

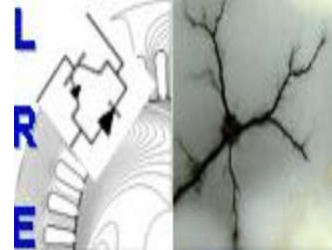
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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 projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'

Ingénieur d'état en Electrotechnique

Intitulé

**Modélisation et Commande de la Machine
Synchro-Réductante Assistée par des
Aimants Permanents**

Présenté par

Hicham BOUTOUCHE et Rafik OUERDANE

Sous la direction de

Encadreur : Pr. Kamel BOUGHRARA.

Co-encadreur : Dr. Slimane TAHI.

Présenté et soutenu publiquement le 13/06/2017

Composition du Jury :

Président	R. IBTIOUEN, Professeur à l'ENP
Rapporteur/Promoteur	K. BOUGHRARA, Professeur à l'ENP S. TAHI, Docteur à l'USTHB
Examineur	O. TOUHAMI, Professeur à l'ENP MO. MAHMOUDI, Professeur à l'ENP

ENP 2017

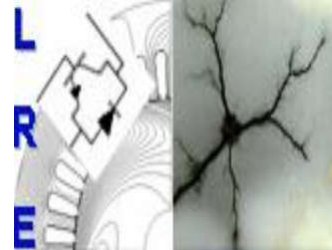
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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 projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'

Ingénieur d'état en Electrotechnique

Intitulé

**Modélisation et Commande de la Machine
Synchro-Réductante Assistée par des
Aimants Permanents**

Présenté par

Hicham BOUTOUCHE et Rafik OUERDANE

Sous la direction de

Encadreur : Pr. Kamel BOUGHRARA.

Co-encadreur : Dr. Slimane TAHI.

Présenté et soutenu publiquement le 13/06/2017

Composition du Jury :

Président	R. IBTIOUEN, Professeur à l'ENP
Rapporteur/Promoteur	K. BOUGHRARA, Professeur à l'ENP S. TAHI, Docteur à l'USTHB
Examineur	O. TOUHAMI, Professeur à l'ENP MO. MAHMOUDI, Professeur à l'ENP

ENP 2017

Remerciement

Le travail présenté dans ce rapport n'aurait pu être réalisé sans la contribution et le soutien de nombreuses personnes auxquelles nous souhaitons exprimer notre gratitude.

Nous adressons nos remerciements à notre encadreur Monsieur **K. Boughrara**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique pour nous avoir proposé ce mémoire, pour sa confiance qu'il nous a accordé, et bien sûr pour ses conseils et remarques précieux durant la préparation de notre projet de fin d'études.

Nous tenons aussi à remercier notre co-encadreur Monsieur **S. Tah**i, Docteur à l'USTHB pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements durant la réalisation de ce mémoire.

Nous tenons également remercier les membres du jury:

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

Monsieur **M.O. Mahmoudi**, professeur au département d'électrotechnique de l'ENP, de bien vouloir juger ce travail, en tant que membre du Jury.

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

ملخص :

هذا العمل يتناول النمذجة الكهرومغناطيسية بالعناصر المحدودة والتحكم في المحركات التزامنية الممانعة المزودة بحواجز التدفق المدعومة بمغانط دائمة مع الأخذ بعين الاعتبار بظاهرة التشبع، هذا النوع من المحركات يقدم عزم دوران حتمي معتبر ناتج عن التفاعل بين التيارات الكهربائية، المغانط الدائمة و بروزات العضو الدوار. بعد تحديد المحاثات المغناطيسية للمحاور المباشرة والتربيع وإنجاز نموذج Park من أجل التحكم في الآلة المدروسة. لهذا النوع من الآلات المستعملة في السيارات الكهربائية، طبقنا التحكم الشعاعي والتحكم MTPA باعتبار معلمات الآلة ثابتة ثم ديناميكية. بحيث التحكم الشعاعي لا يأخذ بعين الاعتبار بعزم البروز واستعمال التحكم بيد مهم لأنه يأخذ بعين الاعتبار بالبروز ويتأقلم مع دورة العمل العامة للسيارات الكهربائية. وفي النهاية نطبق تقنية تضعيف التدفق من أجل الحصول على أفضل مدى سرعة.

الكلمات الدالة: المحركات التزامنية الممانعة ذات المغانط الدائمة، العناصر المحددة، التشبع المغناطيسي، زاوية الحمولة، نسبة البروز، التحكم الشعاعي، MTPA، تضعيف التدفق، 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, assisted by permanent magnets taking into account saturation. This type of motor has a high volume torque produced by the interaction of stator currents, permanent magnets and rotor saliency. Once the inductances of direct and quadrature axes have been determined, the Park model is established for controlling the machine under study. For this type of machine used in electric vehicles, we used vector control and MTPA control considering the parameters of the machine constants and then dynamic. The vector control does not take into account the reluctant torque and the use of the MTPA command is necessary to take account of the saliency and to adapt to the general work cycle of electric vehicles. Finally, we will apply the technique of flux weakening in order to have a better range of speed.

Key words : synchronous reluctance machine with permanent magnets, finite element, saturation, load angle, saliency ratio, vector control, MTPA, flux weakening, 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 assistés par des aimants permanents en tenant compte de la saturation. Ce type de moteur présente un couple volumique important produit par l'interaction des courants statoriques, les aimants permanents et la saillance du rotor. 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. Pour ce type de machine utilisée dans les véhicules électriques, nous avons appliqué la commande vectorielle et la commande MTPA en considérant les paramètres de la machine constants puis dynamiques. En effet, la commande vectorielle ne tient pas compte du couple réductant et l'utilisation de la commande MTPA s'avère nécessaire pour tenir compte de la saillance et s'adapter au cycle de travail général des véhicules électrique. Enfin, nous appliquerons la technique de défluxage afin d'avoir une meilleure plage de vitesse.

Mots clef : machine synchro-réductante à aimants permanents, éléments finis, saturation, angle de charge, rapport de saillance, commande vectorielle, MTPA, défluxage, modèle à paramètres constants (CPM), modèle à paramètres dynamiques (DPM).

Table des matières

Liste des tableaux

Liste des figures

Nomenclature

Liste des symboles

Introduction Général.....	14
Chapitre I : Généralités sur les véhicules électriques et les moteurs utilisés.....	17
I.1 Introduction.....	17
I.2 Généralités sur les véhicules électriques.....	17
I.2.1 Architecture tout électrique.....	17
I.2.2 Architecture hybride électrique.....	18
I.3 Moteurs utilisés dans la traction électrique.....	19
I.3.1 Les machines à courant continu (MCC).....	20
I.3.1.1 Machine à courant continu avec balais-collecteur.....	20
I.3.1.2 Machine à courant continu à aimants permanents (rotor) sans balai-collecteur (Brushless).....	20
I.3.2 Les machines asynchrones (MAS).....	21
I.3.2.1 La machine asynchrone à rotor bobiné.....	21
I.3.2.2 La machine asynchrone à cage d'écureuil.....	21
I.3.3 Les machines synchrones (MS).....	22
I.3.3.1 Machine synchrone à rotor bobiné.....	22
I.3.3.2 Machine synchrone à double excitation.....	22
I.3.3.3 Machine synchrone à aimant permanent.....	23
I.3.3.3.1 Aimants en surface.....	23
I.3.3.3.2 Aimants enterrés.....	23
I.3.3.3.3 Aimants à concentration de flux.....	24
I.3.3.4 Machine synchro-réductante.....	24
I.3.3.4.1 Machine synchro-réductante à rotor massif.....	24
I.3.3.4.2 Machine synchro-réductante à rotor segmenté.....	25
I.3.3.4.3 Machine synchro-réductante à rotor axialement laminé.....	25
I.3.3.4.4 Machine synchro-réductante à rotor à barrières de flux.....	25
I.3.3.4.5 Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents (MSR-AP).....	25
I.3.3.5 Machine à réductance variable.....	26
I.3.4 Synthèse des différents types de machines électriques.....	26
I.4 Choix de la machine.....	26
I.4.1 Intérêt du rapport de saillance.....	27
I.4.2 Domaine d'application.....	27
I.5 Saillance directe et inverse.....	28
I.6 Généralités sur la modélisation de ce type de machines.....	29
I.6.1 Les méthodes analytiques.....	29
I.6.2 Les méthodes semi-numériques.....	29
I.6.3 Les méthodes numériques.....	29
I.7 Conclusion.....	30
Chapitre II : Analyse par éléments finis de la MSR-AP.....	31

II.1 Introduction.....	31
II.2 Principe du calcul par éléments finis.....	31
II.2.1 Les équations de Maxwell.....	31
II.3 Modélisation par éléments finis de la MSR-AP en linéaire et saturé.....	32
II.3.1 Distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer.....	34
II.3.1.1 L'induction magnétique générée par les courants statoriques.....	34
II.3.1.1.1 Vecteur du courant coïncidant avec l'axe d du rotor.....	34
II.3.1.1.2 Vecteur du courant coïncidant avec l'axe q du rotor.....	35
II.3.1.1.3 Comparaison entre l'induction radiale d'entrefer dans le cas où le vecteur du courant coïncide avec l'axe d et dans le cas où il coïncide avec du l'axe q.....	35
II.3.1.2 L'induction magnétique générée par les aimants.....	36
II.3.2 La force électromotrice à vide et le flux magnétique.....	36
II.3.3 Les inductances L_d et L_q	37
II.3.3.1 Méthode de calcul des inductances L_d et L_q	38
II.3.3.2 Evolutions des inductances L_d et L_q en fonction de la saturation.....	38
II.3.3.3 Evolutions de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge.....	39
II.3.3.3.1 Méthode de calcul.....	39
II.3.4 Évolution du couple.....	41
II.4 Etude paramétriques.....	43
II.4.1 Effet de l'épaisseur de l'entrefer.....	43
II.4.2 Effet de la forme des barrières.....	45
II.5 Conclusion.....	47

Chapitre III : Modélisation et commande vectorielle de la MSR-AP à paramètres constants..... 48

III.1 Introduction.....	48
III.2 Modélisation de la MSR-AP.....	48
III.2.1 Modèle mathématique de la MSR-AP.....	48
III.2.1.1 Hypothèses.....	48
III.2.1.2 Mise en équation de la MSR-AP en triphasé.....	48
III.2.1.2.1 Les équations électriques.....	48
III.2.1.2.1.1 Equations dans un repère lié au stator.....	48
III.2.1.2.2 Les équations mécaniques.....	50
III.2.1.2.3 L'équation électromagnétique.....	50
III.2.1.3 Mise en équation de la MSR-AP en biphasé.....	50
III.2.1.3.1 Principe de la transformation de Park.....	50
III.2.1.3.1.1 Passage direct : triphasé au biphasé.....	51
III.2.1.3.1.2 Passage inverse : biphasé au triphasé.....	51
III.2.1.3.2 Modélisation de la MSR-AP dans le repère de Park.....	52
III.2.1.3.2.1 Les équations électriques.....	52
III.2.1.3.2.2 L'équation électromagnétique.....	52
III.2.1.4 Mise sous forme d'équation d'état.....	52
III.3 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	54
III.3.1 Commande de l'onduleur.....	54
III.3.2 Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	55
III.3.3 Dimensionnement de la tension de la batterie.....	57
III.3.4 Dimensionnement des éléments passifs du Filtre de sortie.....	57
III.4 Commande Vectorielle.....	59

III.4.1 Principe de la commande vectorielle.....	59
III.4.2 Découplage des courants i_d et i_q	59
III.5 Dimensionnement des régulateurs.....	62
III.5.1 Régulateur du courant i_q	62
III.5.2 Régulateur du courant i_d	63
III.5.3 Régulation de vitesse.....	64
III.6 Simulation.....	65
III.7 Conclusion.....	67
Chapitre IV : Commande MTPA de la MSR-AP à paramètres constants.....	68
IV.1 Introduction.....	68
IV.2 Principe de la commande MTPA.....	68
IV.3 Simulation.....	72
IV.4 Conclusion.....	73
Chapitre V : Commande MTPA de la de la MSR-AP à paramètres dynamiques.....	74
V.1 Introduction.....	74
V.2 Approche adoptée.....	74
V.3 Les équations et les hypothèses de l'approche adoptée.....	76
V.4 Commande de la MSR-AP à paramètres dynamiques (DPM).....	76
V.4.1 Simulation.....	76
V.5 Conclusion.....	78
Chapitre VI : Défluxage.....	79
VI.1 Introduction.....	79
VI.2 Cycle de travail et stratégies de commande des véhicules électriques.....	79
VI.3 Principe du défluxage.....	80
VI.4 Simulation.....	82
VI.5 Conclusion.....	84
Conclusion Générale.....	85
Bibliographie.....	87

Liste des tableaux

Tableau.I.1: Avantages et inconvénients de la de la MCC.....	21
Tableau.I.2: Avantages et inconvénients de la MAS.....	21
Tableau.I.3 : Avantages et inconvénients de la MSRB.....	22
Tableau.I.4 : Avantages et inconvénients de la MSDE.....	22
Tableau.I.5 : Avantages et inconvénients d'une MSAP en surface.....	23
Tableau.I.6 : Avantages et inconvénients d'une MSAP enterrés.....	23
Tableau.I.7 : Avantages et inconvénients d'une MSAP à concentration de flux.....	24
Tableau.I.8 : Caractéristiques des différents types de machines électriques.....	26
Tableau.II.1 : Dimensions et caractéristiques de la machine.....	33
Tableau.II.2 : Les matériaux de la machine.....	33
Tableau.II.3: Taux d'ondulation du couple de la MSR-AP à barrières circulaires et à barrières segmentées.....	46
Tableu.IV.1 : Les paramètres de la machine étudiée.....	69

Listes des figures

Figure.I.1: Architecture tout électrique.....	17
Figure.I.2 : Architecture hybride série.....	18
Figure.I.3 : Architecture hybride parallèle.....	19
Figure.I.4 : Architecture hybride série/parallèle avec train épicycloïdal.....	19
Figure.I.5 : Chronologie et caractéristiques des machines électriques pour l'application automobile.....	20
Figure.I.6 : Classement des machines synchrones.....	22
Figure.I.7 : Différents types de rotor de machines synchrones à aimants permanents.....	23
Figure.I.8 : Différentes structures de machines synchro-réductantes.....	24
Figure.I.9 : Structure de la MSR-AP.....	25
Figure.I.10 : Comparaison entre deux MSR-AP l'une avec un rapport de saillance élevé (a) et l'autre avec une densité énergétique d'aimants importante (b).....	27
Figure.I.11: Classification des MSAP selon leur rapport de saillance.....	28
Figure.I.12: Machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents.....	29
Figure.II.1: Caractéristique magnétique de l'acier M530-65A-ok.....	32
Figure.II.2: Structure de la MSR-AP étudiée.....	32
Figure.II.3: Représentation du bobinage statorique.....	33
Figure.II.4: Représentation des lignes de champ dans l'axe d :(a) machine linéaire (b) machine saturée.....	34
Figure.II.5: Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine linéaire et saturée (vecteur courant coïncidant avec l'axe d du rotor).....	34
Figure.II.5: Représentation des lignes de champ dans l'axe q :(a) machine linéaire (b) machine saturée.....	35
Figure.II.6: Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine linéaire et saturée (Vecteur courant coïncidant avec l'axe q du rotor).....	35
Figure.II.7: Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine saturée (A) de la machine linéaire (B). (a) Le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe d du rotor. (b) Le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe q du rotor.....	36
Figure.II.8: Représentation des lignes de champ générées par les aimants:(a) machine linéaire (b) machine saturée.....	36
Figure.II.9 : Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer générée par les aimants de la machine linéaire et saturée.....	36
Figure.II.10 : Flux (a) , F.e.m. (b) de la phase a de la machine saturée et linéaire en fonction de la position du rotor.....	37
Figure.II.11 : Influence des aimants sur les valeurs des inductances d'axes direct et en quadrature en fonction du courant (machine saturée).....	37
Figure.II.12 : Evolution de L_d , L_q et du rapport de saillance en fonction de I_{max} du modèle linéaire et saturé.....	39
Figure.II.13 : Les axes direct et en quadrature de la MSR-AP.....	39
Figure.II.14 : F.M.M résultante.....	40
Figure.II.15: Orientation de la résultante du flux pour $\theta_e = \frac{\pi}{2}$ (a) et $\theta_e = 0$ (b).....	40
Figure.II.16: Evolution de L_d et L_q des modèles linéaire et saturé en fonction de l'angle de charge.....	41
Figure.II.17 : Couple électromagnétique (a), Couple de détente (b) du modèle linéaire et saturé en fonction de la position du rotor.....	42

