

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

4/95

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

**ETUDE D'UNE MACHINE A COURANT CONTINU
SANS COLLECTEUR**

Proposé par:
M^{re}: RIBTOUEN

Etudié par:
Z.AHMED CHAOUCH
M.L.AZOUZI

Dirigé par:
M^{re}: RIBTOUEN

PROMOTION: JUILLET 95

10, Avenue Hacem Badi, EL HARRACH, ALGER

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE

المركز الوطني للدراسات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

**ETUDE D'UNE MACHINE A COURANT CONTINU
SANS COLLECTEUR**

Proposé par:
M^{re}: RIBTOUEN

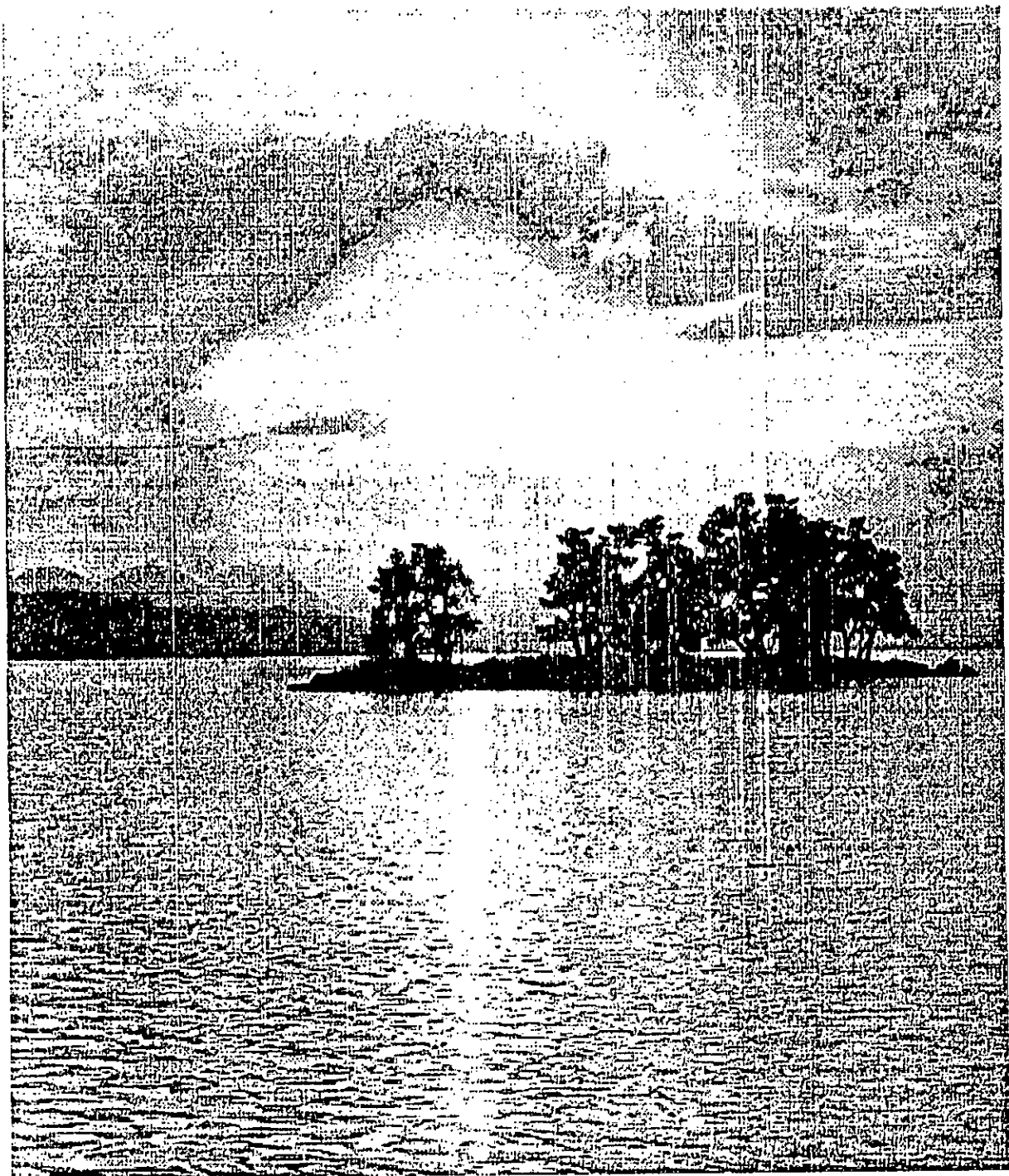
Etudié par:
ZAHMED CHAOUCH
M.LAZOUZI

Dirigé par:
M^{re}: RIBTOUEN

PROMOTION: JUILLET 95

10, Avenue Hacén Badi, EL HARRACH, ALGER

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique



SOMMAIRE

NOMENCLATURE	
INTRODUCTION GENERALE.....	02

CHAPITRE I GENERALITES

I.1. Introduction	05
I.2. Machine synchrone classique	05
I.3. Aimants permanents	07
I.4. Modélisation des aimants permanents	10
I.5. Conclusion	13

CHAPITRE II LA MACHINE A COURANT CONTINU SANS COLLECTEUR (BRUSHLESS DIRECT CURRENT MACHINE, BDCM)

II.1. Introduction	15
II.2. Analogie machine synchrone autopilotée-machine à courant continu classique	16
II.3. Fonctionnement autopiloté de la machine synchrone	17
II.4. Moteur synchrone autopiloté à aimants (BDCM)	18
II.5. Conclusion	26

CHAPITRE III CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS

III.1. Introduction	28
III.2. Présentation du type de structure étudiée	29
III.3. Circuit électrique équivalent de la machine synchrone à aimants	29
III.4. Influence des paramètres géométriques d'inducteur sur le courant d'aimant équivalent	44

III.5. Influence des paramètres géométriques d'inducteur sur le couple	46
III.6. Effet des harmoniques du courant sur le couple	48
III.7. Comparaison avec les résultats obtenus par une autre approche	52
III.8. Conclusion	54

CHAPITRE IV

ETUDE DES ONDULATIONS DE COUPLE D'UNE BDCM

IV.1. Introduction	56
IV.2. Analyse des ondulations de couple dues à la commutation	57
IV.3. Ondulations de couples dues aux formes d'ondes de la f.e.m et du courant d'alimentation	72
IV.4. Ondulations de couple dues au couple de détente	80
IV.5. Conclusion	82
CONCLUSION GENERALE	84
BIBLIOGRAPHIE	86
ANNEXE	89



Remerciements

Nous tenons à exprimer ici, notre profonde reconnaissance à notre promoteur M: R. ABTIOUEN pour tous les conseils qu'il n'a cessé de nous prodiguer et tout le temps qu'il a consacré pour l'élaboration de ce projet.

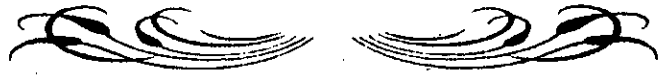
Nous adressons nos plus vifs remerciements aux membres de l'Association Scientifique Fodhil SKENDER- MEDEA en particulier, A. KADRI et H. AMROUCHE pour leur collaboration précise et dévoué.

Nous adressons également nos plus vifs remerciements au personnel de la bibliothèque de l'ENP, spécialement, Salah, Karim, Krime et Sabina, pour l'aide constante et le dévouement qu'il nous ont prodigué.

Que tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à notre formation veuillent bien accepter ici l'expression de notre profonde gratitude et nos sincères salutations.

Lamine & Louheir

Dédicaces



A celle qui a souffert en me regardant en train de croître et munir étape par étape devant ses yeux, qui a donné son corps et son âme sacrifice pour m'offrir un milieu favorable pour ma croissance normale... Ma mère puis Mère puis Mère.

A celui qui était plus content que moi le jour où j'ai franchi le baccalauréat, et m'a offert un soutien moral et le bonheur au détriment de ses nécessités pour me voir aujourd'hui à ses côtés comme étant un cadre... Mon Père.

A mes frères, El Hadi et El Houari et mes sœurs Rachida et Salima en témoignage de notre amour fraternel.

A mes grands parents, la source d'affection.

A mes chers oncles et tantes qui m'ont toujours soutenu et en particulier, mon oncle Ahmed pour son soutien matériel et moral.

A l'hommage de regretté frère et ami Hacène, et à la mémoire de mon oncle Abdelkader.

A tous mes amis qui me sont très chers, particulièrement, ceux de mon milieu...

Je dédie ce modeste travail

M. LAZOUZI

Dédicaces



A celle qui m'a pris dans ses bras, là où je fais recours à tout moment d'inquiétude, qui a donné son corps et son âme sacrifiée pour qu'elle puisse dire un jour: mon fils, je t'ai formé ingénieur... *A* ma mère.

A celui qui s'est privé même du plus nécessaire pour qu'il nous assure le bonheur et la réussite, à qui je dois un amour et un respect particulier: Mon père, je suis fier d'être ton fils.

A mon petit frère Smaïn et ma chère sœur Réma en témoignage de notre profond amour fraternel.

A mes chers oncles et tantes qui m'ont toujours encouragé, et spécialement mon oncle Bachir pour son soutien moral et matériel.

A la mémoire de mon cher grand père et mon fidèle ami Hacène.

A mes amis les plus proches: Rachid, Saïd et Réda.

A tous ceux qui me sont chers...

*J*e dédie ce modeste travail

NOMENCLATURE

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

L_d, L_q : Inductances suivant les axes d et q.

V_d, V_q : Tensions des bobines équivalents d'axes d et q.

i_d, i_q : Courant des bobines équivalents d'axes d et q.

N_s : Nombre de spires en série par pôle et par phase.

β : Angle entre le champ statorique et rotorique.

F_d, F_q : Fmm d'axes d et q.

R_{gd}, R_{gq} : Ré reluctances de l'entrefer suivant les deux axes d et q.

R_{md}, R_{mq} : Ré reluctances d'aimant suivant les deux axes d et q.

R_l : Ré reluctance équivalente de fuite.

L_{gd}, L_{gq} : Inductances de l'entrefer suivant les deux axes d et q.

L_{0d}, L_{0q} : Inductances magnétisantes suivant les deux axes d et q.

L_d, L_q : Inductances d'axes d et q.

i_m : Courant équivalent aux aimants.

Φ_d, Φ_q : Flux d'axes d et q.

S : Section de l'encoche.

τ_D : Pas dentaire.

τ_P : Pas polaire.

ε : Ouverture de l'encoche.

b : Profondeur de l'encoche.

q : Nombre d'encoches par pôle et par phase.

Introduction Générale

*Le progrès de la connaissance se resume peut être en une meilleur
comprehension de notre ignorance*

Robert Mossé

INTRODUCTION GENERALE

Le moteur à courant continu classique, naturellement adapté à la vitesse variable, a permis durant la première moitié de ce siècle de satisfaire la plus grande partie des besoins. Toutefois, certaines applications tolèrent mal la présence du collecteur mécanique pour plusieurs raisons [1]. En effet, ces inconvénients dus au collecteur ont incité les constructeurs de machines électriques à développer des solutions en faisant appel à des machines sans collecteur. Les moteurs synchrones autopilotés se sont révélés très intéressants.

L'apparition des aimants performants et le développement de l'électronique de puissance ont provoqué un intérêt grandissant pour les investigations dans le domaine des associations convertisseurs statiques- machines synchrones à aimants permanents et ont apporté aux processus industriels d'énormes avantages: performances, économies d'énergie, maintenance réduite, couple volumique élevé, ...[2, 3].

Ce type d'associations se développe dans les gammes des petites et moyennes puissances pour les systèmes de positionnement en robotique et lorsqu'on recherche un couple massique élevé dans des procédés à vitesse variable[4].

Au niveau de ce travail, on s'intéresse à la machine à courant continu sans collecteur c'est à dire à la machine à aimants en fonctionnement autopiloté. Le rotor est à pôles lisses, facile à concevoir et ne nécessite en fonctionnement autopiloté qu'une électronique de commande assez simple [5]. Leur large entrefer magnétique impose l'utilisation d'aimants très performants, pour garder une induction appréciable au niveau de l'entrefer.

Notre objectif consiste à étudier **un modèle simple de la machine synchrone à aimants** permettant de déterminer ses performances sans perdre de vue **les dimensions géométriques des aimants**.

Dans le premier chapitre, nous exposons les caractéristiques générales des matériaux pour aimants, utilisés dans la construction des machines électriques.

Au deuxième chapitre, nous présentons les deux catégories des machines synchrones à aimants autopilotées, ainsi que leurs alimentations.

Dans le troisième chapitre, nous développons le modèle d'étude utilisé, avec un calcul des différents éléments du circuit électrique équivalent de la machine. Nous exploitons par la suite ce modèle pour établir les expressions du couple et du courant équivalent d'aimant afin d'estimer les performances de la machine en tenant compte des dimensions des aimants.

Le quatrième et dernier chapitre, est consacré aux ondulations de couple dues à l'alimentation et à la structure ainsi que les moyens utilisés pour les minimiser.

CHAPITRE I

*La vie d'un homme n'est qu'une lutte contre l'existence avec la
certitude d'être vaincu*

Schopenhauer

CHAPITRE I GENERALITES

I.1 INTRODUCTION :

L'utilisation d'aimants modernes dans les machines associées aux convertisseurs statiques est de plus en plus adoptée pour les entraînements à vitesse variable.

La machine synchrone autopilotée à aimants constitue une des solutions largement employée [6].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons aux matériaux à aimants permanents, leurs caractéristiques et leurs domaines d'utilisation au niveau des machines électriques.

I.2 MACHINE SYNCHRONE CLASSIQUE :

Les machines synchrones constituent une des catégories importantes de machines à courant alternatif. Comme toutes les autres machines, elles sont réversibles et peuvent fonctionner en générateurs(alternateurs) ou en moteurs(par exemple: compensateurs synchrones) [7,8,9].

Une machine synchrone est caractérisée par le fait qu'elle tourne à une vitesse constante, qui ne dépend pas de la charge, appelée « vitesse de synchronisme ». Les parties essentielles d'une machine synchrone sont le stator et le rotor.

Le noyau du stator est constitué par un empilage de tôles magnétiques isolées les unes des autres, il est fixe à l'intérieur d'une carcasse massive. Dans les encoches du stator est logé un enroulement triphasé à courant alternatif

Le rotor d'une machine synchrone représente en fait un électro-aimant à pôles lisses ou à pôles saillants, dont l'enroulement est alimenté en courant continu dit « courant d'excitation ». Ce courant est amené depuis une source extérieure par l'intermédiaire des bagues de contact et des balais [8].

La présence d'un enroulement amortisseur au niveau du rotor est nécessaire pour assurer un fonctionnement stable de la machine. En effet, cet enroulement est destiné à faciliter les régimes de fonctionnement asymétriques et à amortir les oscillations du rotor lors des phénomènes transitoires [10].

Les alternateurs sont utilisés dans les centrales électriques pour la production des courants alternatifs. Les moteurs synchrones sont utilisés dans le cas où on exige une vitesse de rotation rigoureusement constante.

Parmi les avantages du moteur synchrone, il convient d'indiquer la possibilité de fonctionnement avec un courant purement capacitif. Un tel moteur pourra améliorer le facteur de puissance de l'installation. Pour la production de l'énergie réactive réglable, on utilise des compensateurs synchrones (moteurs synchrones fonctionnant à vide).

Le couple électromagnétique (Γ) d'un moteur synchrone est produit par l'interaction du champ magnétique statorique et le champ rotorique, son signe dépend du signe de l'angle de déphasage entre la f.e.m et la tension, appelé le « décalage angulaire » (δ).

Le moteur synchrone classique ne possède pas de couple de démarrage, en particulier en absence de cage d'amortisseurs, il est nécessaire de l'entraîner à une vitesse proche du synchronisme pour pouvoir le coupler sur le réseau.

Deux types de démarrage sont couramment employés:

- Démarrage par moteur auxiliaire.
- Démarrage en asynchrone(existence d'amortisseurs).

Les moteurs synchrones trouvent de nombreuses applications comme moteurs d'entraînement à vitesse de rotation constante, des machines et appareils les plus variés:

Gros ventilateurs, compresseurs, pompes centrifuges, génératrices à courant continu, etc....[11, 12].

I.3 AIMANTS PERMANENTS :

Avant d'aborder les machines synchrones à aimants nous allons citer les principaux matériaux utilisés.

Les performances de plus en plus élevées et les avantages que présentent les matériaux pour aimants récents sur les systèmes électromagnétiques font d'eux un élément de base dans l'industrie moderne et les techniques de pointe [13,14].

Les aimants permanents conservent leurs états d'aimantation même en présence d'un environnement défavorable, dans lequel se manifestent de nombreux champs antagonistes qu'on qualifie de démagnétisants [13, 14, 15].

Le deuxième quadrant du cycle d'hystérésis appelé « courbe de désaimantation » (figure I.1),est le domaine de fonctionnement de l'aimant, quand ce dernier est soumis à un champ magnétique extérieur démagnétisant.

Sur la figure I.1 nous avons :

. **Induction rémanente:** (B_r): Elle détermine la section normale nécessaire au passage du flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.

. **Champ coercitif:** (H_c): Plus sa valeur est grande, plus l'aimant est stable et résiste aux champs antagonistes (démagnétisants).

. **Produit (-B.H)_{max}:** Il définit la densité d'énergie de l'aimant.

Il est par ailleurs fondamental de connaître pour un aimant son point de curie, ainsi que sa température limite de stabilité de structure.

Il existe actuellement une grande variété de matériaux pour aimants permanents classés généralement en trois familles [14]:

. **Les ferrites:** Ce sont des matériaux céramiques « bon marché », très stables, mais fragiles, ce sont les aimants les plus compétitifs sur le plan économique et donc très utilisés pour les dispositifs « grand public ».

. **Les alliages métalliques:** Les plus intéressants pour être utilisés dans les machines électriques sont ceux du type (ALNICO) qui présentent une induction rémanente élevée mais un champ coercitif faible, donc ils sont peu stables.

. **Les alliages à base de terre rare:** Ces aimants réunissent simultanément deux qualités: Une aimantation (B_r) de l'ordre du Tesla (figure I.2), et une rigidité magnétique qui permet de les qualifier de véritablement permanents.

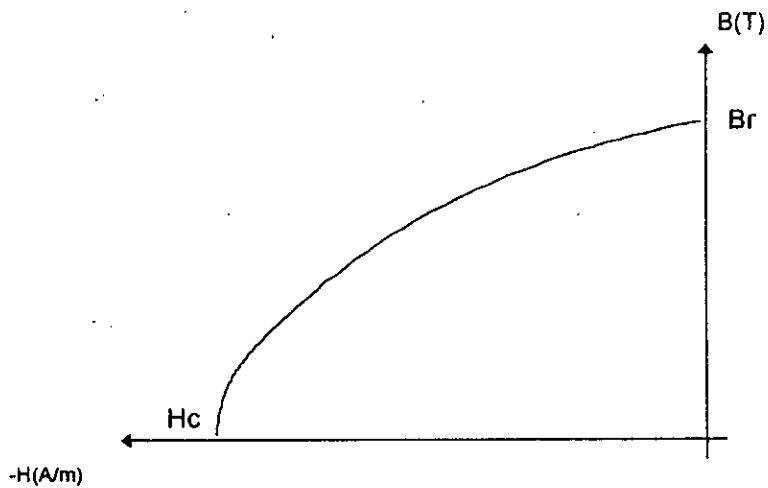


Fig. I.1 : Caractéristique de démagnétisation d'un aimant permanent.

