

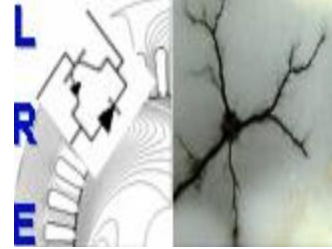
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de

Master en Electrotechnique

Intitulé

**Modélisation et Commande de la Machine
Synchro-Réductante**

Présenté par

Hicham BOUTOUCHE

Sous la direction de

Encadreur: Pr. Kamel BOUGHRARA.

Présenté et soutenu publiquement le 18/06/2017

Composition du Jury :

Président	O. TOUHAMI, Professeur à l'ENP
Rapporteur/Promoteur	K. BOUGHRARA, Professeur à l'ENP
Examineur	R. IBTIOUEN, Professeur à l'ENP

ENP 2017

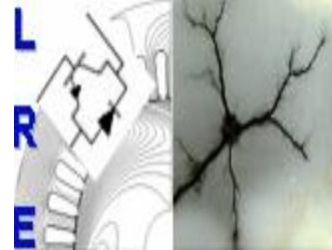
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de

Master en Electrotechnique

Intitulé

**Modélisation et Commande de la Machine
Synchro-Réductante**

Présenté par

Hicham BOUTOUCHE

Sous la direction de

Encadreur: Pr. Kamel BOUGHRARA.

Présenté et soutenu publiquement le 18/06/2017

Composition du Jury :

Président	O. TOUHAMI, Professeur à l'ENP
Rapporteur/Promoteur	K. BOUGHRARA, Professeur à l'ENP
Examineur	R. IBTIOUEN, Professeur à l'ENP

ENP 2017

Remerciement

En premier lieu, nous tenons à remercier Dieu, de nous avoir aidé et de nous avoir donné la patience et la foi de finaliser ce mémoire.

Nous adressons nos remerciements à Monsieur **K. Boughrara**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'appui scientifique et sa disponibilité durant la préparation de ce travail ainsi que pour tous le savoir qu'il nous a transmis durant nos années à l'ENP.

Nous tenons également remercier les membres du jury:

Monsieur **R. Ibtiouane**, Professeur et chef de département d'électrotechnique de l'ENP, pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury.

Monsieur **O. Touhami**, professeur au département d'électrotechnique de l'ENP, pour nous avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble des enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique spécialement ceux du département de l'électrotechnique, pour leur encadrement tout au long de notre formation.

ملخص :

هذا العمل يتناول النمذجة الكهرومغناطيسية بالعناصر المحدودة والتحكم في المحركات التزامنية الممانعة المزودة بحواجز التدفق مع الاخذ بعين الاعتبار بظاهرة التشبع الناجم عن تيار التغذية وزاوية الحمولة. بعد تحديد المحاثات المغناطيسية للمحاور المباشرة والتربيع وإنجاز نموذج Park من أجل التحكم في الآلة المدروسة. طبقنا التحكم الشعاعي والتحكم MTPA باعتبار معاملات الآلة ثابتة ثم ديناميكية.

الكلمات الدالة : زاوية الحمولة ، التشبع ،نسبة البروز،آلة تزامنية ممانعة ، العناصر المحددة ،التحكم الشعاعي ، MTPA ، نموذج بمعلمات ثابتة (CPM) ،نموذج بمعلمات ديناميكية (DPM).

Abstract :

This work is mainly about finite element electromagnetic modeling and the control of synchro-reluctance motors with flux barriers taking into account saturation. Once the inductances of direct and quadrature axis have been determined, the Park model is established for controlling the machine under study. We used vector control and MTPA control considering the parameters of the machine constant and then dynamic.

Key word: Load angle, saturation, saliency ratio, synchronous reluctance machine, finite element, vector control, MTPA, constant parameter model (CPM), dynamic parameter model (DPM).

Résumé :

Ce travail porte sur la modélisation électromagnétique par éléments finis et la commande des moteurs synchro-réductants avec barrières de flux en tenant compte de l'effet de la saturation. Une fois les inductances d'axes direct et en quadrature déterminées, le modèle de Park est établi en vue de la commande de la machine étudiée. Nous avons appliqué la commande vectorielle et la commande MTPA en considérant les paramètres de la machine constants puis dynamiques.

Mot clef : Angle de charge, saturation, rapport de saillance, machine synchro-réductante, éléments finis, commande vectorielle, MTPA, modèle à paramètres constants (CPM), modèle à paramètres dynamiques (DPM).

Table des matières

Liste des tableaux	
Liste des figures	
Nomenclature	
Liste des symboles	
Introduction générale	10
Chapitre I : Généralités sur la machine synchro-réductante	12
I.1 Introduction	12
I.2 Aperçu sur la machine synchro-réductante	12
I.3 Principe de fonctionnement de la machine synchro-réductante	12
I.4 Les différentes structures du rotor d'une machine synchro-réductante	12
I.4.1 Machine synchro-réductante à rotor massif	13
I.4.2 Machine synchro-réductante à rotor segmenté	13
I.4.3 Machine synchro-réductante à rotor axialement laminé	13
I.4.4 Machine synchro-réductante à rotor à barrières de flux	13
I.5 Influence du paramètre (L_d/L_q) sur les performances de la machine la machine	14
I.6 Avantages de la MSR	15
I.7 Conclusion	15
Chapitre II : Analyse par éléments finis de la MSR	16
II.1 Introduction	16
II.2 Modélisation par éléments finis de la MSR en linéaire et saturé	16
II.2.1 Distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer	17
II.2.2 Inductance d'axe direct et d'axe en quadrature	17
II.3 Conclusion	18
Chapitre III : Modélisation et commande vectorielle de la MSR à paramètres constants	19
III.1 Introduction	19
III.2 Modélisation de la MSR	19
III.2.1 Modèle mathématique de la MSR	19
III.2.1.1 Hypothèses	19
III.2.1.2. Equations dans un repère lié au stator	19
III.2.1.3 Modèle de la machine dans le repère (d-q) lié au rotor	20
III.2.2 Mise sous forme d'équation d'état	21
III.3 Modélisation de l'alimentation de la machine	23
III.3.1 Dimensionnement de la tension de la batterie	24
III.4 Commande Vectorielle	25

III.4.1 Principe de la commande vectorielle	25
III.4.2 Découplage des courants i_d et i_q	25
III.5 Dimensionnement des régulateurs	26
III.5.1 Régulateur du courant i_q	27
III.5.2 Régulateur du courant i_d	27
III.5.3 Régulation de vitesse	28
III.6 Résultats de simulation	28
III.7 Commande MTPA	29
III.7.1 Simulation	30
III.8 Conclusion	31
Chapitre IV : Commande MTPA de la de la MSR à paramètres variables	32
IV.1 Introduction	32
IV.3 Les équations et les hypothèses de l'approche adoptée	33
IV.4 Commande et simulation de la MSR à paramètres constants et à paramètres variables	33
IV.5 Conclusion	35
Conclusion générale	36
Bibliographie	37
Annexe I	38
Annexe II	40

Liste des tableaux

Tableau.1 : Dimensions et caractéristiques de la machine.	38
Tableau.2 : Les matériaux de la machine.	38

Liste des figures

Figure.I.1 : Angle de charge.	12
Figure.I.2 : Différentes structures de machines synchro-réductantes.	13
Figure.I.3 : Facteur de puissance en fonction du rapport de saillance.	14
Figure.II.1: Caractéristique magnétique de l'acier M530-65A-ok.	16
Figure.II.3: Représentation des lignes de champ de la machine saturée. (a) Le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe d du rotor. (b) Le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe q du rotor.	17
Figure.II.4: Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine saturée. (a) Le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe q du rotor. (b) Le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe d du rotor.	17
Figure.II.5: L'évolution de L_d , L_q (a) et du rapport de saillance (b) en fonction de I_{max} du modèle linéaire et saturé.	18
Figure.II.6: L'évolution de L_d et L_q des modèles linéaire et saturé en fonction de l'angle de charge.	18
Figure.III.1 : Représentation symbolique de la MSR.	19
Figure.III.2 : Modèle simulink/matlab de la MSR.	22
Figure.III.3 : Schéma de l'association MSR-onduleur de tension.	23
Figure.III.4 : Schéma bloc d'un onduleur commandé en MLI.	24
Figure.III.5 : Principe de la commande vectorielle.	24
Figure.III.6 : Schéma globale de la commande vectorielle avec utilisation des courants de sortie de la machine pour les termes de compensation.	25
Figure.III.8 : Boucle de régulation du courant i_q .	26
Figure.III.9 : Boucle de régulation du courant i_d .	27
Figure.III.10 : Vitesse rotorique (a) et couple (b) en fonction du temps.	28
Figure.III.11 : Courant statorique (a) Courant d'axe direct et d'axe en quadrature (b) en fonction du temps.	29
Figure.III.12 : Schéma globale de la commande MTPA de la MSR.	30
Figure.III.13 : Vitesse rotorique (a) et couple (b) en fonction du temps.	30
Figure.III.14 : Courant statorique des deux commandes en fonction du temps.	31
Figure.III.15 : Courant d'axe direct et d'axe en quadrature de la commande MTPA (a) de la commande vectorielle (b) en fonction du temps.	31
Figure.IV.1 : L'évolution de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge et du courant d'alimentation.	32
Figure.IV.2: Table de correspondance L_q (a) L_d (b).	33
Figure.IV.3 : Vitesse rotorique (a) couple (b) des deux modèles en fonction du temps.	34
Figure.IV.4 : Courant statorique (a) Rapport de saillance (b) des deux modèles en fonction du temps.	34

Figure.IV.5 : L'évolution des inductances d'axe direct (a) et d'axe en quadrature (b) des deux modèles en fonction du temps.	34
Figure.1 : Représentation du bobinage statorique.	39
Figure.1 : Les axes direct et en quadrature de la MSR.	40
Figure.2 : F.M.M résultante.	41
Figure.3: L'orientation de la résultante du flux pour $\theta_e = \frac{\pi}{2}$ (a) et $\theta_e = 0$ (b).	41

Nomenclature

MSR : machine synchro-réductante.

DPM : Modèle à paramètres dynamiques.

CPM : Modèle à paramètres constants.

MLI : Modulation de largeur d'impulsions

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte

FTBF : Fonction de transfert en boucle fermée

MTPA : Max Torque per Ampere

f.m.m : Force magnétomotrice.

Liste des symboles

p : Nombre pair de pôle.

ξ : Rapport de saillance.

θ_e : Angle de charge.

C_{em} : Couple électromagnétique.

φ_d : Flux d'axe direct.

φ_q : Flux d'axe en quadrature.

φ_a : Flux de la phase a.

φ_b : Flux de la phase b.

φ_c : Flux de la phase c.

I_{max} : Valeur de crête du courant.

i_a : Courant de la phase a.

i_b : Courant de la phase b.

i_c : courant de la phase c.

i_d : Courant d'axe direct.

i_q : Courant d'axe en quadrature.

L_a : inductance de la phase a.

L_b : inductance de la phase b.

L_c : inductance de la phase c.

L_d : inductance d'axe direct

L_q : inductance d'axe en quadrature

M_{ab} : Mutuelle inductance entre la phase a et la phase b.

M_{ac} : Mutuelle inductance entre la phase a et la phase c.

M_{cb} : Mutuelle inductance entre la phase c et la phase b.

θ : Position du rotor.

ω_r : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

C_r : Couple résistant.

f: Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

$P(\theta)$: Matrice de passage de Park.

$P(\theta)^{-1}$: Matrice de passage inverse de Park.

R_s : Résistance statorique.

m : L'indice de modulation.

r : Le taux de modulation.

S_i : Fonctions logiques de connexion.

V_a : Tension de la phase a.

V_b : Tension de la phase b.

V_c : Tension de la phase c.

V_d : Tension d'axe direct.

V_q : Tension d'axe en quadrature.

E : La tension continue de la batterie.

U : Amplitude de la porteuse.

f_p : fréquence de la porteuse.

f_m : fréquence de la modulante.

r : coefficient de réglage.

V_p : Tension de la porteuse.

V_m : Tension de la modulante.

\mathcal{T} : coefficient d'amortissement.

T_q : Constante de temps électrique de l'axe q de la machine.

T_d : Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

Introduction générale

Ces deux dernières décennies, la machine synchro-réductante (MSR) est devenue de plus en plus une véritable concurrente de la machine asynchrone avec laquelle elle partage la robustesse, et cela grâce à sa puissance volumique qui est relativement importante, la structure de son rotor qui s'adapte aux applications de grande vitesse et l'absence de pertes rotoriques par effet Joule [1], [2]. Cette machine peut aussi partager avec la machine asynchrone l'avantage du démarrage en asynchrone si on opte pour une structure non feuilletée du rotor [3]. L'avantage qu'offre la MSR est la simplicité de l'optimisation de ses performances, tel que il suffit d'agir sur la géométrie de son rotor pour avoir un rapport de saillance aussi grand que possible et pour cela le rotor doit être conçu d'une manière à ce que la machine présente une réductance minimale suivant l'axe d et une réductance maximale suivant l'axe q. L'une de ces techniques est l'introduction des barrières de flux dans le rotor.