Figure.II.18: Evolution du couple moyen des modèles linéaire et saturé en fonction de l'angle de charge et du courant d'alimentation.....	43
Figure.II.19: Effet de l'épaisseur de l'entrefer sur L_d , L_q et le rapport de saillance en fonction de I_{max}	44
Figure.II.20 : Taux d'ondulation et le couple électromagnétique pour différentes valeurs de l'épaisseur de l'entrefer.....	44
Figure.II.21: Le couple de détente et son spectre harmonique pour différentes valeurs de l'épaisseur de l'entrefer.....	45
Figure.II.22 : MSR-AP à barrières de flux :(a) segmentées (b) circulaires.....	45
Figure.II.23: Evolution de L_d , L_q (a) et le rapport de saillance (b) de la MSR-AP à barrières circulaires et à barrières segmentées en fonction de I_{max}	45
Figure.II.24: Distribution des lignes de champ dans l'axe q de la MSR-AP à barrières de flux: (a) circulaires (b) segmentées.....	46
Figure.II.25: Spectre d'harmonique du couple de détente de la MSR-AP à barrières circulaires et à barrières segmentées.....	46
Figure.II.26: Couple électromagnétique de la MSR-AP à barrières circulaires et à barrières segmentées en fonction de la position du rotor.....	46
Figure.III.1 : Représentation de la MSR-AP dans le repère triphasé.....	48
Figure.III.2 : Schéma équivalent de la MSR-AP dans le repère (d, q).....	51
Figure.III.3 : Modèle Simulink de la MSR-AP.....	53
Figure.III.4 : Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	54
Figure.III.5 : Technique MLI triangulo-sinusoïdale.....	56
Figure.III.6 : Fonctions de connexion logique S_1 , S_2 et S_3	56
Figure.III.7 : Tension de sortie de l'onduleur V_a en fonction du temps.....	56
Figure.III.8 : Schéma bloc d'un onduleur commandé en MLI.....	57
Figure.III.9 : Circuit RLC.....	57
Figure.III.10 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert du filtre.....	58
Figure.III.11 : Influence du facteur de qualité Q.....	58
Figure.III.12 : Principe de la commande vectorielle.....	59
Figure.III.13 : Découplage des deux axes (d,q).....	59
Figure.III.14 : Schéma globale de la commande vectorielle avec utilisation des courants de sortie de la machine pour les termes de compensation.....	61
Figure.III.15 : Schéma globale de la commande vectorielle avec utilisation des courants tirés des formules pour le découplage.....	61
Figure.III.16 : Boucle de régulation du courant i_q	62
Figure.III.17 : Boucle de régulation du courant i_d	63
Figure.III.18 : Boucle de régulation de la vitesse.....	64
Figure.III.19 : Boucle de régulation de la vitesse.....	64
Figure.III.20 :a) Couple imposé et couple développé, b) Vitesse rotorique en fonction du temps.....	65
Figure.III.21 : a) Courant statorique, b) Courant d'axe direct i_d et d'axe en quadrature i_q en fonction du temps.....	66
Figure.IV.1 : Représentation des courants i_d et i_q en fonction du courant I_s et de l'angle de charge θ_e	68
Tableau.IV.1 : Les paramètres de la machine étudiée.....	69
Figure.IV.2 : Couple en fonction de l'angle de charge.....	69
Figure.IV.3 : Couple maximal par Ampère en fonction du courant i_q	71
Figure.IV.4 : Schéma globale de la commande MTPA de la MSR-AP.....	71
Figure.IV.5 : Vitesse (a) et Couple développé (b) en fonction du temps.....	72

Figure.IV.6 : Courant I_s en fonction du temps.....	72
Figure.IV.7 : Courant de l'axe direct i_d (a) et de l'axe en quadrature i_q (b) en fonction du temps.....	72
Figure.V.1 : Evolution de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge et du courant d'alimentation.....	75
Figure.V.2 : Evolution de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge.....	75
Figure.IV.3: Table de correspondance L_q (a) et L_d (b).....	75
Figure.V.4 : Vitesse rotorique (a) et couple (b) des deux modèles en fonction du temps....	76
Figure.V.5 : Courant statorique des deux modèles en fonction du temps.....	77
Figure.V.6 : Courant d'axe direct i_d (a) et d'axe en quadrature i_q (b) des deux modèles en fonction du temps.....	77
Figure.V.7 : Inductance d'axe direct et d'axe en quadrature du modèle à paramètres variables (a) et du modèle à paramètres constants (b) en fonction du temps.....	77
Figure.V.8 : Evolution de ($L_q - L_d$) (a) et du rapport de saillance (b) des deux modèles en fonction du temps.....	77
Figure.VI.1 : Stratégie de commande pour les véhicules électriques.....	80
Figure.VI.2 : Représentation du schéma Bloc de la commande MTPA/Défluxage.....	82
Figure.VI.3 : Vitesse (a) et couple (b) en fonction du temps.....	82
Figure.VI.4 : Courants i_d et i_q en fonction du temps.....	82
Figure.VI.5 : Tension (a) et Puissance (b) en fonction du temps.....	83

Nomenclature

MCC : Machine à courant continu.

MAS : Machine asynchrone.

MSRB : Machine synchrone à rotor bobiné.

MSDE : Machine synchrone à double excitation.

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.

MSR-AP : Machine synchro-réductante assisté par des aimants permanents.

MSR : Machine synchro-réductante.

DPM : Modèle à paramètres dynamiques.

CPM : Modèle à paramètres constants.

MTPA : Max Torque Per Ampere.

MLI : Modulation de largeur d'impulsions.

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte.

FTBF : Fonction de transfert en boucle fermée.

F.M.M : Force magnétomotrice.

F.é.m : Force électromotrice.

CVCP : Commande à tension constante et puissance constante.

CCCP : Commande à courant constant et puissance constante.

VCLMT : Commande à courant constant et tension constante à couple maximal.

Liste des symboles

ξ : Rapport de saillance.

φ_{dq} : Flux d – q.

i_{dq} : courant d – q.

C_{em} : Couple électromagnétique.

p : nombre de pair de pôle.

L_d : Inductance d'axe direct.

L_q : Inductance d'axe en quadrature.

L_{d0} : Inductance d'axe direct qui ne prend n'en compte que le flux de l'axe direct.

L_{q0} : Inductance d'axe en quadrature qui ne prend en compte que le flux de l'axe en quadrature.

L_{ew0} : L'inductance de fuite des têtes de bobines.

φ_m : Valeur crête du flux crée par l'aimant \vec{H} .

\vec{B} : Champ magnétique .

\vec{H} : Excitation magnétique.

\vec{J} : Vecteur densité du courant.

\vec{M} : Vecteur d'aimantation.

\vec{A} : Potentiel-vecteur.

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide.

μ_r : Perméabilité relative.

θ_e : Angle de charge.

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.

ρ : Pas polaire.

g : Epaisseur de l'entrefer.

l_a : Epaisseur des barrières.

L_a : Inductance de la phase a.

L_b : Inductance de la phase b.

L_c : Inductance de la phase c.

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.

ω : Pulsation électrique.

ω_r : 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 : indice de modulation.

r : 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.
 \bar{V}_{\max} : Valeur de crête de la tension.
 R : Résistance du filtre.
 L : Inductance du filtre.
 C : Capacité du filtre.
 f_c : Fréquence de coupure.
 Q : Facteur de qualité.
 $C_{e\max}$: Couple maximale.
 $\omega_{r\text{ base}}$: Vitesse de base.
 $\omega_{r\max}$: Vitesse maximale.
 P_{\max} : Puissance maximale.
 \bar{V}_{\max} : Valeur de crête de la tension maximale.
 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.
 f_p : fréquence de la porteuse.
 f_m : fréquence de la modulante.
 V_p : Tension de la porteuse.
 V_m : Tension de la modulante.
 f_c : Fréquence de coupure.

Introduction Générale

Au cours de ces dernières années, l'opinion publique a pris conscience des problèmes liés à la pollution et à la consommation d'énergie et de leurs effets désastreux à long terme sur notre écosystème ; la réduction des émissions polluantes dans le secteur automobile est un enjeu important, et le marché du véhicule propre s'ouvre donc peu à peu. Ainsi, la nécessité de rendre les automobiles plus propres, pousse les constructeurs automobiles à proposer des véhicules moins polluants. Une solution, qui permet d'éviter la consommation de pétrole pour ce type d'application et de ne plus émettre de gaz à effet de serre (au moins au niveau du véhicule), est la voiture électrique [1].

Les avantages des véhicules utilisant un moteur électrique par rapport aux véhicules traditionnels (moteur thermique) incluent:

- Rendement global de la chaîne de traction plus élevé ;
- Réduction de la masse totale de la chaîne de traction ;
- Couple élevé depuis la phase de démarrage ;
- Réduction ou élimination des émissions des gaz à effet de serre ;
- Élimination de la dépendance des ressources fossiles ;
- Récupération d'énergie lors du freinage électrique ;
- Réduction du bruit ;
- Réduction du prix total d'exploitation du véhicule [2].

Le défi majeur pour l'introduction à grande échelle sur le marché des véhicules électriques est représenté par la quantité limitée d'énergie qui peut être stockée au bord des véhicules. Ainsi, il est essentiel que la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique se fasse avec le rendement le plus haut possible dans toutes les étapes de fonctionnement. L'optimisation du dimensionnement du moteur et de la stratégie de commande peut contribuer d'une manière décisive aux performances du véhicule [2].

La motorisation des véhicules électriques n'a pas cessé de se développer au cours de ces derniers siècles. Aujourd'hui, grâce au développement de l'électronique de puissance les machines électriques à aimants permanents sont réputées pour leurs bonnes performances, leurs densités de puissance élevées et leurs couples volumiques relativement importants. Ses caractéristiques rendent ce type de machines très attrayantes pour les applications de traction électrique. L'une de ces machines est la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents MSR-AP, ces machines dites saillantes en raison de la forme de leur rotor qui présente des barrières dites « barrières de flux », présente un couple additionnel appelé couple de saillance. Ceci nous permet d'améliorer encore plus les performances intrinsèque de la machine (couple, rendement, facteur de puissance) [3].

Dans la première partie de notre travail, nous utilisons la méthode des éléments finis linéaire et non-linéaire pour déterminer les performances électromagnétiques de deux types de MSR-AP (rotor avec barrières de flux circulaires et segmentées): Induction dans l'entrefer, la F.e.m., le couple de détente, le couple électromagnétique, les inductances propres et mutuelles, les inductances d'axes direct et en quadrature et le rapport de saillance. Une fois les paramètres de la machine déterminés, le modèle de Park des machines étudiées sont élaborés en vue de leur commande. La commande est établie en considérant les paramètres de la machine constants puis dynamiques.

Dans ce mémoire, nous allons présenter trois types de commande. La première est la commande vectorielle ($i_d = 0$) traditionnelle qui ne tient pas compte du couple réluctant. La deuxième commande proposée est la commande MTPA (Maximum Torque Per Ampere). Cette technique permet d'avoir le maximum de couple pour un minimum de courant et cela en tenant compte du couple réluctant. Enfin, nous présenterons la technique de défluxage que nous appliquerons afin d'avoir une plus grande plage de vitesse. L'étude de la nature de l'application et l'environnement dans lequel le moteur va fonctionner est importante. Pour cela, nous adopterons nos simulations suivant le cycle de fonctionnement des véhicules électriques afin d'avoir des résultats concrets.

Le présent mémoire est divisé en six chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons les différentes architectures adoptées pour les véhicules électriques/hybrides, ensuite nous détaillerons les caractéristiques des différents types de moteurs utilisés dans la motorisation des véhicules électriques afin de justifier l'intérêt de l'étude de la machine synchro-réluctante assistée par des aimants permanents. Les méthodes de modélisation électromagnétique des machines électriques ont été définies. La machine étudiée présente une structure complexe qui nécessite l'utilisation des méthodes de modélisation numériques.

Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse par éléments finis linéaire et non-linéaire de la MSR-AP avec barrières circulaires et segmentées en régime permanent. Les performances électromagnétiques comme l'induction dans l'entrefer, la F.e.m., le flux, le couple de détente, le couple électromagnétique, les inductances propre et mutuelle, les inductances d'axes direct et en quadrature et le rapport de saillance sont déterminés en considérant les matériaux ferromagnétiques linéaires et non-linéaires. Une étude de l'influence de quelques paramètres comme le rapport de saillance sur les performances intrinsèques de la machine (facteur de puissance, couple et rendement) [3] est présenté. Cette étude nous permettra d'avoir les paramètres de la MSR-AP nécessaire pour établir son modèle à paramètres constants et à paramètres variables en vue d'appliquer les différentes techniques de commande que nous allons présenter dans les chapitres suivants.

Le modèle mathématique de la machine en utilisant la transformation de Park est présenté dans le troisième chapitre. Ce modèle de la machine associée à son alimentation par onduleur commandé avec la technique MLI triangulo-sinusoïdale et le filtre adapté sont expliqués et implémentés dans le logiciel Simulink. Enfin, nous appliquerons la commande vectorielle ($i_d = 0$) et nous expliquerons en détail cette technique et la procédure de calcul des régulateurs, puis nous simulons notre modèle en utilisant le logiciel Simulink.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons la technique de commande MTPA (Max Torque per Ampere) appliquée à la MSR-AP avec paramètres constants. Cette technique est plus adaptée à ce type de machine étudiée car elle a l'avantage de tenir compte du couple réluctant. Nous expliquerons en détail le principe de cette commande et nous ferons une étude comparative de ces deux techniques de commande et cela en utilisant les mêmes régulateurs.

Nous allons introduire dans le cinquième chapitre le modèle de Park de la MSR-AP avec paramètres variables. Ce modèle basé sur la variation de l'angle de charge sera établi par l'approche qui nécessite moins de ressources informatiques, de temps de calcul et sans sacrifice de précision. Enfin, nous appliquerons à ce modèle la commande MTPA, les résultats obtenus seront comparés avec les résultats obtenus au quatrième chapitre; sachant

que les deux modèles sont soumis au même type de commande et le même cycle de fonctionnement. Tout cela afin de présenter l'influence de la variation des paramètres de la machine sur les performances de la commande.

Dans les chapitres précédents nous remarquons que la vitesse est proportionnelle à la tension, cependant, le fait d'utiliser une batterie comme source d'énergie limite cette dernière (tension de batterie limitée, volume important). Ainsi, dans le dernier chapitre nous présenterons la méthode de défluxage qui a l'avantage d'avoir une meilleure plage de vitesse en ayant toujours une limitation de la tension. Nous présenterons en détail le principe de cette méthode et les simulations effectuées afin de valider nos résultats.

Enfin, une conclusion générale permettra de résumer l'ensemble de notre projet avec un certain nombre de remarques et de résultats obtenus.

On terminera par une bibliographie indiquant les sources d'information utilisées.

Chapitre I : Généralités sur les véhicules électriques et les moteurs utilisés

I.1 Introduction

Ce chapitre a pour but de définir la machine électrique à étudier dans le cadre de ce mémoire. Pour cela, nous avons besoin de connaître les différents types de machines utilisées dans la motorisation des véhicules électriques. Pour commencer, nous présenterons les véhicules électriques et les différentes architectures existantes, puis nous citerons les différents types de machines électriques en expliquant leurs avantages et leurs inconvénients, dans le but de faire un choix approprié. Après avoir listé les différentes machines utilisées dans la traction électrique, nous présenterons la machine choisie avec un critère technico-économique, en présentant ses différents avantages et inconvénients et son domaine d'application. Enfin, nous citerons les différents types de méthodes de modélisation des machines électriques afin de déterminer les paramètres importants qui seront utilisés dans la commande de la machine étudiée.