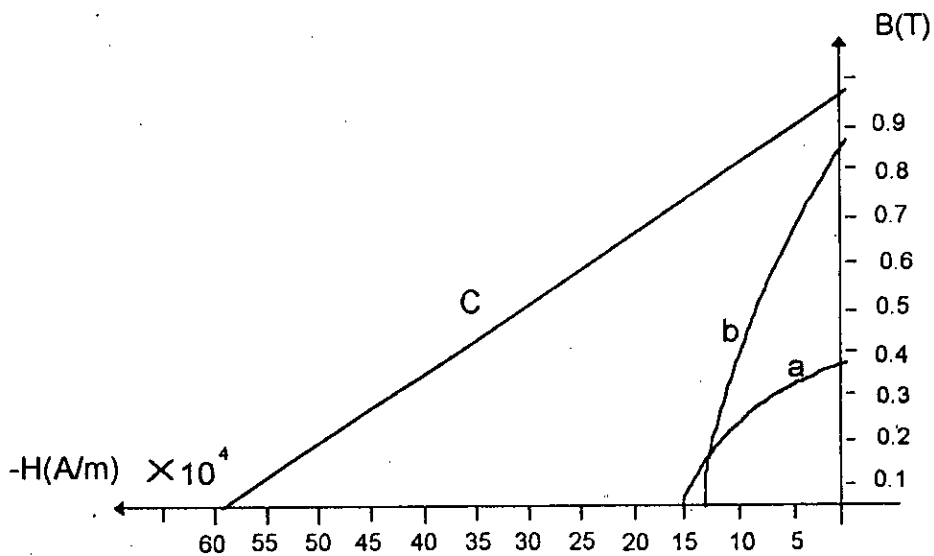


Fig. I.2 : caractéristiques magnétiques

a : Ferrites de BARYUM anisotropique

b : ALNICO anisotropique

c : terre.-rares

Malheureusement, une large commercialisation est limitée par un coût très élevé lié à une technologie de fabrication très délicate et complexe.

Parmi ces matériaux, on distingue surtout ceux à base de Samarium-Cobalt (SmCo) et ceux à base de Fer-Neodyme-Bore (FeNdB).

I.4 MODELISATION DES AIMANTS PERMANENTS :

Les aimants utilisés sous forme de barreaux; présentent une aimantation pratiquement uniforme et assez rigide (figure.I.2), ainsi qu'une perméabilité proche de celle de l'air ($\mu_{\text{aimant}} = \mu_0$). Ces hypothèses suggèrent que l'on ait [16]:

$$\nabla(\vec{M}) = 0 \quad (1.1)$$

M étant l'aimantation définie par:

$$\vec{M} = n \cdot \vec{m} \quad (1.2)$$

n: nombre d'atomes par unité de volume.

M: moment magnétique dipolaire moyen par atome.

Pour représenter un aimant permanent, on peut utiliser deux modèles: le modèle ampérien, ou le modèle coulombien.

I.4.1 Modèle ampérien :

En présence des courants, il serait plus judicieux d'utiliser la formulation en potentiel vecteur \vec{A} tel que:

$$d\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\vec{M} \wedge \vec{r}_1}{r^3} dv \quad (1.3)$$

\vec{r}_1 : vecteur unitaire.

dv: volume élémentaire de la matière aimantée.

r: distance entre le volume aimanté et un point quelconque.

En utilisant la formule de Biot et Savart on aura:

$$\vec{A} = \int_s \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\vec{M} \wedge \vec{n}}{r} ds + \int_v \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\text{rot} \vec{M}}{r} dv \quad (I.4)$$

avec \vec{n} : normale sortante à la surface.

Cette dernière expression montre que le calcul du potentiel vecteur dû à la matière aimantée peut se ramener à celui créé par deux distributions de courants fictifs; l'une volumique \vec{J} , l'autre superficielle \vec{J}_s , avec [13, 17]:

$$\vec{J} = \text{rot} \vec{M} \quad (I.5)$$

$$\vec{J}_s = \vec{M} \wedge \vec{n} \quad (I.6)$$

Avec l'hypothèse d'une aimantation uniforme, radiale et rigide, la densité volumique de courant \vec{J} est nulle et on a:

$$\text{rot} \vec{M} = \vec{0} \quad (I.7)$$

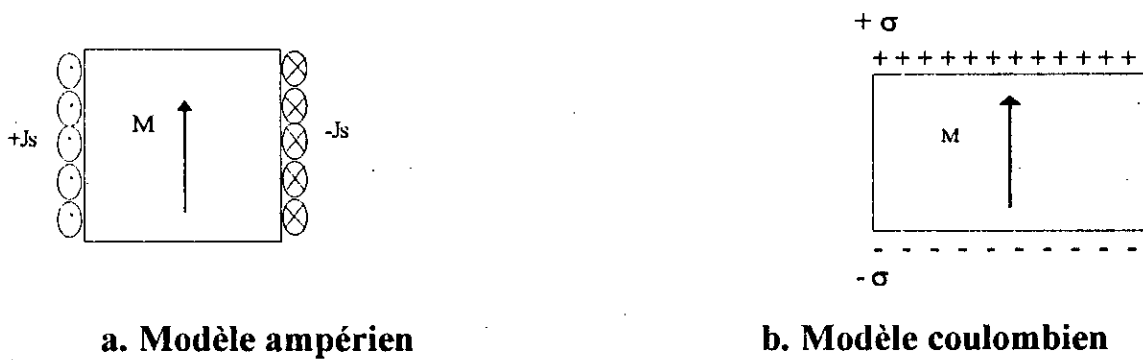
Ce modèle permet le calcul de \vec{B} en tout point de l'espace, y compris à l'intérieur du matériau, à partir de la relation:

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

Le calcul de \vec{H} est déduit de l'équation:

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (I.9)$$

Avec $\text{rot} \vec{M} = 0$, chaque aimant est assimilé à une solénoïde portant la densité superficielle \vec{J}_s , située sur les flancs latéraux des aimants (figure I.3.a) pour une aimantation radiale [16].



a. Modèle ampérien

b. Modèle coulombien

Fig. I.3 : Modèle des aimants [20]

I.4.2 Modèle coulombien :

Pour le calcul du potentiel scalaire dû à la matière aimantée d'où dérive le champ d'excitation \vec{H} , on peut utiliser la loi de Coulomb en remplaçant la distribution de masses magnétiques fictives comprenant[17]:

.Une répartition volumique des masses avec une densité:

$$\rho = \text{div}(\vec{M}) \quad (\text{I.10})$$

.Une répartition surfacique des masses avec une densité:

$$\sigma = \vec{M} \cdot \vec{n} \quad (\text{I.11})$$

Cette dernière est répartie sur les surfaces latérales des aimants (figure I.3.b) pour une aimantation radiale [16].

La formulation en potentiel scalaire est telle que:

$$\begin{aligned} \text{rot} \vec{E} &= \vec{0} \\ \text{div} \vec{D} &= 0 \\ \vec{D} &= \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

où \vec{P} est le vecteur polarisation.

1.5 CONCLUSION :

Après un rappel succinct sur les machines synchrones classiques en général: nous avons cité, dans ce chapitre, les différents types d'aimants utilisés au niveau des machines électriques; ainsi que les deux modèles des aimants permanents (ampérien et coulombien),évidemment ils conduisent aux mêmes résultats dans le calcul des structures [13].

Dans le chapitre suivant, nous étudions le fonctionnement et l'alimentation des deux types de machines synchrones à aimants Brushless Direct Current Machines (BDCM) et Permanent Magnet Synchrones Machines (PMSM).

CHAPITRE II

*La seule chose qu'on ne peut embellir sans qu'elle en
perisse, c'est la vérité.*

Jean ROSTAND

CHAPITRE II

LA MACHINE A COURANT CONTINU SANS COLLECTEUR (BDCM)

II.1 INTRODUCTION :

Dans la dernière décennie on a vu s'accroître progressivement les applications des moteurs synchrones autopilotés à aimants pour les entraînements à vitesse variable[18].

Les machines synchrones à aimants permanents sont caractérisées par un couple volumique élevé, une faible inertie et des faibles inductances dans le cas des pôles lisses.

Ainsi de telles propriétés ont permis l'introduction de ces machines dans des domaines d'application spécifiques (robotique, machines outils, aérospatial...)[19].

Dans ce chapitre, on fera ressortir les deux types d'alimentation des machines synchrones à aimants, basée sur la forme d'onde de l'induction produite par l'inducteur. Il y'a en fait une adaptation de l'alimentation à la machine.

II.2 ANALOGIE MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE - MACHINE A COURANT CONTINU CLASSIQUE :

L'autopilotage de la machine synchrone et sa commande de couple à vitesse variable conduisent à un fonctionnement analogue à celui des machines à courant continu [2, 11, 13]. En effet, l'idée d'autopilotage est venue principalement de l'étude des propriétés du collecteur mécanique.

Dans la machine synchrone autopilotée, c'est le convertisseur statique (collecteur électronique) qui permet de réaliser les mêmes fonctions du collecteur mécanique de la machine à courant continu.

En effet, l'asservissement en fréquence, analogue à celui réalisé par l'ensemble balai- collecteur dans la machine à courant continu, est élaboré à partir d'un système de détection de la position du rotor [5]. Tandis que la commutation des grandeurs électriques aux bornes du stator, normalement assurée par les contacts lames - balais de la machine à courant continu, est effectuée par les interrupteurs électroniques du convertisseur statique [2, 13].

Cette analogie de la machine synchrone autopilotée classique avec la machine à courant continu vaut parfois à cette solution le nom du moteur « sans collecteur », c'est à dire Brushless Direct Current Motor (BDCM) en particulier pour les machines à aimants [2].

II.3 FONCTIONNEMENT AUTOPILOTE DE LA MACHINE SYNCHRONNE :

De par leur principe les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable.

Une fois que cette condition est vérifiée, on dit que la machine synchrone est « autopilotée ».

Plusieurs organes assurent la fonction d'autopilotage, ils constituent ce qu'on appelle une « boucle d'autopilotage ». Cette boucle comporte:

- Un convertisseur statique qui permet la réalisation d'une fréquence d'alimentation variable.
- Un procédé de contrôle qui détermine les séquences d'alimentation du stator d'après la position du rotor [1].

L'alimentation pour un mode de fonctionnement synchrone autopiloté englobe plusieurs variantes [5] qui dépendent de la puissance et des caractéristiques de la machine (inductances, formes d'ondes de l'induction dans l'entrefer et de la fem induite), de celles du convertisseur statique utilisé ainsi que la technique de commande employée [20].

Le principe d'autopilotage, écarte tout risque de décrochage. Tout ralentissement de la vitesse, lent ou brusque, conduit automatiquement à une diminution correspondante de la fréquence des courants d'alimentation.

A l'arrêt et à faible vitesse, la machine synchrone est incapable de commuter le courant. La commutation naturelle n'est possible que si la fem de la machine est supérieure à une certaine valeur.

En pratique, elle s'effectue de manière satisfaisante pour des vitesses supérieures ou égales à 10% de la vitesse nominale; au dessous, différentes solutions sont envisageables[5].

L'inconvénient principal du fonctionnement autopiloté lors d'une alimentation en créneaux de courants est celui des ondulations de couple [20].

II.4 MOTEUR SYNCHRONE AUTOPILOTE A AIMANTS (BDCM)

:

Suivant le type d'application, il existe deux sortes de moteurs synchrones autopilotés à aimants [13].

- Les machines avec induction dans l'entrefer de forme d'onde sinusoïdale, alimentées par des courants sinusoïdaux commutés électroniquement, elles sont appelées PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machines).

- Les machines avec induction dans l'entrefer de forme d'onde rectangulaire, alimentées par des créneaux de courants et appelées BDCM (Brushless Direct Current Machines).

Deux types de structure de convertisseurs permettent de réaliser l'alimentation des moteurs à courant continu sans collecteur (BDCM): les commutateurs de courant (grandes puissances) et les onduleurs de tension contrôlés en courant (faibles et moyennes puissances) [20].

II.4.1 Commutateur de courant et onduleur de tension contrôlé en courant:

a Commutateur de courant :

Ce type de convertisseur, commuté par la machine, est relativement simple à réaliser. Cependant, il faut assurer le démarrage et le fonctionnement à faible vitesse. Ensuite pour que la commutation soit faisable, la tension doit avoir, au moment où elle se produit, le signe adéquat (déphasage avant du courant par rapport à la tension) [5].

L'alimentation est assurée par une source de courant réalisée au moyen d'un redresseur contrôlé en courant associé à une inductance de lissage (figure.II.1). Le courant, délivré par le redresseur, est aiguillé par les interrupteurs unidirectionnels de l'onduleur.

Les ordres de commande sont gérées à partir de la détection de la position du rotor (capteur de position).

Ce dispositif a connu très tôt un développement dans le domaine des puissances élevées (supérieures à 1MW).

b Onduleur de tension contrôlé en courant :

Le principe consiste à commander les interrupteurs de l'onduleur de manière à imposer aux courants réels de suivre les courants de référence, générés à partir d'un capteur de position (figure.II.2). Les deux grandeurs de contrôle sont l'amplitude des courants de référence et leur déphasage par rapport aux f.e.m de la machine.

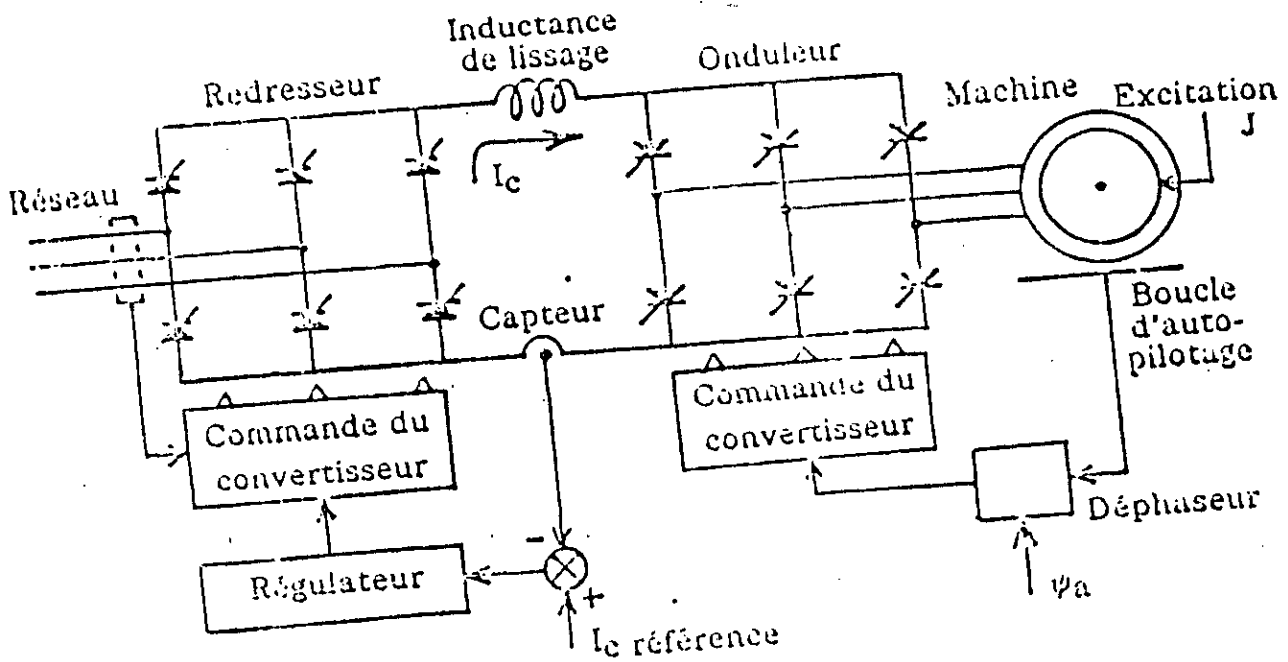


Fig.II.1: Commutateur de courant [5].

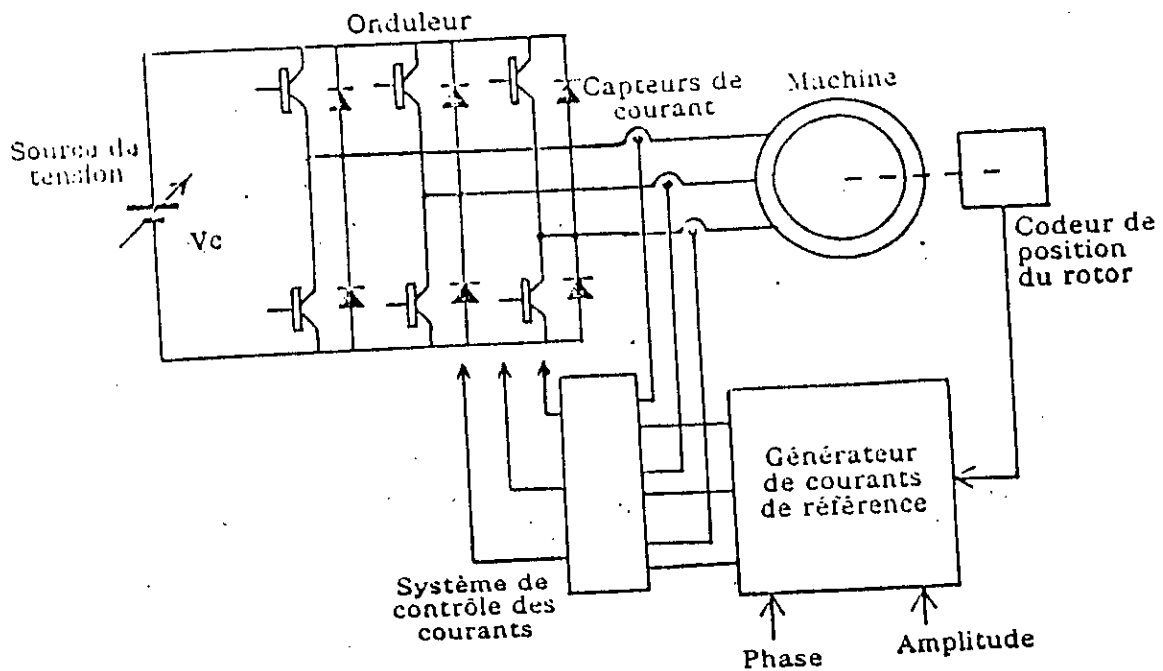


Fig.II.2: Onduleur de tension contrôlé en courant [5].

L'association d'un onduleur de tension contrôlé en courant et une machine synchrone à aimants, ne comportant pas de possibilités de circulation de courants induits au rotor, autorise d'excellentes performances dynamiques limitées uniquement par la constante de temps électrique de l'induit et les techniques de contrôle. Avec ce dispositif, il est possible de choisir la forme des courants la plus adéquate en fonction des caractéristiques de la machine [5].

Dans ce qui suit nous examinerons successivement deux cas :

- * Alimentation par des courants sinusoïdaux (PMSM).
- * Alimentation par des courants de forme d'onde rectangulaire (BDCM).

II.4.2 Alimentation en courant de forme d'onde sinusoïdale et rectangulaire :

a. Alimentation par des courants sinusoïdaux :

Pour générer des courants de référence de forme d'onde sinusoïdale, il faut disposer d'un codeur de la position du rotor possédant une bonne définition angulaire (resolver).

Cependant, pour mettre en oeuvre le système de contrôle des courants qui élabore la commande des interrupteurs, plusieurs solutions sont envisageables:

- Contrôle par hystérésis
- Contrôle par M.L.I

Le contrôle par hystérésis consiste à maintenir au moyen des trois comparateurs à hystérésis, les courants réels à l'intérieur d'une bande de largeur donnée, centrée sur les courants de référence (figure.II.3).

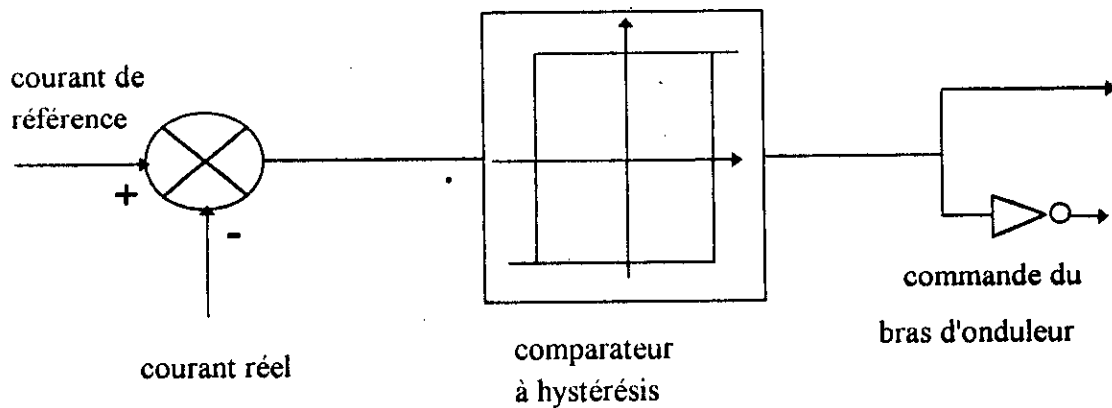


Fig. II.3 : Principe du contrôle des courants par hystérésis [5]

L'ondulation des courants est alors imposée, mais la fréquence de commutation est libre et variable.