La saturation des matériaux magnétiques dans les machines électriques est l'un des phénomènes les plus étudiés eu égard à son influence sur l'évolution des grandeurs de la machine. En effet, Elle a pour effet un accroissement non linéaire des inductances lorsque le courant augmente. Cette saturation ne nous permet plus de considérer les valeurs de ces inductances comme étant constantes. On doit donc adapter le modèle pour trouver les nouvelles valeurs de celles-ci afin de mieux refléter les phénomènes qui se produisent dans la machine. C'est pour cela dans ce mémoire, nous allons utiliser la méthode des éléments finis pour modéliser la MSR à barrières circulaires en mode linéaire et saturé afin de tirer ses paramètres et présenter l'influence de la saturation sur ceux-ci. Les paramètres obtenus permettent d'établir deux modèles : un modèle linéaire avec des paramètres constants et un modèle linéaire avec des paramètres dynamiques qui tient compte de l'effet de la saturation.

Dans ce travail nous nous intéressons aussi à la commande et pour cela nous allons adopter deux technique de commande: la commande vectorielle et la commande MTPA et cela afin de déterminer la commande la plus performante. Nous finalisons ce travail avec une la commande MTPA à paramètres dynamiques qui tient compte de la saturation.

Le présent rapport est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons définir la machine synchro-réductante en présentant son principe de fonctionnement et ses différentes structures. Nous finalisons ce chapitre par la présentation de l'influence du rapport de saillance sur les performances de la machine, ainsi les avantages de celle-ci.

Dans le deuxième chapitre, nous utilisons le logiciel FEMM pour établir un modèle linéaire et un modèle saturé de notre machine afin de tirer les paramètres que nous aurons besoins par la suite et présenter l'influence de la saturation sur celles-ci. L'évaluation de la saturation s'effectue en fonction de l'angle de charge et du courant d'alimentation car la variation de l'angle de charge de 0° à 90° provoque la désaturation de la machine.

Dans le troisième chapitre, nous allons établir le modèle linéaire à paramètres constants de notre machine en utilisant la transformation de Park, puis nous présentons le système d'alimentation et sa technique de commande, nous présentons aussi deux techniques de commande (la commande vectorielle et la commande MTPA) et la procédure du calcul des régulateurs adaptés. Nous finalisons ce chapitre avec une étude comparative entre ces deux techniques de commande afin de déterminer la commande la plus performante.

Le quatrième et le dernier chapitre sera consacré à l'établissement et la commande du modèle à paramètres dynamiques de notre machine et pour cela nous présenterons les approches

permettant d'obtenir ce modèle qui tient compte de l'effet de l'angle de charge et de la saturation. Cependant, l'approche qui va être adoptée est l'approche qui nécessite moins de ressources informatiques et sans sacrifice de précision, et en ce qui concerne la technique de commande nous optons pour la technique de commande MTPA, les résultats obtenus seront comparés avec ceux du modèle linéaire à paramètres constants afin de présenter l'influence de la dynamique des paramètres sur les performances de la machine.

Chapitre I : Généralités sur la machine synchro-réductante

I.1 Introduction

Le principe de fonctionnement des machines classiques à courant alternatif se base principalement sur l'interaction de deux champs tournants. Cependant la machine à étudier dans ce mémoire fait partie de la famille des machines synchrones, mais elle ne présente qu'un seul champ tournant, car son principe de fonctionnement revient à la dissymétrie de son rotor (la saillance). C'est pour cela nous commencerons notre chapitre par la définition de cette machine en présentant son principe de fonctionnement et ses différentes structures.

Nous finalisons ce chapitre par la présentation de l'influence du rapport de saillance sur les performances de la machine et ainsi les avantages de celle-ci.

I.2 Aperçu sur la machine synchro-réductante

La machine synchro-réductante est une machine synchrone à pôles saillants dépourvue d'excitation. Le couple électromagnétique est constitué seulement du couple de saillance. La conversion d'énergie dans la machine s'effectue par la variation de la réluctance due à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre l'axe direct de réluctance minimale et l'axe en quadrature de réluctance maximale.

La simple structure, la robustesse et l'importance de la puissance de la MSR rendent cette machine adaptée aux applications à forte puissance et à haute vitesse [3], domaine largement occupé actuellement par la machine asynchrone. Mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent, ce qui rend la machine synchro-réductante une véritable concurrente de la machine asynchrone [4], [5].

I.3 Principe de fonctionnement de la machine synchro-réductante

Le bobinage du stator de la MSR est identique à celui des machines alternatives ordinaires, il s'agit d'un bobinage triphasé avec p pair de pôles. L'alimentation du bobinage par un système triphasé équilibré de courants de pulsation ω lui permet de créer une force magnétomotrice (f.m.m) tournante avec une vitesse angulaire de $\frac{\omega}{p}$. Le positionnement de son rotor par rapport à la f.m.m de façon à ce que la réluctance traversée par le flux d'induction magnétique dans l'entrefer soit la plus petite que lui permet la charge qu'il entraîne, permet d'entraîner le rotor de la MSR à chaque fois que la f.m.m tournante change de position et ceci à la même vitesse. L'angle entre le maximum de la force magnétomotrice et l'axe d du rotor est appelé « angle de charge θ_e » [5]. Ceci est représenté à la **Figure.I.1**.

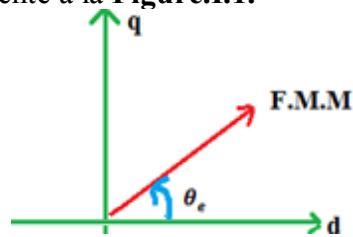


Figure.I.1 : Angle de charge.

I.4 Les différentes structures du rotor d'une machine synchro-réductante

Nous pouvons classer les différents types de machines à réluctance variable de la manière suivante [6]:

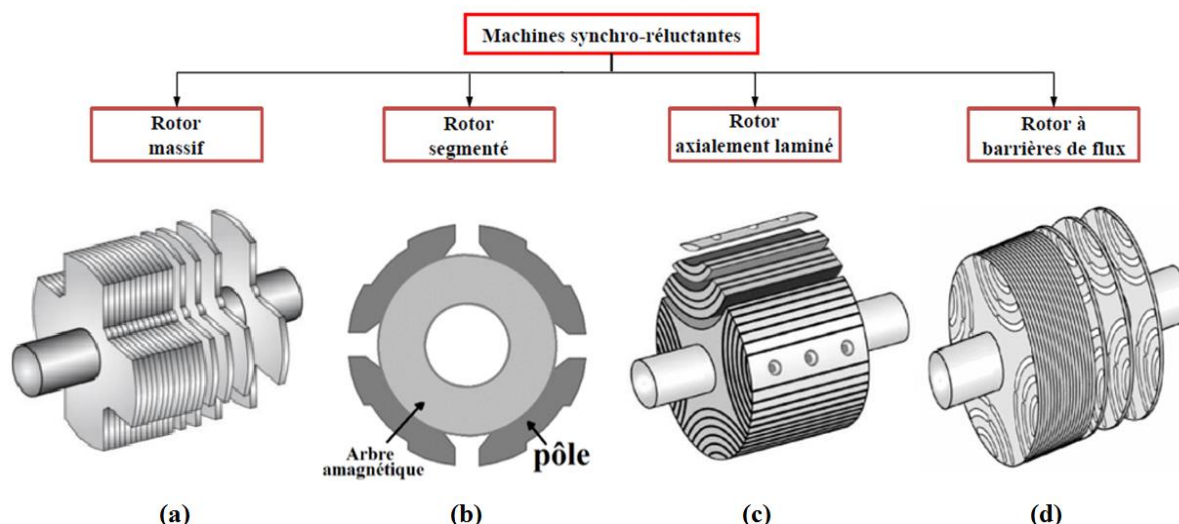


Figure.I.2 : Différentes structures de machines synchro-réductantes [6].

I.4.1 Machine synchro-réductante à rotor massif

Cette structure est réalisée en enlevant une partie du fer de l'axe afin d'augmenter le chemin dans l'air des lignes de champ pour diminuer l'inductance L_q , comme il est représenté à la **Figure.I.2.(a)**. L'avantage qu'offre cette machine est la facilité du découpage de ses tôles et sa fabrication. De plus le rotor étant en tôle solide, elle peut supporter les fonctionnements à hautes vitesses. Cependant cette machine présente un faible rapport de saillance $\left(\xi = \frac{L_d}{L_q}\right)$ et un faible facteur de puissance.

I.4.2 Machine synchro-réductante à rotor segmenté

Le rotor de ce type de machine est formé par des pôles discrets montés sur un arbre amagnétique, le rapport de saillance peut atteindre 4 à 5 lui conférant ainsi de meilleures performances que les rotors saillant classiques, la **Figure.I.2.(b)** représente la structure de ce type de rotor. Cependant la tenue mécanique du rotor est plus faible en raison des pièces polaires qui sont insérées, les applications pour ce type de rotor ne sont adaptées qu'aux moteurs de petites tailles.

I.4.3 Machine synchro-réductante à rotor axialement laminé

Le rotor est conçu d'une manière différente par rapport aux structures précédentes. Il est constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et amagnétiques, cette machine est représentée à la **Figure.I.3.(c)**. L'avantage de cette structure est que nous pouvons avoir un rapport de saillance très élevé (jusqu'à 20) en jouant sur les épaisseurs relatives des tôles [3]. Cependant, l'inconvénient majeur de cette structure est la faible tenue mécanique de son rotor qui limite son utilisation pour des applications à hautes vitesses.

I.4.4 Machine synchro-réductante à rotor à barrières de flux

Cette structure est obtenue avec des fentes dans le rotor afin d'avoir des barrières comme présentées à la **Figure.I.4.(d)**. L'objectif de ces barrières est d'augmenter le rapport de saillance en augmentant la réluctance sur l'axe en quadrature de celles-ci pour empêcher le passage de flux magnétique au travers cet axe. Le rapport de saillance peut être modifié par

les dimensions des barrières de flux. L'inconvénient de cette structure est qu'une barrière de flux a besoin de ponts afin d'assurer une tenue mécanique [3]. Ces ponts ont un fort niveau de saturation en raison de leur faible épaisseur, ce qui provoque donc une diminution des performances de la machine et de fortes ondulations de couple.

I.5 Influence du paramètre (L_d/L_q) sur les performances de la machine

Dans cette partie nous allons présenter l'influence du rapport de saillance sur les performances de la machine synchro-réductante. Pour une machine ayant un rapport de saillance $\xi = \frac{L_d}{L_q}$ et en négligeant la résistance du stator, l'expression du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge θ_e est :

$$\cos(\varphi) = \frac{\xi - 1}{\sqrt{\xi^2 \frac{1}{\sin(\theta_e)^2} + \frac{1}{\cos(\theta_e)^2}}} \quad (I.1)$$

D'après l'équation précédente, le facteur de puissance est maximal lorsque l'angle de charge est égal à [3] :

$$\theta_{e\max} = \text{atan}(\xi) \quad (I.2)$$

Le facteur de puissance devient :

$$\cos(\varphi)_{\max} = \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \quad (I.3)$$

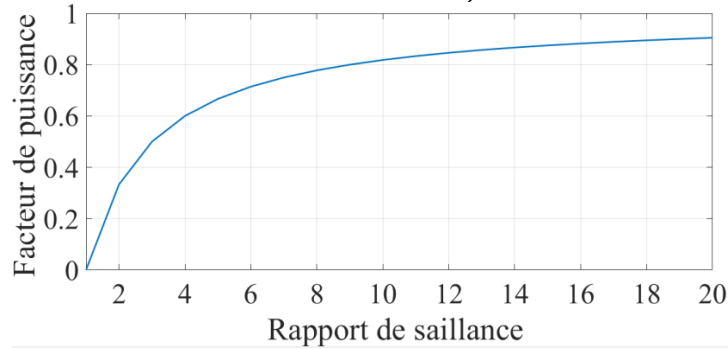


Figure.I.3 : Facteur de puissance en fonction du rapport de saillance.

Le couple est donné par la formule suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p i_q \cdot i_d (L_d - L_q) \quad (I.4)$$

Tel que :

$$\begin{cases} i_d = I_{\max} \cos(\theta_e) \\ i_q = I_{\max} \sin(\theta_e) \end{cases} \quad (I.5)$$

En remplaçons dans (I.4) i_q et i_d par l'équation (I.5), nous obtenons :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p I_{\max}^2 \cdot (L_d - L_q) \cdot \frac{\sin(2\theta_e)}{2} \quad (I.6)$$

L'équation (I.6) met en évidence que le couple atteint sa valeur maximale pour $\theta_e = \frac{\pi}{4}$.