I.2 Généralités sur les véhicules électriques

La conception et l'optimisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique sont un problème multidisciplinaire qui doit prendre en considération, au minimum, la source d'alimentation, la transmission mécanique et la motorisation électromagnétique à alimentation électronique. Il existe plusieurs types d'architecture pour les véhicules, dans cette partie nous présenterons les différents types d'architectures des véhicules électriques [1]-[2].

Différentes architectures de véhicules

Les différentes architectures possibles connues pour l'entraînement d'un véhicule dépendent des sources d'énergie utilisées [1]-[2]:

- **Architecture tout thermique:** Le véhicule est entraîné par un moteur thermique seul, le plus souvent à combustion interne (moteur à essence ou moteur diesel) et la source d'énergie est de nature thermique, il s'agit d'un carburant.
- **Architecture tout électrique:** Le véhicule est entraîné par un moteur électrique seul et la source d'énergie est électrique (Batterie).
- **Architecture hybride thermique/électrique:** Dans ce cas on utilise une source d'énergie électrique et une source d'énergie thermique. Toutefois, nous analyserons dans les paragraphes suivants les fonctionnements des architectures tout électriques et des architectures hybrides.

I.2.1 Architecture tout électrique

Cette architecture représentée à la **Figure.I.1** est simple dans son principe de réalisation.

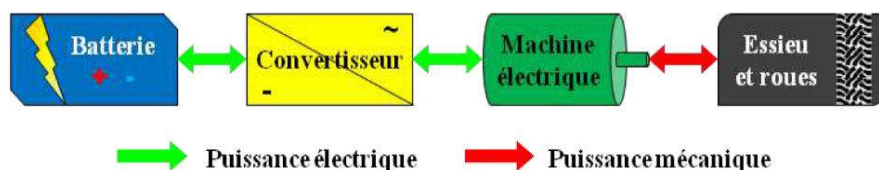


Figure.I.1: Architecture tout électrique [1].

Pour un fonctionnement moteur, les batteries alimentent la machine électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur, la puissance mécanique en bout d'arbre est ainsi transmise

aux roues qui permettent le déplacement du véhicule. Lors de la phase de décélération l'énergie cinétique est récupérée par la machine électrique qui devient à ce moment une génératrice et permet de recharger les batteries.

I.2.2 Architecture hybride électrique

Ici, nous ne nous intéresserons qu'aux couplages entre le moteur thermique et le moteur électrique définis sous l'appellation d'hybridations. Il existe trois grandes structures hybrides électriques rencontrées actuellement:

a) Architecture hybride série

Dans cette architecture, le moteur thermique est associé à un alternateur qui fournit l'énergie pour recharger les batteries et d'alimenter le moteur électrique, cette énergie électrique permettant d'entraîner le moteur électrique qui fournit la puissance mécanique aux roues afin d'entraîner le véhicule. L'avantage de cette architecture est durant la phase de freinage, le moteur électrique fonctionne en génératrice et permet donc d'alimenter les batteries. Le flux de conversion d'énergie est donc :

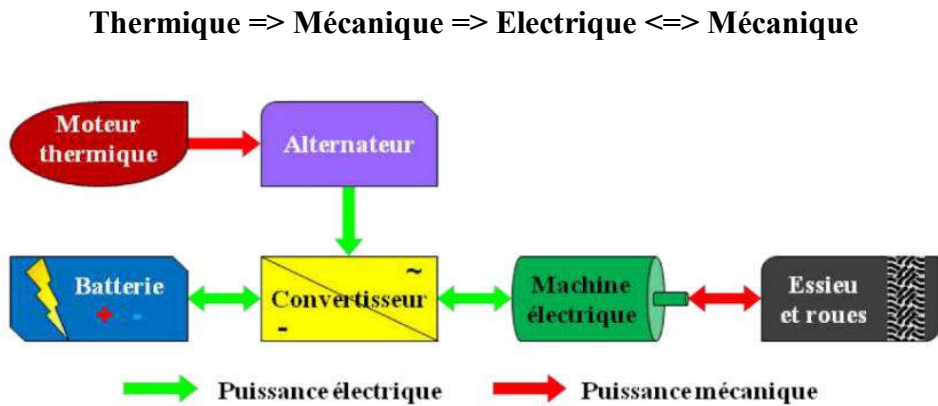


Figure.I.2 : Architecture hybride série [1].

Cependant ses multiples conversions d'énergie comme représenté à la **Figure.I.2** limitent le rendement maximal de cette chaîne de traction. D'autre part, le moteur électrique doit être dimensionné pour fournir toute la puissance mécanique aux roues impliquant un encombrement. En ce qui concerne la fonction de freinage récupératif, dans la mesure où la capacité de la batterie est faible, l'énergie pouvant être récupérée est limitée.

b) Architecture hybride parallèle

Dans cette architecture, le moteur thermique et le moteur électrique sont capables d'entraîner les roues indépendamment à partir des transmissions mécaniques. Ainsi l'entraînement du véhicule est fait par le moteur thermique ou par le moteur électrique ou par l'association des deux. Le principe de cette hybridation est représenté à la **Figure.I.3**.

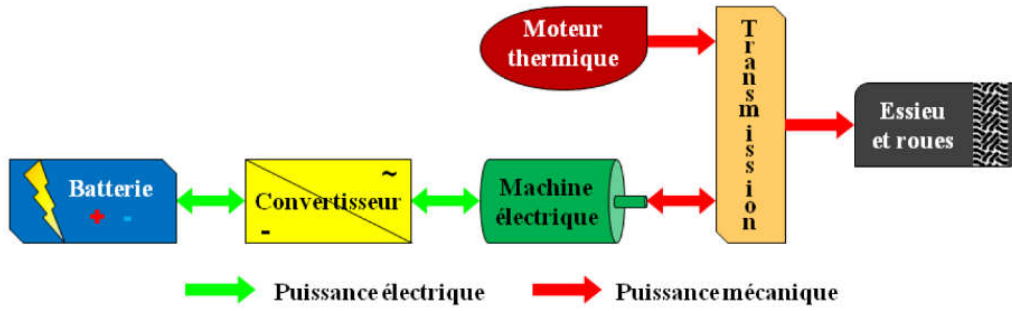


Figure.I.3 : Architecture hybride parallèle [1].

L'avantage de cette architecture est de pouvoir dissocier les puissances créées par les moteurs sur les deux essieux, correspondant aux véhicules quatre roues motrices.

c) Architecture hybride Série/parallèle

Ce type d'architecture appelée aussi à dérivation de puissance est la combinaison des hybridations série et parallèle. La puissance fournie par le moteur thermique permet d'entraîner le véhicule mais aussi de générer de l'énergie électrique destinée à recharger les batteries et/ou alimenter le moteur électrique. Son énorme avantage est de diviser la puissance fournie par le moteur thermique au moyen du train épicycloïdal comme représenté à la Figure.I.4.

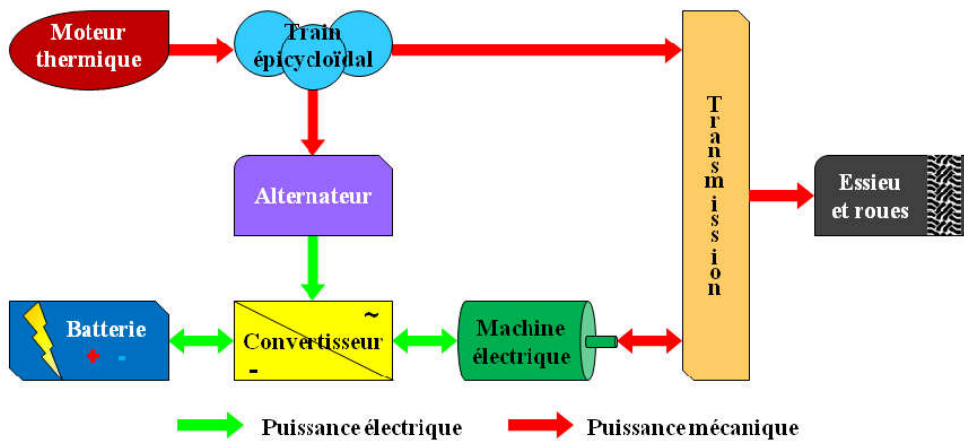


Figure.I.4 : Architecture hybride série/parallèle avec train épicycloïdal [1].

Cette hybridation est très efficace et permet de réduire significativement la consommation de carburant et les émissions de gaz polluants. La mise en place des différents organes (moteur thermique, moteur électrique, train épicycloïdal, alternateur) est cependant plus complexe et plus coûteuse que les précédentes hybridations.

I.3 Moteurs utilisés dans la traction électrique

Au fil des années, les machines électriques équipant les automobiles ont évolué avec les avancées technologiques de l'industrie, la Figure.I.5 montre la chronologie des différentes machines électriques utilisées pour l'application automobile.

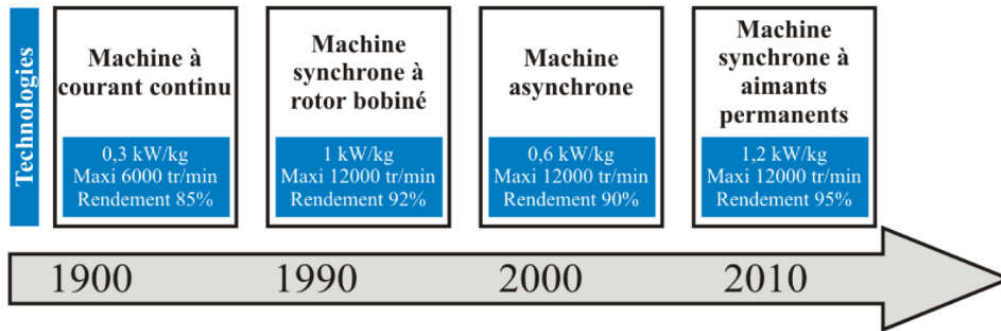


Figure.I.5 : Chronologie et caractéristiques des machines électriques pour l'application automobile [1].

La première machine électrique utilisée dans les véhicules électriques était la MCC (Machine à courant continu), cette machine était la plus utilisée pour sa simplicité de pilotage, mais ce type de machine était encombrante et présentait de faible puissance et rendement de plus cette machine demandait un fort entretien dû au système balaie-collecteur. Plus tard, le développement des convertisseurs statiques a permis d'utiliser les MSRB (Machine synchrone à rotor bobiné) et les MAS (Machine asynchrone) afin d'augmenter le rendement. Aujourd'hui les véhicules électriques sont équipés avec des MSAP (Machine synchrone à aimant permanent) et cela en raison de leur couple volumique relativement important et de leur rendement élevé qui permettent d'économiser l'espace et ainsi augmenter l'autonomie.

Dans cette partie, nous présenterons les différents types de machines utilisées dans la traction électrique, et cela afin de justifier le passage au fil des années d'une machine à une autre en se basant sur leurs avantages, leurs inconvénients et le critère technico-économique. Il existe trois différents types de machines électriques :

- La machine à courant continu;
- La machine asynchrone;
- La machine synchrone.

I.3.1 Les machines à courant continu (MCC)

Les machines à courant continu ont constitué les premières motorisations de véhicules électriques, ce choix était logique il y a 30 ans, car c'était le moteur le plus facile à piloter en vitesse, néanmoins ce type de moteur posait plusieurs problèmes lié à leur entretien périodique et à leur volume important, Il existe deux types de machine à courant continu:

I.3.1.1 Machine à courant continu avec balais-collecteur

Cette machine est constituée principalement d'un inducteur (au stator) qui peut être soit bobiné et alimenté par un courant continu ou bien peut-être à aimants permanents. L'induit (au rotor) est quant à lui bobiné (bobinage polyphasé) et alimenté par un courant continu par le système balais-collecteur qui se comporte comme un commutateur mécanique [4].

I.3.1.2 Machine à courant continu à aimants permanents (rotor) sans balai-collecteur (Brushless)

En plaçant l'induit de la machine à courant continu au stator et l'inducteur au rotor, on obtient alors une machine synchrone à aimants permanents, les bobines sont alimentées de façon

séquentielle en utilisant des commutateurs électroniques créant un champ tournant. Et donc on obtient un moteur à courant continu sans balais ou en anglais **Brushless** [13].

Le **Tableau.I.1** présente les différents avantages et inconvénients des MCC:

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Electronique de commande simple • Défluxage facile à réaliser pour les MCC à inducteur bobiné 	<ul style="list-style-type: none"> • Présence du système balais collecteur qui nécessite un entretien périodique • Couple et puissance massives • Induit difficile à refroidir • Coût de construction, machine complexe mécaniquement

Tableau.I.1: Avantages et inconvénients de la de la machine à courant continu [6].

I.3.2 Les machines asynchrones (MAS)

Dans ce type de machine, la vitesse de rotation rotorique n'est pas proportionnelle à la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que la fréquence de rotation du champ tournant créée par le stator et la vitesse de rotation du rotor ne peuvent pas être synchrones. On parle donc de la machine asynchrone ou encore de machine à induction car les courants rotoriques sont créés par induction [6]-[14].

I.3.2.1 La machine asynchrone à rotor bobiné

Dans les applications de forte puissance (supérieur à 100 kW) nous utilisons ce type de machine, le rotor de la machine est bobiné comme le stator, la mise en court-circuit des bobinages rotoriques se fait par l'intermédiaire d'un système de contacts tournants à trois bagues et trois balais [2]-[6].

I.3.2.2 La machine asynchrone à cage d'écureuil

Dans les applications de petites et moyennes puissances, le rotor est composé de barres en aluminium ou en cuivre qui sont reliés entre elles par l'intermédiaire de deux anneaux circulaires, cette structure est appelée « cage d'écureuil ». Cette cage est équivalente à un bobinage polyphasé (chaque barre représente une phase). Le champ tournant statorique induit dans les barres des courants appelé « courants de Foucault ». Ces courants créent eux-mêmes un champ tournant qui est synchrone du champ statorique et l'interaction des deux champs est à l'origine du couple [2]-[6].

Le **Tableau.I.2** présente les différents avantages et inconvénients des machines asynchrones :

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Fabrication simple; • Coût faible; • Machine robuste. 	<ul style="list-style-type: none"> • Refroidissement difficile du rotor; • Facteur de puissance faible.

Tableau.I.2: Avantages et inconvénients de la machine asynchrone [6].

I.3.3 Les machines synchrones (MS)

Dans ce type de machine, à l'inverse des machines asynchrones, la vitesse de ces machines est proportionnelle à la fréquence des courants statoriques. Ces machines peuvent être classées selon la nature de leur excitation. Leur classement est indiqué à la **Figure.I.6** :

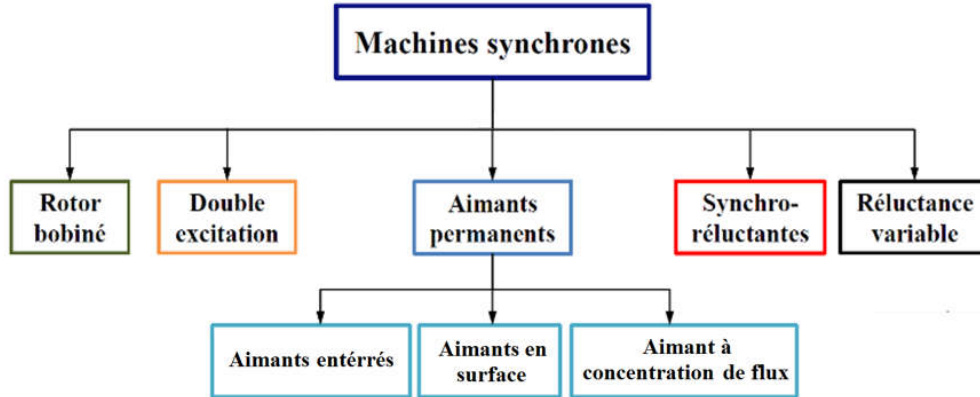


Figure.I.6 : Classement des machines synchrones [15].

I.3.3.1 Machine synchrone à rotor bobiné

Elles sont caractérisées par une excitation bobinée. Le bobinage au rotor est alimenté en courant continu, alors que les bobinages au stator conduisent du courant alternatif. La caractéristique de ce type de machines est qu'elles sont réglables au rotor. Le **Tableau.I.3** présente les différents avantages de la machine synchrone à rotor bobiné (MSRB) [2]-[6]:

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Variation de la commande par le courant d'excitation ; • Plage de défluxage étendue. 	<ul style="list-style-type: none"> • Présence du système balais collecteur; • Hacheur pour le courant d'excitation; • Pertes Joule au rotor.

