometry for high-voltage superconducting alternators", *IEEE Trans on Power Apparatus and system*, pp. 1902-1908.
- [54] **S. ALLANO, A. LEBouc & R. PERRET**, "Pertes dans les circuits magnétiques: Une modélisation complexe", *RGE* No. 3, 1987, pp. 35 - 44.
- [55] **G. R. SLEMON**, "On the design of High-Performance Surface-Mounted PM Motors", *IEEE Trans. on I.A.*, VOL. 30, No. 1, 1994, pp. 134 -140.
- [56] **Y. OUAZIR, R. IBTIOUEN, O. TOUHAMI, S. MEKHTOUB & K. BOUGHRARA**, "Analyse des performances d'une machine synchrone à aimants permanents à enroulement dans l'entrefer", *Actes des 2^{èmes} JST'97*, 05 & 06 Mai, Boumerdes 1997, Vol.2, pp.405- 408.
- [57] **T. SEBASTIAN, G.R. SLEMON**, "Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor drives", *IEEE Trans. on I.A.*, Vol. 23, No. 2, 1987, pp. 327-333.
- [58] **S. HARMIM**, "Etude analytique de machines synchrones à aimants permanents", Thèse de Doctorat de l'INPG, Dec 1993.
- [59] **J. C. SABONNADIÈRE**, "Conception des machines électriques: La modélisation facilite la conception", *RGE*, No.3, 1987, pp. 11-20.

- [60] **K. J. BINNS, P. J. LAWRENSEN & C. W. TROWBRIDGE**, "The analytical and numerical solution of electrical and magnetic field", Edd. John Wiley & Sons, 1992.
- [61] **A. V. IVANOV**, "Inductive reactances of multiple synchronous machine non magnetic rotor and toothless stator", *Electrotehnika*, Vol. 57, No. 12, pp. 13-16, 1986.
- [62] **P. BRISSONNEAU**, "Les aimants à base de terres-rarres: Très performants, mais couteux", *RGE*, No. 3, 1987, pp. 21-28.
- [63] **N. BOOLES**, "Prediction of no-load flux density distribution in permanent magnet machines", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. IA-21, No. 4, May/June 1985.
- [64] **Y. KAWASE, T. YAMAGUCHI & Y. HAYASHI**, "Analysis of cooging torque of permanent magnet motor by 3-D finite element method", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol 31, No.3, May 1995.
- [65] **B. NOGAREDE, M. LAJOIE MAZENC, B. DAVAT**, "Modélisation analytique de machines à aimants sans encoches", *Revue de phys. Appl.*, 25 (1990), pp. 707-720.
- [66] **Y. OUAZIR, R. IBTIOUEN, O. TOUHAMI, S. MEKHTOUB & K. BOUGHRARA**, "Calcul d'une machine synchrone à aimants permanents à enroulement dans l'entrefer", *Proceeding of the CMSES'97*, SAIDA 13th-14th May, 1997.
- [67] **DURAND**, "magnetostatique", edition Masson, Paris, 1968.
- [68] **Z. Q. ZHU, D. HOWE & T. S. BIRCH**, "Calculation of winding inductances of brushless motors with surface-mounted permanent magnets", *ICEM 1994*, pp. 327-332.
- [69] **B.LAPORTE**, "Enroulements des Machines Electriques", Cours non édité de l'ENSEM, INPL, France, 1991.
- [70] **E. FAVRE, M. JUFER**, "Conception d'un moteur électromagnétique à caractéristique de couple angulaire imposée", *Congrès SEE sur les moteurs pas à pas*, Nancy, 1984, pp. 169-178.
- [71] **E. FAVRE, M. JUFER**, "Simulation du régime permanent de moteurs synchrones par une analyse harmonique", pp. 167-178.