Ce mode de fonctionnement correspond à une stratégie de commande particulière que nous allons détailler par la suite. En posant $\theta_e = \frac{\pi}{4}$ dans l'équation (I.6), nous obtenons l'équation (I.7). On voit apparaître dans cette équation, le rapport de saillance (L_d/L_q).

$$C_{em} = \frac{3}{4} p L_d I_{max}^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\frac{L_d}{L_q}} \right) \quad (I.7)$$

Les résultats obtenus (**Figure.I.3** et équation (I.7)) montrent l'intérêt d'avoir un rapport de saillance élevé, parce que ceci permet d'améliorer le facteur de puissance comme il peut aussi améliorer le couple produit. Elles mettent aussi en évidence que l'optimisation des performances de cette machine réside dans la structure du rotor.

I.6 Avantages de la MSR

La MSR concurrentielle aux autres machines pour les raisons suivantes [4] :

- L'amélioration du rapport de saillance rend la MSR concurrentielle avec la machine asynchrone, en particulier en termes de facteur de puissance et puissance absorbée ;
- La simplicité de sa commande ;
- Matériaux peu chers ;
- L'absence de pertes Joules au rotor et pertes fer au rotor la rend concurrente aux machines alternatives traditionnelles ;
- très simple à construire et très robuste.

I.7 Conclusion

Ce chapitre avait pour but de présenter la machine synchro-réductante avec ses différentes structures et son principe de fonctionnement.

L'étude faite dans ce chapitre a montrée que l'augmentation du rapport de saillance permet d'obtenir avec ce type de machine, des performances intéressantes.

Dans les prochains chapitres nous allons nous intéresser à la modélisation et la commande de notre machine.

Chapitre II : Analyse par éléments finis de la MSR

II.1 Introduction

Après avoir présenté la machine synchro-réductante, nous allons analyser cette machine en mode linéaire et saturé pour tirer les paramètres que nous aurons besoins par la suite. Et comme la structure de notre machine est complexe, et que dans notre étude nous tenons compte de l'effet de la saturation, nous avons choisi d'utiliser les méthodes numériques et plus particulièrement la méthode des éléments finis, et cela en utilisant le logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetics) [7].

II.2 Modélisation par éléments finis de la MSR en linéaire et saturé

La modélisation par élément finis avec le logiciel FEMM des machines électriques, nécessite la connaissance de leur géométrie, leurs matériaux et leur type de bobinage. Cependant dans notre cas nous allons modéliser deux machines identiques, tel que l'une est conçue avec l'acier M530-65A-ok qui présente certain niveau de saturation dont la caractéristique magnétique est représentée à la **Figure.II.1** et l'autre est parfaitement linéaire avec une perméabilité magnétique relative de 2000.

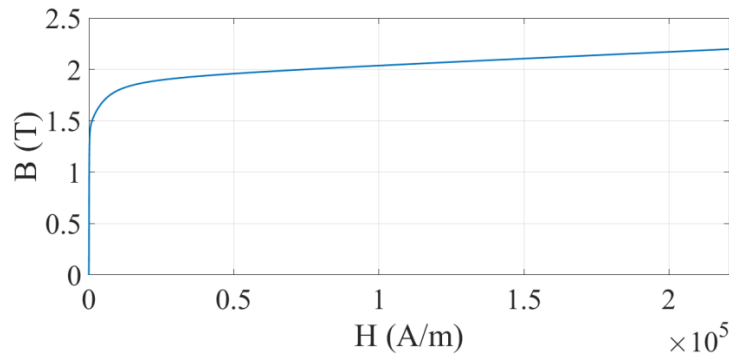


Figure.II.1: Caractéristique magnétique de l'acier M530-65A-ok.

La structure de la machine adoptée est représentée à la **Figure.II.2** et l'annexe I présente les différentes dimensions, les matériaux et le bobinage de la machine.

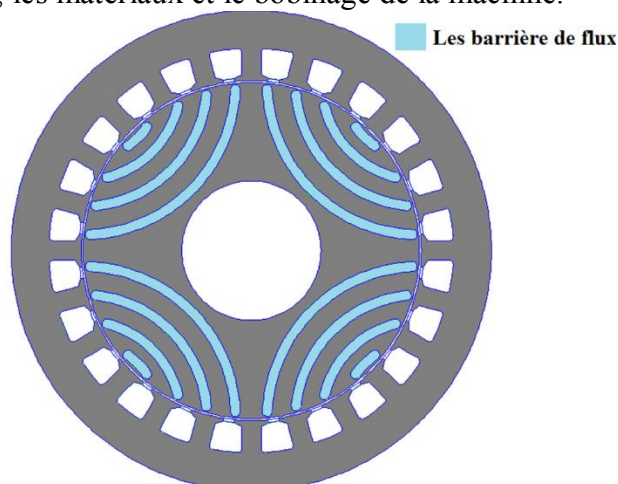


Figure.II.2: Structure de la MSR étudiée.

II.2.1 Distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer

Le calcul de la distribution de la composante radiale de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saturée met en évidence que les barrières s'opposent au passage du flux (**Figure.II.3**), tel que l'induction radiale d'entrefer dans le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe d du rotor est supérieure à celle dans le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe q du rotor (**Figure.II.4**). Ce résultat se reflète sur les valeurs des inductances d'axe direct et d'axe en quadrature que nous allons présenter par la suite.

Nous constatons également sur la **Figure.II.4** des fluctuations de l'induction, ces fluctuations sont engendrées par les variations locales de la réluctance due à l'interaction des barrières de flux avec les dents du stator [3]. Cependant l'induction radiale dans le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe q présente plus de ces fluctuations des pics d'induction au niveau des nervures, vu que la concentration des lignes de champ qui se présente à cet endroit est importante (**Figure.II.3**).

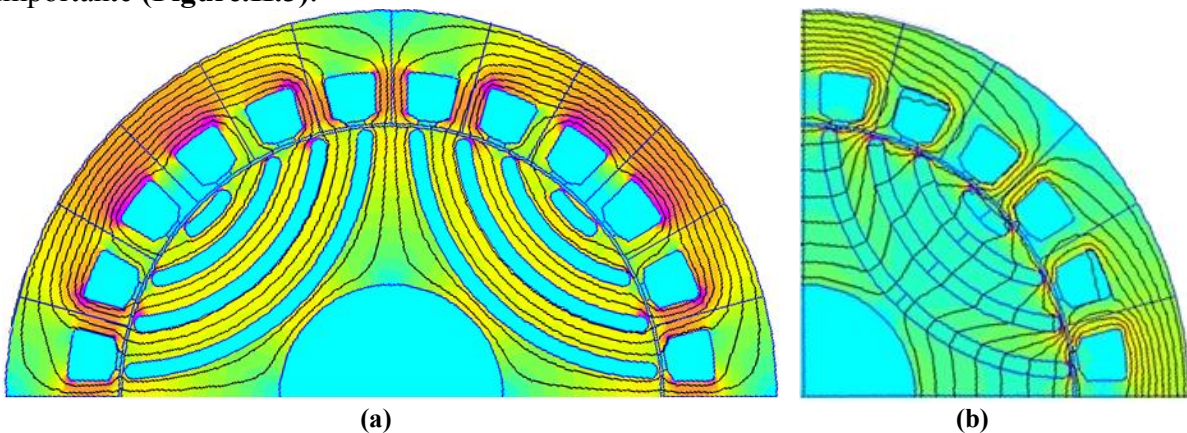


Figure.II.3: Représentation des lignes de champ de la machine saturée.
 (a) Le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe d du rotor.
 (b) Le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe q du rotor.

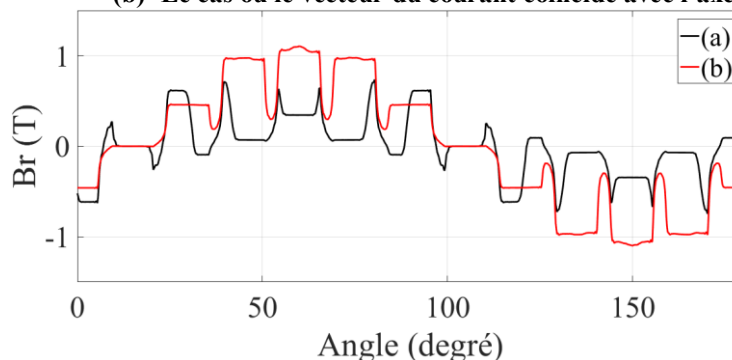


Figure.II.4: Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine saturée.
 (a) Le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe q du rotor.
 (b) Le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe d du rotor.

II.2.2 Inductance d'axe direct et d'axe en quadrature

L'annexe II présente les méthodes de calcul des inductances d'axe direct et d'axe en quadrature, elle présente aussi les méthodes de calcul de ces inductances en fonction de l'angle de charge.

L'étude de l'évolution des inductances L_d et L_q en fonction du courant d'alimentation montre que L_d est toujours supérieur à L_q en raison de la présence des barrières suivant cet axe (**Figure.II.5.a**), et que la variation du courant n'influe pas sur les valeurs des inductances dans le cas linéaire d'où notre rapport de saillance reste toujours constant (**Figure.II.5**).

Cependant, dans le cas de la machine saturée les inductances varient, notamment l'inductance d'axe direct, et cela s'explique par la saturation de l'acier situé suivant cet axe (**Figure.II.5.a**). Nous constatons aussi que l'évolution du rapport de saillance dépend de l'état magnétique de la machine, tel que quand la saturation n'est pas importante et ceci pour des valeurs des courants inférieures à 6 A, le rapport de saillance augmente; puis il diminue quand la saturation devient importante mais reste toujours supérieurs à celui du mode linéaire (**Figure.II.5.b**).

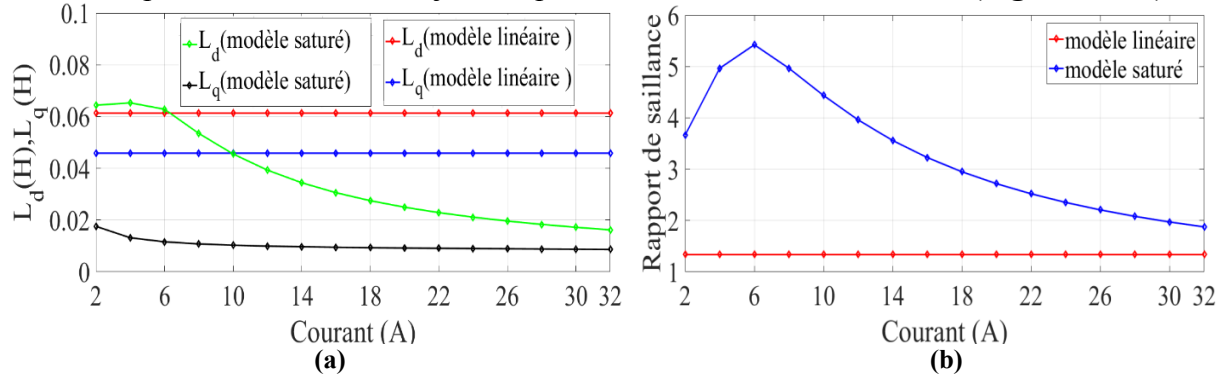


Figure.II.5: L'évolution de L_d , L_q (a) et du rapport de saillance (b) en fonction de I_{max} du modèle linéaire et saturé.

En ce qui concerne l'évolution de ces inductances en fonction de l'angle de charge, et cela pour un courant égal au courant nominal (22 A), la **Figure.II.6** met en évidence que dans le cas linéaire les inductances restent toujours constantes, cependant dans le cas de la machine saturée nous constatons que L_q a tendance à diminuer pour les valeurs de l'angle de charge proches de 90° . Or, quand cet angle varie de 0 à 90° , la zone de saturation diminue. Cette désaturation de la machine s'accompagne par l'augmentation des inductances de façon marquée notamment suivant l'axe d [3].

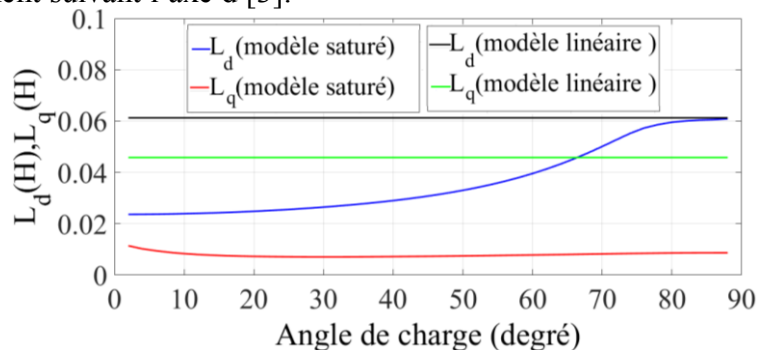


Figure.II.6: L'évolution de L_d et L_q des modèles linéaire et saturé en fonction de l'angle de charge.