Tableau.I.3 : Avantages et inconvénients de la MSRB [6].

I.3.3.2 Machine synchrone à double excitation

Cette machine dispose de deux sources d'excitation dans le rotor, un bobinage et aimant permanent. Le bobinage permet de contrôler le flux généré par les aimants permanents. Néanmoins ces machines exigent l'utilisation des contacts glissants pour assurer l'alimentation des bobines d'excitation et d'un système de refroidissement efficace pour évacuer les pertes Joule générées [12]. Le **Tableau.I.4** présente les avantages et inconvénients de la machine synchrone à double excitation [2]-[6]:

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Bon facteur de puissance ; • Capacité de défluxage; • Grande souplesse de fonctionnement. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût; • Puissance et couple massique par rapport aux MSAP.

Tableau.I.4 : Avantages et inconvénients de la MSDE [6].

I.3.3.3 Machine synchrone à aimant permanent

On distingue trois types de machines synchrones à aimants permanents, selon l'emplacement des aimants :

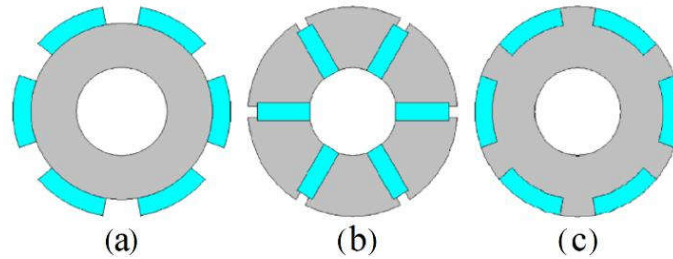


Figure.I.7 : Différents types de rotor de machines synchrones à aimants permanents.

I.3.3.3.1 Aimants en surface

Les aimants sont disposés à la périphérie du rotor comme représentés sur la **Figure.I.7.(a)**. La machine synchrone est alors dite à pôles lisses car la perméabilité relative des aimants est proche de celle de l'air. Il n'y a donc pas de variation de réluctance du rotor vue du stator. Il est nécessaire d'avoir une frette pour maintenir les aimants (risque d'éjection à cause de la force centrifuge). Il en résulte une augmentation de l'entrefer et donc une diminution des performances. De plus, le risque de démagnétisation des aimants existe, même s'il est peu probable dans le cas d'aimants terres rares [15].

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Simplicité relative de la commande • Ondulation de couple faible • Couple volumique 	<ul style="list-style-type: none"> • Problèmes de tenue en température des aimants • Coût • Compromis entre facteur de puissance et vitesses élevées

Tableau.I.5 : Avantages et inconvénients d'une MSAP en surface [6].

I.3.3.3.2 Aimants enterrés

Les aimants permanents sont déposés à la surface du rotor, mais ils sont cette fois-ci séparés par des plots magnétiques alors qu'ils étaient séparés par de l'air dans le cas des aimants montés en surface. La machine est dite à pôles saillants et il est donc possible de profiter du couple réluctant de la machine synchrone. De ce fait, ces machines ont un meilleur couple volumique que les MSAP avec des aimants montés en surface (mais sont aussi plus lourdes à dimensions égales). Le **Tableau.I.6** présente les principaux avantages et inconvénients des structures à aimants enterrés.

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Puissance et couple volumique 	<ul style="list-style-type: none"> • coût et problèmes de tenue en température des aimants • Compromis entre facteur de puissance et vitesses élevées

Tableau.I.6 : Avantages et inconvénients d'une MSAP enterrés [6].

I.3.3.3 Aimants à concentration de flux

En agissant sur la hauteur des aimants et sur la surface d'un pôle magnétique, il est possible d'obtenir une induction magnétique dans l'entrefer plus importante que dans l'aimant. On parle alors de concentration de flux. Contrairement aux deux structures précédentes où l'aimantation était radiale, l'aimantation d'une structure à concentration de flux est tangentielle. Par suite, l'induction magnétique dans l'entrefer étant plus grande que dans les aimants, il est possible d'utiliser des aimants ferrites tout en ayant de bonnes performances en termes de couple, et en abaissant le coût de la machine. Tout comme la structure à aimant enterré, la MSAP à concentration de flux est à pôles saillants et il est donc possible de profiter du couple réductant.

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Coût grâce à l'utilisation d'aimants permanents économiques • Puissance et couple volumique 	<ul style="list-style-type: none"> • Compromis entre facteur de puissance et vitesses élevées

Tableau.I.7 : Avantages et inconvénients d'une MSAP à concentration de flux [6].

I.3.3.4 Machine synchro-réductante

Le principe de fonctionnement est basé sur l'effet de réluctance variable. Le couple électromagnétique est constitué du couple de saillance et d'aimants (si présent). Grâce au rotor passif ces machines sont généralement employées pour des applications à forte puissance et à haute vitesse. Nous pouvons classer les différents types de machines à réluctance variable de la manière suivante [9]-[15]:

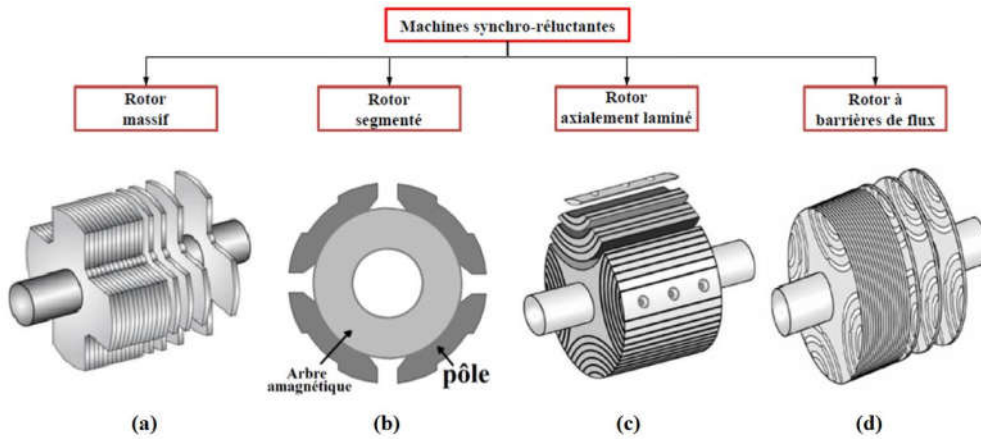


Figure.I.8 : Différentes structures de machines synchro-réductantes [15].

I.3.3.4.1 Machine synchro-réductante à rotor massif

Cette structure est réalisée en enlevant une partie du fer d'un axe afin d'augmenter le chemin dans l'air des lignes de champ et ainsi diminuer l'inductance L_d , cette machine est représentée à la **Figure.I.8.a**. L'avantage de cette machine est sa facilité pour le découpage de tôles, ainsi sa fabrication est plus économique. 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 et un faible facteur de puissance.

I.3.3.4.2 Machine synchro-réductante à rotor segmenté

Ces types de rotor sont formés 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 saillants classiques, la **Figure.I.8.b** présente 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 petites tailles de moteurs.

I.3.3.4.3 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.8.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 [9]. Cependant, l'inconvénient majeur de cette structure est sa faible tenue mécanique du rotor qui limite son utilisation pour des applications à hautes vitesses.

I.3.3.4.4 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.8.d**. L'objectif des barrières de flux est d'augmenter le rapport de saillance en augmentant la réluctance sur l'axe direct à celles-ci pour empêcher le passage du flux magnétique au travers de 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 [9]. 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.3.3.4.5 Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents (MSR-AP)

Une évolution du rotor à barrières de flux est d'insérer des aimants dans les fentes. Cette structure représentée à la **Figure.I.9**, est appelée « machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents (MSR-AP) » car son couple est principalement produit par la saillance de la machine, l'aimant permet d'augmenter le couple de la machine ce qui a pour effet d'augmenter le couple volumique, de plus ceci permet d'améliorer le facteur de puissance. Cependant l'utilisation des aimants augmente le coût de la structure, mais cela peut être limité par le volume et le type d'aimant utilisé [9].

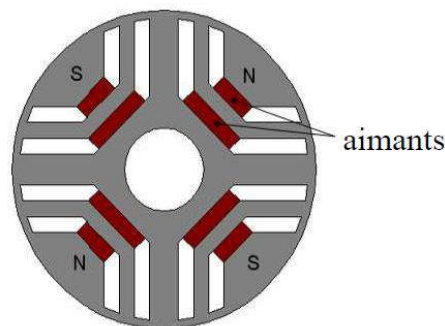


Figure.I.9 : Structure de la MSR-AP [15].

I.3.3.5 Machine à réluctance variable

Il s'agit de machine dite "saillante" en raison de la forme de son rotor. Le principe de fonctionnement de ce moteur est différent des autres moteurs. Chaque phase est alimentée de façon indépendante. Le couple est produit par la différence de réluctances. Elle présente l'avantage d'être robuste, simple de fabrication et adaptée aux vitesses élevées, de plus elle ne présente pas de pertes Joule au rotor. Malheureusement, son grand inconvénient est la complexité de son alimentation électronique.

I.3.4 Synthèse des différents types de machines électriques

Caractéristiques	MCC	MAS	MSAP
Densité de puissance	2.5	3.5	5
Rendement	2.5	3.5	5
Pilotage	5	5	4
Réalisation	3	5	4
Maturité technologique	5	5	4
Coût	4	5	3
Σ Total	22	27	25

Tableau.I.8 : Caractéristiques des différents types de machines électriques [1].

Si on oublie le rapport coût on voit bien que la MSAP est la plus performante des machines électriques dans le domaine de la traction électrique. En effet cette machine présente un bon rendement et un bon couple volumique ce qui permet de réduire le poids total du véhicule et ainsi avoir une meilleure autonomie.

I.4 Choix de la machine

Nous avons listé tous les types de machines dont les plus intéressantes ont été les machines à aimants permanents, parmi ces machines nous avons la machine à aimants permanents en surface et la machine synchro-réluctante assistée d'aimants permanents. Le couple de la machine synchrone à aimants permanents en surface n'est produit que par les aimants, ainsi cette machine sollicite des aimants de forte densité énergétique. Tandis que le couple produit par la machine synchro-réluctante assistée d'aimants permanents est produit par la saillance et des aimants permanents, donc nous pouvons avoir le même couple en utilisant des aimants avec une densité d'énergie faible, de plus le fait d'enterrer les aimants permanents permet une meilleure robustesse et ainsi cela permet d'avoir une plus grande gamme de vitesse. Ainsi, la machine synchro-réluctante assistée d'aimants est le choix le plus judicieux en se basant sur le rapport performance-coût [7]. Nous nous intéressons maintenant à la forme des barrières utilisée au rotor, diverses formes de barrières sont adoptées en industrie, cependant les plus simple à utiliser dû à leur simplicité géométrique reste les barrières circulaires et segmentés.

Dans le cas de notre étude, la machine retenue est constituée d'un rotor possédant des barrières de flux circulaires. Cependant, dans le Chapitre II, nous traiterons l'influence des formes des barrières de flux sur les performances de la machine.

I.4.1 Intérêt du rapport de saillance

Afin de montrer l'intérêt du rapport de saillance, nous présentons deux machines l'une ayant un rapport de saillance élevé par rapport à l'autre [9]. Nous avons l'expression du flux de notre machine est donnée ci-dessous:

$$\varphi_{dq} = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} i_{dq} + \begin{pmatrix} \varphi_m \\ 0 \end{pmatrix} \quad (I.1)$$

Avec :

$$\varphi_{dq} = \begin{pmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{pmatrix} \quad (I.3)$$

$$i_{dq} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (I.4)$$

Sachant que l'expression du couple est:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot \varphi_{dq}^t i_{dq} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_m i_q] \quad (I.5)$$

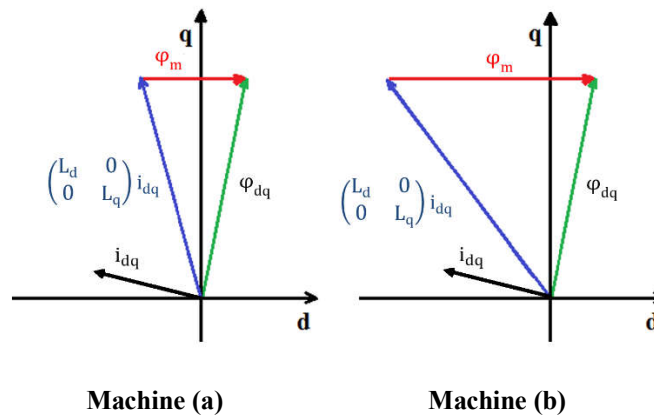


Figure.I.10 : Comparaison entre deux MSR-AP l'une avec un rapport de saillance élevé (a) et l'autre avec une densité énergétique d'aimants importante (b) [9].

Comme nous pouvons le voir, nous avons deux machines avec différents rapports de saillance et différentes densités énergétiques des aimants avec la même alimentation. La machine (a) présente un fort rapport de saillance et une faible densité énergétique de l'aimant, alors que la machine (b) présente une forte densité énergétique de l'aimant, et un faible rapport de saillance, dans les deux machines nous avons les mêmes performances néanmoins il est plus économique de jouer sur le rapport de saillance que sur la densité énergétique de l'aimant et cela à cause du prix élevé des aimants permanents.

I.4.2 Domaine d'application

Grâce aux avantages que porte cette machine plus précisément son couple massique et son bon facteur de puissance, elle est utilisée dans plusieurs domaines d'application parmi lesquels [14]:

- Les équipements domestiques;
- Les propulsions de véhicules électriques et la propulsion des sous-marins;
- Les machines-outils;
- Les équipements de soins médicaux et de santé;

- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements;
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives);
- Les servomoteurs.

I.5 Saillance directe et inverse

Nous classerons les machines synchrones à aimants permanents en fonction de leur rapport de saillance $\xi = \frac{L_q}{L_d}$ définie par la valeur du rapport des inductances d'axes direct noté « L_d » et en quadrature notée « L_q » [2].

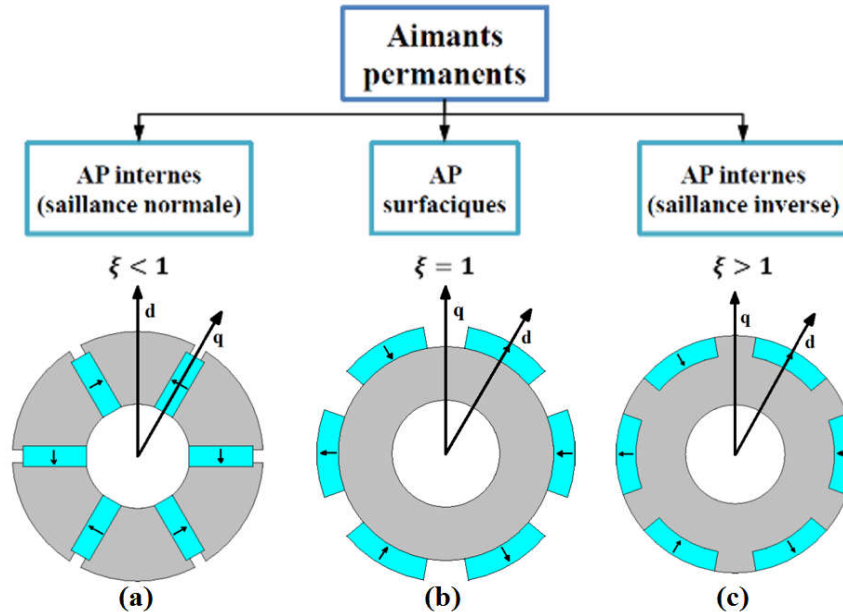


Figure.I.11: Classification des MSAP selon leur rapport de saillance [2].