Par contre, avec le contrôle par M.L.I (PWM), l'ondulation des courants est variable mais la fréquence de commutation est fixe et le régime de commutation de l'onduleur est mieux contrôlé que dans le cas précédent (Figure.II.4) [5, 20, 21].

En contrepartie, pour mettre en oeuvre ce système de contrôle on doit disposer de régulateurs performants susceptibles d'assurer un suivi correct des références ~~donc~~ l'amplitude et la fréquence sont variables [5].

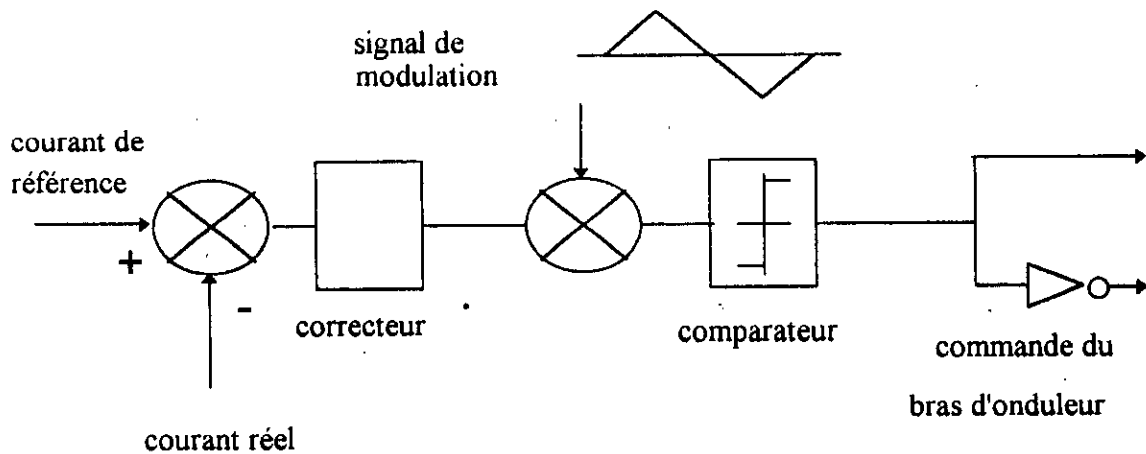


Fig. II.4 : Principe du contrôle des courants par MLI [5]

b. Alimentation par courants de forme d'onde rectangulaire :

La figure (II.5) donne le principe de base de ce type d'alimentation. L'alimentation produit des formes d'ondes rectangulaires d'une durée égale à 120° électrique. Ces durées de conduction hors commutation sont séparées par des interruptions de 60° électriques à courant nul, ainsi, il existe toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant [20].

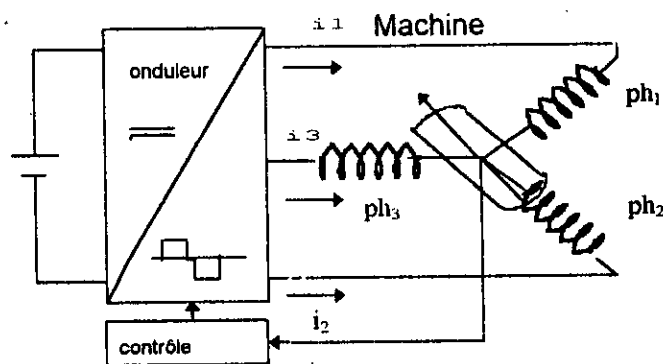


Fig. II.5 : Principe d'une alimentation par courants rectangulaires [5].

Le couple résultant apparaît donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développés par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement (figure.II.6).

Sur le plan de la commande, la différence essentielle entre ce type d'alimentation et l'alimentation par courants sinusoïdaux réside dans le fait qu'elle nécessite un capteur de position du rotor plus simple .En effet, pour générer des courants de forme d'onde rectangulaire, on n'a besoin de connaître la position du rotor qu'aux moments des commutations, c'est à dire six fois par période électrique [5, 20, 21].

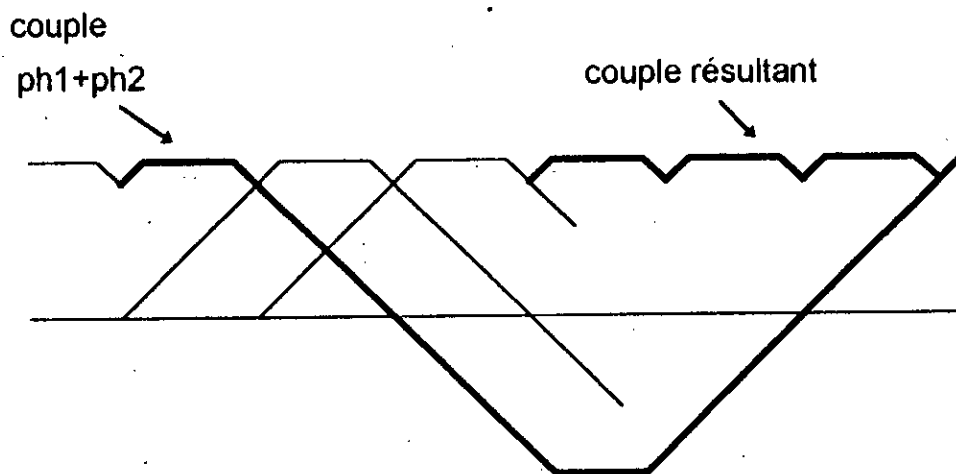


Fig. II.6 : Couple résultant

II.4.3 Onduleur à modulation de largeur d'impulsion :

Les commutateurs de courants présentent l'inconvénient de délivrer des ondes rectangulaires comportant un taux d'harmoniques important indésirables pour un certain nombre d'applications [22].

Pour atténuer les harmoniques contenus dans ces ondes, on peut placer à la sortie de l'onduleur un filtre.

Cependant, on préfère souvent, faire appel à des techniques plus sophistiquées. Parmi ces techniques, figure la modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM, Pulse Width Modulation) dans la littérature anglo-saxonne.

Dans le cas d'un onduleur MLI, la tension de sortie est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation et de largeur variable suivant la loi de modulation choisie.

Les lois de modulations sont nombreuses, les plus répandues comparent, en général, des tensions de référence, qui imagent la tension de sortie recherchée, à un signal triangulaire symétrique dont la fréquence est multiple de celle de l'onde fondamentale. Ce signal triangulaire est appelé « Porteuse » [1].

Pour obtenir la meilleur neutralisation des harmoniques, le signal de référence doit être sinusoïdal. Toutefois, dans la pratique, une forme trapézoïdale est suffisante et plus simple à réaliser.

II.5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons montré l'intérêt particulier d'adopter à chaque type de machines synchrones à aimants permanents une alimentation qui dépendra du but recherché : commande en couple, en vitesse, ou bien la recherche d'une dynamique élevée avec des couples pulsatoires réduits.

Le BDCM et le PMSM sont construits selon le même principe. L'aménagement du bobinage statorique et la configuration des aimants peuvent les différencier.

Ils diffèrent aussi par le capteur de position associé et par l'électronique de commande [13].

Les critères de choix entre ces deux machines pour une application donnée peuvent résulter d'un compromis coût-performance. Il n'existe pratiquement pas de guide de comparaison entre les deux types de moteurs pour une application fixée.

Cependant, la BDCM est plus rentable sur le plan économique (le rapport couple / volume plus élevé) que la PMSM lorsqu'on accepte un léger taux d'ondulation du couple (pour les machines de faible puissance, par exemple, le resolver peut être plus coûteux que la machine elle même).

CHAPITRE III

*La facilité est le plus beau don de la nature à la condition
qu'on en use jamais.*

CHAMFORT

CHAPITRE III

CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS

III.1 INTRODUCTION:

En général, les stators des machines synchrones à aimants permanents sont identiques à ceux des machines synchrones et asynchrones classiques. La diversité porte essentiellement sur la structure de leurs inducteurs.

En effet, on peut classer les machines synchrones à aimants selon le mode de construction utilisé pour la fabrication des rotors. On distingue les moteurs à aimants dits « à pôles lisses » et ceux dits « à pôles saillants ».

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimant avec calcul des paramètres du circuit électrique équivalent.

Le modèle établi sera exploité pour estimer l'influence des dimensions géométriques des aimants (ouverture et épaisseur) sur le courant équivalent d'aimant et le couple développé par la machine. Nous nous intéressons également à l'effet des harmoniques du courant statorique, sur le couple pour le cas d'une commutation instantanée ainsi que le cas d'une commutation idéale.

III.2 PRESENTATION DU PROTOTYPE ETUDIE :

Le prototype étudié est une machine synchrone triphasée hétéropolaire. Au rotor, les aimants à aimantation radiale sont plaqués directement sur un noyau en fer, grâce à des frètes non conductrices et amagnétiques. Une coupe transversale de cette machine est représentée sur la figure III.1.

Les paramètres de ce prototype sont données dans l'annexe.

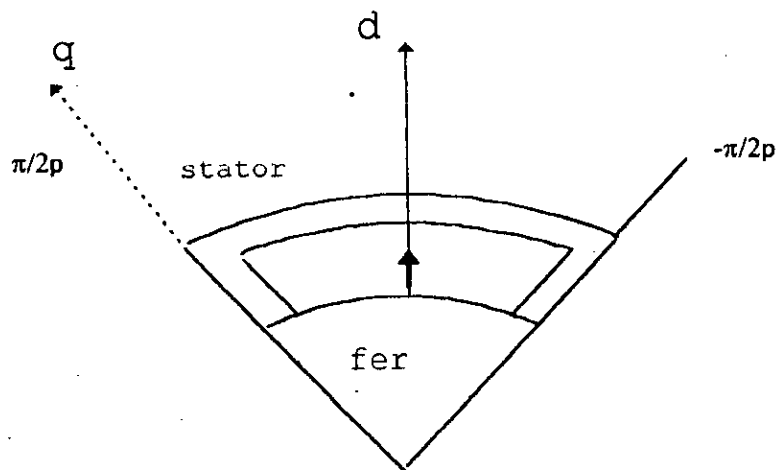


Fig. III.1 : Coupe transversale de la machine étudiée sur un pas polaire

III.3 CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS :

Les hypothèses à considérer pour cette étude sont :

- . La machine est non saturée.
- . La F.M.M est à répartition sinusoïdale .
- . Les pertes par hystérésis et par courants de Foucault sont négligeables.

III.3.a Circuits magnétiques équivalent :

On adopte un référentiel (O_d , O_q) lié au rotor et tenant compte de la symétrie de celui-ci.

En se basant sur les approches de Park, les enroulements statoriques peuvent être remplacés par deux enroulements équivalents suivant les axes d et q . En plus, les aimants à base de terre-rare possèdent une caractéristique $B(H)$ pratiquement linéaire et peuvent ainsi être modélisés par une source de F.m.m (chap.II.§.4.1) notée F_m en série avec une réluctance R_{md} .

Les circuits magnétiques équivalents de la machine suivant les axes d et q sont présentés sur la figure III.2.a.

Malgré la difficulté que présente le calcul des paramètres du circuit magnétique, on préfère souvent lui faire appel pour déterminer le circuit de « couplage inductif » vue la dualité qui existe entre ces deux circuits (fig.III.2.b).

En effet, chaque source de force magnétomotrice devient une source de courant et chaque réluctance en série devient une réluctance en parallèle portant le même indice et vice versa. L'association en parallèle des deux inductances L_{gd} et L_{md} est notée L_{od} (figure.III.2.b).

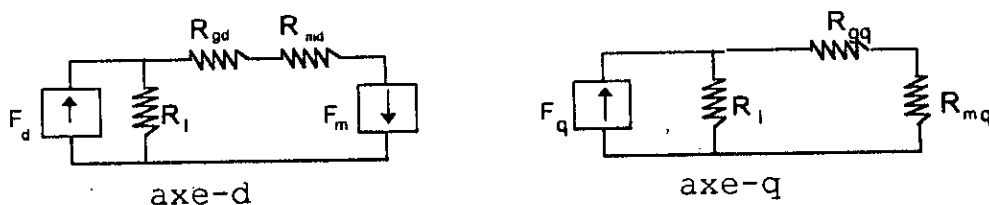


Fig. III.2.a : Circuit magnétique équivalent

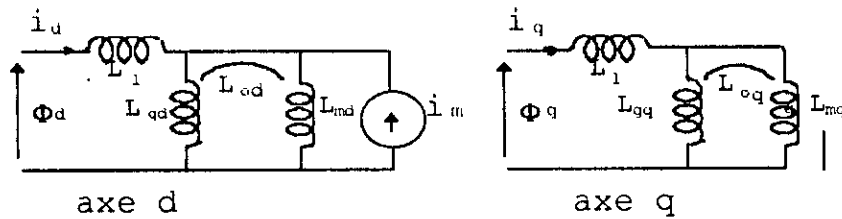


Fig. III.2.b : Circuit de couplage inductif.

III.3.b Circuits électriques équivalent :

Le flux ϕ_d , embrassant la bobine d'axe d, engendre dans l'enroulement d'axe q une tension égale à $\phi_d \omega$, tel que $\omega = p\Omega$. De même, le flux ϕ_q à travers la bobine d'axe q engendre dans l'axe d une tension $-\phi_q \omega$.

Ainsi, en remplaçant les sources de flux par des sources de tension et en tenant compte de la résistance statorique R_s , on obtient les circuits électriques de la figure III.2.c, avec:

$$L_d = L_1 + L_{od} \tag{III.1}$$

$$L_q = L_1 + L_{oq} \tag{III.2}$$

$$i'_m = i_m \cdot \frac{L_{od}}{L_d} \tag{III.3}$$

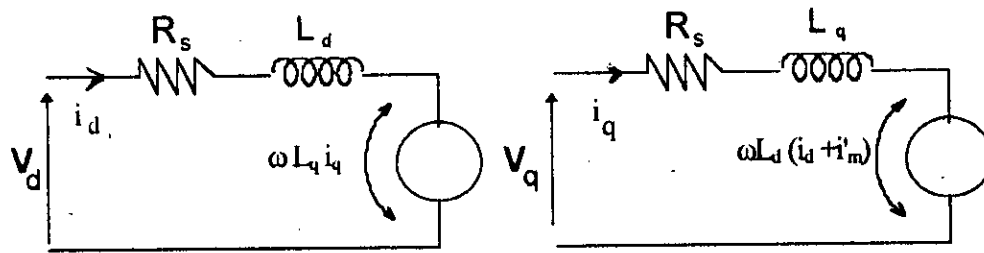


Fig. III.2.c : Circuits électriques équivalent suivant les deux axes d et q

Les équations électriques du moteur suivant les deux axes d et q sont les suivantes:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (\text{III.4})$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d (i_d + i'_m) \quad (\text{III.5})$$

L'expression du couple s'écrit:

$$T = p [L_d i'_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (\text{III.6})$$

III.3.c Application à la structure étudiée :

Circuit équivalent simplifié :

Dans notre cas, le rotor est supposé à pôles lisses, donc les inductances L_d et L_q sont égales et on a : $L_{od} = L_{oq} = L_o$.

Le circuit équivalent d'une phase statorique est ainsi simplifié comme le montre la figure III.2.d. En effet, le courant équivalent d'aimant i_m est remplacé par une source de courant sinusoïdale de valeur efficace I_m tel que:

$$I_m = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{i_m}{\sqrt{2}} = \frac{i_m}{\sqrt{3}} \quad (\text{III.7})$$

La source de courant sinusoïdale I_m peut être transformée en une source de tension (figure.III.2.d) tel que :

$$E_m = \omega L_o I_m \tag{III.8}$$

$$L = L_1 + L_o$$

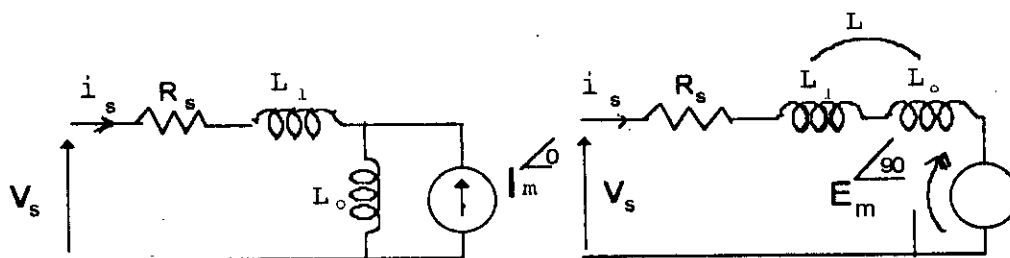


Fig. III.2.d : Circuits électriques équivalent d'une phase statorique

Pour ce modèle l'expression du couple s'écrit :

$$T = \frac{P}{\omega} \cdot P_o \tag{III.9}$$

P_o : puissance absorbée par le moteur .

Ainsi comme:

$$V_s = j\omega L_o (I_s + I_m \angle^{-\beta}); \text{ avec } (R_s \ll L_1\omega) \tag{III.10}$$

tel que:

$$L_o = L_o + L_1 \tag{III.11}$$

$$\Rightarrow V_s = \omega L_0 I_m \sin \beta + j\omega L_0 (I_s + I_m \cos \beta) \quad (\text{III.12})$$

En négligeant les pertes, P_0 s'écrit :

$$P_0 = 3 \operatorname{Re}\{V_s I_s^*\} \quad (\text{III.13})$$

$$\Rightarrow P_0 = 3\omega L_0 I_m I_s \sin \beta = 3\omega L_0 I_m I_s \sin \beta \quad (\text{III.14})$$

d'où finalement:

$$T = 3pL_0 I_m I_s \sin \beta \quad (\text{III.15})$$

III.3.d Détermination des paramètres du circuit équivalent :

1. Détermination des inductances :

1.1. Détermination de l'inductance de fuite L_l :

a. Modèle des courants statoriques :

Le stator est composé d'un enroulement triphasé à simple couche, Chaque enroulement comprend deux encoches par pôle et par phase. Les courants statoriques circulant le long des n conducteurs, sont ramenés au droit de l'isthme d'encoche. Nous pouvons ainsi définir une densité superficielle de courant équivalente, répartie tout le long d'un stator lisse comme le montre la figure ci-dessous:

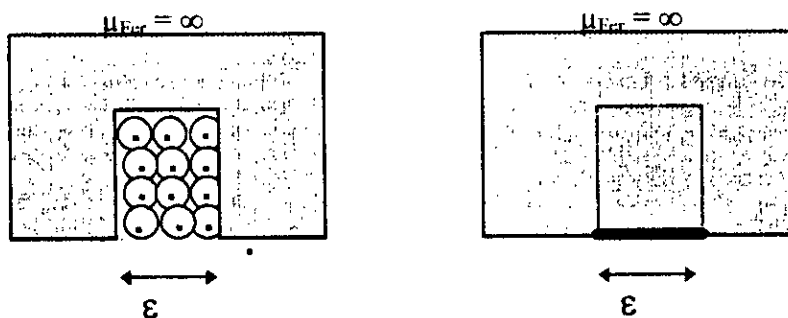


Fig. III.3: Modèle des courants statoriques.

b. Potentiel vecteur \vec{A} crée par les courants statoriques :

Pour le calcul du potentiel magnétique vecteur \vec{A} , nous utilisons les coordonnées polaires. l'axe origine, lié au stator, est l'axe de symétrie des encoches alimentées par des courants positifs suivant l'axe Oz . Un point est repéré par l'angle θ' dans le référentiel du stator.