II.3 Conclusion

La modélisation par élément finis en utilisant le logiciel FEMM, nous a permis d'établir le modèle linéaire et saturé de la machine étudiée. Cette étude a montré que les barrières ont pour effet de diminuer la composante radiale de l'induction magnétique d'entrefer et l'inductance d'axe en quadrature. En ce qui concerne l'évolution des inductances d'axe direct et d'axe en quadrature, cette étude a mis en évidence que les inductances de la machine linéaire ne s'influencent ni de l'angle de charge ni du courant d'alimentation, cependant dans le cas de la machine saturée, les inductances d'axe direct et d'axe en quadrature évoluent en fonction de ces deux derniers.

Ce chapitre avait aussi pour but d'obtenir les différents paramètres de notre machine notamment les inductances L_d et L_q , et cela dans le but d'établir le modèle à paramètres constants et à paramètres variables en vue d'appliquer les différentes techniques de commande que nous présenterons dans les chapitres suivants.

Chapitre III : Modélisation et commande vectorielle de la MSR à paramètres constants

III.1 Introduction

Pour passer à la commande de notre machine, nous devons tout d'abord établir son modèle mathématique et modéliser son système d'alimentation, et en ce qui concerne la commande de notre machine nous allons opter pour deux techniques afin de déterminer la commande la plus performante.

III.2 Modélisation de la MSR

III.2.1 Modèle mathématique de la MSR

III.2.1.1 Hypothèses

Pour pouvoir développer le modèle mathématique de notre machine, il est nécessaire de faire certaines hypothèses. Ces hypothèses sont les suivantes :

1. La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale ;
2. Pas de composante homopolaire ;
3. L'effet d'amortissement au rotor est négligé ;
4. L'effet de la température et la saturation sont négligés ;
5. Fonctionnement en moteur.

La **Figure.III.1** donne une représentation symbolique de la machine bipolaire équivalente. Le stator est composé de trois bobinages déphasés de 120° dans l'espace.

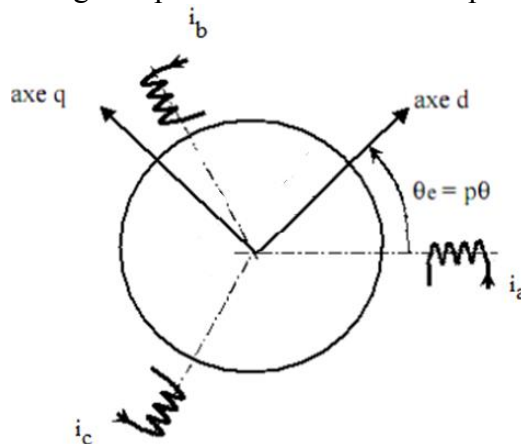


Figure.III.1 : Représentation symbolique de la MSR [8].

III.2.1.2. Equations de la machine dans un repère lié au stator

Nous allons rappeler les équations principales qui régissent le fonctionnement de la MSR non saturée dans le repère du stator. Les expressions des flux créés par les courants statoriques à travers les bobinages statoriques sont les suivantes :

$$\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ab}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ac}(\theta) & M_{bc}(\theta) & L_c(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{III. 1})$$

Comme les inductances de l'équation (III.1) dépendent de la position du rotor θ . Et avec l'hypothèse du premier harmonique d'espace, les expressions des inductances propres et mutuelles du stator s'écrivent [8]:

$$\begin{cases} L_a(\theta) = L_0 + L_2 * \cos((2\theta)) \\ L_b(\theta) = L_0 + L_2 * \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ L_c(\theta) = L_0 + L_2 * \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \begin{cases} M_{ab}(\theta) = M_0 + M_2 * \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ M_{bc}(\theta) = M_0 + M_2 * \cos(2(\theta)) \\ M_{ca}(\theta) = M_0 + M_2 * \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (III.2)$$

avec $M_2 = L_2$, Le système (III.2) devient :

$$\begin{cases} L_a(\theta) = L_0 + L_2 * \cos(2(\theta)) \\ L_b(\theta) = L_0 + L_2 * \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ L_c(\theta) = L_0 + L_2 * \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \begin{cases} M_{ab}(\theta) = M_0 + L_2 * \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ M_{bc}(\theta) = M_0 + L_2 * \cos(2(\theta)) \\ M_{ca}(\theta) = M_0 + L_2 * \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (III.3)$$

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements en considérant la chute de tension ohmique. Comme les enroulements rotoriques équivalents à la cage sont en court-circuit, la tension appliquée est nulle :

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (III.4)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \omega_r \quad (III.5)$$

avec :

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

f : Coefficient de frottement (N.m.s/rad).

J : Moment d'inertie du moteur (kg.m²).

Tel que l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] \right] \quad (III.6)$$

Ce modèle, valable dans le cadre des hypothèses définies précédemment, peut s'écrire plus simplement dans un repère commun lié au rotor.

II.2.1.3 Modèle de la machine dans le repère (d-q) lié au rotor

La simplification des équations précédentes se fait en se plaçant dans un repère lié au rotor (axes d-q). Les grandeurs statoriques sont ramenées dans le repère du rotor en appliquant la transformation de Park. La matrice de Park est donnée par :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

La matrice de Park inverse est :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 8})$$

Toutes les grandeurs électriques triphasées sont projetées sur le repère lié au rotor par la transformation de Park, nous écrivons alors dans le cas général:

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dq0}] \quad (\text{III. 9})$$

Le système d'équations devient :

$$P(\theta)^{-1}[V_{dq0}] = [R_s]P(\theta)^{-1}[i_{dq0}] + P(\theta)^{-1} \frac{d[\varphi_{dq0}]}{dt} + \frac{dP(\theta)^{-1}}{dt} [\varphi_{dq0}] \quad (\text{III. 10})$$

Après simplification nous aurons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

L_d, L_q : Inductances d'axes direct et en quadrature.

Tel que :

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} = P(\theta)[L_s]P(\theta)^{-1} \quad (\text{III. 13})$$

Avec:

$$\begin{cases} L_d = L_o + \frac{3}{2}L_2 - M_o \\ L_q = L_o - \frac{3}{2}L_2 - M_o \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

Le couple électromagnétique C_{em} dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (\text{III. 15})$$

III.2.2 Mise sous forme d'équation d'état

Notre objectif est de mettre le système d'équations (III. 11) sous la forme d'équation d'état suivante:

$$\frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (III. 16)$$

En remplaçant (III. 12) dans (III. 11) on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d \end{cases} \quad (III. 17)$$

Le système d'équation (III. 17) peut-être écrit sous la forme d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \quad (III. 18)$$

On peut écrire (III. 18) sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = A. \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + B. \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \quad (III. 19)$$

$$A = A_1 + p\omega_r A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + p\omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (III. 20)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (III. 21)$$

L'utilisation des équations précédentes nous permet d'établir le modèle simulink/matlab de la MSR, cela est représenté à la figure ci-dessous :

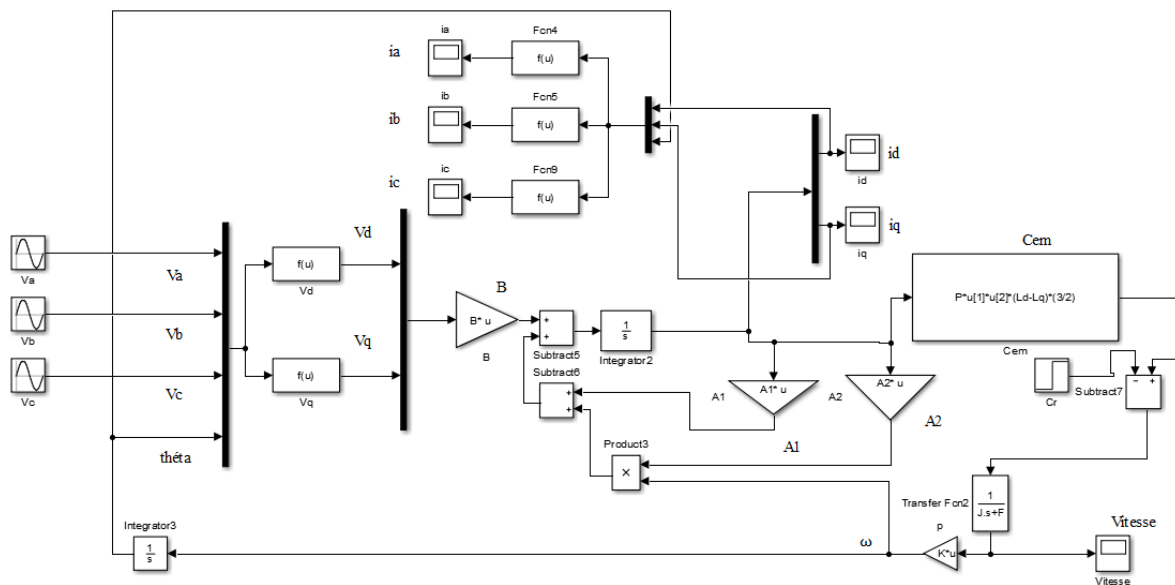


Figure.III.2 : Modèle simulink/matlab de la MSR.

III.3 Modélisation de l'alimentation de la machine

Dans notre cas, nous avons des batteries comme source d'énergie, sachant que notre machine doit être alimentée avec une source d'énergie alternative, et que notre machine est considérée comme un récepteur de courant, nous devons donc utiliser un onduleur de tension, afin de respecter la règle de l'alternance des sources, réversible pour un fonctionnement dans les deux quadrants (moteur/ générateur avec un sens de rotation directe) [9].

L'onduleur utilisé dans notre cas est l'onduleur de tension à deux niveaux, cet onduleur est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle [10].

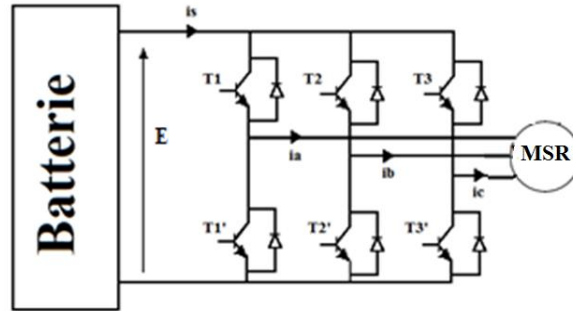


Figure.III.3 : Schéma de l'association MSR-onduleur de tension.

Avec : T_i et T_i' avec $i = (1,2,3)$ sont des transistors.

Et les S_i ($i=1,2$ et 3) sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{III. 22})$$

La technique de modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale consiste à comparer à chaque instant un signal triangulaire $W_m(t)$ de fréquence f_p , qui est appelé « porteuse », à trois signaux de commande, notés V_a^* , V_b^* et V_c^* . Ces signaux V_i^* appelés modulateurs sont les images des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase de la machine, cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{III. 23})$$

$$r = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{III. 24})$$

Avec :

- m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_m de la modulante.
- r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_m à la valeur crête V_p de la porteuse.

Le signal de commande de chaque interrupteur est obtenu comme suit :

$$\begin{cases} S_i = 1 & \text{si } V_i^*(t) \geq W_m(t) \\ S_i = 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{III. 25})$$

III.3.1 Dimensionnement de la tension de la batterie

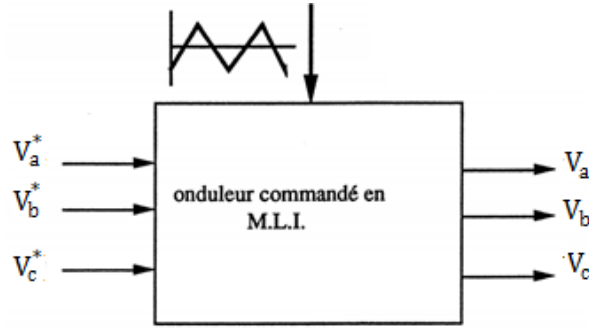


Figure.III.4 : Schéma bloc d'un onduleur commandé en MLI.

La relation liant les tensions de sortie (V_a , V_b et V_c) aux tensions de référence (V_a^* , V_b^* et V_c^*) au sens des valeurs moyennes est [11]:

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = G_0 \begin{pmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{pmatrix} \quad (III. 26)$$

Avec :

$$G_0 = \frac{E}{2U} \quad (III. 27)$$

Tel que :

E : représente la tension continue de la batterie.

U : Amplitude de la porteuse.

Ainsi de l'équation (III. 27), à partir de la tension maximale que l'on peut imposer dans notre machine nous pouvons déterminer la tension de notre batterie.

III.4 Commande Vectorielle

III.4.1 Principe de la commande vectorielle

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchro-réductante en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée [4].