- MSAP monté en surface ($\xi = 1$)

Cette machine présente des aimants permanents montés en surface; pour ce cas les deux inductances L_d et L_q sont très proches ($L_d \approx L_q$). D'un point de vue magnétique, la perméabilité relative de l'aimant permanent est pratiquement égale à celle de l'air. La **Figure.I.11.b** montre que les réluctances suivant l'axe d et l'axe q sont identiques. Sachant que l'inductance est inversement proportionnel à la réluctance, L_d sera égale à L_q . Dans ce cas cette machine est appelée « Machine lisse ».

- MSAP à saillance directe ($\xi < 1$)

Cette machine présentée à la **Figure.I.11.a** présente des aimants tangentiels. L'axe d est suivant la résultante des deux champs des aimants permanents. Dans ce cas, la réluctance perçue suivant l'axe q est plus importante que celle dans l'axe d ce qui implique que dans ce cas $L_d > L_q$. Donc cette machine est dite à « saillance directe ».

- MSAP à saillance inverse ($\xi > 1$)

Cette machine représentée à la **Figure.I.11.c** présente des aimants insérés dans le rotor, l'axe d est suivant la direction du champ des aimants permanents. Dans ce cas, la réluctance perçue suivant l'axe d est plus importante que celle suivant l'axe q et cela est dû à la présence de

l'aimant permanent ce qui implique que ce cas $L_q > L_d$. La machine est dite à **saillance inverse**. Pour le moteur synchro-réductant assisté par des aimants permanents qui est représenté à la **Figure.I.12**, l'axe d est suivant la direction du champ des aimants permanents. La présence du vide et des aimants permanents dans l'axe d implique que notre machine est à saillance inverse et donc $\xi > 1$.

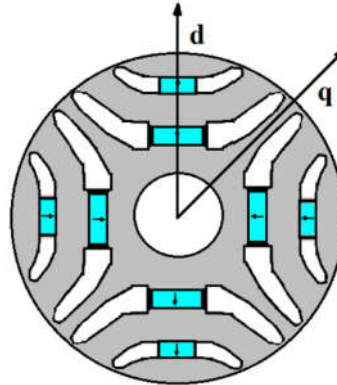


Figure.I.12: Machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents.

I.6 Généralités sur la modélisation de ce type de machines

Il existe plusieurs méthodes de modélisation des systèmes électromagnétiques et elles peuvent être classées en trois types [5], [10] :

- 1- Les méthodes analytiques.
- 2- Les méthodes semi-numériques.
- 3- Les méthodes numériques.

I.6.1 Les méthodes analytiques

Le prédimensionnement d'un convertisseur électromagnétique passe généralement par une étape de calculs analytiques pour fournir une géométrie préliminaire. Ces méthodes sont caractérisées par leur facilité de mise en œuvre, leur malléabilité et la rapidité avec laquelle ils fournissent des résultats. Les résultats obtenus sont approchés par la simplification des hypothèses de travail, nécessaires pour le calcul, ce qui pénalise la précision. Elles permettent de réduire le temps de calcul par rapport aux méthodes numériques. L'inconvénient de ce type de méthode est la non-prise en compte de la saturation magnétique et l'inadaptabilité aux géométries complexes, dans ce cas seul les méthodes numériques peuvent être utilisées.

I.6.2 Les méthodes semi-numériques

Les méthodes les plus utilisées dans ce cas sont la méthode des réseaux de réductances. Elles sont basées sur la discrétisation de la machine électrique en éléments traversés par des tubes de flux. Leur précision augmente en augmentant le nombre d'éléments, mais cela fait augmenter le temps de calcul. L'avantage de ce type de modèle est qu'il permet de prendre en compte la complexité de la géométrie, du mouvement et de la saturation.

I.6.3 Les méthodes numériques

Les principales méthodes numériques utilisées pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques sont :

- La méthode des différences finies;

- La méthode des éléments finis;
- La méthode des équations intégrales de frontières;
- La méthode des volumes finis.

Les méthodes numériques permettent de modéliser les géométries les plus simples comme les plus complexes, qu'elles soient bi ou tridimensionnelles. Elles permettent également de tenir compte du mouvement, des non-linéarités des matériaux ferromagnétiques, et des anisotropies des milieux constituant le domaine d'étude. Elles sont reconnues pour être très précises mais nécessitent d'importants temps de résolution. Dans ce projet nous utiliserons la méthode des éléments finis et cela en raison de la complexité de la géométrie de notre machine et aussi afin de tenir compte de la non-linéarité des matériaux et du mouvement.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes architectures des véhicules électriques, puis nous nous sommes intéressés aux différents types de machines électriques utilisées dans ce domaine en précisant leurs différents avantages et inconvénients. Après avoir comparé les différentes machines, la machine synchrone à aimants permanents surfacique et la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents présentaient les meilleures performances. La machine à aimant surfacique utilise principalement des aimants avec de fortes densités énergétiques, donc on a mis en évidence les problèmes économiques et environnementaux liés à leur utilisation. La machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents possède un couple additionnel appelé couple de saillance qui dépend du rapport de saillance de la machine. En l'augmentant, permet d'utiliser moins d'aimants, et donc elle devient moins coûteuse. La machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents possède le meilleur rapport performances-coût. Ainsi elle est la plus intéressante pour des applications de motorisation des véhicules électriques.

Nous avons listé les différentes méthodes de modélisation des machines électriques. La complexité de la structure du rotor de la machine étudiée qui fonctionne dans la zone de saturation, nous a obligé de nous orienter vers les méthodes numériques.

Enfin, la MSR-AP sera analysée dans les chapitres suivants. En premier lieu, nous utiliserons les éléments finis pour déterminer les différents paramètres de celle-ci, qui nous permettra de réaliser son modèle de Park et d'aborder les différentes stratégies de commande.

Chapitre II: Analyse par éléments finis de la MSR-AP

II.1 Introduction

Après avoir choisi la machine à étudier, nous allons analyser ses caractéristiques électromagnétiques en régime permanent en mode saturé et linéaire en utilisant la méthode des éléments finis et le logiciel FEMM [17]. Vu que la saturation dans ce type de machine joue un rôle très important, nous allons procéder à une étude comparative entre les paramètres du modèle saturé et linéaire de la MSR-AP. Une étude paramétrique où nous faisons varier les dimensions de certains paramètres, notamment: l'épaisseur de l'entrefer, la forme des barrières, etc, afin de montrer l'influence de ces paramètres sur les performances de la machine.

II.2 Principe du calcul par éléments finis

Le principe du calcul par éléments finis est de diviser la structure de la machine étudiée en nombre important d'éléments (maillage) de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments dans lesquelles on représente la grandeur recherchée par une approximation polynomiale. Le maillage peut être constitué de triangles ou de rectangles aux sommets desquels on recherche les valeurs de l'inconnue en supposant que, dans ce domaine, l'inconnue varie linéairement en fonction des coordonnées. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. La résolution se ramène à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments. La méthode des éléments finis permet de représenter finement les différentes grandeurs dans le système. Cependant, les résultats obtenus restent «gourmands» en ressources informatiques, et donc nécessite un temps de calcul assez important. La détermination des champs électromagnétiques est d'un grand intérêt pour la conception des machines électriques [16].

La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors de connaître l'état magnétique de la structure complète et donc d'effectuer des calculs de flux, de force, et d'inductance, etc., l'intérêt de cette méthode de calcul est qu'elle permet, d'avoir accès aux trois phases de manière indépendante. La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournit une solution approchée du problème étudié. La valeur du potentiel vecteur est déterminée sur tous les sommets des polygones (les sommets sont appelés les nœuds du maillage). En employant des fonctions d'interpolation appropriées, la solution en tout point du domaine sera déterminée en fonction des valeurs aux sommets de l'élément. Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode des résidus pondérés et la méthode variationnelle [3].

II.2.1 Les équations de Maxwell

Notre problème étant magnétostatique, les grandeurs sont indépendantes du temps, ainsi les quatre équations de Maxwell décrivant les champs électrique et magnétique sont découplées, nous nous intéressons aux deux équations de la magnétostatique qui sont l'équation de Maxwell-Ampère (II. 1) et l'équation de conservation de flux (II. 2) [3], [18].

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{II. 1})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 2})$$

La relation complémentaire (II.3) permettant de caractériser les différents milieux étudiés s'écrit comme suit:

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{M} + \mu_r\vec{H}) \quad (II.3)$$

Ces trois équations caractérisent complètement le champ magnétique et forment la base de la dérivation de l'équation aux dérivées partielles [3], [19]. L'équation (II.2) implique l'existence d'une grandeur vectorielle appelée potentiel vecteur \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (II.4)$$

Ainsi en insérant l'équation (II.3) et (II.4) dans (II.1), on obtient :

$$\vec{\nabla} \times \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right) = \vec{J} + \vec{\nabla} \times \left(\frac{\vec{M}}{\mu_r} \right) \quad (II.5)$$

La résolution de l'équation (II.5) dans les différents milieux de la machine, permet d'effectuer des calculs de flux, de force et des inductances, etc. Plusieurs logiciels de modélisation sont basés sur le principe de la méthode des éléments finis existents, dans notre étude nous utiliserons le logiciel "FEMM". Ce logiciel nous permet de résoudre des problèmes de magnéto-statique et d'électromagnétisme et d'analyser la répartition du flux dans les différentes parties de la machine en tenant compte de la saturation des matériaux utilisés [20].

II.3 Modélisation par éléments finis de la MSR-AP en linéaire et saturé

Dans cette partie, nous proposons d'évaluer par éléments finis les paramètres électromagnétiques de deux machines identiques, l'une est conçue avec l'acier M530-65A-ok qui présente un certain niveau de saturation (**Figure.II.1**) et l'autre est parfaitement linéaire avec une perméabilité magnétique relative de 2000. Les figures ci-dessous représentent la structure de la machine adoptée dans notre étude et la caractéristique de l'acier M530-65A-ok.

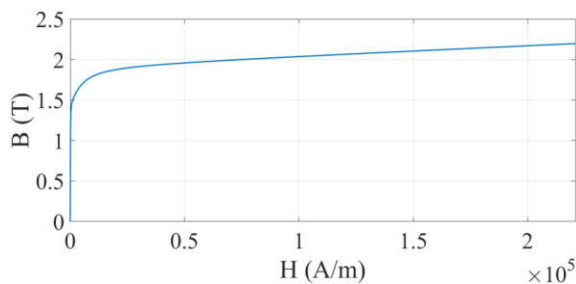


Figure.II.1: Caractéristique magnétique de l'acier M530-65A-ok.

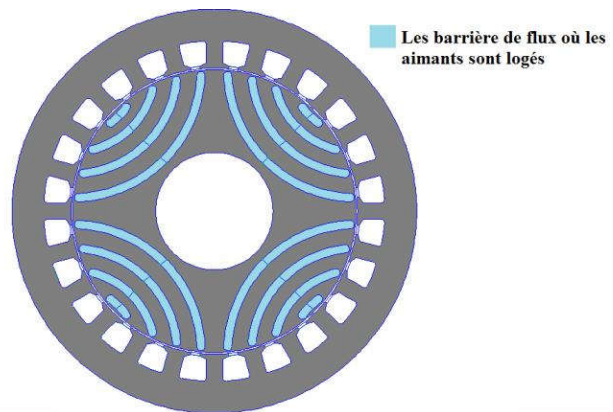


Figure.II.2: Structure de la MSR-AP étudiée.

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

Intitulé	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 nominal [A]	22
Couple nominal [N.m] (modèle linéaire)	15
Couple nominal [N.m] (modèle saturé)	36
Résistance statorique [Ω]	0.4
Moment d'inertie [kg.m^2]	0.003

Tableau.II.1 : Dimensions et caractéristiques de la machine [21].

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

Tableau.II.2 : Les matériaux de la machine [21].

En ce qui concerne le bobinage, nous avons adopté un bobinage distribué couplé en étoile comme représenté sur la figure ci-dessous :

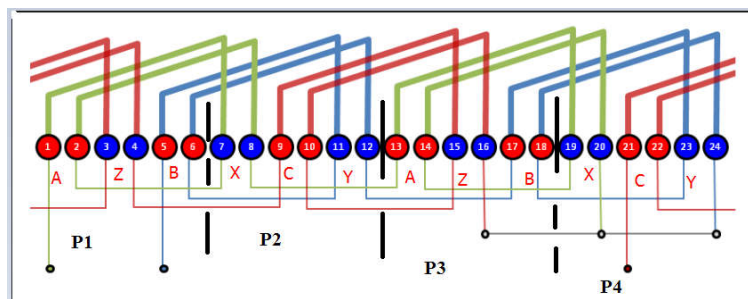


Figure.II.3: Représentation du bobinage statorique.

II.3.1 Distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer

Le calcul de la distribution de l'induction magnétique nous permet de montrer l'influence de la saturation et les barrières de flux sur celle-ci. Pour cela, nous alimentons les phases de façon à ce que le vecteur courant statorique ne présente qu'une seule composante selon l'axe d ou q, et nous calculons ensuite l'induction magnétique dans le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe d et dans le cas où il coïncide avec l'axe q. Dans une seconde étape nous évaluons l'influence de la saturation sur l'induction magnétique produite par les aimants.

II.3.1.1 Induction magnétique générée par les courants statoriques

II.3.1.1.1 Vecteur courant coïncidant avec l'axe d du rotor

Sur la **Figure.II.4**, représentant la répartition des lignes de champ générées par les courants statoriques dans la machine linéaire et saturée. Nous pouvons constater que dans le cas de la machine linéaire les lignes de champ restent concentrées au niveau des extrémités du rotor, tandis que dans le cas de la machine saturée, elles traversent les barrières et pénètrent à l'intérieur du rotor, cela peut être expliqué par le fait que les matériaux saturés laissent les lignes de champ se disperser. L'effet de la saturation est montré sur la **Figure.II.5** qui représente l'induction radiale au niveau de l'entrefer de la machine linéaire et saturée. La valeur maximale en régime linéaire est supérieure à celle de la machine saturée. Nous constatons également sur les figures II.4, II.6 et II.7 des fluctuations de l'induction engendrées par les variations locales de la réluctance due à l'interaction des barrières de flux avec les dents du stator [9]. Contrairement à la machine linéaire, nous remarquons que l'induction radiale au niveau de l'entrefer de la machine saturée présente des pics au niveau des nervures dues à la concentration des lignes de champ. Ce résultat est confirmé par le fait que ces pics d'induction disparaissent dans le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe q (**Figure.II.7** et **Figure.II.8.A**).

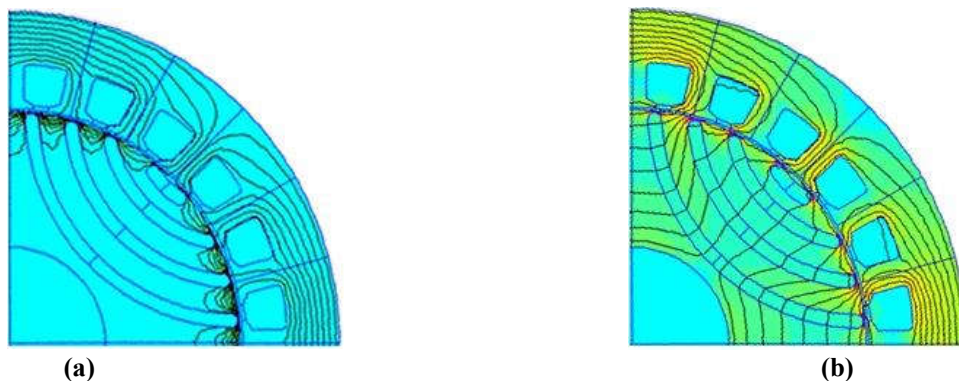


Figure.II.4: Représentation des lignes de champ dans l'axe d : (a) machine linéaire (b) machine saturée.

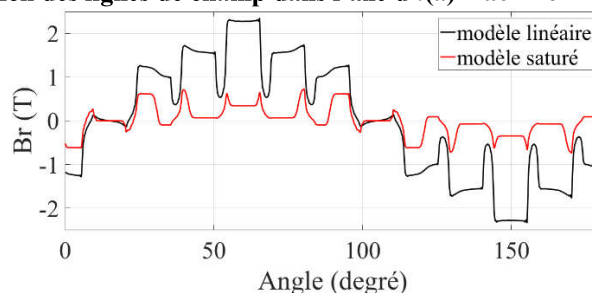


Figure.II.5: Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine linéaire et saturée (vecteur courant coïncidant avec l'axe d du rotor).