Pour le mode d'alimentation adopté, la commutation des interrupteurs électroniques est supposée instantanée. Dans ce cas, deux tiers seulement des encoches sont alimentées par des courants positifs. ainsi, pour notre machine, quatre encoches par pas polaire sont parcourues par des courants comme c'est représenté sur la figure suivante:

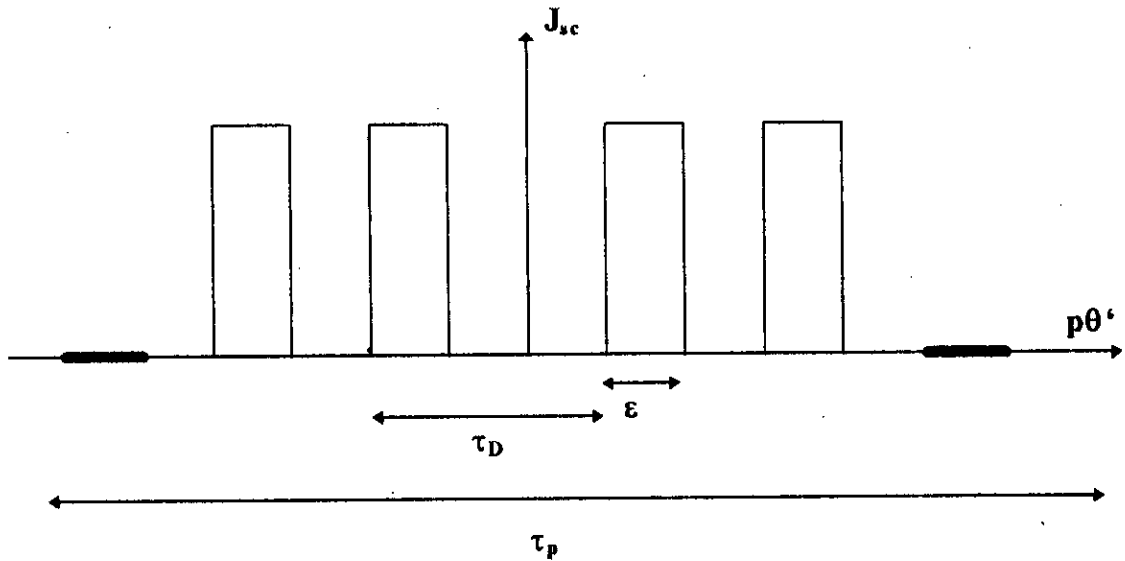


Fig. III.4: Répartition de la densité superficielle équivalente aux courants statoriques.

La densité superficielle équivalente à ces courants(répartie au niveau du rayon d'alésage) est développable en série de Fourier:

$$J_{sc}(p\theta') = \sum_k J_{sck} \cos((2k+1)p\theta') \tag{III.16}$$

J_{sck} est le coefficient de Fourier qui fait apparaître les différents coefficients de bobinage pour chaque harmonique de rang $(2k+1)$. Il est calculé sur un demi pas polaire :

$$J_{sck} = \frac{2}{\pi} \frac{NI}{S} \frac{2q \sin((2k+1)p\frac{\epsilon}{2})}{(2k+1)} \left[\cos((2k+1)p\frac{\tau_D}{2}) + \cos((2k+1)3p\frac{\tau_D}{2}) \right] \tag{III.17}$$

tel que NI est le nombre d'Ampères tours développés par les quatre encoches.

Le potentiel vecteur créé par les courants statoriques est donné par:

$$A(\mathbf{r}, \theta') = \sum_k \alpha_k(\mathbf{r}) \cdot \cos((2k+1) p \theta') \quad (\text{III.18})$$

Au niveau de l'armature rotorique, la dérivée normale de ce potentiel vecteur est nulle. Ainsi les fonctions $\alpha_k(\mathbf{r})$ s'écrivent:

$$\alpha_k(\mathbf{r}) = d'_k \left[\left(\frac{\mathbf{r}}{r_i} \right)^{(2k+1)p} + \left(\frac{r_i}{\mathbf{r}} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (\text{III.19})$$

La condition $\left(-\frac{\partial A}{\partial r} = \mu_0 J_{sc} \right)$ au niveau de l'armature statorique côté entrefer nous permet d'obtenir l'expression du coefficient d'_k :

$$d'_k = \frac{r_a \mu_0}{2(2k+1)p \cdot \sinh((2k+1) p \gamma)} \cdot J_{sc} \quad (\text{III.20})$$

Avec r_i : rayon interne du rotor.

r_a : rayon d'alésage du stator.

$e^\gamma = \left(\frac{r_a}{r_i} \right)^p$ où p est le nombre de paires de pôles.

En tenant compte que du fondamental, on écrit :

$$\alpha_1(\mathbf{r}) = -\frac{r_a \mu_0 J_{sc1}}{2p \sinh(p \gamma)} \left[\left(\frac{\mathbf{r}}{r_i} \right)^p + \left(\frac{r_i}{\mathbf{r}} \right)^p \right] \quad (\text{III.21})$$

d'où l'expression finale du potentiel vecteur :

$$A(\mathbf{r}, \theta') = -\frac{r_a \mu_0 J_{sc1}}{2p \sinh(p \gamma)} \left[\left(\frac{\mathbf{r}}{r_i} \right)^p + \left(\frac{r_i}{\mathbf{r}} \right)^p \right] \cos(p \theta') \quad (\text{III.22})$$

avec

$$J_{sc1} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{NI}{S} \cdot 2q \sin\left(p \frac{\varepsilon}{2}\right) \cdot \left[\cos\left(p \frac{\tau_D}{2}\right) + \cos\left(p \frac{3\tau_D}{2}\right) \right] \quad (\text{III.23})$$

L'induction radiale est donc donnée par la relation :

$$B(r, \theta') = \frac{\partial A}{r \partial \theta'} \quad (\text{III.24})$$

⇒

$$B(r, \theta') = \frac{\mu_0 J_{sc1}}{2 \sinh(p\gamma)} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i}\right)^p + \left(\frac{r_i}{r}\right)^p \right] \sin(p\theta') \quad (\text{III.25})$$

d'où l'induction magnétique au niveau du rayon d'alésage du stator r_a est :

$$B(\theta') = \frac{\mu_0 J_{sc1}}{2 \sinh(p\gamma)} \cdot \left[\left(\frac{r_a}{r_i}\right)^p + \left(\frac{r_i}{r_a}\right)^p \right] \sin(p\theta') \quad (\text{III.26})$$

le flux total par pôle est donné par :

$$\phi_t = \tau_p \cdot l_u \cdot B_{moy} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

l_u : longueur utile de la machine.

B_{moy} : valeur moyenne de l'induction au niveau de l'armature statorique.

Donc :

$$\phi_t = \frac{\mu_0 J_{sc1} l_u}{2 \sinh(p\gamma)} \cdot \tau_p \cdot \left[\left(\frac{r_s}{r_i} \right)^p + \left(\frac{r_i}{r_s} \right)^p \right] \frac{1}{\pi/p} \cdot \int_0^{\pi/p} \sin(p\theta') d\theta' \quad (\text{III.28})$$

$$\Rightarrow \phi_t = \frac{\mu_0 J_{sc1} l_u}{2p \sinh(p\gamma)} \cdot r_s \cdot \left[\left(\frac{r_s}{r_i} \right)^p + \left(\frac{r_i}{r_s} \right)^p \right] (1 - \cos\pi) \quad (\text{III.29})$$

soit:

$$\phi_t = \frac{\mu_0 J_{sc1} l_u}{p \sinh(p\gamma)} \cdot r_s \cdot \left[\left(\frac{r_s}{r_i} \right)^p + \left(\frac{r_i}{r_s} \right)^p \right] \quad (\text{III.30})$$

Donc l'expression de l'inductance propre s'écrit:

$$L = \frac{2N_s \phi_t}{I_s} \quad (\text{III.31})$$

soit:

$$L = \frac{2N_s}{I_s} \cdot \frac{\mu_0 J_{sc1} \cdot l_u}{p \sinh(p\gamma)} \cdot r_s \cdot \left[\left(\frac{r_s}{r_i} \right)^p + \left(\frac{r_i}{r_s} \right)^p \right] \quad (\text{III.32})$$

De la même manière, on calcule l'induction magnétique créée par les courants statoriques au niveau du rayon interne du rotor r_i , on obtient:

$$B(\theta') = \frac{\mu_0 J_{sc1}}{2 \sinh(p\gamma)} \cdot \left[\left(\frac{r_i}{r_i} \right)^p + \left(\frac{r_i}{r_i} \right)^p \right] \sin(p\theta') \quad (\text{III.33})$$

$$\Rightarrow \mathbf{B}(\theta') = \frac{\mu_0 \mathbf{J}_{sc1}}{\sinh(p\gamma)} \cdot \sin(p\theta') \quad (\text{III.34})$$

Le flux principal est donc égal:

$$\phi_p = \tau_p \mathbf{l}_u \mathbf{B}_{\text{moy}} \quad (\text{III.35})$$

donc:

$$\phi_p = \frac{\mu_0 \mathbf{J}_{sc1} \mathbf{l}_u}{\sinh(p\gamma)} \cdot \tau_p \cdot \frac{1}{\pi/p} \int_0^{\pi/p} \sin(p\theta') d\theta' \quad (\text{III.36})$$

$$\Rightarrow \phi_p = \frac{\mu_0 \mathbf{J}_{sc1} \mathbf{l}_u}{p \sinh(p\gamma)} \cdot r_1 (1 - \cos(\pi)) \quad (\text{III.37})$$

soit:

$$\phi_p = \frac{2\mu_0 \mathbf{J}_{sc1}}{p \sinh(p\gamma)} \cdot r_1 \cdot \mathbf{l}_u \quad (\text{III.38})$$

l'expression de l'inductance principale est donc:

$$\mathbf{L}_p = \frac{2N_s \phi_p}{\mathbf{I}_s} = 4 \frac{N_s}{\mathbf{I}_s} \cdot \frac{\mu_0 \mathbf{J}_{sc1}}{p \sinh(p\gamma)} \cdot r_1 \cdot \mathbf{l}_u \quad (\text{III.39})$$

Finalement, l'inductance de fuite notée \mathbf{L}_l étant définie comme la différence entre l'inductance propre et l'inductance principale, alors:

$$\mathbf{L}_l = \mathbf{L} - \mathbf{L}_p$$

Les valeurs des inductances sont données à l'annexe.

1.2. Détermination de l'inductance magnétisante L_0 :

Pour le calcul de L_0 , on doit tout d'abord déterminer la composante fondamentale de l'induction B_{gd0} que crée le courant d'axe d dans l'entrefer, en effet on a:

$$B_{1gd0} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} B_{gd0} \cos\theta \, d\theta \quad (III.40)$$

avec: $B_{gd0} = \mu_0 \frac{F_{d0}}{g_0}$ (III.41)

F_{d0} : F.m.m tournante suivant l'axe d , son expression est:

$$F_{d0} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot N_s \cdot i_d \cdot \cos\theta \quad (III.42)$$

N_s étant le nombre de spires par pôle et par phase.

La longueur d'entrefer g_0 varie en fonction de l'angle θ , comme c'est représenté ci-dessous; l'aimant est remplacé par un espace d'air de longueur égal à l'épaisseur de l'aimant divisé par sa perméabilité relative μ_0 égale à 1,05.

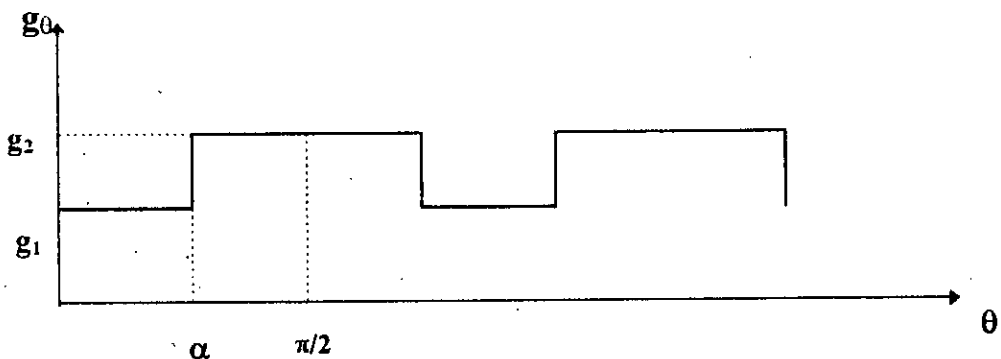


Fig. III.5: Variation de la longueur de l'entrefer en fonction de θ .

Donc:

$$B_{1gd0} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mu_0 \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N_s i_d}{g_0} \cos^2 \theta \, d\theta \quad (\text{III.43})$$

$$\Rightarrow B_{1gd0} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \sqrt{\frac{3}{2}} N_s i_d \left[\int_0^{\alpha} \frac{\cos^2 \theta}{g_1} d\theta + \int_{\alpha}^{\pi/2} \frac{\cos^2 \theta}{g_2} d\theta \right] \quad (\text{III.44})$$

avec :

$$g_1 = g_{mec} + e_p / \mu_r \quad (\text{III.45})$$

$$g_2 = g_{mag} = g_{mec} + e_p$$

g_{mec} : entrefer mécanique

g_{mag} : entrefer magnétique

e_p : épaisseur de l'aimant

μ_r : perméabilité relative de l'aimant

finalement, on a:

$$B_{1gd0} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \sqrt{\frac{3}{2}} N_s i_d \left[\left(\frac{1}{g_1} - \frac{1}{g_2} \right) \frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4 g_{mag}} + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{g_1} - \frac{1}{g_2} \right) \cdot \sin 2\alpha \right] \quad (\text{III.46})$$

Le flux utile dû à la composante fondamentale de l'induction B_{gd0} suivant l'axe direct est:

$$\Phi_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \pi \cdot N_s \cdot l_u \cdot r_s \cdot B_{1gd0} \quad (\text{III.47})$$

l'inductance L_0 a pour expression:

$$L_0 = \Phi_d / i_d \quad (\text{III.48})$$

donc:

$$L_0 = 6 \cdot \mu_0 N_s^2 \cdot l_u \cdot r_s \cdot \left[\left(\frac{1}{g_1} - \frac{1}{g_2} \right) \frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4 g_{mag}} + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{g_1} - \frac{1}{g_2} \right) \cdot \sin 2\alpha \right] \quad (\text{III.49})$$

2. Détermination du courant équivalent d'aimant:

Le courant équivalent de l'aimant i_m peut être déterminé en comparant la composante fondamentale B_{1m} produite par l'aimant dans l'entrefer avec B_{1gd0} que produit le courant d'axe direct i_d , ainsi:

$$i_m = i_d \cdot \frac{B_{1m}}{B_{1gd0}} \quad (\text{III.50})$$

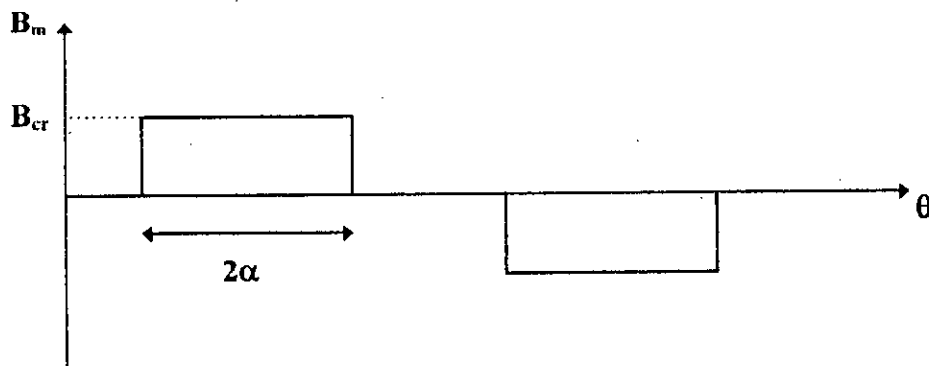


Fig. III.6: Induction produite par l'aimant dans l'entrefer.

A partir de la figure (III.6), la composante fondamentale de B_m est donnée par:

$$B_{1m} = 4/\pi \cdot B_{cr} \sin \alpha \quad (\text{III.51})$$

avec:

$$B_{cr} = B_r \cdot e_p/g_1 \quad (\text{III.52})$$

B_{cr} étant la valeur crête de l'induction B_m .

Donc en tenant compte des équations (III.46) et (III.7), il vient:

$$I_m = \frac{\sqrt{2} \cdot B_{cr} \cdot \sin \alpha}{3\mu_0 N_s \left[\left(\frac{1}{g_1} - \frac{1}{g_2} \right) \cdot \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \cdot \sin 2\alpha \right) + \frac{\pi}{4 \cdot g_2} \right]} \quad (\text{III.53})$$

III.4 INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES SUR LE COURANT EQUIVALENT D'AIMANT :

Pour une machine donnée, ce sont les performances exigées et certaines contraintes technologiques liées à sa réalisation et à son application imposées qui déterminent ses dimensions.

Les expressions du courant I_m et du couple sont utilisées pour estimer l'influence des paramètres géométriques (ouverture et épaisseur des aimants), en vue d'avoir une approche des dimensions des aimants à adopter.

III.4.1 Influence de l'ouverture des aimants (2α) :

L'analyse des résultats liés au variation du courant I_m en fonction de l'ouverture des aimants montre que l'élargissement de l'ouverture jusqu'à la valeur $2\alpha = 140^\circ$, conduit à une augmentation du courant I_m . Une zone de stabilisation est observée dans l'intervalle ($2\alpha = 140^\circ, 180^\circ$) (figure III.7).

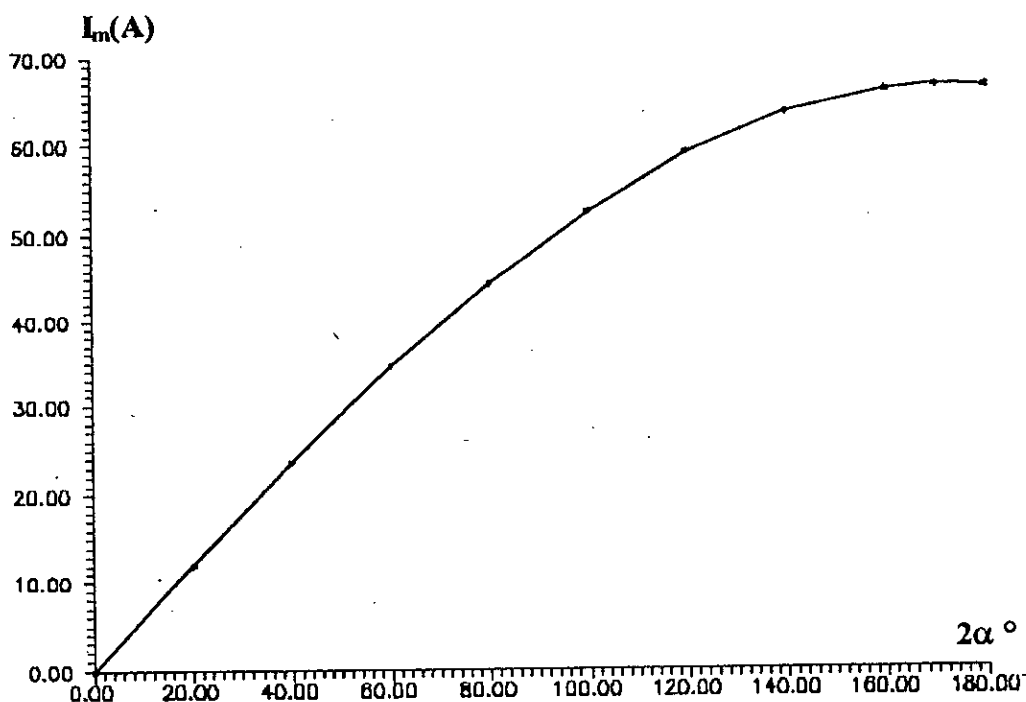


Fig. III.7: Variation du courant équivalent I_m en fonction de l'ouverture des aimants.