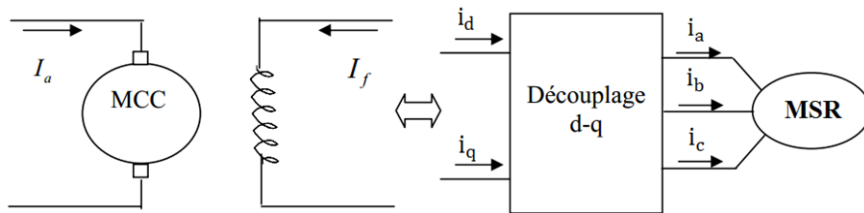


Figure.III.5 : Principe de la commande vectorielle [14].

En fixant le courant i_d à une valeur que prend dans le fonctionnement normale, le couple d'après (III. 15), devient une fonction linéaire du courant i_q .

$$C_{em} = k i_q \quad (III. 28)$$

Tel que $k = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d$

III.4.2 Découplage des courants i_d et i_q

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants i_d et i_q , on est donc amené à implanter un découplage afin de mettre en place des commandes mono-variable [12].

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d \end{cases} \quad (\text{III. 29})$$

Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires E_d et E_q tel que :

$$\begin{cases} E_d = -\omega L_q i_q \\ E_q = \omega L_d i_d \end{cases} \quad (\text{III. 30})$$

Et donc nous obtenons nos nouvelles tensions V_d^* et V_q^* tel que :

$$\begin{cases} V_d^* = V_d - E_d = R i_d + \frac{L_d di_d}{dt} \\ V_q^* = V_q - E_q = R i_q + \frac{L_q di_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

Une fois les tensions V_q^* et V_d^* sont obtenues par les boucles de régulation, nous devons ajouter des termes de compensation afin d'obtenir nos tensions réelle V_d et V_q .

Comme nous pouvons le voir dans les termes de compensation, il est nécessaire d'avoir les courants i_d et i_q . Nous pouvons les obtenir soit des sorties des courants de phase de la machine comme représenté à la **Figure.III.6**, soit grâce aux tensions V_d^* et V_q^* comme représenté à la **Figure.III.7** en utilisant les expressions suivantes:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_d^*}{R + pL_d} \\ i_q = \frac{V_q^*}{R + pL_q} \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

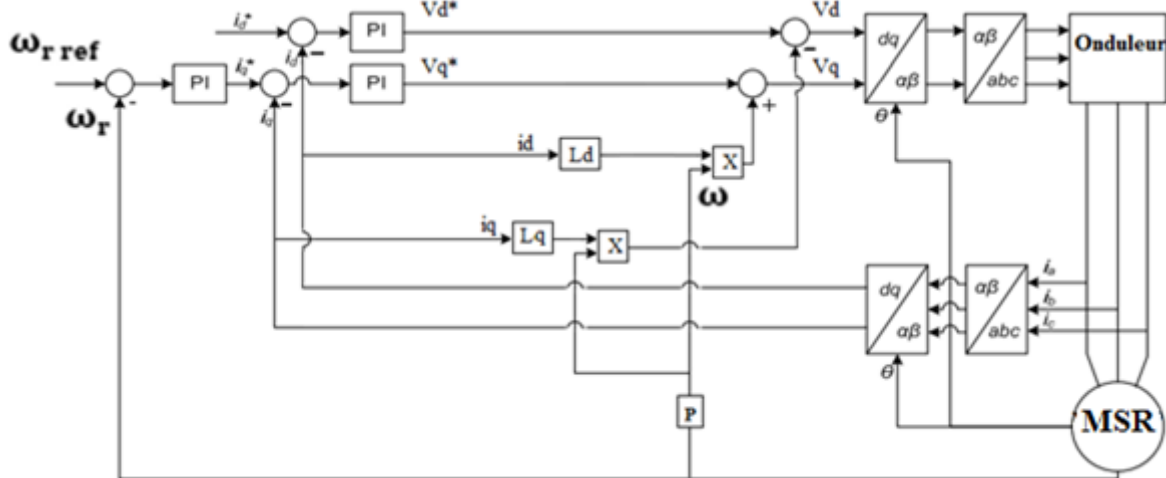


Figure.III.6 : Schéma globale de la commande vectorielle avec utilisation des courants de sortie de la machine pour les termes de compensation.

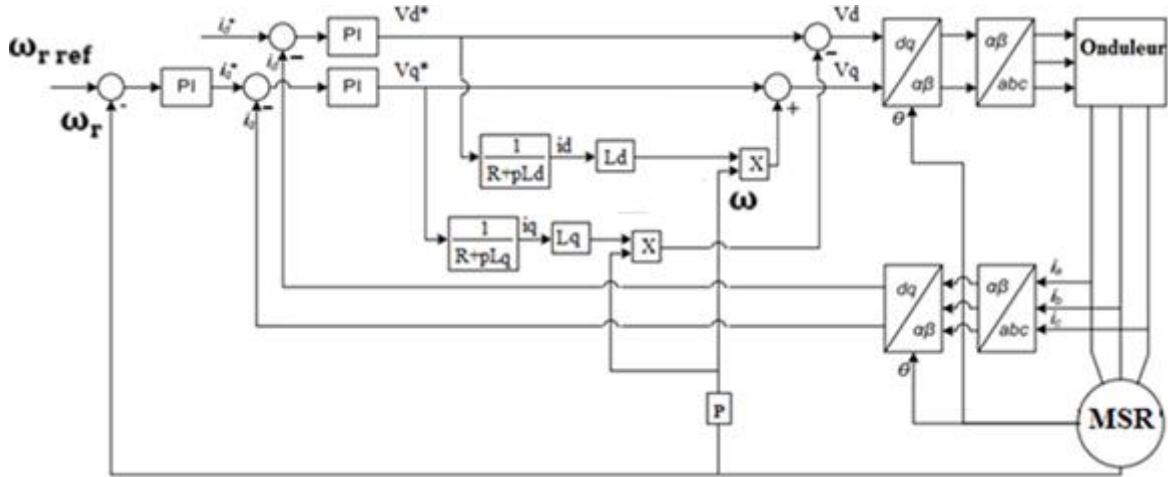


Figure.III.7 : Schéma globale de la commande vectorielle avec utilisation des courants tirés des formules pour le découplage.

Après avoir expérimenté les deux cas nous avons remarqué qu'en prenant les courants i_d et i_q tirés des tensions V_d^* et V_q^* les réponses étaient plus rapide avec un dépassement minimal, ce résultat s'explique par le fait que les courants utilisés dans le premier cas sont avant la boucle de régulation, donc ces courants auront toujours un retard, cependant dans la deuxième méthode nous n'avons pas de retard donc les réponses deviennent plus rapides.

III.5 Dimensionnement des régulateurs

Notre système nécessite trois boucles de régulation, une sur l'axe « d » et deux en cascades sur l'axe « q », tel que l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse [13].

La régulation a été effectuée par des régulateurs (PI) d'expression générale :

$$k_p + k_i \frac{1}{s} = \frac{1 + s.T_1}{s.T_2} \quad (\text{III.33})$$

III.5.1 Régulateur du courant i_q

La boucle de régulation du courant i_q est donnée par :

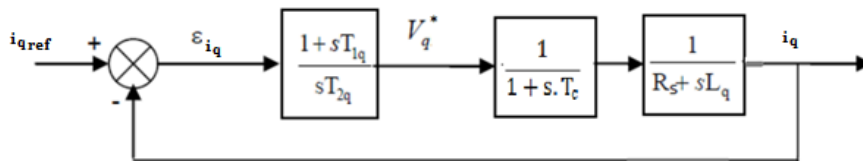


Figure.III.8 : Boucle de régulation du courant i_q .

Tel que :

$$e^{-sT_c} \approx \frac{1}{1 + s.T_c} : \text{Le retard provoqué par l'onduleur}$$

$$k_{pq} + k_{iq} \frac{1}{s} = \frac{1 + s.T_{1q}}{s.T_{2q}} : \text{Régulateur (PI) du courant } i_q$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la **Figure.III.8** est :

$$\text{FTBO} = \frac{1 + s.T_{1q}}{s.T_{2q}(1 + s.T_c)(R_s + s.L_q)} \quad (\text{III.34})$$

$$\text{FTBO} = \frac{1 + s.T_{1q}}{s.T_{2q} \cdot R_s(1 + s.T_c)(1 + s.\frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{III.35})$$

En compensant le pôle le plus grand nous aurons :

$$\begin{cases} FTBO = \frac{1}{s \cdot T_{2q} \cdot R_s (1 + s \cdot T_c)} \\ T_{1q} = T_q = \frac{L_q}{R_s} \end{cases} \quad (III. 36)$$

Tel que :

T_q : Constante de temps électrique de l'axe q de la machine

Et en appliquant le critère d'ajustement optimal nous aurons :

$$T_{2q} \cdot R_s = 2 \cdot T_c \quad (III. 37)$$

D'où :

$$T_{2q} = \frac{2 \cdot T_c}{R_s} \quad (III. 38)$$

D'où :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{R_s \cdot T_{1q}}{2 \cdot T_c} \\ k_{iq} = \frac{k_{pq}}{T_{1q}} \end{cases} \quad (III. 39)$$

III.5.2 Régulateur du courant i_d

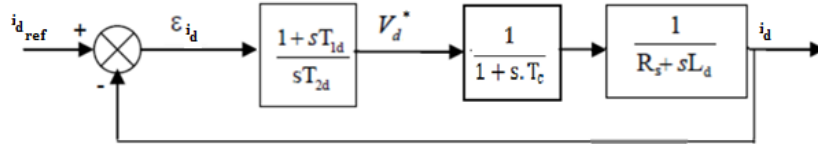


Figure.III.9 : Boucle de régulation du courant i_d .

Pour le calcul des régulateurs du courant i_d , nous suivons la même procédure adoptée pour le calcul des régulateurs du courant i_q et nous obtenons:

$$\begin{cases} k_{pd} = \frac{R_s \cdot T_{1d}}{2 \cdot T_c} \\ k_{id} = \frac{k_{pd}}{T_{1d}} \end{cases} \quad (III. 40)$$

Tel que :

$$T_{1d} = T_d = \frac{L_d}{R_s}$$

T_d : Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

III.5.3 Régulation de vitesse

La fonction de transfert du système (machine + régulateur PI) est donnée par [4]:

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_{r \text{ ref}}(s)} = \frac{1 + \zeta s}{\frac{J}{k_{i\omega}} s^2 + \zeta s + 1} \quad (III. 41)$$

Avec : $\zeta = \frac{k_{p\omega}}{k_{i\omega}}$

En comparant l'équation caractéristique (III.41) avec la forme standard du second ordre, on trouve:

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \omega_o^2 \\ \zeta = \frac{2\mathcal{T}}{\omega_o} \end{cases} \quad (\text{III. 42})$$

Avec \mathcal{T} coefficient d'amortissement.

A partir des équations et pour $\mathcal{T} = 1$, on aura :

$$k_{i\omega} = \frac{4J}{\zeta^2} \quad (\text{III. 43})$$

La constante de temps ζ associée au régulateur est choisie en fonction de la constante de temps statorique dans l'axe q par $\zeta = \frac{L_q}{R_s}$, qui caractérise la dynamique de couple. Par conséquent : $k_{p\omega} = k_{i\omega}\zeta$

D'où :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{4J}{\zeta^2} \\ k_{p\omega} = k_{i\omega}\zeta \end{cases} \quad (\text{III. 44})$$

III.6 Résultats de simulation

On présente dans cette partie les résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à une machine MSR alimentée en tension.

Les résultats de simulation (**Figure.III.10** et **Figure.III.11**) montrent les performances de la régulation, étant donné qu'à l'instant initial, lorsqu'on démarre la machine à vide, la vitesse atteint rapidement la vitesse de consigne avec un faible dépassement. Et quand on charge la machine la vitesse subit une brusque diminution puis une ré-stabilisation de celle-ci et cela grâce à notre régulation. Lors du démarrage, le couple développé par la machine présente un pic important puis diminue rapidement vers de faibles valeurs. Ce pic est dû au couple de démarrage qui est nécessaire afin de vaincre l'inertie de la machine, les faibles valeurs sont dues à la présence de la force de frottement. Lorsque nous chargeons la machine avec un couple résistif de 10 N.m nous remarquons en régime permanent que la machine génère ce couple avec un léger dépassement qui est dû à la force de frottement. Ceci se reflète parfaitement sur l'allure du courant statorique parce que le couple est proportionnel au courant. Tel qu'au démarrage, elle présente un pic puis elle diminue à des faibles valeurs à vide, et augmente quand on charge la machine.

La réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle tel que i_q suit parfaitement l'allure du couple et i_d garde la valeur qu'on lui a imposé.