II.3.1.1.2 Vecteur courant coïncidant avec l'axe q du rotor

En ce qui concerne la répartition des lignes de champ dans le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe q du rotor, nous pouvons constater sur la **Figure.II.6** que les lignes de champ pénètrent dans les deux cas à l'intérieur du rotor, vu l'absence des barrières qui s'opposent au passage du flux, et malgré cela la **Figure.II.7** montre que l'induction radiale de la machine linéaire est supérieure à celle de la machine saturée, cela revient au fait que la saturation s'oppose au passage du flux d'où la diminution de l'induction radiale dans le cas de la machine saturée.

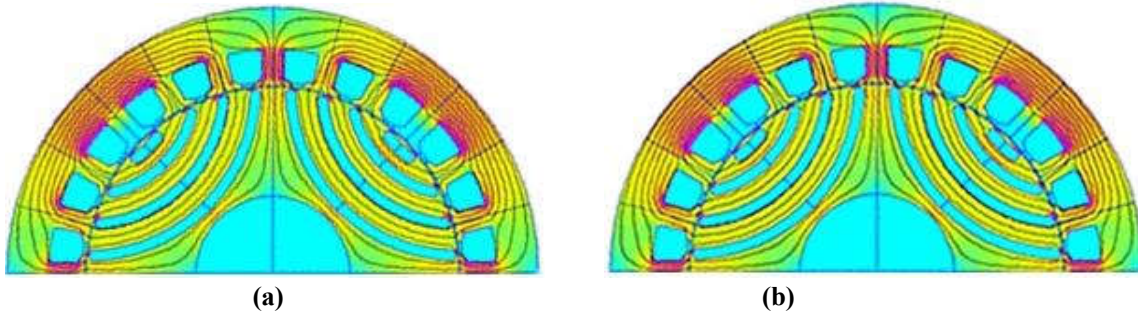


Figure.II.6: Représentation des lignes de champ dans l'axe q :(a) machine linéaire (b) machine saturée.

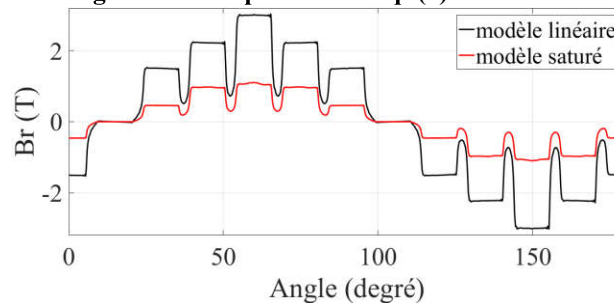


Figure.II.7: Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine linéaire et saturée (Vecteur courant coïncidant avec l'axe q du rotor).

II.3.1.1.3 Comparaison entre l'induction radiale d'entrefer dans le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe d et dans le cas où il coïncide avec l'axe q

La **Figure.II.8** met en évidence que les barrières de flux s'opposent au passage du flux et ont pour effet de diminuer l'induction radiale de l'entrefer soit dans le cas linéaire ou dans le cas saturé. Donc pour n'importe quel état magnétique de la machine, l'induction radiale d'entrefer dans le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe q du rotor est supérieure à celle dans le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe d du rotor, ce qui se reflète sur les valeurs des inductances d'axe direct et d'axe en quadrature.

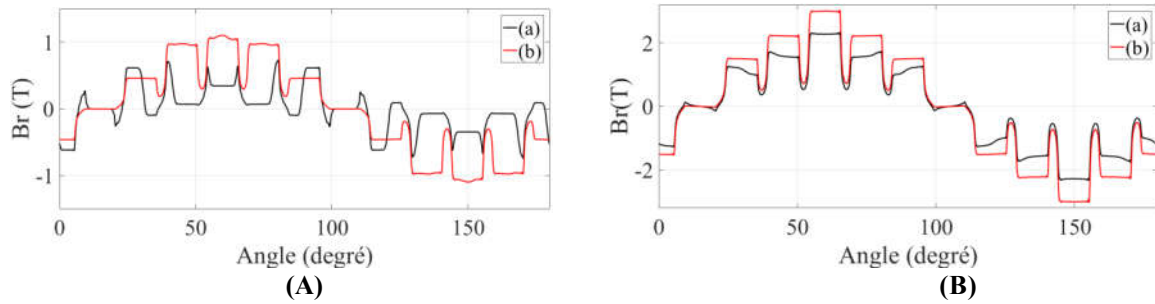


Figure.II.8: Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine saturée (A) de la machine linéaire (B).

- (a) Le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe d du rotor.
- (b) Le cas où le vecteur courant coïncide avec l'axe q du rotor.

II.3.1.2 Induction magnétique générée par les aimants

La **Figure.II.9** montre que la plupart des lignes de champ générées par les aimants dans le cas de la machine linéaire se court-circuitent à l'intérieur du rotor, tandis que dans le cas de la machine saturée toutes les lignes de champ traversent l'entrefer pour aller au stator. Il en résulte une induction radiale au niveau de l'entrefer de la machine saturée supérieure à celle de la machine linéaire comme montré sur la **Figure.II.10**.

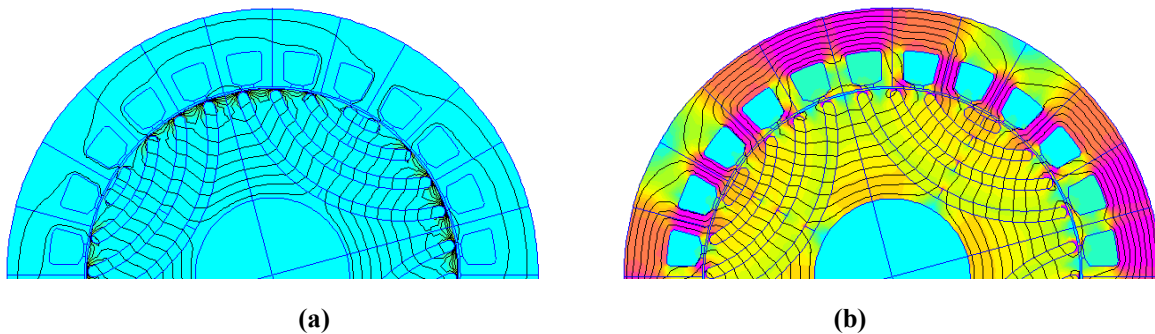


Figure.II.9: Représentation des lignes de champ générées par les aimants: (a) machine linéaire (b) machine saturée.

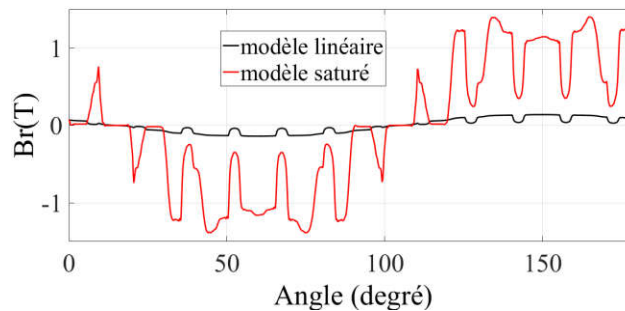


Figure.II.10 : Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer générée par les aimants de la machine linéaire et saturée.

II.3.2 La force électromotrice à vide et le flux magnétique

La force électromotrice est issue du flux créé par les aimants à vide. En effet, la **Figure.II.11** met en évidence que dans le cas de la machine saturée, le flux qui traverse la phase 'a' et la fem générée dans la même phase ont des valeurs supérieures à ceux de la machine linéaire. Cela revient au fait que dans le cas de la machine linéaire la plupart des lignes de champ se court-circuitent à l'intérieur du rotor, tandis que dans le cas de la machine saturée toutes les

lignes de champ traversent l'entrefer comme montré sur la **Figure.II.9**. La **Figure.II.11** met en évidence que les fluctuations engendrées par l'interaction entre les aimants et la structure encochée du stator dépendent de l'état magnétique de la machine. Dans le cas de la machine linéaire elles sont presque négligeables, cependant nous remarquons des valeurs importantes dans le cas de la machine saturée.

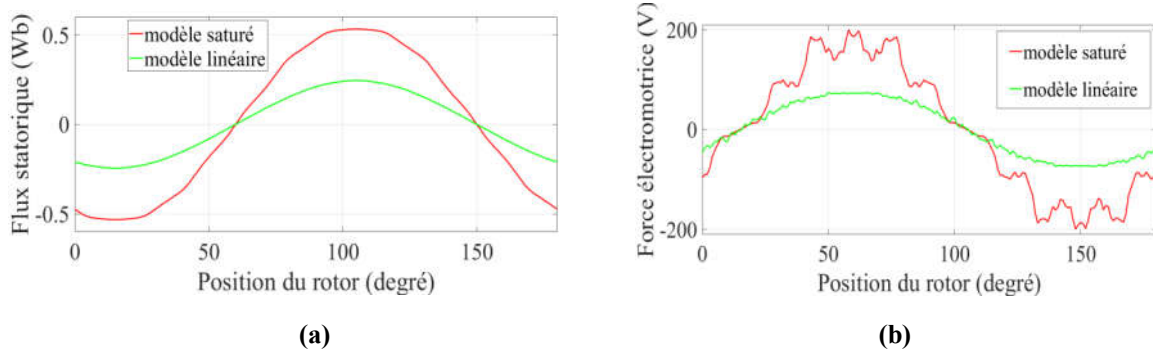


Figure.II.11 : Flux (a) , F.e.m. (b) de la phase a de la machine saturée et linéaire en fonction de la position du rotor.

II.3.3 Les inductances d'axes d et q

Les méthodes conventionnelles pour la détermination des inductances des machines synchrones paraissent inappropriées dans le cas des machines synchrones à aimants permanents, parce que le flux généré par les aimants ne peut pas être annulé sans détruire le rotor, ce qui affecte le niveau de saturation des matériaux durant les expériences de mesure et les valeurs des inductances obtenues ne représentent pas les vraies valeurs de celles-ci [22], [23]. Cependant, la méthode des éléments finis offre de grandes opportunités pour une analyse précise des machines synchrones à aimants permanents, car permet d'annuler le flux généré par les aimants [24].

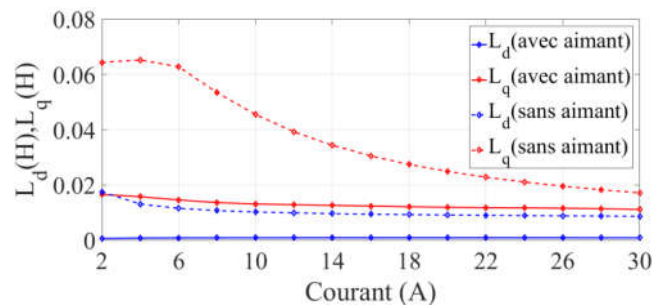


Figure.II.12 : Influence des aimants sur les valeurs des inductances d'axes direct et en quadrature en fonction du courant (machine saturée).

La **Figure.II.12** montre l'effet des aimants sur les valeurs des inductances d'axes direct et en quadrature. Dans le cas où on ne désactive pas les aimants, les valeurs de ces inductances L_d respectivement L_q sont plus faibles que celles dans le cas où on désactive les aimants (turn off the magnet) [23], cela revient à l'effet des aimants qui augmente le niveau de la saturation des matériaux. C'est pour cela que dans notre étude le calcul de ces inductances, à l'aide du logiciel FEMM, est effectué en supposant les aimants désactivés. Les expressions des inductances d'axes direct et en quadrature sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} L_d = L_{d0} + L_{ew0} \\ L_q = L_{q0} + L_{ew0} \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

Sachant qu'en 2-D le flux de fuite au niveau des têtes des bobines sera négligé, et donc L_{ew0} sera nulle [25]. D'où l'équation II.6 s'écrit :

$$\begin{cases} L_d = L_{d0} \\ L_q = L_{q0} \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

Le fait de négliger L_{ew0} n'influe pas sur la précision des calculs des inductances d'axes direct et en quadrature parce qu'elle est généralement très faible devant celles-ci [25].

II.3.3.1 Méthode de calcul des inductances d'axes d et q

L'inductance d'axes direct et en quadrature est définie comme l'inductance de la phase dont l'axe coïncide avec l'axe d respectivement l'axe q du rotor, lorsque les enroulements triphasés sont alimentés simultanément de façon à ce que la résultante du flux coïncide avec l'axe de cette phase [22],[23]. En alimentant le stator de la manière suivante :

$$\begin{cases} i_a = I_{\max} \\ i_b = -\frac{I_{\max}}{2} \\ i_c = -\frac{I_{\max}}{2} \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

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. Dans le cas où l'axe de la phase a coïncide avec l'axe d, on a ;

$$\begin{cases} i_d = i_a = I_{\max} \\ \varphi_d = \varphi_a \\ L_d = \frac{\varphi_a}{i_a} = \frac{\varphi_d}{I_{\max}} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

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

$$\begin{cases} i_q = i_a = I_{\max} \\ \varphi_q = \varphi_a \\ L_q = \frac{\varphi_a}{i_a} = \frac{\varphi_q}{I_{\max}} \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

II.3.3.2 Evolution des inductances L_d et L_q en fonction de la saturation

Les graphes ci-dessous ont été obtenus pour plusieurs valeurs du courant I_{\max} afin de déterminer l'évolution des inductances L_d et L_q et le rapport de saillance en fonction de la saturation. D'après la **Figure.II.13**, nous remarquons que l'augmentation du courant I_{\max} n'a

aucune influence sur l'évolution des inductances L_d et L_q de la machine linéaire et donc aucune influence sur le rapport de saillance. Cependant en ce qui concerne la machine saturée, nous constatons que l'inductance la plus affectée par l'augmentation de la valeur de I_{max} est l'inductance d'axe en quadrature, et cela s'explique par la saturation de l'acier situé suivant l'axe q, tandis que son influence sur l'inductance d'axe d est presque négligeable, le même résultat a été trouvé par [22],[23]. De 2 A jusqu'au 4 A, avant que la machine commence à se saturer, nous constatons que L_q présente une faible augmentation et L_d diminue, c'est pour cela le rapport de saillance de la machine saturée augmente. Cependant pour des valeurs de I_{max} qui varient de 4 A jusqu'au 6 A, quand la machine commence à se saturer, nous remarquons que L_q présente une faible diminution et L_d continue à diminuer mais d'une façon plus faible que la précédente, ce qui en résulte une faible augmentation du rapport de saillance. Et pour des valeurs de I_{max} supérieures à 6 A, quand la machine atteint sa phase de saturation, nous remarquons que L_d est presque constante et L_q subit une forte diminution à cause de la saturation, c'est pour cela l'évolution du rapport de saillance dans cette phase est inversement proportionnelle au courant.

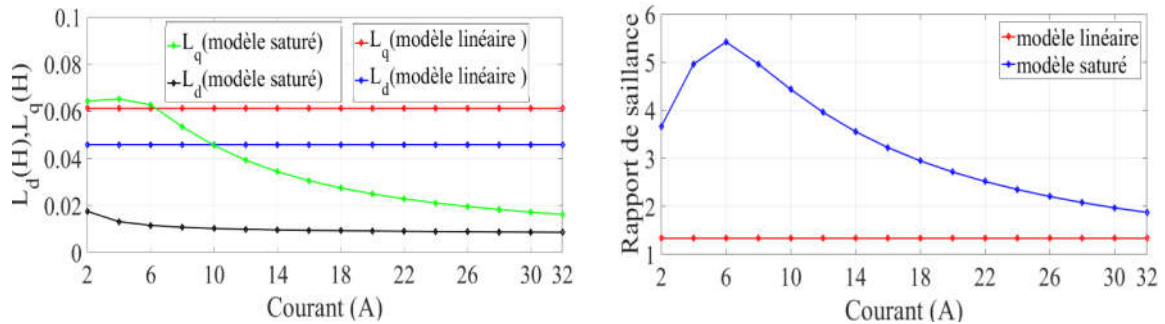


Figure.II.13 : Evolution de L_d , L_q et du rapport de saillance en fonction de I_{max} du modèle linéaire et saturé.