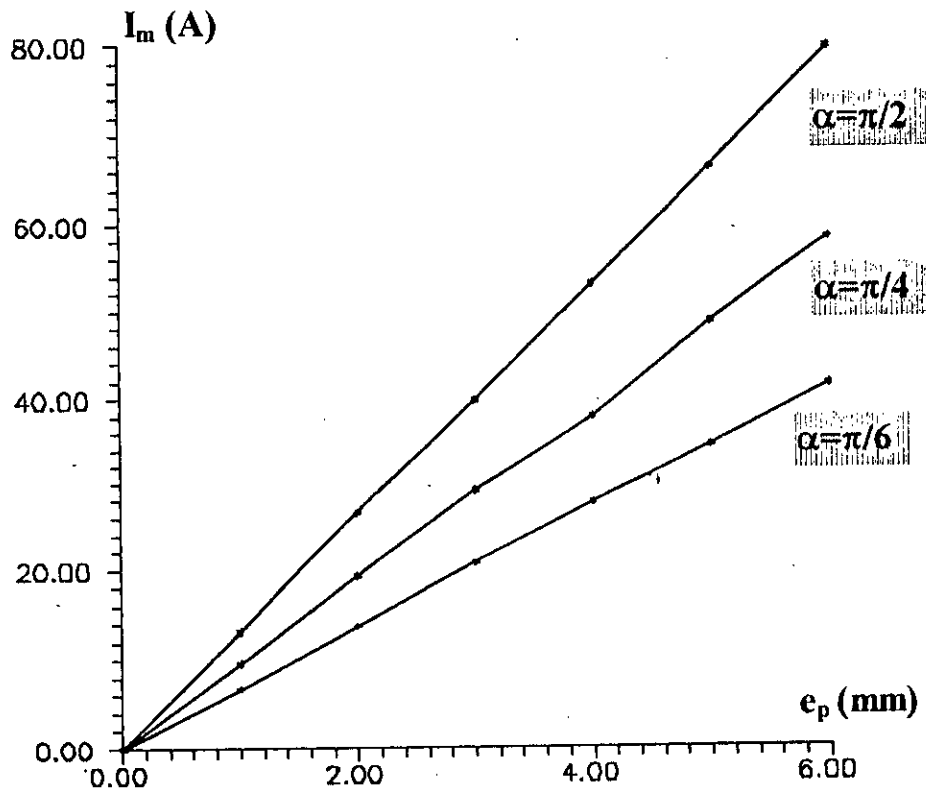


Fig. III.8: Variation du courant équivalent I_m en fonction de l'épaisseur des aimants pour différentes ouvertures.

Ceci peut s'expliquer par le fait qu'à partir d'une certaine ouverture des aimants le vecteur d'aimantation \vec{M} ne devient plus radial et l'hypothèse d'une aimantation rigide et uniforme ne serait plus valable. Ceci provoque la diminution de la densité du courant \vec{J}_s directement liée au vecteur \vec{M} (chap.I.3).

III.4.2 Effet de l'épaisseur e_p :

Le choix d'une épaisseur d'aimant résulte le plus souvent d'un compromis entre performances, coût et tenue mécanique de la structure du rotor envisagée.

Pour une ouverture d'aimant donnée, les résultats obtenus, montrent que le courant croît proportionnellement avec l'épaisseur des aimants. Pour une même épaisseur, la valeur maximale diminue en réduisant l'ouverture des aimants.

La courbe du courant I_m en fonction de l'épaisseur e_p est représenté sur la figure III.8.

III.5 INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES DES AIMANTS SUR LE COUPLE :

En général, le volume d'aimant d'une machine synchrone à aimants est choisi de telle manière à ce que le moteur développe un couple optimal avec une réduction des ondulations. Dans ce qui suit, nous présentons les variations du couple développé par la machine en fonction de l'ouverture des aimants et leurs épaisseur.

III.5.1 Influence de l'ouverture des aimants :

En maintenant l'angle β entre les deux champs statorique et rotorique, et pour une épaisseur d'aimant constante (5 mm dans le cas de l'exemple utilise), le couple est directement proportionnel à $\sin\alpha$ comme le montre l'équation suivante:

$$T = 6\sqrt{2} p l_a r_a N_s B_{cr} I_s \sin\alpha \sin\beta \quad (\text{III.54})$$

Les variations du couple en fonction de l'ouverture des aimants est représentée à la figure (III.9).

Suivant le modèle adopté en théorie, pour obtenir un couple maximum, on doit assurer l'orthogonalité du flux d'aimant avec le flux créé par les courants statoriques ($\beta = 90^\circ$), et fixer l'ouverture des aimants égale à un pas polaire. Cependant, on peut bien tolérer une diminution de la valeur du couple maximal en faveur d'un gain en volume d'aimant.

Par exemple, pour une ouverture d'aimant de deux tiers du pas polaire le gain en volume d'aimant est de 33 % alors que le taux de diminution du couple est d'environ 13.4 %. Ainsi, pour une application donnée, c'est souvent la notion prix-performances qui prédomine.

III.5.2 Effet de l'épaisseur des aimants :

Par suite de leurs prix relativement élevé, les aimants performants doivent être réduits au mieux. En élargissant les aimants, on enregistre une augmentation du courant I_m . La longueur effective de l'entrefer vue par le stator augmente entraînant la diminution de l'inductance magnétisante L_0 (équation III.47) : on note ainsi une augmentation du produit, soit du couple jusqu'à une valeur optimal de l'épaisseur égale à 5 mm dans le cas de l'exemple étudié.

A partir de cette valeur, la courbe du couple (figure III.10) est assez plate sur une large bande, d'où on peut facilement réaliser une importante économie d'aimant sans trop défavoriser les performances.

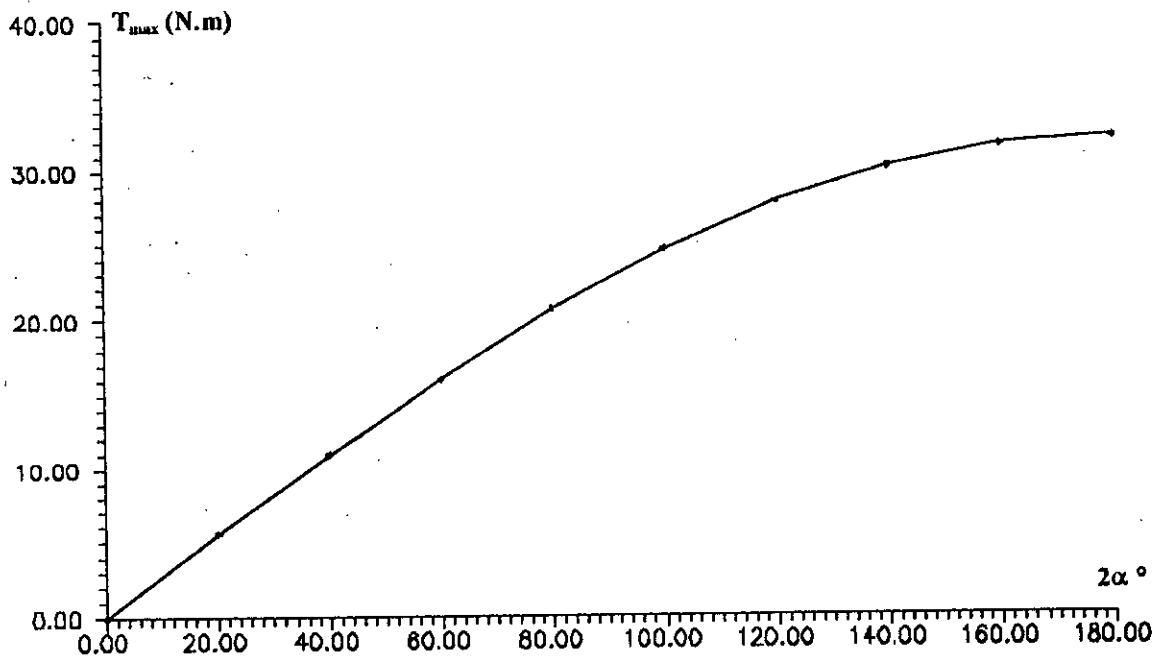


Fig. III.9: Variation du couple maximum en fonction de l'ouverture des aimants ($e_p = 5$ mm, $\beta = \pi/2$).

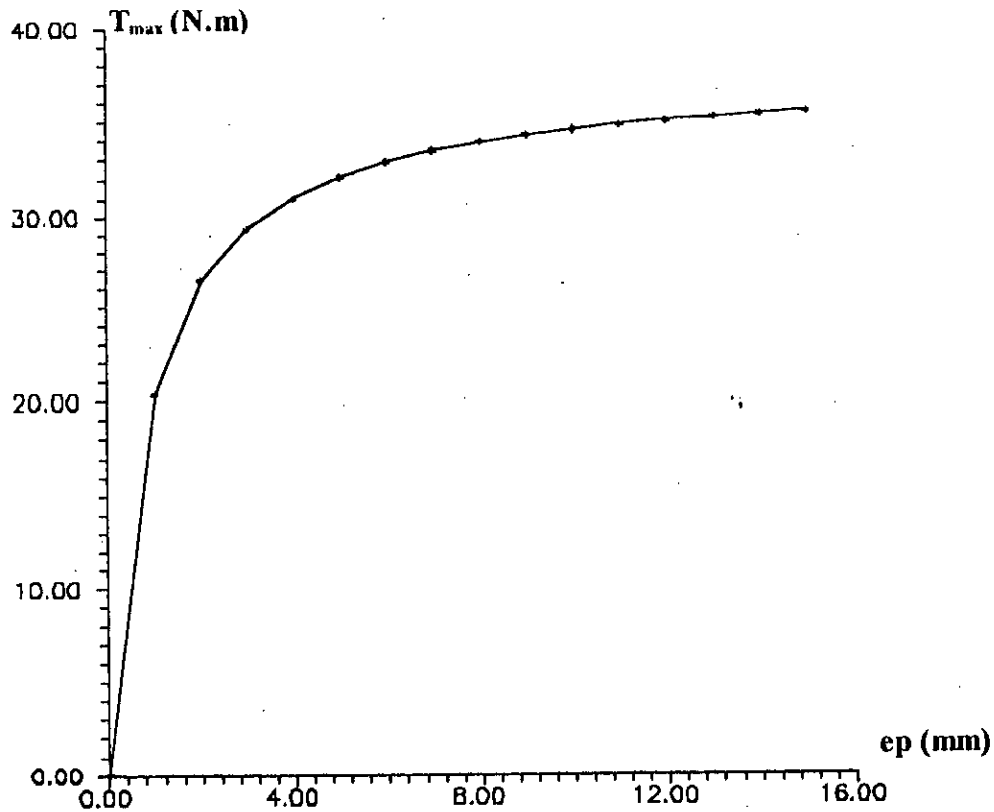


Fig. III.10: Variation du couple maximum en fonction de l'épaisseur des aimants ($\alpha=\pi/2$, $\beta=\pi/2$).

III.6 EFFET DES HARMONIQUES DU COURANT SUR LE COUPLE:

Le commutateur de courant qui alimente la machine synchrone à aimants délivre une onde de courant riche en harmoniques. Dans ce qui suit nous allons étudier l'influence de ces harmoniques sur le couple pour deux cas.

III.6.1 Commutation instantanée :

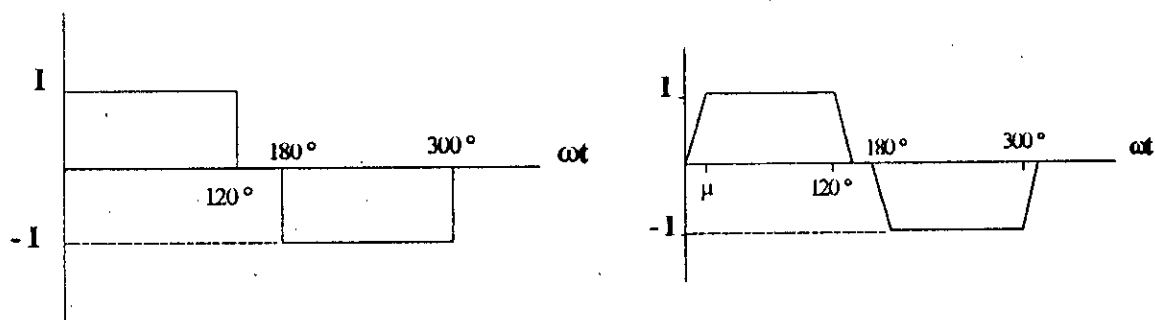
Dans ce cas la machine est alimentée par un signal de courant en créneaux comme le montre la figure III.11.a.

Le développement en séries donne :

$$I_s(t) = \sum_{n=1,5,7} \frac{\pi}{4} \cdot \frac{I}{n} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad (\text{III.55})$$

I_s étant le courant d'une phase statorique, I le courant continu à l'entrée du commutateur, et n l'ordre de l'harmonique. La séquence positive des harmoniques d'ordre 7, 13, 19..., produit dans l'entrefer de la machine une Fmm qui tourne dans le sens direct avec n fois la vitesse du rotor. Par contre, la séquence négative des harmoniques d'ordre 5, 11, 17..., produit dans l'entrefer une Fmm tournante avec n fois la vitesse rotorique. Ainsi, c'est les harmoniques d'ordre $(6k+1, k=1, n)$ qui favorisent l'augmentation du couple moteur alors que les harmoniques d'ordre $(6k-1, k=1, n)$ le réduisent.

La courbe du couple obtenue pour une alimentation en créneaux de courant avec commutation instantanée est représentée sur la figure III.12.a.



a- Commutation instantanée

b- commutation idéale

Fig. III.11 : Forme d'onde du courant statorique.

III.6.2 Commutation idéale :

Dans ce cas, le transfert du courant continu d'une phase à une autre n'est pas instantané, sa durée est égale à l'angle de commutation noté μ .

La forme du signal de courant délivré par le commutateur est représentée sur la figure III.11.b, son développement en séries nous donne:

$$I_s(t) = \sum_{1,5,7\pi} \frac{2}{n} \cdot I \cdot \frac{1}{n^2 \mu} \left[\sin(n\mu) + \sin\left(n \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(n\left(\frac{2\pi}{3} + \mu\right)\right) \right] \cdot \sin(n\omega t) \quad (\text{III.56})$$

L'angle de commutation μ ne doit pas dépasser la valeur $\pi/6$, sinon une alimentation six états sera contrarié.

La figure III.12.b donne la courbe du couple pour un angle de commutation $\mu = \pi/24$, ce couple présente une largeur de plateau inférieure à celle obtenue pour le couple avec commutation instantanée. En résumé, les couples dus aux harmoniques sont de deux sortes :

- Les couples propres: ce sont des couples continus produits par chacun des harmoniques pris séparément et qui sont généralement faibles en valeur absolue.
- Les couples pulsatoires dus aux actions mutuelles entre harmoniques et plus spécialement les réactions entre le fondamental et les différents harmoniques.

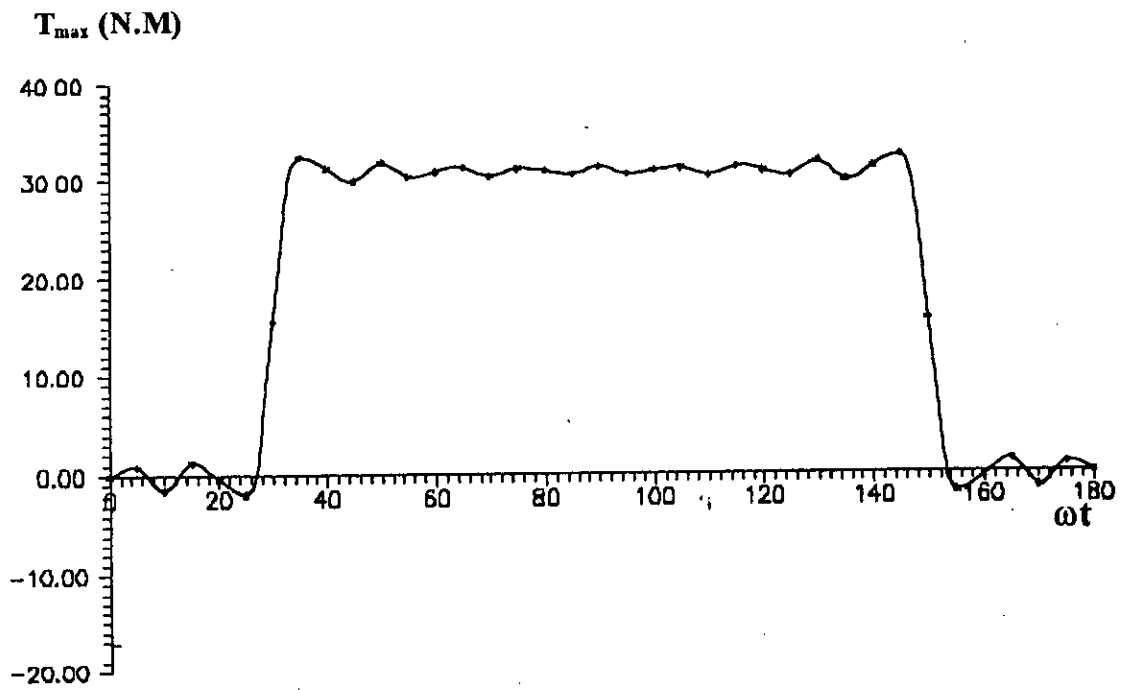


Fig. III.12.a : Effets des harmoniques du courant sur le couple (commutation instantanée)

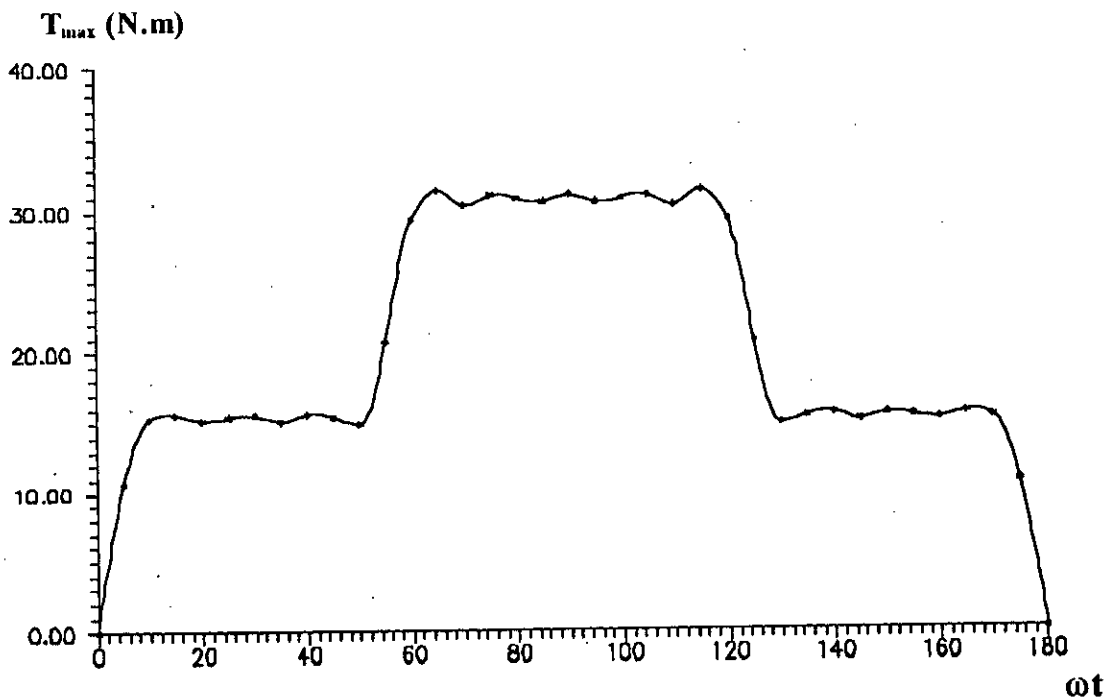


Fig. III.12.b : Effet des harmoniques du courant sur le couple (commutation idéale)

III.7 COMPARAISON AVEC LES RESULTATS OBTENUS PAR UNE AUTRE APPROCHE:

Le comportement de la machine à courant continu sans collecteur en régime transitoire peut être facilement prédéterminé à partir du circuit électrique équivalent, suivant les axes d et q , représenté sur la figure III.2.c, ou alternativement des équations III.4 et III.5 .

La perméabilité relative des aimants est supposée égale à l'unité et le rotor est donc à pôles lisses. L'inductance magnétisante, vue par l'enroulement statorique, est la même suivant les deux axes d et q . Elle est donnée par [28]:

$$L_m = \frac{3\pi}{2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_s^2 \cdot l_u \cdot r_a}{p^2 \cdot g} \quad (\text{III.57})$$

La force magnétomotrice créée par l'aimant est produite par un courant équivalent i_m de valeur égale à:

$$i_m = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{p \cdot B_r \cdot e_p}{\mu_0 \cdot N_s} \cdot \sin \alpha \quad (\text{III.58})$$

L'expression du couple est:

$$T = p L_m i_m i_q \quad (\text{III.59})$$

soit :

$$T = \frac{\sqrt{2}}{g} \cdot r_a \cdot N_s \cdot l_u \cdot B_r \cdot i_q \cdot e_p \cdot \sin \alpha \quad (\text{III.60})$$

A partir des équations précédentes, le couple et le courant équivalent d'aimant varient linéairement avec l'épaisseur des aimants et sinusoidalement en fonction de l'ouverture.