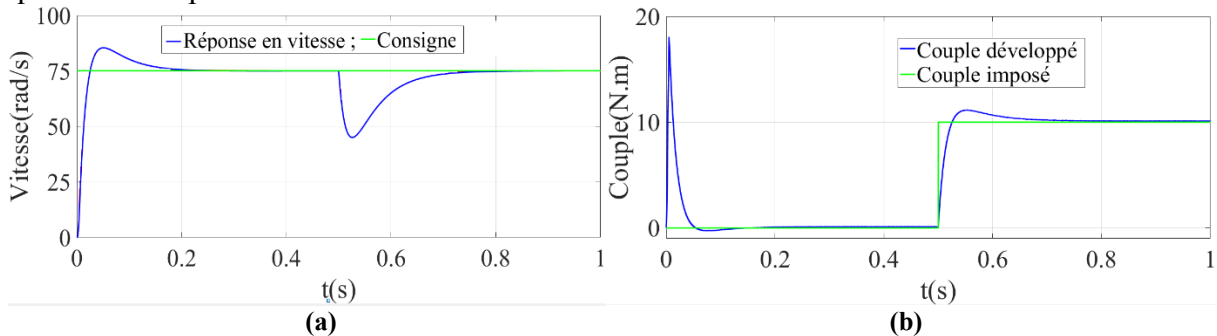


Figure.III.10 : Vitesse rotorique (a) et couple (b) en fonction du temps.

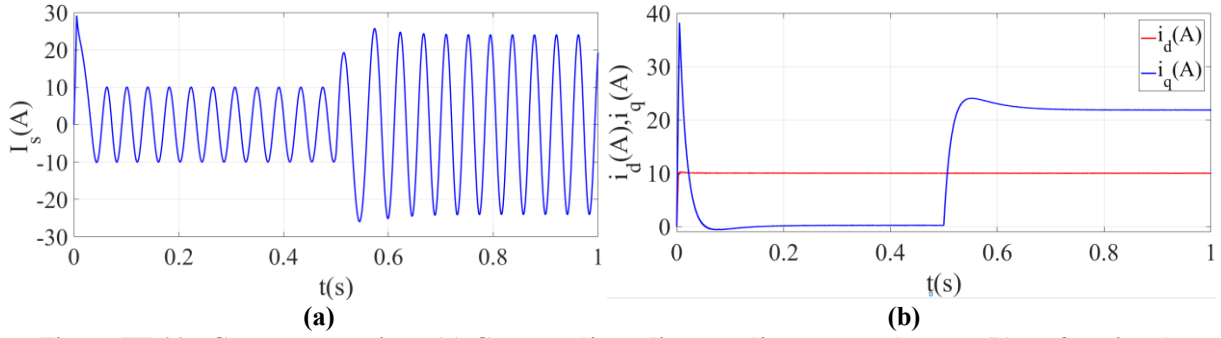


Figure.III.11 : Courant statorique (a) Courant d'axe direct et d'axe en quadrature (b) en fonction du temps.

III.7 Commande MTPA

La technique de commande présentée auparavant nécessite qu'on lui impose la valeur du courant i_d , cependant les valeurs que prend le courant i_d dépendent de l'état de fonctionnement de la machine, ce qui entraîne un mauvais rendement de celle-ci. C'est pour cela nous allons opter pour une technique de commande où on n'impose aucune valeur du courant et cela dans le but de présenter l'inconvénient d'avoir imposé i_d .

Dans la technique de commande MTPA, l'idée de commande est de donner une combinaison des deux courants i_q et i_d .

$$\begin{cases} i_d = I_{\max} \cos(\theta_e) \\ i_q = I_{\max} \sin(\theta_e) \end{cases} \quad (\text{III. 45})$$

Cette combinaison en résulte toujours un couple maximal pour un minimum de courant.

$$C_{em} = \frac{3}{2} p i_q \cdot i_d (L_d - L_q) \quad (\text{III. 46})$$

Afin de mieux présenter cette technique, nous remplaçons (III.45) dans (III.46) nous obtenons :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p I_{\max}^2 \cdot (L_q - L_d) \cdot \frac{\sin(2\theta_e)}{2} \quad (\text{III. 47})$$

L'équation (III.47) met en évidence que le couple atteint sa valeur maximale pour $\theta_e = \frac{\pi}{4}$. D'où la combinaison des deux courants i_q et i_d pour avoir un couple maximale pour un minimum de courant est :

$$\begin{cases} i_d = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \\ i_q = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{III. 48})$$

Tel que :

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{4 \cdot C_{em}}{3p(L_q - L_d)}}$$

C_{em} : est donné par la boucle de régulation de la vitesse.

La **Figure.III.12** représente le schéma bloc de la commande MTPA de la MSR, nous pouvons voir qu'il y'a un bloc de commande MTPA qui à partir du couple de référence de la machine nous obtenons les courants de références i_d^* et i_q^* .

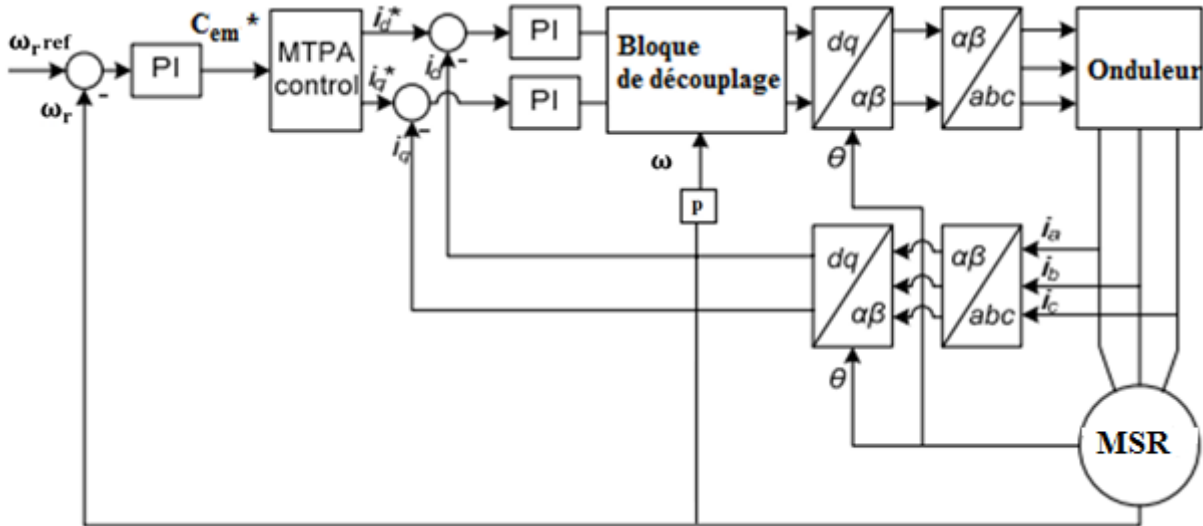


Figure.III.12 : Schéma global de la commande MTPA de la MSR.

Sachant que les régulateurs utilisés précédemment ne dépendent que des paramètres de la machine et non du type de la commande utilisée, nous utiliserons donc les mêmes régulateurs.

III.7.1 Simulation

Nous passons maintenant à la simulation où nous comparons entre les résultats obtenus des deux techniques de commande afin de déterminer la commande la plus performante.

D'après les résultats obtenus, la commande MTPA s'est avérée la plus performante. Tel qu'avec la commande MTPA la réponse en vitesse est plus rapide et présente un faible dépassement et un rejet de perturbation minimal. C'est pour cela le pic du couple développé avec la commande MTPA est plus grand que celui développé avec la commande vectorielle.

Les deux composantes du courant statorique avec la commande MTPA montrent la validité de notre commande, tel que $i_d = i_q$ ce qui correspond à un angle de charge de 45° . Ces deux courants ont permis d'avoir un couple maximal pour un minimum de courant, ceci est représenté à la **Figure.III.14**, tel que pour le même couple développé la valeur du courant statorique sous la commande vectorielle est toujours supérieure à celle du courant statorique générée avec la commande MTPA. Ce qui en résulte une meilleure efficacité (rendement) de la MSR avec cette commande.

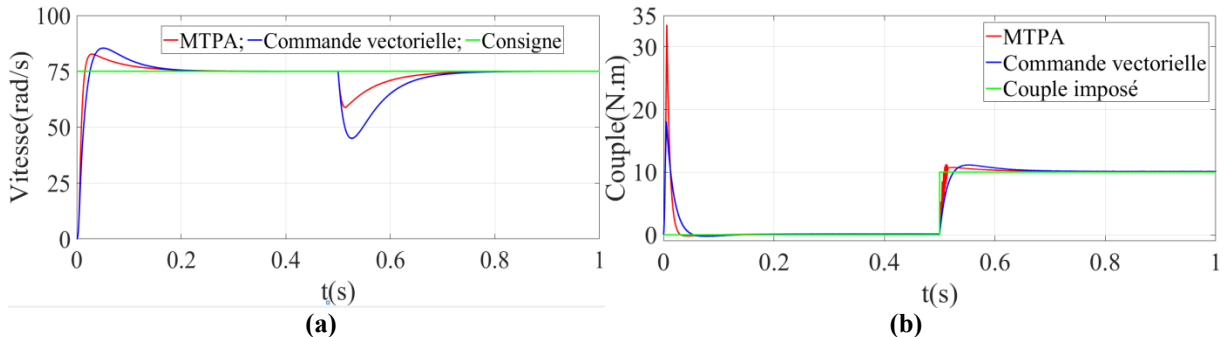


Figure.III.13 : Vitesse rotorique (a) et couple (b) en fonction du temps.

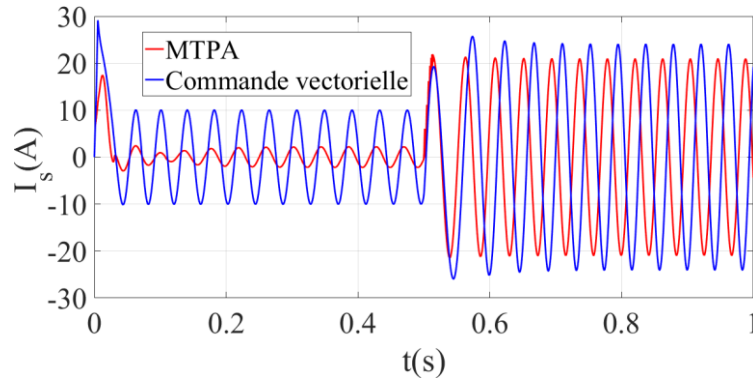


Figure.III.14 : Courant statorique des deux commandes en fonction du temps.

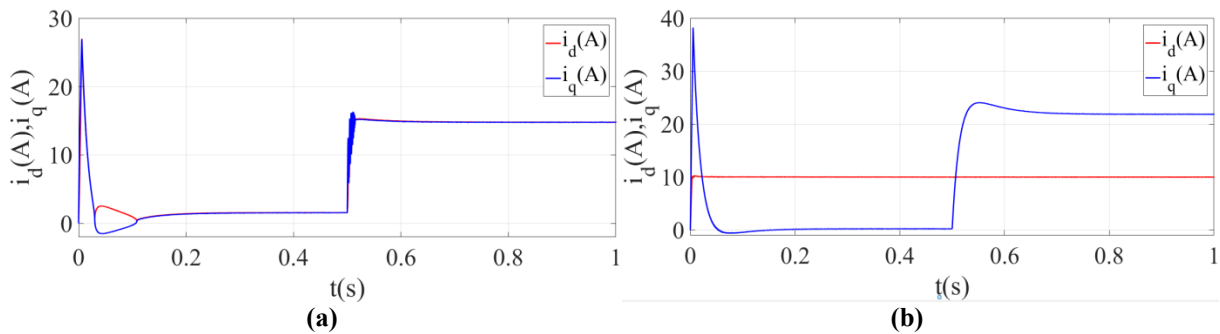


Figure.III.15 : Courant d'axe direct et d'axe en quadrature de la commande MTPA (a) de la commande vectorielle (b) en fonction du temps.

III.8 Conclusion

Les résultats obtenus montrent que la commande MTPA présente de meilleures performances que ceux de la commande vectorielle, tel que :

- Pour le même couple développé, le courant consommé avec cette commande est inférieur à celui généré avec la commande vectorielle ;
- Les tensions appliquées dans la machine deviennent plus faibles (car la tension dépend du courant), et donc le dimensionnement des batteries sera moins important ;
- La réponse en vitesse sous la commande MTPA est plus rapide et présente moins de dépassement.

Chapitre IV : Commande MTPA de la MSR à paramètres dynamiques

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons exploiter les résultats obtenus du chapitre II, et cela en tenant compte de l'effet de la saturation sur l'évolution des inductances d'axe direct et d'axe en quadrature. Et pour cela, nous devons adapter notre modèle en tenant compte de l'effet de l'angle de charge et du courant d'alimentation afin de mieux refléter les phénomènes qui se produisent dans la machine. Habituellement, on utilise deux approches pour établir le modèle qui tient compte de ces effets [14] :

- Approche 1 : Elle consiste à intégrer le modèle éléments finis de la MSR dans Simulink.
- Approche 2 : Elle consiste à stocker les résultats du calcul des inductances d'axe direct et d'axe en quadrature en fonction du courant d'alimentation et l'angle de charge du modèle saturé de la MSR et les intégrer dans Simulink.