II.3.3.3 Evolution de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge

II.3.3.3.1 Méthode de calcul

Pour calculer L_d et L_q en fonction de l'angle de charge, on fixe le rotor suivant l'axe direct coïncidant avec l'axe de la «phase a» [9], [26], [27], comme il est illustré sur la figure ci-dessous :

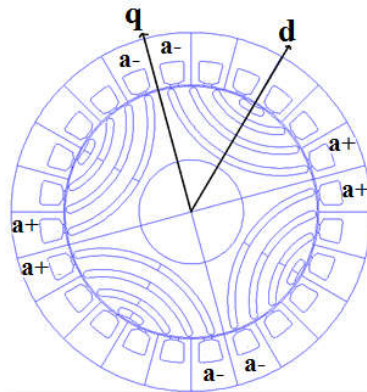


Figure.II.14 : Les axes direct et en quadrature de la MSR-AP.

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

$$\begin{cases} i_a = I_{\max} \sin(\theta_e) \\ i_b = I_{\max} \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = I_{\max} \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 11})$$

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

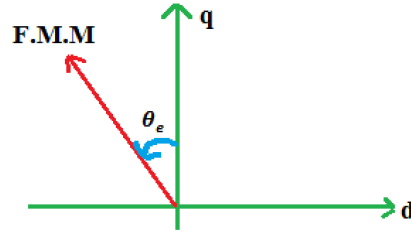


Figure.II.15 : F.M.M résultante.

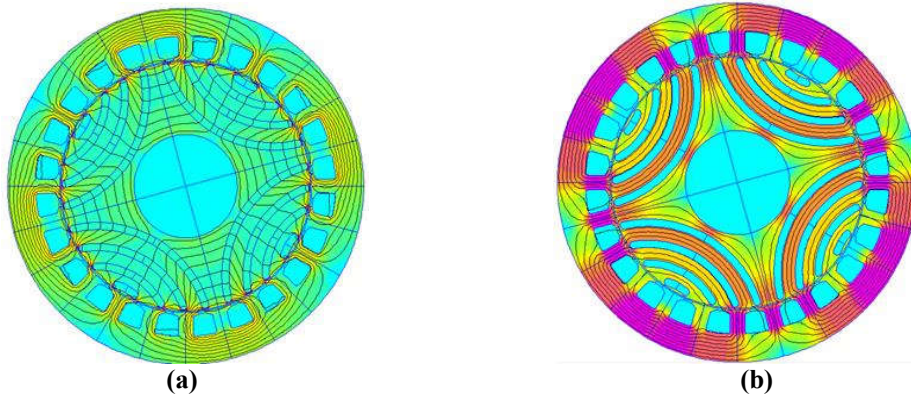


Figure.II.16: Orientation de la résultante du flux pour $\theta_e = \frac{\pi}{2}$ (a) et $\theta_e = 0$ (b).

Ces résultats nous confirment que les variations du 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 déterminer l'évolution des flux d'axes d et q en fonction de θ_e , nous avons choisi 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'axes direct et en quadrature sont exprimées par les équations suivantes :

$$L_d(\theta_e) = \frac{\varphi_d(\theta_e)}{i_d(\theta_e)} \quad (\text{II. 12})$$

Tel que :

$$\begin{cases} i_d(\theta_e) = \frac{2}{3} \left(\cos(0) i_a(\theta_e) + \cos\left(0 - \frac{2\pi}{3}\right) i_b(\theta_e) + \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right) i_c(\theta_e) \right) \\ \varphi_d(\theta_e) = \frac{2}{3} \left(\cos(0) \varphi_a(\theta_e) + \cos\left(0 - \frac{2\pi}{3}\right) \varphi_b(\theta_e) + \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right) \varphi_c(\theta_e) \right) \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

$$L_q(\theta_e) = \frac{\varphi_q(\theta_e)}{i_q(\theta_e)} \quad (\text{II. 14})$$

Et :

$$\begin{cases} i_q(\theta_e) = -\frac{2}{3}(\sin(0)i_a(\theta_e) + \sin\left(0 - \frac{2\pi}{3}\right)i_b(\theta_e) + \sin\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right)i_c(\theta_e)) \\ \varphi_q(\theta_e) = -\frac{2}{3}(\sin(0)\varphi_a(\theta_e) + \sin\left(0 - \frac{2\pi}{3}\right)\varphi_b(\theta_e) + \sin\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right)\varphi_c(\theta_e)) \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

Les courbes ci-dessous ont été obtenues pour une valeur du courant qui correspond au courant nominal (22 A). Sur la **Figure.II.17**, représentant l'évolution de L_d et L_q du modèle linéaire et saturé en fonction de l'angle de charge, nous pouvons constater que l'angle de charge n'a pas d'influence sur L_d et L_q du modèle linéaire, cependant dans le cas de la machine saturée nous constatons que L_d a tendance à diminuer pour les valeurs de l'angle de charge proches de 90° . Or, quand l'angle de charge varie de 0 à 90° , la zone saturée de la machine se réduit. Cette désaturation de la machine s'accompagne par l'augmentation des inductances de façon marquée notamment suivant l'axe q [9].

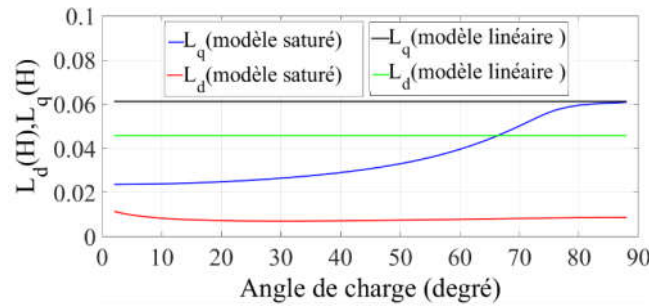


Figure.II.17: Evolution de L_d et L_q des modèles linéaire et saturé en fonction de l'angle de charge.

II.3.4 Évolution du couple

Dans cette section nous présentons l'influence de la caractéristique magnétique du matériau sur le couple. Le calcul est effectué au moyen du tenseur de Maxwell et les résultats sont donnés pour un angle de charge égal à 0° . Nous allons également présenter l'influence de l'angle de charge en fonction du courant d'alimentation sur la valeur du couple moyen. Sur la **Figure.II.18.a** nous représentons le couple des modèles linéaire et saturé en fonction de la position du rotor. Nous pouvons constater que la valeur moyenne du couple dans le cas de la machine saturée est supérieure à celle dans le cas de la machine linéaire. Cela revient au fait que la plupart des lignes de champ générées par les aimants dans le cas de machine linéaire restent concentrées au niveau des extrémités du rotor et participent faiblement à la conversion électromagnétique. Tandis que dans le cas de la machine saturée, les lignes de champ traversent l'entrefer et participent à la conversion électromagnétique. Ceci est représenté sur la **Figure.II.9**. La **Figure.II.18.a** montre également que le couple du modèle saturé présente des ondulations importantes, tandis que dans le cas linéaire le couple est pratiquement constant. Les origines de ces ondulations sont dues à [28] :

- Les ondulations du couple de détente ('Cogging torque') qui résultent de l'interaction entre les aimants et la structure encochée du stator.

– Les ondulations du couple liées aux harmoniques de la force électromotrice (‘Torque ripple’).

Vu que les harmoniques de la force électromotrice (**Figure.II.11**) et l’interaction entre les aimants et la structure encochée du stator (**Figure.II.18.b**) sont très faibles dans le cas de la machine linéaire, les ondulations du couple le seront aussi. La **Figure.II.19** représentant l’évolution du couple moyen des modèles linéaire et saturé de la MSR-AP en fonction de l’angle de charge et du courant d’alimentation, montre bien que le couple moyen dépend du courant d’alimentation et de l’angle de charge quelque soit l’état magnétique de la machine contrairement aux inductances, et cela revient au fait que le couple moyen dépend de ces derniers comme le montre l’expression suivante sous l’hypothèse que le couple produit par les aimants est sinusoïdal (fonctionnement linéaire) [15]:

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \left[\frac{I_{max}^2}{2} (L_q - L_d) \cdot \sin(2\theta_e) + \varphi_m \cdot I_{max} \cdot \cos(\theta_e) \right] \quad (II.16)$$

Si on enlève l’effet des aimants, on trouve le couple d’une machine saillante d’angle optimale de 45°.

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \left[\frac{I_{max}^2}{2} (L_q - L_d) \cdot \sin(2\theta_e) \right] \quad (II.17)$$

Mais l’angle optimal de la MSR-AP est inférieur à celui du couple de saillance car il y a l’apport du couple des aimants. Donc on peut dire que l’aimant permet d’avoir plus de stabilité de fonctionnement, en s’éloignant de l’angle de décrochage 90°. Le couple moyen est non-nul pour un angle de charge égal à 0° et la plage de valeurs d’angles de charge possibles pour travailler a donc augmenté [15]. La **Figure.II.19** montre également que pour le même courant d’alimentation, le couple moyen dans le cas saturé est supérieur à celui dans le cas linéaire cela revient au fait que la plupart des lignes de champs générées par les aimants dans le cas linéaire reste concentré au niveau du rotor donc elles ne participent pas à la conversion électromagnétique. Les courbes de la **Figure.II.19** mettent en évidence que dans les deux cas, lorsque la densité de courant augmente le couple moyen et l’angle de charge optimal (l’angle pour lequel le couple est maximal) augmentent. Nous constatons que cet angle dans le cas de la machine saturée prend des valeurs plus faibles que celles dans le cas de la machine linéaire, cela peut être expliqué par le fait que l’aimant a une plus grande influence dans le cas saturé.

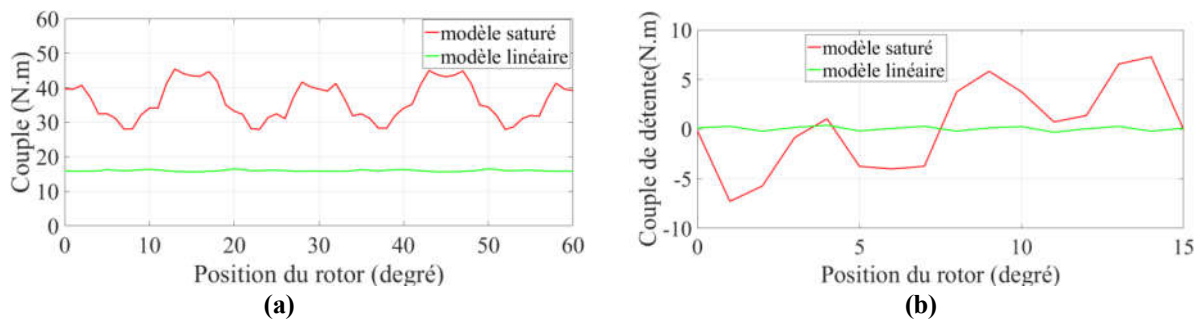


Figure.II.18 : Couple électromagnétique (a), Couple de détente (b) du modèle linéaire et saturé en fonction de la position du rotor.

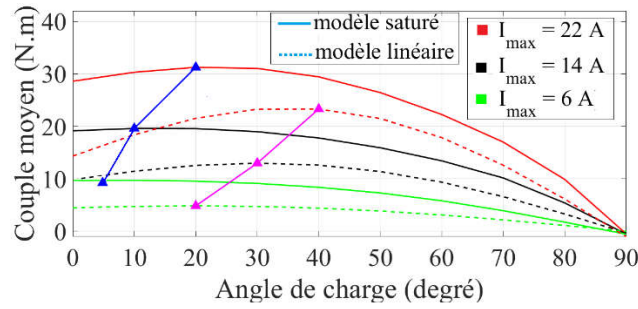


Figure.II.19: Evolution du couple moyen des modèles linéaire et saturé en fonction de l'angle de charge et du courant d'alimentation.

II.4 Etude paramétrique

Dans cette partie nous allons présenter l'influence de certains paramètres sur les performances électromagnétiques du modèle saturé de la MSR-AP. Sachant que la machine étudiée a déjà une structure optimisée [21], l'étude paramétrique sera limitée aux paramètres suivants : la forme des barrières et l'épaisseur de l'entrefer. L'objectif de cette étude est de montrer l'influence de ces paramètres sur l'évolution du rapport de saillance (L_q/L_d), car le fait d'avoir un plus grand rapport de saillance permet d'améliorer les performances intrinsèques de la machine (facteur de puissance, couple et rendement) [3].

II.4.2 Effet de l'épaisseur de l'entrefer

Une étude faite par [8] sur ce type de machine montre que la meilleure épaisseur de l'entrefer est celle qui vérifie l'expression suivante :

$$g < \frac{\rho}{100} \quad (\text{II.18})$$

avec :

ρ : Pas polaire; g : Epaisseur de l'entrefer.

D'après la **Figure.II.20**, nous remarquons qu'il y a une relation inversement proportionnelle entre la longueur de l'entrefer et les inductances d'axes direct et en quadrature. Cependant son influence sur L_d par rapport L_q est presque négligeable et cela revient au fait que L_d est inversement proportionnelle à ' $l_a + g$ ' (épaisseur des barrières + épaisseur de l'entrefer) et L_q est inversement proportionnelle à ' g ', et comme ' $l_a \gg g$ ' L_q est beaucoup plus sensible aux changements d'entrefer que L_d . Ce sujet est largement expliqué dans [30], [31] et quelque peu dans [32]. En ce qui concerne l'influence de la saturation sur L_d et L_q , nous remarquons que c'est L_q la plus influencée. Cela revient à la saturation de l'acier situé suivant l'axe q . Nous remarquons aussi que le niveau de saturation augmente avec la diminution de l'entrefer, ce qui est toute à fait logique, car la diminution de g a pour effet d'augmenter la densité des lignes de champ passantes du stator vers le rotor. L'effet de l'épaisseur optimale de l'entrefer déterminée par [8] apparaît sur l'évolution du rapport de saillance. Pour des courants inférieurs à 6 A, avant que la machine commence à se saturer, à chaque fois que la valeur de g s'approche de 0.74 mm le rapport de saillance diminue. Et quand la machine commence à se saturer, pour des valeurs des courants supérieures à 6 A, le rapport de saillance augmente avec l'épaisseur de l'entrefer. Cela est due au fait que la formule (II.18) est valable pour un fonctionnement en régime saturé vu que la MSR-AP est conçue pour fonctionner dans un tel régime.

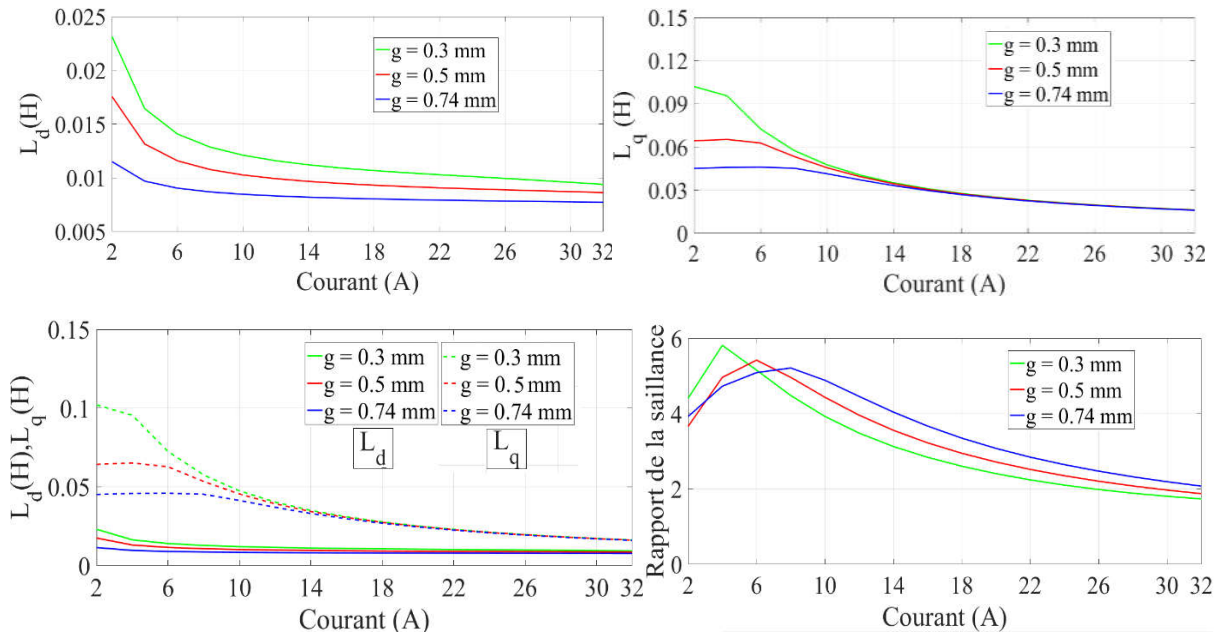


Figure.II.20: Effet de l'épaisseur de l'entrefer sur L_d , L_q et le rapport de saillance en fonction de I_{max} .