En comparant avec nos résultats, on remarque qu'on obtient la même variation du courant I_m en fonction de e_p ainsi que du couple en fonction de l'ouverture 2α .

Ainsi, les expressions qu'on a obtenu permettent une bonne estimation de l'épaisseur à adopter pour consommer moins de volume d'aimant en gardant toujours des performances appréciables de la machine, alors que l'expression de l'équation III.60 ne le permet pas.

III.8 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants en se basant sur les hypothèses de Park, ainsi que la détermination des différents paramètres de ce modèle.

L'étude des influences des dimensions géométriques des aimants sur le couple; nous a conduit à estimer l'épaisseur et l'ouverture des aimants pour l'exemple étudié (5 mm et 100% du pas polaire), ce volume ainsi déterminé correspond à un surdimensionnement des aimants comparé avec celui déterminé à partir d'un calcul de champ [20].

En plus, une analyse des effets des harmoniques du courant statorique sur le couple a montré une déformation de la forme trapézoïdale du couple qui comportait un taux d'harmoniques important.

Les sources et les moyens de minimisation de telles ondulations seront étudiées d'une manière plus approfondie dans le prochain chapitre.

CHAPITRE V

Les hommes sages sont toujours vrais dans leur conduite et dans leur discours : « ils ne disent pas tout ce qu'ils pensent, mais ils pensent tout ce qu'ils disent ».

LESSING

CHAPITRE IV: ETUDE DES ONDULATIONS DE COUPLE D'UNE BDCM

IV.1 INTRODUCTION:

Les moteurs à courant continu sans collecteur possèdent une f_{cem} de forme d'onde trapézoïdale et sont généralement alimentés par des créneaux de courant (chap.III.§.4.2). Dans ces conditions, le couple produit est, théoriquement, constant. Cependant, en pratique, les ondulations de couple existent. Elles ont comme origine la structure de la machine ainsi que le système d'alimentation utilisé [23].

Les ondulations de couple dues à l'alimentation, ont pour cause principale l'ondulation du courant d'alimentation (qui dépend de la stratégie de commande adoptée) et de la commutation.

Dans ce chapitre nous allons analyser les sources des ondulations du couple dues à la commutation, aux formes d'ondes des f_{cem} et des courants d'alimentation ainsi que ceux dues au couple de détente. Plusieurs techniques pour atténuer ces ondulations seront étudiées.

IV.2 ONDULATIONS DE COUPLE DUES A LA COMMUTATION :

Pour mieux comprendre le comportement de la machine à courant continu sans collecteur durant les séquences de commutation, nous allons présenter une étude de la commutation, en consacrant un intérêt particulier à l'évolution du couple pendant la commutation du courant.

IV.2.1 Description du système étudié :

Le système à étudier est une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant (figure IV.1).

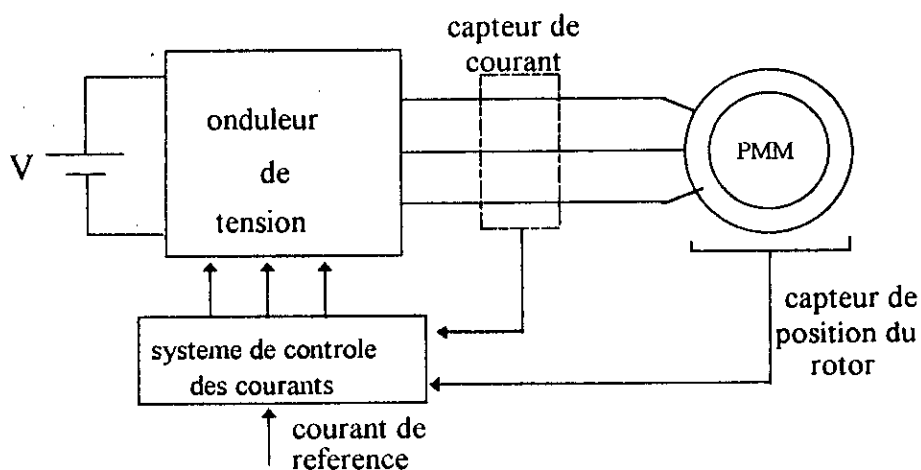


Fig. IV.1 : Schématisation de la commande de la BDCM

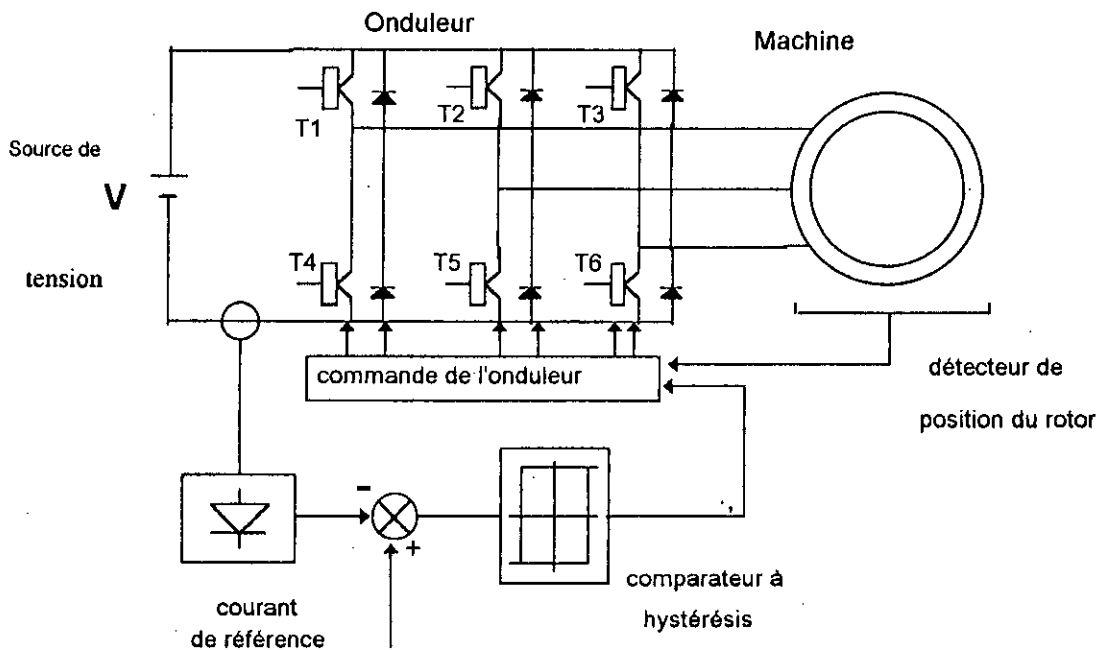


Fig. IV.2 : Schématisation de la commande de la BDCM avec capteur de courant en amont de l'onduleur

Il existe deux niveaux de contrôle du courant:

- Le premier détermine les séquences de commutation à partir du capteur de position.
- Le second détermine l'amplitude des courants de phases.

En utilisant des capteurs de courant, on peut procéder soit à un contrôle par MLI soit à un contrôle par hystérésis.

Souvent, les courants de la machine sont directement mesurés par des capteurs placés en aval de l'onduleur (figure IV.1) mais, pour une alimentation par des courants de forme d'onde rectangulaire, une image des courants de phase peut être obtenue par un capteur de courant placé à l'entrée de l'onduleur (figure IV.2). Ces deux configurations seront examinées lors de cette analyse.

Le modèle de la machine ainsi que les conventions de signe adoptés sont représentés à la figure IV.3.

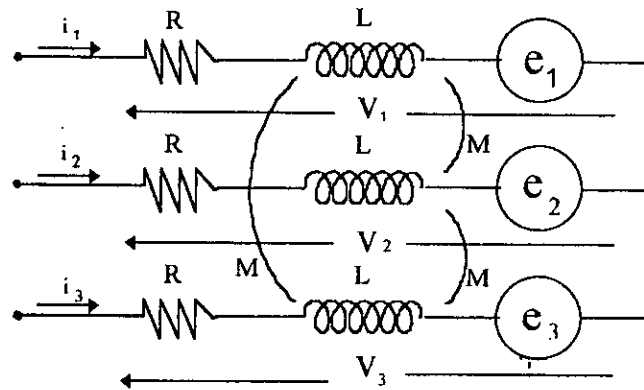


Fig. IV.3 : Modèle de la machine étudiée

En supposant les inductances propres et mutuelles constantes, les tensions de la machine sont données par l'équation matricielle suivante [24] :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathfrak{L} & 0 & 0 \\ 0 & \mathfrak{L} & 0 \\ 0 & 0 & \mathfrak{L} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (IV.1)$$

avec: $\mathfrak{L} = L - M$

L'expression du couple est donnée par :

$$T = 1/\omega (e_1 \cdot i_1 + e_2 \cdot i_2 + e_3 \cdot i_3) \quad (IV.2)$$

Pour étudier les ondulations de couple dues à l'alimentation, on considère que les fem e_1 , e_2 et e_3 sont de forme trapézoïdale idéale (avec un plateau constant de 120° électrique).

IV.2.2 Contrôle avec capteur de courant placé en amont de l'onduleur:

Le principe de ce type de contrôle est décrit par la figure (IV.2), un comparateur à hystérésis est utilisé pour contrôler l'amplitude du courant.

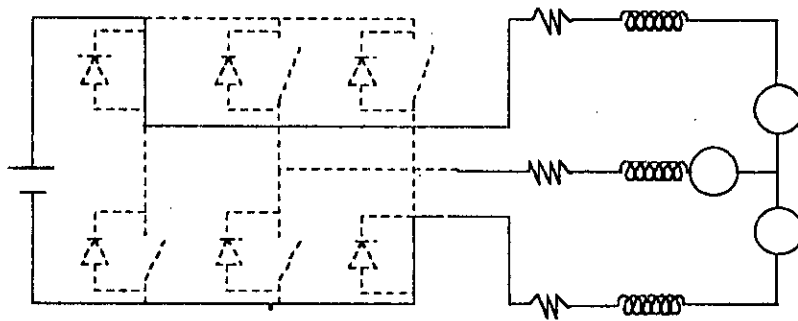
Pour cette analyse, on considère que la bande d'hystérésis est suffisamment étroite pour pouvoir supposer le courant dans la machine, entre deux commutations, constant et égal à I .

a. Séquences de commutation :

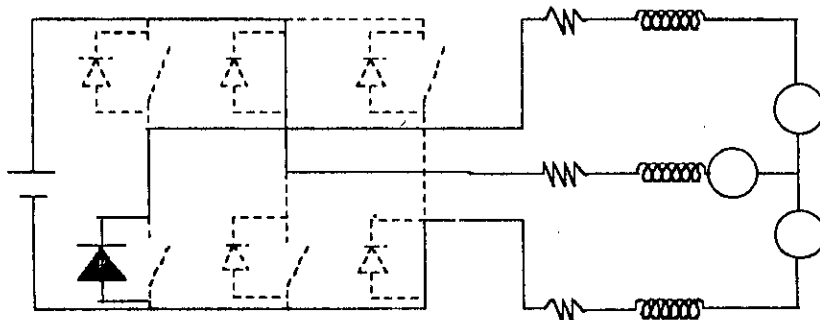
Dans ce qui suit, on considère la commutation du courant de la phase 1 à la phase 2. Ce transfert de courant est assuré par le blocage de T_1 et l'amorçage de T_2 . Néanmoins, un tel transfert ne s'effectue pas directement et exige l'entrée en conduction des diodes de roue libre.

Le circuit d'avant commutation est représenté sur la figure (IV.4.a). Immédiatement, après l'ouverture de T_1 la configuration du circuit est celle de la figure (IV.4.b). Ainsi, on remarque qu'il existe trois cas différents à étudier:

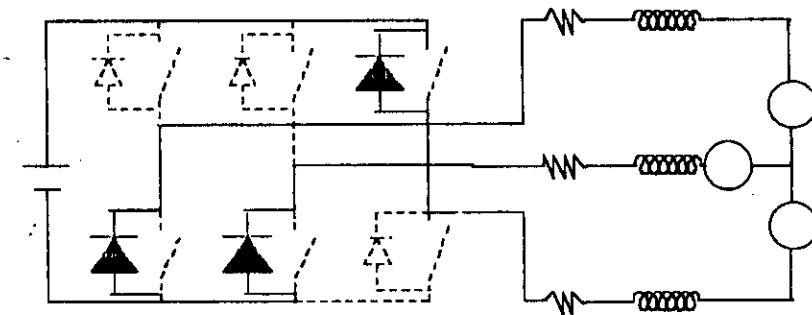
1^{er} cas : le courant i_1 s'annule au même instant où le courant i_2 atteint sa valeur finale I ; la prochaine séquence est celle illustrée par la figure (IV.4.d) et la commutation est alors achevée.



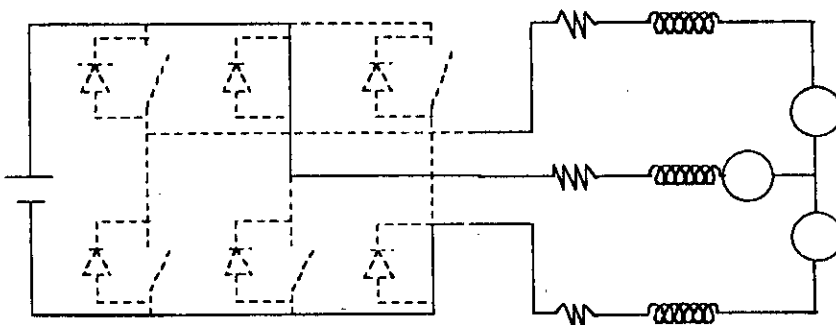
(a). Avant la commutation.



(b). Commutation: 2 transistors et 1 diode conduisent.



(c). Commutation: 3 diodes conduisent.



(d). Après la commutation.

Fig. IV.4: Séquences de la commutation.

2^{ème} cas : le courant i_1 s'annule avant que le courant i_2 n'atteigne sa valeur finale. La prochaine séquence est donc, celle de la figure (IV.4.d), mais, dans ce cas, la commutation se termine seulement au moment où i_2 est égal à I .

3^{ème} cas : Le courant i_2 atteint la valeur I avant que le courant i_1 s'annule; la prochaine séquence est présentée, dans ce cas, sur la figure (IV.4.c) où les transistors T_2 et T_6 sont bloqués et seules les diodes D_3 , D_4 et D_6 conduisent jusqu'à l'annulation de i_1 .

Une fois ces trois séquences possibles identifiées, les équations qui décrivent l'évolution des courants de phases peuvent-être établies. La résistance des enroulements statoriques est supposée négligeable, alors que la fem est considérée constante et égale à E durant la commutation.

Pour la séquence illustrée par la figure (IV.4.b), les dérivées des courants de phases sont données par :

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{V + 2E}{3\xi} \quad (IV.3)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{2(V - E)}{3\xi} \quad (IV.4)$$

$$\frac{di_3}{dt} = -\frac{(V - 4E)}{3\xi} \quad (IV.5)$$

On prend le moment du début de commutation comme origine de temps, les équations du courants s'écrivent :

$$i_1 = I - \frac{V + 2E}{3\xi} \cdot t \quad (IV.6)$$

$$i_2 = \frac{2(V - E)}{3\xi} \cdot t \quad (IV.7)$$

$$i_3 = -I - \frac{V - 4E}{3\xi} \cdot t \quad (IV.8)$$

Pour la séquence de la figure (IV.4.c), les dérivées de courant sont données par les équations suivantes :

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{V + 2E}{3\xi} \quad (IV.9)$$

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{V + 2E}{3\xi} \quad (IV.10)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{2(V + 2E)}{3\xi} \quad (IV.11)$$

Finalement, pour la séquences de la figure (IV.4.d), deux phases, seulement conduisent en série ($i_1 = 0$); les dérivées des courants i_2 et i_3 s'écrivent :

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{di_3}{dt} = \frac{V - 2E}{2\xi} \quad (IV.12)$$

b. Analyse de la commutation :

A partir des équations précédentes, il est possible de déterminer la durée des séquences de commutation :

1^{er} cas :

Dans ce cas (figure IV.5.a) $i_1(t_f) = 0$, alors on peut calculer l'instant t_f à partir de l'équation (IV.6), on trouve :

$$t_f = \frac{3\xi I}{V + 2E} \quad (IV.13)$$

mais, sachant que $i_2(t_f) = I$, alors selon l'équation (IV.7)

$$t_f = \frac{3\xi I}{2(V - E)} \quad (IV.14)$$

Ainsi, pour que ce 1^{er} cas soit possible et puisse avoir lieu, la condition tirée des équations (IV.13) et (IV.14) doit être vérifiée:

$$V = 4 E \quad (IV.15)$$

Pour une tension constante à l'entrée de l'onduleur, cette condition correspond à une vitesse donnée. Dans ce cas, la durée de commutation est donnée par :

$$t_r = \frac{\mathfrak{L}I}{2E} \quad (\text{IV.16})$$

On remarque bien que la dérivée de i_3 est nulle (équation IV.5); donc le courant i_3 est constant dans ce cas, et reste inchangé durant la commutation.

2^{ème} cas :

Dans ce cas la commutation s'effectue en deux séquences figure (IV.5.b). la premier séquence, définie par le temps que prend i_1 pour s'annuler, est caractérisée par le circuit de la figure (.IV.4.b). La durée de cette étape est tirée de l'équation (IV.6) :

$$t_r = \frac{3\mathfrak{L}I}{V + 2E} \quad (\text{IV.17})$$

A la fin de cette séquence, le courant i_2 est donnée par l'équation (IV.7), on obtient :

$$i_2(t_r) = \frac{2(V - E)}{V + 2E} \cdot I \quad (\text{IV.18})$$

La condition pour avoir ce deuxième cas est $i_2(t_r) < I$, c'est à dire d'après l'équation (IV.18) :

$$V < 4 E \quad (\text{IV.19})$$

Pour la seconde séquence, les deux phases 2 et 3 conduisent en série, ainsi, la configuration du circuit est celle illustrée à la figure (IV.4.d). La durée totale de la commutation est donc égale à :

$$t_r = \frac{\mathfrak{L}I}{V - 2E} \quad (\text{IV.20})$$

Il est important de signaler dans ce cas que le courant i_3 , qui n'est pas directement inclus dans la commutation, ne reste plus constant du fait que ses dérivées sont différentes de zéro (équations (IV.5) et (IV.12)) quand la condition de l'équation (IV.19) est vérifiée.

3^{ème} cas :

Dans ce cas, la commutation se fait aussi en deux séquences figure (IV.5.c). La première correspond au circuit de la figure (IV.4.b) et la deuxième au circuit de la figure (IV.4.c).