Dans notre cas nous utiliserons la deuxième approche car elle nécessite moins de ressources informatique et sans sacrifice de précision [14].

IV.2 Approche adoptée

Dans cette approche nous adoptons la méthode de calcul des inductances en fonction de l'angle de charge qui est expliqué à l'annexe II, et cela en variant la valeur de l'angle de charge de 0° à 90° avec un pas de 0.25° pour chaque valeur du courant d'alimentation variant de 0.1 A jusqu'à $2 \cdot I_n$ avec un pas de 0.25 A. Les résultats de simulation sont représentés à la **Figure.V.1**, Cette figure montre bien que les inductances d'axe direct et d'axe en quadrature sont bien influencées par la variation de l'angle de charge et le courant d'alimentation.

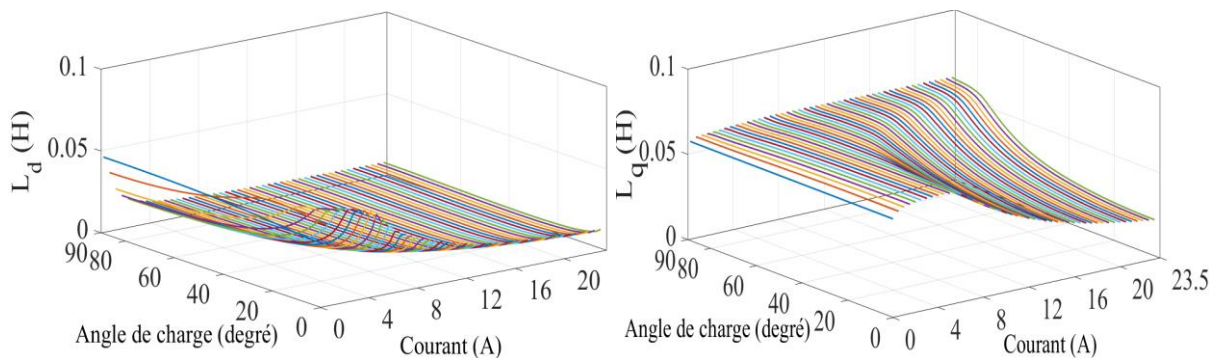
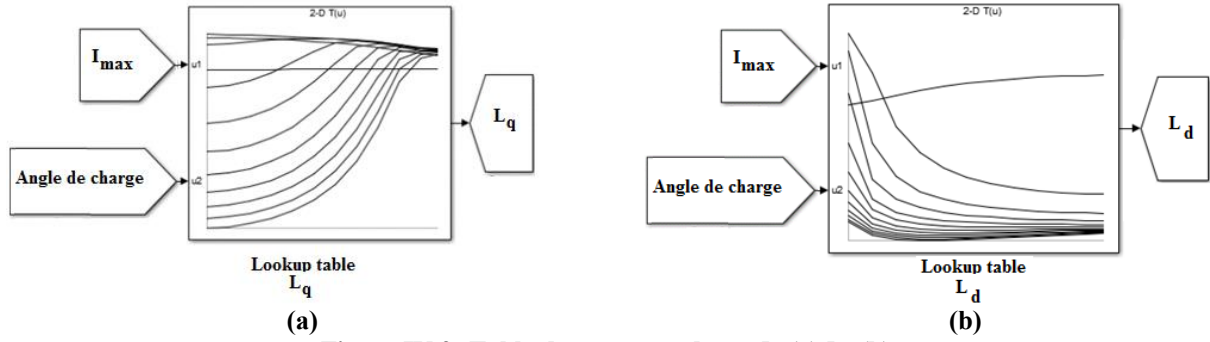


Figure.IV.1 : L'évolution de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge et du courant d'alimentation.

Les résultats obtenus (L_d et L_q) seront stocké dans des outils de stockage de Simulink (Lookup table). Les sorties des deux outils Lookup table (L_d , L_q) sont en fonction de leurs entrées (angle de charge, courant d'alimentation) et du contenu des tableaux, ceci est représenté à la **Figure .IV.2**.


 Figure.IV.2: Table de correspondance L_q(a) L_d (b).

Dans ce cas, les paramètres constants (L_d, L_q) du modèle Simulink traditionnel seront modifiés instantanément selon les conditions de fonctionnement du moteur (angle de charge, courant d'alimentation).

IV.3 Les équations et les hypothèses de l'approche adoptée

Les équations et les hypothèses qui régissent le fonctionnement du modèle à paramètres dynamiques (DPM) de la MSR sont les mêmes que celles qui régissent le fonctionnement de la MSR à paramètres constants (chapitre III), sauf que dans le cas du modèle à paramètres variables nous tenons compte de l'effet la saturation et de l'angle de charge sur l'évolution de L_d et L_q .

D'où nos équations s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_d(\theta_e, I_{max}) = R_s i_d + \frac{d\varphi_d(\theta_e, I_{max})}{dt} - p\omega_r \varphi_q(\theta_e, I_{max}) \\ V_q(\theta_e, I_{max}) = R_s i_q + \frac{d\varphi_q(\theta_e, I_{max})}{dt} + p\omega_r \varphi_d(\theta_e, I_{max}) \end{cases} \quad (IV.1)$$

$$\begin{cases} \varphi_d(\theta_e, I_{max}) = L_d(\theta_e, I_{max}) i_d \\ \varphi_q(\theta_e, I_{max}) = L_q(\theta_e, I_{max}) i_q \end{cases} \quad (IV.2)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em}(\theta_e, I_{max}) - C_r - f. \omega_r \quad (IV.3)$$

$$C_{em}(\theta_e, I_{max}) = \frac{3}{2} p \left(L_d(\theta_e, I_{max}) - L_q(\theta_e, I_{max}) \right) i_d i_q \quad (IV.4)$$

IV.4 Commande et simulation de la MSR à paramètres constants et à paramètres dynamiques

Une fois le modèle est réalisé, nous faisons une étude comparative entre les deux modèles, et cela en adoptant la commande MTPA car elle s'est avérée plus efficace que la commande vectorielle. Ainsi nous obtenons :

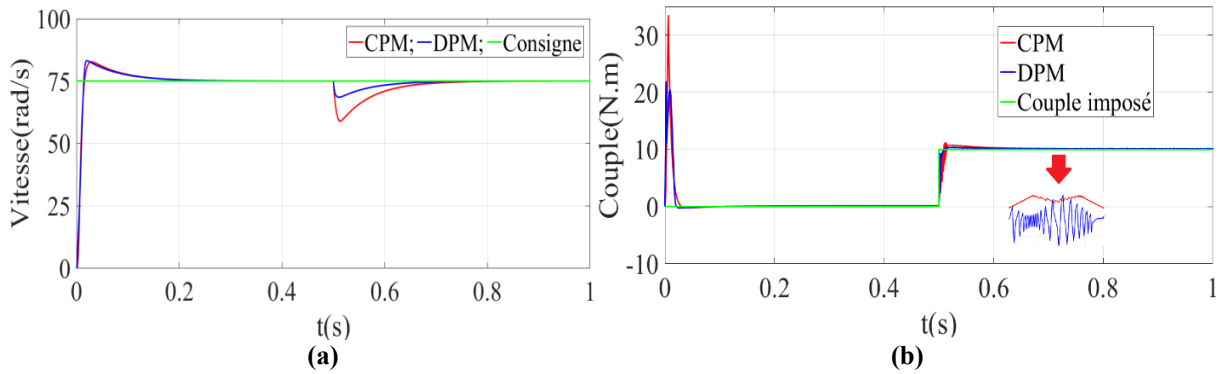


Figure.IV.3 : Vitesse rotorique (a) couple (b) des deux modèles en fonction du temps.

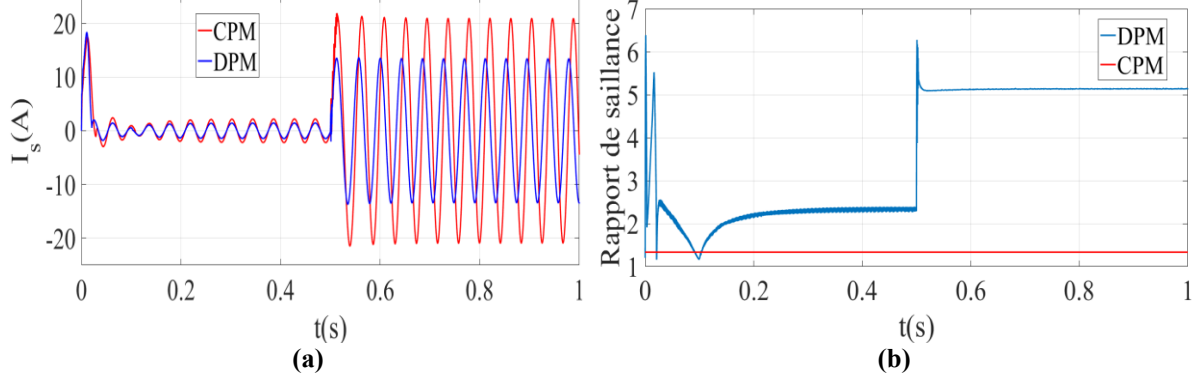


Figure.IV.4 : Courant statorique (a) Rapport de saillance (b) des deux modèles en fonction du temps.

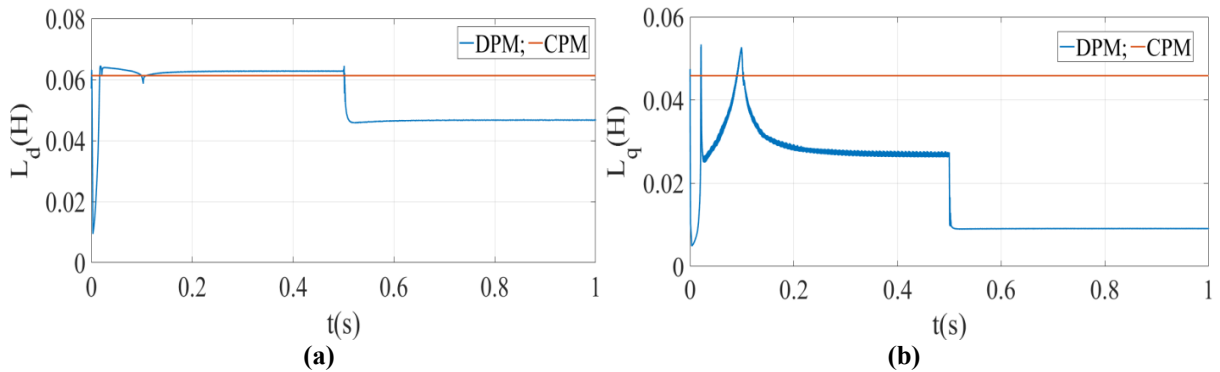


Figure.IV.5 : L'évolution des inductances d'axe direct (a) et d'axe en quadrature (b) des deux modèles en fonction du temps.

La **Figure.IV.3.(a)** montre que la réponse en vitesse du DPM est plus rapide et présente un plus faible rejet de perturbation que la CPM, cela revient à la robustesse du DPM.

La **Figure.IV.3.(b)** et la **Figure.IV.4** mettent en évidence que pour le même couple développé en charge, le courants statorique, est plus faible dans de cas du DPM, cela revient à la différence de l'apport du couple réductant car dans ce cas le rapport de saillance est plus grand. Cependant à vide le courant statorique des deux modèles sont presque égaux car dans ce cas il n'y pas de grande différence entre les rapports de saillance des deux modèles. Nous remarquons aussi à la **Figure.IV.4.(b)** plus d'harmoniques au niveau du couple dans le cas du DPM, cela revient à la dynamicité des inductances.

En ce qui concerne l'évolution des inductances L_q et L_d des deux modèles en fonction du temps de simulation, la **Figure.IV.5** met en évidence que les paramètres L_q et L_d du DPM varient durant le fonctionnement, et que ces paramètres sont influencés par la saturation. Vu que l'augmentation du courant s'accompagne avec la diminution des valeurs de ces paramètres et sa diminution s'accompagne avec l'augmentation de leurs valeurs.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les approches permettant d'établir le modèle de la MSR qui tient compte de l'effet la saturation en adoptant certaines hypothèses simplificatrices, puis nous avons choisi l'approche qui nécessite le moins de ressources informatiques et sans sacrifice de précision. La saturation a été évaluée en fonction du courant d'alimentation I_{\max} et l'angle de charge θ_e , cependant nous n'avons pas présenté l'effet de l'angle de charge car la commande MTPA dans notre cas impose un angle de charge constante 45° .

La comparaison entre les résultats de simulation du modèle linéaire et saturé a montré qu'il y a une grande différence entre la valeur du courant généré des deux modèles ce qui se reflète sur la tension. Ce résultat a bien montré l'intérêt d'avoir un rapport de saillance aussi grand que possible sur les performances de la MSR. Donc si on ne tient pas compte de l'effet de la saturation le dimensionnement de certains éléments notamment la batterie va être surdimensionnée.