A partir de l'équation (IV.7), la durée de la première séquence est obtenue:

$$t_r'' = \frac{3fI}{2(V - E)} \quad (IV.21)$$

A l'instant t_r'' , le courant i_1 se déduit de l'équation (IV.9) :

$$i_1(t_r'') = I \cdot \left[\frac{V - 4E}{2(V - E)} \right] \quad (IV.22)$$

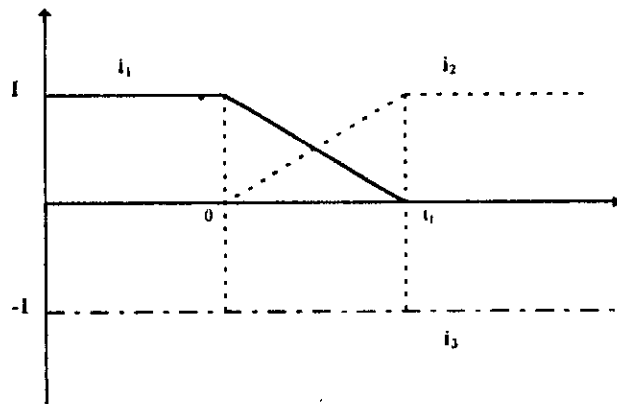
La condition nécessaire à l'établissement de cette situation est donnée par $i_1(t_r'') > 0$; ainsi, selon l'équation (IV.22) :

$$V > 4E \quad (IV.23)$$

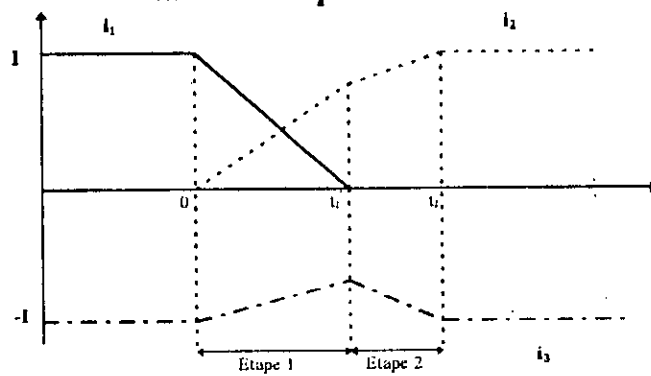
L'analyse du circuit de la figure (IV.4.c) relatif à la seconde séquence (équations IV.9 à IV.11), permet de calculer la durée totale t_r de la commutation

$$t_r = \frac{3fI}{V + 2E} \quad (IV.24)$$

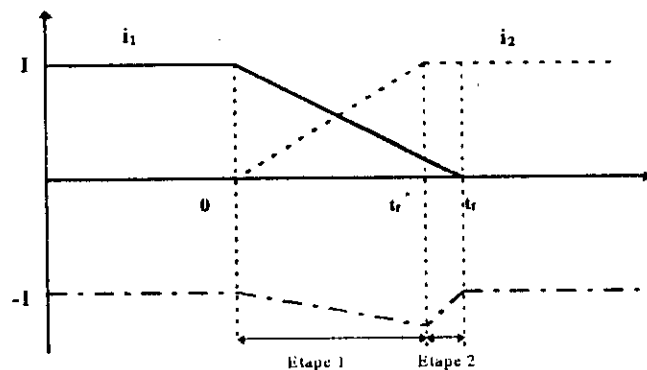
On note que dans ce cas le courant i_3 varie toujours puisque ses dérivées (équations (IV.5) et (IV.11)) sont différentes de zéro si la condition $V > 4E$ est vérifiée.



a. Pour le premier cas.



b. Pour le deuxième cas.



c. Pour le troisième cas.

Fig.IV.5: Evolution des courants.

c. Evolution du couple durant la commutation :

L'expression générale du couple a été donnée à l'équation (IV.2). Le couple entre commutation est donné par :

$$T = 2 \frac{E \cdot I}{\omega} \quad (IV.25)$$

La première séquence de commutation est commune aux trois cas analysés auparavant. Le couple durant cette séquence s'écrit :

$$T = \frac{1}{\omega} [Ei_1 + Ei_2 - Ei_3] \quad (IV.26)$$

avec: $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, on déduit :

$$T = -\frac{2E}{\omega} i_3 \quad (IV.27)$$

Ce résultat montre que le couple est proportionnel au courant non concerné par la commutation. Si on remplace i_3 par son expression de l'équation (IV.8), on obtient :

$$T = \frac{2E}{\omega} \left[I + \frac{V - 4E}{3\xi} \cdot t \right] \quad (IV.28)$$

Les équations (IV.25) à (IV.27) montrent que , durant la première séquence, le couple varié comme suit :

$V = 4 E$ (1^{er} cas) \Rightarrow le couple est constant

$V < 4 E$ (2^{ème} cas) \Rightarrow le couple décroît

$V > 4 E$ (3^{ème} cas) \Rightarrow le couple augmente.

Pour évaluer les ondulations de couple durant la commutation, il suffit de calculer sa valeur à la fin de la première séquence, ainsi :

Pour $V < 4 E$ (2^{ème} cas) :

On a :

$$T(t_f) = \frac{2EI}{\omega} \left[I + \frac{V - 4E}{V + 2E} \right] \quad (IV.29)$$

Le taux d'ondulation du couple est donné par :

$$\tau = \frac{T(t_r') - T(0)}{T} = \frac{V - 4E}{V + 2E} \text{ (pu)} \quad (\text{IV.30})$$

Pour $V > 4E$ (3^{ème} cas) :

$$T(t_r'') = \frac{2EI}{\omega} \left[1 + \frac{V - 4E}{2(V - E)} \right] \quad (\text{IV.31})$$

d'où la valeur τ s'écrit :

$$\tau = \frac{V - 4E}{2(V - E)} \text{ (pu)} \quad (\text{IV.32})$$

Les équations (IV.30) et (IV.32) montrent qu'à $V = C^{st}$, le taux d'ondulation du couple du à la commutation est indépendant du courant I mais dépend de la f.e.m E donc de la vitesse.

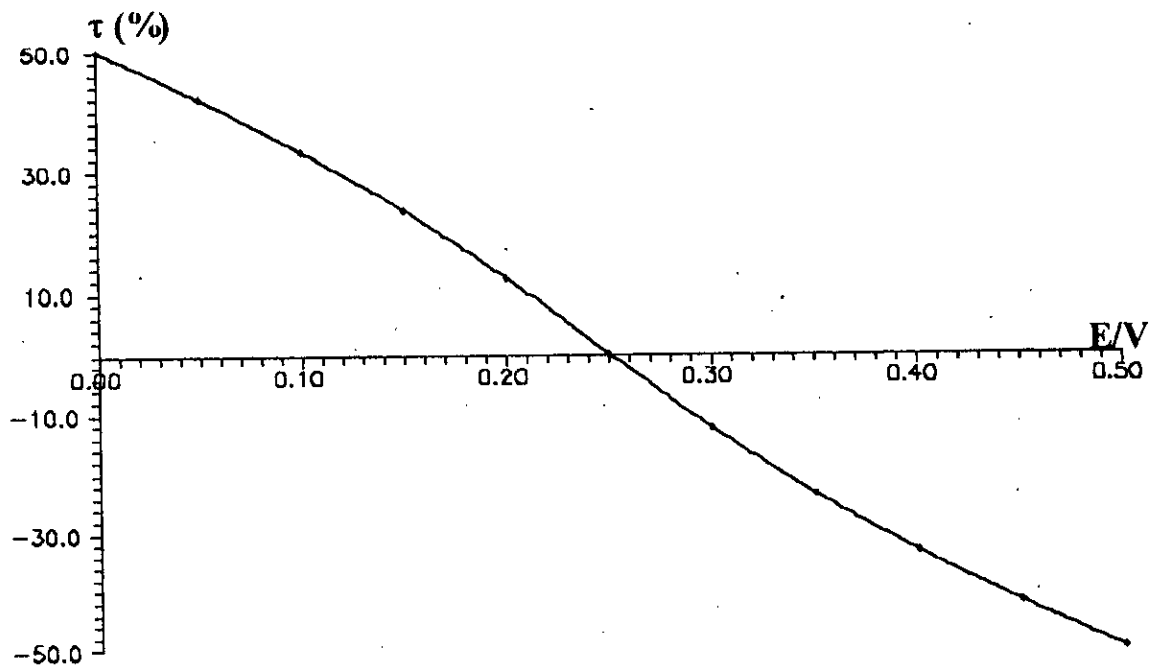


Fig. IV.6.a: Taux d'ondulation du couple.

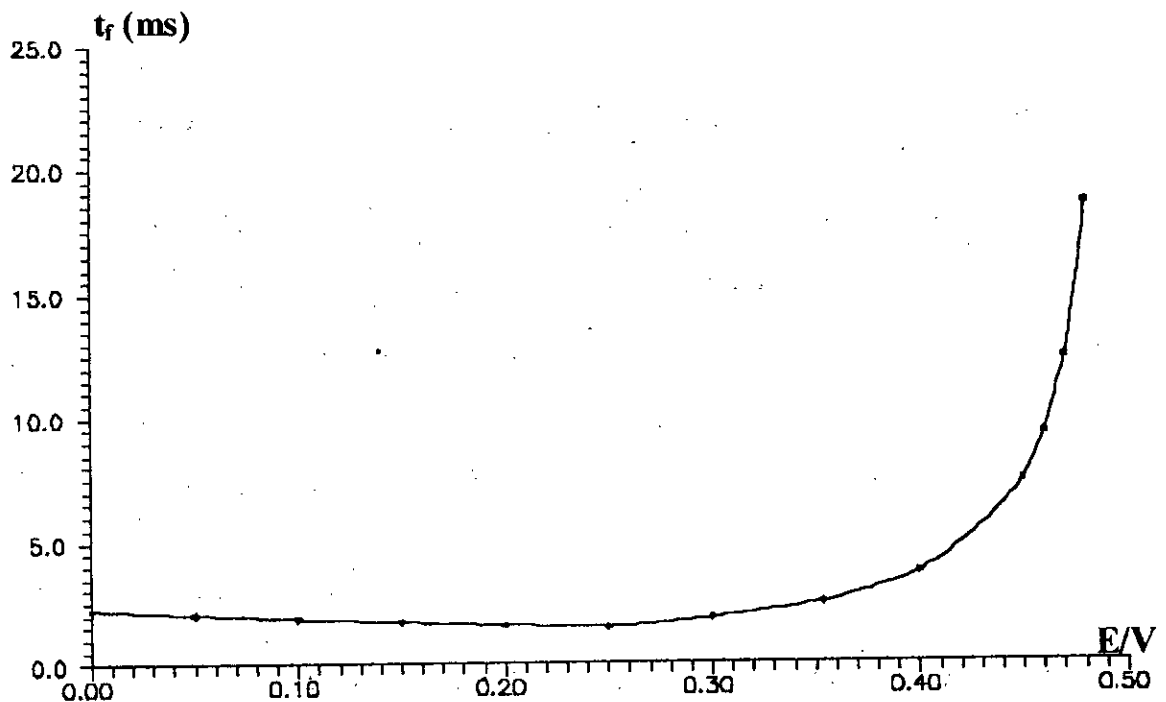


Fig. IV.6.b: Durée de la commutation.

d. Résultats et commentaires :

Le taux d'ondulation du couple ainsi que la durée de commutation calculés pour une machine donnée (prototype étudié) sont représentés sur la figure (IV.6).

Le taux d'ondulation atteint 50% pour les faibles vitesses, ainsi que pour les grandes vitesses; pour $V = 4E$ ce taux est égal à zéro (figure IV.6.a).

La durée de commutation, présentée sur la figure IV.6.b, décroît légèrement dans la gamme des basses vitesses, et croît rapidement pour les grandes vitesses. Cette durée est, cependant, minimale pour $V = 4E$ lorsque le taux d'ondulation du couple est nul.

IV.3 ONDULATIONS DE COUPLE DUES AUX FORMES D'ONDES DE LA F.E.M ET DU COURANT D'ALIMENTATION :

Les ondulations du couple dans la BDCM est en grande partie dues aux fluctuations de la distribution du champ et de la FMM statorique qui dépend de la structure du moteur et de la forme d'onde du courant d'alimentation.

Pour les grandes vitesses, les ondulations du couple sont usuellement filtrées par l'inertie du système. Cependant, à faibles vitesses, les ondulations du couple produisent des effets perceptibles qui ne peuvent être tolérés dans certaines applications (robotique, positionnement ...) [25].

Dans ce qui suit, on présentera une étude des caractéristiques du couple de la BDCM et les méthodes permettant de minimiser ses ondulations pour les deux types d'alimentations (chapitre II. § 4-2).

Cette étude est basée sur les formes d'ondes des f.c.e.m et des courants d'alimentation; les effets, de leurs différents combinaisons, sur le couple sont considérés et évalués.

Finalement, une combinaison optimale de la forme d'onde de la f.c.e.m et du courant d'alimentation est déterminée, en tenant compte de la structure du moteur et de son type d'alimentation.

IV.3.1 Caractéristique du couple de la B.D.C.M :

Pour la BDCM , l'expression du couple peut être formulée en considérant l'interaction entre les courants statoriques et l'induction magnétique produites par les aimants.

Cependant, puisque la fcem du moteur peut être correctement mesurée, il est plus convenable d'utiliser cette grandeur au lieu de l'induction pour l'étude du couple.

a. Formulation de l'expression du couple :

L'expression du couple produit par une seule phase peut être formulée en se référant à la structure simplifiée du moteur.

A l'instant t , le couple instantané produit par la phase a est le résultat de l'interaction entre l'induction magnétique $B(\theta, t)$ et le courant $i_a(t)$ circulant dans les N_s conducteurs.

$$T_a(t) = pN_s \int_{-\frac{\pi}{3p}}^{\frac{\pi}{3p}} r_u \cdot l_u \cdot B(\theta, t) \cdot i_a(t) \cdot d\theta \quad (\text{IV.33})$$

Puisque la f.e.m induite dans la phase (a), à l'instant t , est donnée par:

$$e_a(t) = pN_s \int_{-\frac{\pi}{3p}}^{\frac{\pi}{3p}} B(\theta, t) \cdot l_u \cdot r_u \cdot \omega \cdot d\theta \quad (\text{IV.34})$$

Donc, l'expression du couple devient:

$$T_a(t) = \frac{e_a(t) \cdot i_a(t)}{\omega} \quad (\text{IV.35})$$

Le couple total instantané est la somme des couples produits par les phases a , b et c :

$$T_s(t) = \frac{1}{\omega} [e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t)] \quad (\text{IV.36})$$

b. Ondulations du couple:

Dans le cas idéal, si la f.e.m et courant d'alimentation sont de forme d'onde sinusoïdale alors, le couple électromagnétique est constant et les ondulations de couple n'existent pas. Dans la pratique, à cause de la construction de la machine et de la distribution du champ, les f.e.m induites sont non-sinusoïdales et

contiennent des harmoniques d'ordre élevé. Ainsi, même alimentée par des courants sinusoïdaux, la machine présente toujours des ondulations de couple.

Pour les moteurs triphasés, la fréquence du couple est égale à 6 fois la fréquence de l'alimentation. Donc, le couple moteur contient la composante moyenne plus les harmoniques d'ordre multiple de 6.

$$T = T_0 + \sum_{n=1}^{\infty} T_{6n} \cos(n6\omega t + \phi_{6n}) \quad (\text{IV.37})$$

Où T_0 est le couple moyen et T_{6n} les harmoniques du couple. Le taux d'ondulation est généralement donné par le rapport suivant:

$$\tau \% = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_0} \cdot 100 \quad (\text{IV.38})$$

V.3.2. Ondulation de couple dans le cas d'une alimentation biphasée:

Les formes d'ondes du courant et de la f.e.m du moteur avec ce type d'alimentation sont représentées sur la figure IV.8; Puisque la fréquence du couple est six fois celle de l'alimentation, les calculs peuvent être faits sur une sixième de période.

Pour $\pi/6 < \omega t < \pi/2$ on a:

$$\begin{cases} e_a \cdot i_a = e_a(\omega t) \cdot i_a \\ e_b \cdot i_b = -[e_a(\omega t - 2\pi/3)] \\ e_c \cdot i_c = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

Le couple instantané total est donc égal à:

$$T = \frac{I_a}{\omega} [e_a(\omega t) - e_a(\omega t - 2\pi/3)] \quad (\text{IV.40})$$

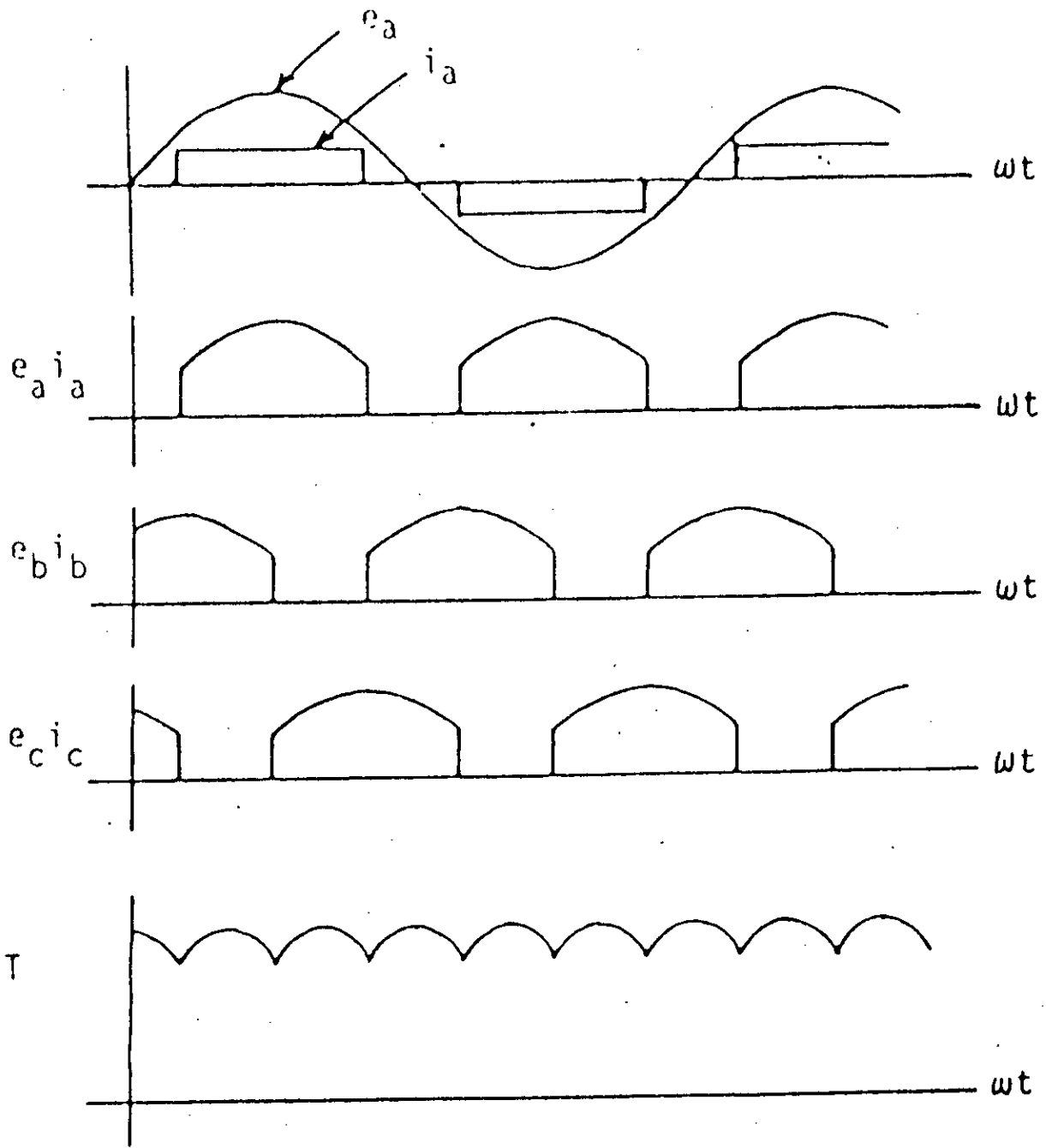


Fig.IV.8: Formes d'ondes pour une alimentation biphasée.

Si les f.e.m sont sinusoïdales, le couple est:

$$T = \frac{\sqrt{3}I_d \cdot E_m}{\omega} \cdot \sin(\omega t + \pi/6) \quad (\text{IV.41})$$

Où E_m est l'amplitude de la f.e.m.

Le couple moyen est donc égal à:

$$T_0 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_d E_m}{\omega} \quad (\text{IV.42})$$

Le taux d'ondulation est donné par:

$$\tau = \frac{T(\pi/3) - T(\pi/2)}{T_0} = 14\% \quad (\text{IV.43})$$

V.3.3. Minimisation des ondulations du couple:

Puisque le couple est proportionnel au produit de la f.c.e.m et du courant d'alimentation, il est possible de trouver une combinaison appropriée de e et i qui réduit les ondulations du couple au minimum.

Cette approche de minimisation des ondulations du couple est appliquée pour les deux types d'alimentation.

a. Alimentation biphasée:

Dans l'expression du couple donnée par l'équation (IV.40) le courant I_d est constant; donc, le couple est constant si seulement le terme $[e_a(\omega t) - e_a(\omega t - 2\pi/3)]$ ne varie pas dans le temps pour $\pi/6 < \omega t < \pi/2$. Cette condition est obtenue avec

une f.e.m trapézoïdale dont la largeur du plateau est égale à 120° électrique (Figure IV.9).