Cette étude a montré l'intérêt de tenir compte de l'effet de la saturation pour avoir le système de refroidissement adéquat car la dynamicité des paramètres du DPM a pour effet d'augmenter les ondulations du couple qui s'ajoutent aux ondulations engendrées par l'onduleur.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de la machine synchro-réductante. Nous avons commencé notre mémoire par la présentation de la machine synchro-réductante avec ses différentes structures et son principe de fonctionnement et l'intérêt d'avoir un rapport de saillance aussi grand que possible, ce dernier lui permet d'avoir de meilleures performances.

Puis nous nous sommes intéressés à la modélisation de notre machine en mode linéaire et en mode saturé par le logiciel FEMM en faisant appel à la méthode des éléments finis. Cette étude a montré que les inductances du modèle linéaire ne sont influencées ni du courant d'alimentation ni de l'angle de charge, cependant celles de la machine saturée varient en fonction de ces deux derniers. Ceci nous a permis d'établir deux modèles : un modèle linéaire à paramètres constants et un modèle linéaire à paramètres variables qui tient compte de l'effet de l'angle de charge et du courant d'alimentation.

L'objectif de l'utilisation du logiciel FEMM était aussi de déterminer les paramètres de notre machine afin d'établir le modèle de Park de notre machine en vue de sa commande. Les commandes proposées dans ce travail sont la commande vectorielle et la commande MTPA. La comparaison entre ces deux techniques de commande montre que pour un même couple développé, la technique de commande MTPA utilise moins de courant et présente de meilleures performances. Les commandes précédentes ont été effectuées avec des paramètres constants, et comme la commande MTPA s'est avérée plus performante que la commande vectorielle, nous avons appliqué cette commande encore une fois et cela en prenant un modèle à paramètres variables qui tient compte de la saturation.

Le modèle de la machine établi nécessite moins de ressources informatiques et sans sacrifice de précision. La comparaison entre les résultats du modèle linéaire et saturé a montré qu'il y'a une grande différence entre la valeur du courant généré dans les deux modèles ce qui se reflète sur la tension, il est donc nécessaire de tenir compte de l'effet de la saturation pour le dimensionnement adéquat de certains éléments notamment la batterie pour éviter son surdimensionnement. Cette étude a permis de présenter l'avantage d'avoir un rapport de saillance plus grand que possible parce que le courant généré est inversement proportionnel au rapport de saillance. Elle a montrée également l'intérêt de tenir compte de l'effet de la saturation pour bien dimensionner le système de refroidissement car la dynamique des paramètres du DPM a pour effet d'augmenter les ondulations du couple qui s'ajoutent aux ondulations engendrées par l'onduleur.

Bibliographie

- [1] T.Matsuo, T.A.Lipo, "Rotor design optimization of synchronous reluctance machine", IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume: 9, Issue: 2, Page (s) 359–365, Jun. 1994.
- [2] Vagati, "The synchronous reluctance solution: a new alternative in AC drives," IEEE 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, vol.1, pp. 1–13, Sept. 1994.
- [3] S. TAHI, "Dimensionnement et Optimisation de Machines Synchro-Réductantes", Thèse de doctorat en électrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2015.
- [4] H. Serhoud, "Contribution à l'étude de la machine synchrone à réductance variable", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2009.
- [5] T. Raminosoa, "optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par réseaux de permeances ", Thèse de Doctorat de INPL, octobre 2006.
- [6] P. Dany, "Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique", Thèse de doctorat, Supélec 2015.
- [7] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics – User's Manual". Oct. 2010.
- [8] I.Bouchareb, "Modélisation et simulation de défauts d'une machine synchrone à réductance variable", Mémoire de magister, Université de Constantine, 2016.
- [9] W. Aina, "Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, 2014.
- [10] S.Rezgui "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/ Simulink et Temps Réel", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [11] T.Rekioua, "Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents", Thèse de doctorat, L'institut national polytechnique de Lorraine, 1991.
- [12] T.M.Farid, " ETUDE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE POUR DES APPLIATIONS A GRANDE VITESSE", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 1986.
- [13] A. Boudjema, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP", Mémoire de master, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [14] Z. Xiao-yan et S. Jian-cheng, "A combined simulation of high speed train permanent magnet traction system using dynamic reluctance mesh model and Simulink", Journal of Zhejiang University SCIENCE, vol. 16, no 8, p. 607-615. 2015.
- [15] <http://sourcforge.net/projects/syr-e/>.
- [16] N. Bianchi, "Electrical machine analysis using finite elements". CRC press, 2005.
- [17] http://www.indel.etfbl.net/2014/INDEL_2014_Paper_21.
- [18] D. Wentzloff, "Experimental Characterization of an Integrated Starter/Generator", Mémoire de magister, Massachusetts Institute of Technology (MIT),USA, August 2002.
- [19] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler et M.Trlep, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor", IEEE Transactions On Industry Applications, vol. 39, no. 5, pages 1264–1271, Sep./Oct. 2003.

Annexe I :

Les deux tableaux ci-dessous représentent les différentes dimensions et les matériaux de la machine étudiée.

Intitule	Dimension
Nombre de conducteurs par encoche	30
Nombre de paires de pôles	2
Nombre d'encoches statoriques	24
entrefer [mm]	0.5
Rayon extérieur du stator [mm]	67.5
Rayon intérieur du stator [mm]	47.75
Rayon intérieur du rotor [mm]	47.25
Rayon intérieur de l'arbre [mm]	19.57
Longueur axiale de la machine [mm]	101
Courant nominale [A]	22
Couple nominale [N.m] (modèle linéaire)	15
Couple nominale [N.m] (modèle saturé)	25
Résistance statorique [Ω]	0.4
Moment d'inertie [kg.m^2]	0.003
Frottement [N.m.s/rad]	0.0015

Tableau.1 : Dimensions et caractéristiques de la machine [15].

Intitule	Matériau utilisé
L'arbre	Matériau amagnétique
Rotor	M530-65A-ok
Barrières	Air
Stator	M530-65A-ok
Conducteurs	Cuivre

Tableau.2 : Les matériaux de la machine [15].

La **Figure.1** représente le bobinage que nous avons adopté pour notre machine.

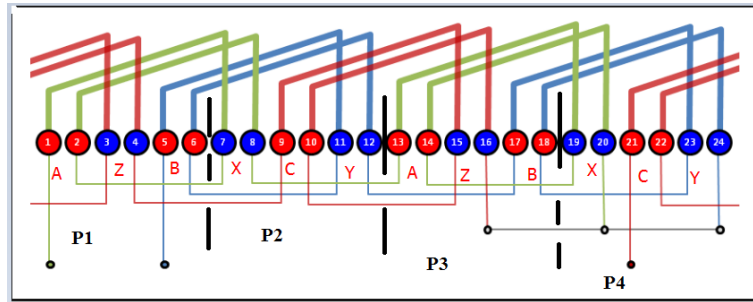


Figure.1 : Représentation du bobinage statorique.

Annexe II

I Méthode de calcul des inductances d'axe d et d'axe q

Le calcul de l'inductance d'axe direct respectivement d'axe en quadrature se fait en coïncidant l'axe d respectivement l'axe q du rotor avec l'axe de la phase a [16],[17], lorsque les enroulements triphasés sont alimentés simultanément de façon à ce que la résultante du flux coïncide avec l'axe de cette phase.

$$\begin{cases} i_a = I_{\max} \\ i_b = -\frac{I_{\max}}{2} \\ i_c = -\frac{I_{\max}}{2} \end{cases} \quad (1)$$

En alimentant le stator comme il est décrit ci-dessus, nous obtenons un flux coïncidant avec l'axe de la phase a, d'où l'inductance d'axe d respectivement d'axe q sera l'inductance de la phase a. Donc dans le cas où l'axe de la phase a coïncide avec l'axe d, on a ;

$$\begin{cases} i_d = i_a = I_{\max} \\ \varphi_d = \varphi_a \\ L_d = \frac{\varphi_a}{i_a} = \frac{\varphi_d}{I_{\max}} \end{cases} \quad (2)$$

Donc dans le cas où l'axe de la phase a coïncide avec l'axe q, on a ;

$$\begin{cases} i_q = i_a = I_{\max} \\ \varphi_q = \varphi_a \\ L_q = \frac{\varphi_a}{i_a} = \frac{\varphi_q}{I_{\max}} \end{cases} \quad (3)$$

II Méthode de calcul de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge

Pour calculer L_d et L_q en fonction de l'angle de charge, on fixe le rotor suivant l'axe en quadrature coïncidant avec l'axe de la phase a [3,17,18], comme il est illustré à la figure ci-dessous :

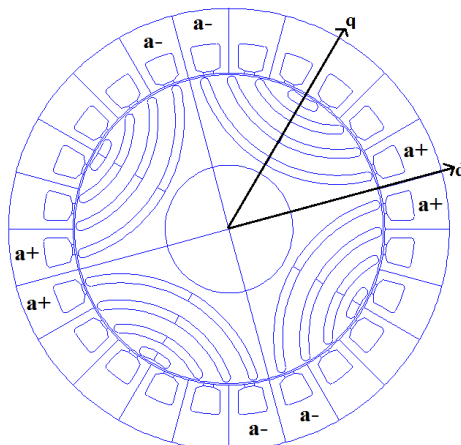


Figure.1 : Les axes direct et en quadrature de la MSR.

Et on impose des courants triphasés, suivant la valeur de θ_e (angle de charge), dans les encoches correspondantes du stator:

$$\begin{cases} i_a = I_{\max} \cos(\theta_e) \\ i_b = I_{\max} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = I_{\max} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4)$$

L'alimentation triphasée du stator crée une onde de F.M.M tournante, balayant le rotor de la machine comme il est illustré à la figure ci-dessous :

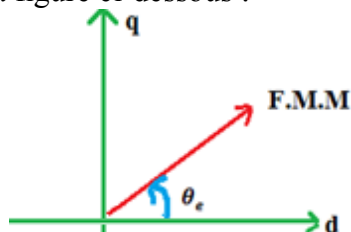


Figure.2 : F.M.M résultante.

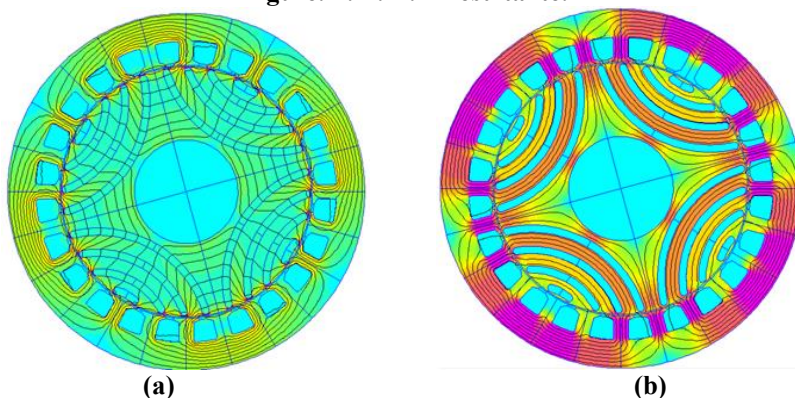


Figure.3: L'orientation de la résultante du flux pour $\theta_e = \frac{\pi}{2}$ (a) et $\theta_e = 0$ (b).

Ces résultats nous confirment que les variations des flux sont en fonction de l'angle de charge, d'où les valeurs L_d et L_q seront aussi en fonction de l'angle de charge. Pour avoir l'évolution des flux d'axe d et d'axe q en fonction de θ_e . Nous avons pris un repère lié au stator et comme la résultante des flux est selon l'angle de charge, sa projection sur l'axe d respectivement l'axe q donne la variation de φ_d respectivement φ_q en fonction de θ_e .

Les valeurs des inductances d'axe direct et d'axe en quadrature sont exprimées par les équations suivantes :

$$L_d(\theta_e) = \frac{\varphi_d(\theta_e)}{i_d(\theta_e)} \quad (5)$$

Tel que :

$$\begin{cases} i_d(\theta_e) = I_{\max} \cos(\theta_e) \\ \varphi_d(\theta_e) = \frac{2}{3} (\cos(0)\varphi_a(\theta_e) + \cos\left(0 - \frac{2\pi}{3}\right)\varphi_b(\theta_e) + \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right)\varphi_c(\theta_e)) \end{cases} \quad (6)$$

$$L_q(\theta_e) = \frac{\varphi_q(\theta_e)}{i_q(\theta_e)} \quad (7)$$

Tel que :

$$\begin{cases} i_q(\theta_e) = I_{\max} \sin(\theta_e) \\ \varphi_q(\theta_e) = -\frac{2}{3} (\sin(0)\varphi_a(\theta_e) + \sin\left(0 - \frac{2\pi}{3}\right)\varphi_b(\theta_e) + \sin\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right)\varphi_c(\theta_e)) \end{cases} \quad (8)$$