Ce résultat peut s'expliquer par le schéma représenté sur la figure (IV.10). En effet, pour une rotation de 60° électriques, les conducteurs des phases (a) et (b) sont alimentés par un courant I_d constant et se déplacent en même temps, dans un champ magnétique constant.

Le couple produit, est ainsi, toujours constant; et le phénomène se répète périodiquement chaque 60° électrique.

La simplicité que présente l'alimentation biphasée peut être contrebalancée par le besoin d'un modèle spécial du moteur avec f.e.m trapézoïdale, qui est difficile à réaliser, et exige des considération particulières pour obtenir un couple constant.

Dans la pratique, où la f.e.m de la BDCM est souvent d'une forme non-trapézoïdale, il est possible d'obtenir un couple lisse en modulant le courant continu d'alimentation [25]. Cette technique est illustrée à la figure (IV.11). Il est important de signaler qu'un capteur de position à haute résolution est nécessaire pour l'application de cette solution.

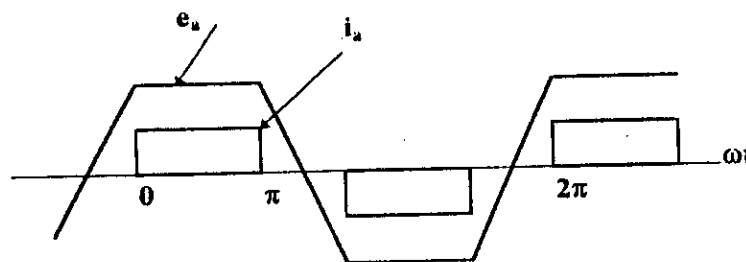


Fig.IV.9: Formes d'ondes théorique de la f.e.m et du courant.

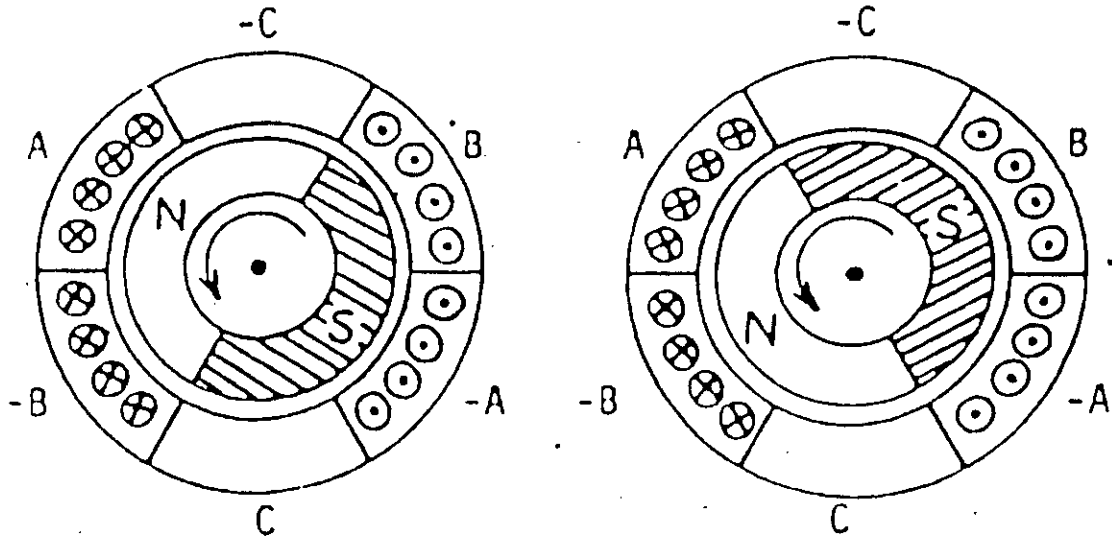


Fig.IV.10: Structure simplifiée d'un moteur à f.e.m trapézoïdale.

b. Alimentation triphasée:

Dans cette alimentation, la forme d'onde du courant d'alimentation est arbitraire; le problème de minimisation des ondulations de couple peut être résolu par élimination des harmoniques de courant [25].

Cette technique consiste à injecter un nombre limité d'harmoniques d'ordre élevé au courant d'alimentation afin d'atténuer les harmoniques du couple de valeur importante. Le but de ces harmoniques étant de minimiser les ondulations de couple, leurs amplitudes doivent être de valeur faible pour limiter les pertes additionnelles du moteur. Le nombre des harmoniques à additionner dépend essentiellement de l'ordre des harmoniques de couple à minimiser.

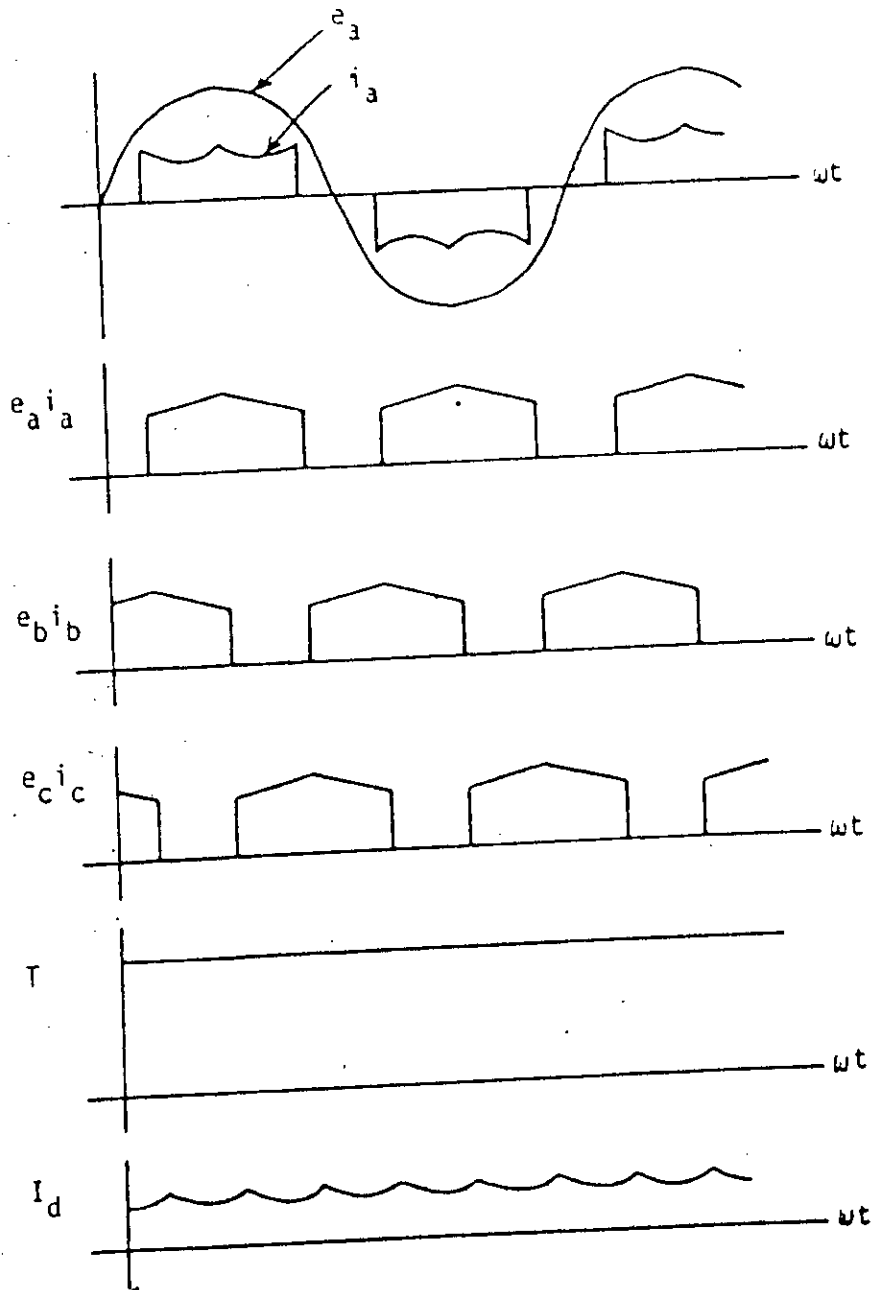


Fig.IV.11: Minimisation des ondulations de couple par la modulation du courant continu d'alimentation.

IV.4 ONDULATIONS DU COUPLE DUES AU COUPLE DE DÉTENTE :

Parmi les causes d'ondulations de couple dues à la structure, il y a le couple de détente. Généralement, en négligeant la saturation magnétique, le couple de la machine peut être exprimé en fonction de la position du rotor θ par :

$$T(I, \theta) = p \left(I \frac{d\Phi}{dt} + \frac{dW}{dt} \right) \quad (IV.44)$$

Le premier terme de cette équation représente le couple électromagnétique créé par l'interaction entre le flux d'aimant et la Fmm statorique. Le second terme est dû à la variation de l'énergie magnétique du rotor et existe même en absence des courants (à vide) ; il représente ce qu'on appelle « couple de détente ». Ce couple résulte de la modulation du flux des aimants par les encoches, et peut produire des harmoniques de couple significatives en particulier pour les machines de faibles puissances.

Plusieurs solutions, concernant un changement au niveau de la structure de la machine, ont été proposées pour réduire le couple de détente [26].

Dans ce qui suit, nous allons citer quelques solutions:

IV.4.1 Ouverture des aimants suffisante :

Pour une alimentation par des créneaux de courants de largeur de 120° électrique, l'ouverture minimale des aimants susceptible de produire un couple constant est donnée par [26, 27] :

$$2\alpha = 180 \left[1 - \frac{1}{3q} \right] \quad (IV.45)$$

où q représente le nombre des encoches par pôle et par phase.

Théoriquement, avec cette ouverture d'aimants, le couple de détente est atténué. Cependant, en tenant compte du flux d'extrémité aux bords des aimants, le minimum est obtenu avec des ouvertures plus larges[26].

Un choix judicieux de l'ouverture des aimants, de la largeur des encoches, ainsi que la longueur de l'entrefer permet une importante réduction du couple de détente.

IV.4.2 Inclinaison des encoches statoriques :

La solution la plus efficace pour réduire le couple de détente est l'inclinaison des encoches statoriques. En négligeant les effets de bord aux extrémités de la machine, une inclinaison d'un angle mécanique β produit une atténuation des harmoniques du couple de détente. En effet, ces harmoniques sont théoriquement éliminés avec une inclinaison égale au pas dentaire ($\beta = \tau_D$)[26].

Par ailleurs, pour une ouverture des aimants et un type d'enroulement donnés, l'inclinaison des encoches réduit la largeur du plateau du couple [26, 27].

Finalement, en pratique, l'inclinaison doit être réalisée avec une bonne précision.

IV.4.3 Inclinaison des aimants :

L'action sur les harmoniques du couple de détente est aussi possible par l'inclinaison des aimants, qui est de plus en plus accessible par une technologie de pointe. Cette technique consiste à réaliser les pôles inducteurs par le moyen de blocs d'aimants qui sont décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle τ_D / n_b où:

n_b est le nombre de blocs d'aimants.

τ_D est le pas dentaire.

Avec cette méthode, tous les harmoniques sont éliminés sauf ceux qui sont multiples du nombre de blocs.

Cependant, l'inclinaison des aimants produit une réduction de la largeur du plateau du couple statique.

IV.5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons commencé par l'étude de l'influence de la commutation sur le couple. Les résultats obtenus indiquent que le taux d'ondulation est indépendant du courant d'alimentation, mais varie en fonction de la vitesse; il peut atteindre 50% du couple moyen pour les faibles et grandes vitesses [23]. Cependant, il faut prêter attention à la durée de commutation qui peut devenir très importante et produire des pulsations de couple pour les vitesses élevées.

Ensuite, nous avons présenté une étude des ondulations du couple dues aux formes d'onde des fem et des courants d'alimentation pour les deux types d'alimentation (biphasee et triphasee), et quelques solutions pour atténuer ces ondulations ont été développées. Pour l'alimentation biphasee, deux solutions peuvent être envisagées: utiliser une fem trapézoïdale ou bien moduler le courant continu d'alimentation. Pour l'alimentation triphasee, PERRET [25], propose d'injecter un nombre limité d'harmoniques du courant en sélectionnant les harmoniques de couple indésirables à éliminer.

Pour les ondulations de structures, plusieurs techniques ont été proposé afin d'atténuer le couple de détente; soit par l'inclinaison des encoches statoriques sur un pas dentaire, soit par un changement des blocs d'aimants [26, 27].

Ces solutions compliquent la construction de la machine et augmentent, ainsi, son coût. Il existe la solution où l'enroulement statorique est collé dans un stator lisse.

Conclusion Générale

Mieux vaut une paix médiocre qu'une guerre glorieuse

Proverbe Chinois

CONCLUSION GENERALE

Le schéma électrique équivalent élaboré nous a permis d'étudier les influences des paramètres géométriques de l'inducteur (ouverture et épaisseur des aimants) sur le couple.

Pour l'épaisseur, le modèle adopté au type de structure étudié donne des résultats appréciables. En effet, pour l'exemple considéré, nous avons trouvé une épaisseur des aimants très voisine de celle déterminée par une autre méthode utilisant un calcul de champ [20].

Evidemment, nous avons considéré les mêmes hypothèses et en particulier la linéarité qui est propre à la structure.

Pour l'ouverture des aimants, nous avons trouvé que le couple maximum est obtenu pour une ouverture égale à un pas polaire. Cependant, nous avons estimé qu'une ouverture de deux tiers du pas polaire peut être suffisante pour avoir un couple important avec un gain en volume d'aimant, cette conclusion est vérifiée par notre étude bibliographique. En effet, cette ouverture concorde en fonctionnement synchrone autopiloté, au nombre d'encoches alimentées sur un pas polaire dans le cas d'une alimentation par des créneaux de courant.

Enfin, il est évident que pour des applications qui exigent une optimisation des dimensions des aimants, un calcul de champ est nécessaire.

L'étude des ondulations du couple dues à la commutation pour la machine à courant continu sans collecteur a montré que le taux d'ondulation est indépendant des courant d'alimentation, mais qu'il varie en fonction de la vitesse et qu'il peut atteindre jusqu'à 50% du couple moyen.

Des travaux que nous avons consulté, il en ressort que la machine à courant continu sans collecteur (BDCM) est caractérisée par un couple volumique élevé, un capteur de position très simple et qu'elle peut être utilisée dans des applications qui tolèrent un certain taux d'ondulation du couple.

En revanche, la machine synchrone autocommutée (PMSM) qui nécessite un capteur de position très sophistiqué (résolver) est rencontrée, surtout, dans les domaines d'applications où un minimum d'ondulation du couple est demandé.

Bibliographie

- [1] R.Chauprade, « Electronique de puissance », tome 2, edition Eyrolles,1981.
- [2] R.Chauprade, « Les entrainements à vitesse variable par variateurs statiques de fréquence », RGE N°10, octobre 1978.pp.760-770.
- [3] Ben H.Carliste, « Rare-earth motors shed their exotic image », Machine design/KJanuary 29, 1986 pp.18-28.
- [4] M.Labraga; B.Davat; M.Lajoie-Mazenc, « Un servomoyeur à aimants permanents en ferrite pour entrainement direct », RGE N°7, Juillet 1989.pp.38-42.
- [5] M.Lajoie-Mazenc, « L'alimentation et la commande électronique des machines synchrones », Journées du club EEA Electrotechnique-Toulouse, 14-15 Mars 1991.pp.1-29.
- [6] S.Ogasawara; M.Nishimura; H.Agagi; H.Nabae and Y.Nakanishi, « A high performance AC servo system with Permanent Magnet Synchronous Motors », IEEE transactions on industrial electronics, Vol.IE-33, N°1, February 1986.pp.87-91.

[7] B.Saint-Jean, « Electrotechnique et machines électriques », Edition Eyrolles 1977.

[8] A.Kassatkine, « Electrotechnique élémentaire », Edition Mir 1987.

[9] G.Segulier et F.Notelet, « Electrotechnique industrielle », technique et documentation, Lavoisier, 1977.

[10] M.Kostenko et L.Piotrovski, « Machines électriques », T.II, Edition Mir-Moscou 1968.

[11] F.Milsant, « Cours d'electrotechnique: Machines électriques », Tome 3, Edition Berti 1993.

[12] H.Ney, « Electrotechnique et normalisation », Tome 4, Edition Fernand Nathan 1988.

[13] R.Ibtiouen, « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopiloté à aimants insérés », thèse de Doctorat ENP 1993.

[14] P.Brissonneau, « Les aimants à base de terre-rares très performants mais coûteux », RGE-Mars 1987 N°3 pp.21-27.

[15] F.L.Ringuel, « Aimants permanents:matériaux et applications », T.I D187, 1990.

[16] E.Durand , « Magnétostatique », Masson et CIE Editeurs 1968.

[17] P.Brissonneau, « Aimants permanents: principes et circuits magnétiques » , T.I D 2090 - 1990.

[18] A.Abdel-Razek; J.P.Chassand; L.Pierrat; M.Poloujadoff et A.Wiart, « Fréquence limite de fonctionnement en commutation naturelle d'un moteur synchrone autopiloté » , RGE N°9- Septembre- 1979, pp. 690-696.

[19] M.Ouriagly; F.Meibody Tabar; F.M.Sangos, « Influence of dampers on the dynamic behaviour of oriented-field controlled permanent magnet synchronous machines », IMACS, TCI' 93, EP Montrial, Juillet 93, pp. 393-396.

[20] L.Hadjout, « Analyse des performances électromagnétiques d'une Machine Synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse », Thèse de Magister ENP, Juin 1994.

[21] M.Abid et K.Bouhrara, « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents », PFE, ENP, Juin 1994.

[22] F.Brillant, « Les onduleurs autonomes », Edition Dunod, 1982.

[23] R.Carlson; M.Lajoie-Mazenc; J.C.Fagundes, « Analysis of torque ripple due to phase commutation in BDCM », In 1990, Industry Applications Society Annual Meeting, Seattle, USA, October 7/12/1990, Vol.1, pp. 287-292.

[24] P.Pillay; R.Krishnan, « Modeling of Permanent Magnet Motor Drives », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.35, N°4, November 1988, pp. 537-541.

[25] H.LE-HUY; R.Perret; R.Feuillet, « Minimisation of Torque Ripple in BDCM », Conférence Record of the 1985 IEEE, IAS Annual Meeting, pp. 790-797.

[26] R.Carlson; M.Lajoie-Mazenc, « A Synthesis of Torque Ripple problem and solutions in electronically commutated Permanent Magnet Synchronous Machines », SM100 International Conférence on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, Zurich 27/29 August 1991, Part-3, pp. 1077-1082.

[27] M.Lajoie-Mazenc; B.Nogared; J.C.Fagundes, « Analysis of Torque ripple in electronically commutated Permanent Magnet Machines and minimization methods », In Fourth International Conférence on Electrical Machines and Drives, London, England, September 13/15 1989, Vol.1, pp.85-89.

[28] T.Sebastian et G.R.Slemon, « Transient Modeling and performance of variable-speed permanent magnet machines », IEEE, Transactions on industry applications, Vol.23, N°1, Janvier/Fevrier 89, pp. 101-106.

ANNEXE

Paramètres du prototype étudié:

- Nombre total d'encoche $N_e=36$.
- Nombre de paires de pôles $p=3$.
- Nombre d'encoches par pôle et par phase $q=2$.
- Pas dentaire $\tau_D=\pi/18$.
- Pas polaire $\tau_p=\pi/3$.
- Rayon d'alésage du stator $r_a=31$ mm.
- Rayon interne du rotor $r_i=25$ mm.
- Epaisseur de l'aimant $e_p=5$ mm
- Entrefer mécanique $g_{mec}=0,8$ mm.
- Profondeur de l'encoche $b=14$ mm.
- Ouverture de l'encoche $\varepsilon=\tau_D/3$.
- Nombre de spires en série par phase $N_s=37$.
- Induction rémanente $B_r=1$ Tesla.
- Longueur utile de la machine $l_l=140$ mm.
- Inductance cyclique par phase $\xi=18,36$ mH.
- Paramètres calculés:
 - Inductance propre par phase $L=12,24$ mH.
 - Inductance principale par phase $L_p=8,3$ mH.
 - Inductance de fuite par phase $L_l=3,94$ mH.