L'effet de l'épaisseur optimale d'entrefer apparait aussi sur l'évolution du couple. Sur la **Figure.II.21** représentant le taux d'ondulation et le couple pour différentes valeurs de l'épaisseur de l'entrefer et la **Figure.II.22** représentant le couple de détente et son spectre harmonique, nous pouvons constater qu'à chaque fois que g augmente ou elle s'approche de l'épaisseur optimale (0.74 mm) le taux d'ondulations, l'amplitude et le nombre d'harmoniques diminuent. Parce qu'en augmentant la longueur de l'entrefer les perturbations engendrées par les encoches se feront moins sentir sur l'évolution du couple [29]. Cependant il faut faire attention au dimensionnement de l'entrefer car il est crucial pour les performances de la machine. Ce qui en résulte moins de déformation du couple total et du couple de détente à chaque fois qu'on s'approche de l'épaisseur optimale d'entrefer (0.74mm), car l'augmentation de l'épaisseur de l'entrefer a un effet amortissant sur les harmoniques du couple comme représenté sur les **Figures II.21** et **II.22**. Et en ce qui concerne la valeur moyenne du couple, il n'y a pas de différence vu que la structure est optimisée.

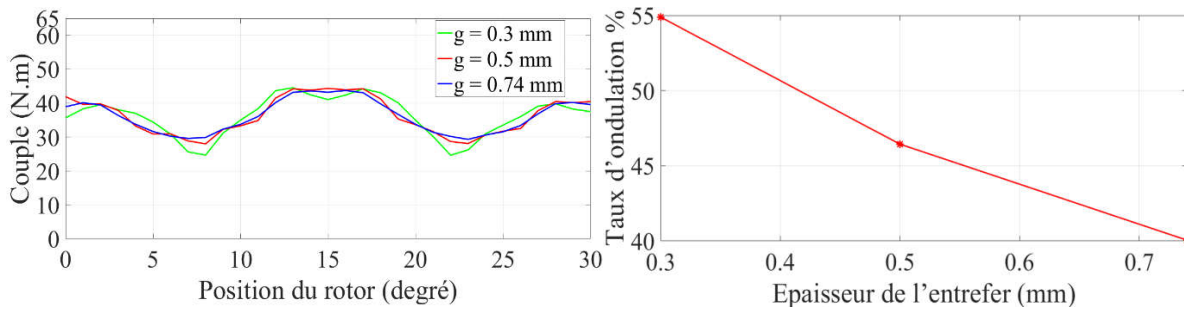


Figure.II.21 : Taux d'ondulation et le couple électromagnétique pour différentes valeurs de l'épaisseur de l'entrefer.

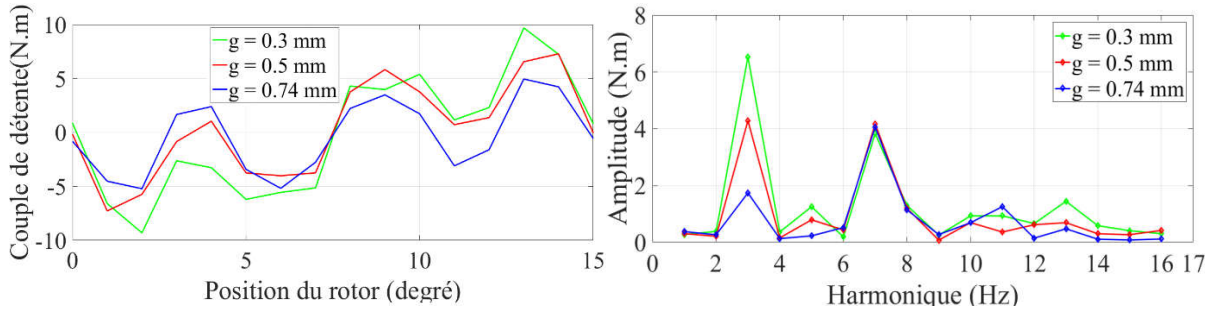


Figure.II.22: Le couple de détente et son spectre harmonique pour différentes valeurs de l'épaisseur de l'entrefer.

II.4.3 Effet de la forme des barrières de flux

Pour évaluer l'effet de la forme des barrières sur les performances de la machine, nous avons pris 02 machines avec le même nombre de barrières et la même surface occupée par ces barrières, tel que l'une possède des barrières circulaires et l'autre possède des barrières segmentées. Ces machines sont représentées sur la figure ci-dessous :

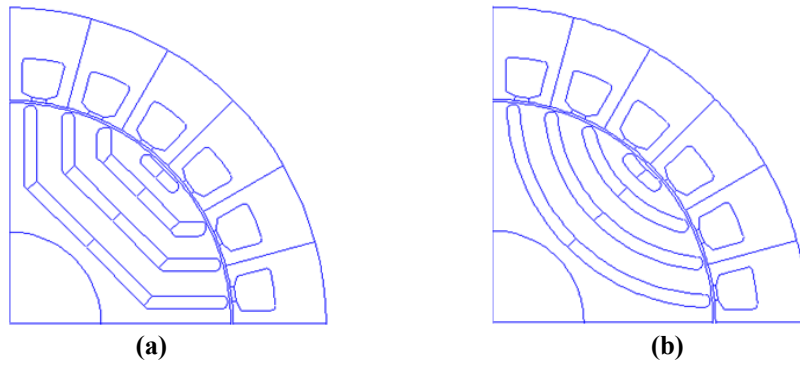


Figure.II.23 : MSR-AP à barrières de flux :(a) segmentées (b) circulaires.

La **Figure.II.24.a** met en évidence que ces formes de barrières n'influent pas sur l'évolution de L_d et L_q . Cependant nous remarquons une légère différence entre les valeurs de L_d respectivement L_q . Cette différence apparaît clairement sur la **Figure.II.23.b**, où nous remarquons que la machine possédant des barrières circulaires présente le rapport de saillance le plus élevé, cela revient au fait que le rotor à barrières circulaires permet de mieux conduire le flux magnétique entre les barrières.

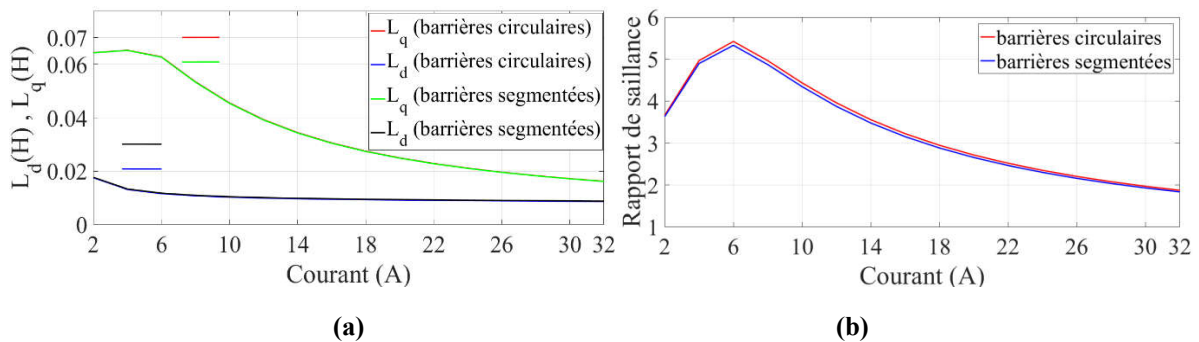


Figure.II.24: Evolution de L_d , L_q (a) et le rapport de saillance (b) de la MSR-AP à barrières circulaires et à barrières segmentées en fonction de I_{max} .

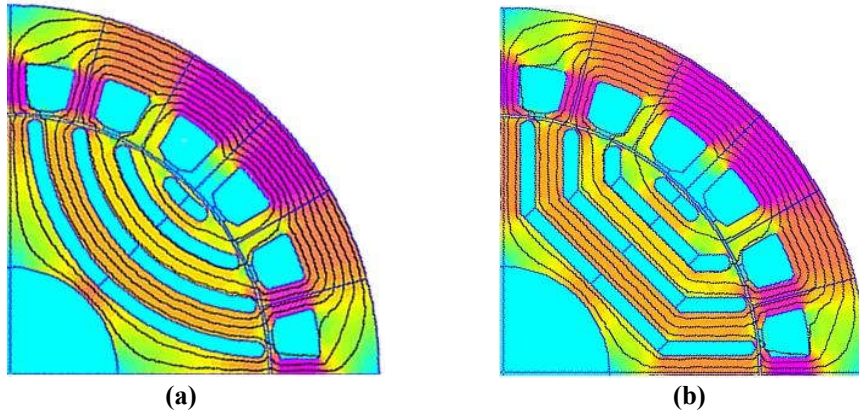


Figure.II.25: Distribution des lignes de champ dans l'axe q de la MSR-AP à barrières de flux: (a) circulaires (b) segmentées.

En ce qui concerne le couple électromagnétique, nous pouvons constater à la **Figure.II.27** et le **Tableau.II.3** que les deux machines présentent la même valeur moyenne du couple, sauf que la machine à barrières circulaires présente plus d'harmoniques et un taux d'ondulation plus élevé. Ceci apparait clairement sur la **Figure.II.26**, où la machine à barrières segmentées présente un couple de détente moins ondulé et moins d'harmoniques.

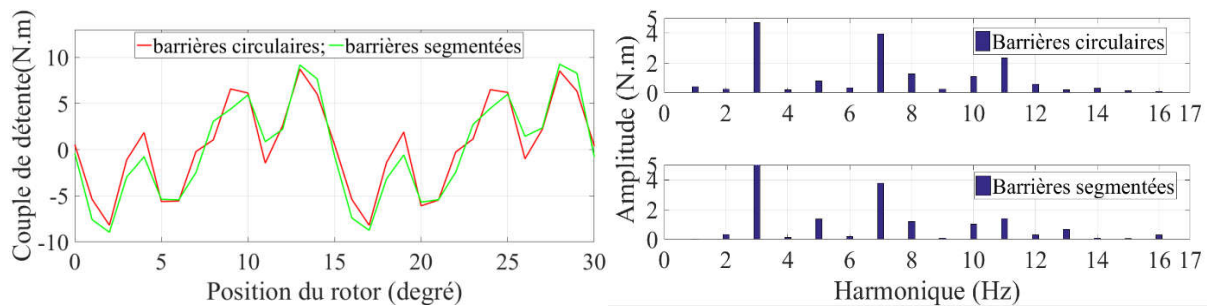


Figure.II.26: Spectre d'harmonique du couple de détente de la MSR-AP à barrières circulaires et à barrières segmentées.

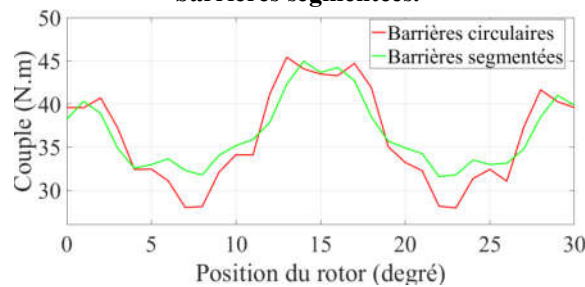


Figure.II.27: Couple électromagnétique de la MSR-AP à barrières circulaires et à barrières segmentées en fonction de la position du rotor.

Forme des barrières	Taux d'ondulation %
Circulaires	49.3
Segmentées	36.8

Tableau.II.3: Taux d'ondulation du couple de la MSR-AP à barrières circulaires et à barrières segmentées.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les performances électromagnétiques de la machine par la méthode des éléments finis en régime linéaire et saturé en utilisant le logiciel FEMM. L'étude comparative des caractéristiques électromagnétiques des deux modèles met en évidence que :

- Les barrières de flux et la saturation ont pour effet de diminuer l'induction magnétique de l'entrefer ;
- Les aimants participent d'un côté à la conversion électromagnétique et d'un autre de générer plus d'harmoniques du couple dans le cas saturé ;
- La force électromotrice est plus importante dans le cas saturé.

En ce qui concerne l'évolution des inductances d'axes direct et en quadrature, cette étude nous a montré que dans les deux cas L_q est supérieure à L_d , ce qui confirme que notre machine a bien une saillance inversée, d'où un rapport de saillance supérieur à 1. Mais à propos de leur évolution en fonction du courant d'alimentation et de l'angle de charge dans le cas linéaire il n'a y pas d'influence. Cependant dans le cas de la machine saturée, nous avons constaté que L_q est plus influencée par la saturation et la variation de l'angle de charge, vu qu'elle représente l'inductance de l'axe dépourvu de barrières, d'où la variation de l'angle de charge de 0° à 90° s'accompagne de la réduction de la zone saturée de la machine, en s'éloignant de l'axe q . Cette désaturation de la machine résulte l'augmentation des inductances de façon marquée notamment suivant cet axe. Ce qui en résulte un rapport de saillance dépendant de l'état magnétique de la machine. Donc nous pouvons conclure que les performances de la MSR-AP dépendent de l'état magnétique de la machine.

L'étude de l'évolution du couple moyen en fonction de l'angle de charge a montré que l'apport de l'aimant ne se limite pas seulement à l'augmentation du couple mais aussi permet d'avoir plus de stabilité de fonctionnement, en s'éloignant de l'angle de décrochage 90° . Vu que l'effet de l'aimant est plus important dans le cas de la machine saturée l'angle de charge optimal du modèle saturé est plus grand que celui du modèle linéaire. L'étude paramétrique nous a permis de présenter l'influence de l'épaisseur de l'entrefer et la forme des barrières sur le rapport de saillance qui à son tour influe sur les performances de la machine. Cette étude nous a montrée aussi qu'il faut faire attention au dimensionnement de l'entrefer car il est crucial pour les performances de la machine, notamment la diminution de l'entrefer qui a pour effet d'augmenter le taux d'ondulations, l'amplitude et le nombre d'harmoniques, ce qui est néfaste pour la machine. L'épaisseur d'entrefer optimale établie par [8] nous montre bien que cette machine est conçue pour fonctionner dans un mode saturé.

L'évaluation de l'effet de la forme circulaire et segmentée des barrières sur les performances de la MSR-AP met en évidence que les deux machines présentent les mêmes performances sauf que la MSR-AP à barrières de flux segmentées a moins d'harmoniques et d'ondulations du couple que la MSR-AP à barrières de flux circulaires.

La machine retenue pour la suite de l'étude sera la machine à barrières circulaires. Ce chapitre avait aussi pour but d'obtenir les différents paramètres de cette 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-AP à paramètres constants

III.1 Introduction

Après avoir déterminé les paramètres de la MSR-AP, nous proposons dans cette partie la commande vectorielle du moteur en considérant ces paramètres constants. En effet, nous allons présenter le modèle de Park de la MSR-AP, modéliser le convertisseur statique et la commande $i_d = 0$ [14].

III.2 Modélisation de la MSR-AP

III.2.1 Modèle de Park de la MSR-AP

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; les harmoniques d'espace sont négligés [33], [34].
2. Le stator est muni d'un enroulement triphasé a,b,c couplé en étoile sans neutre et il n'y a pas de courant homopolaire;
3. L'effet d'amortissement au rotor est négligé (régime établi);
4. Saturation du matériau négligée ;
5. Les phénomènes d'hystérésis et des courants de Foucault sont négligés;
6. Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.
7. L'effet de la température négligé;
8. Fonctionnement en moteur ;

III.2.1.2 Mise en équation de la MSR-AP en triphasé

III.2.1.2.1 Les équations électriques

La **Figure.III.1** représente le rotor et la répartition des enroulements du stator de la MSR-AP.

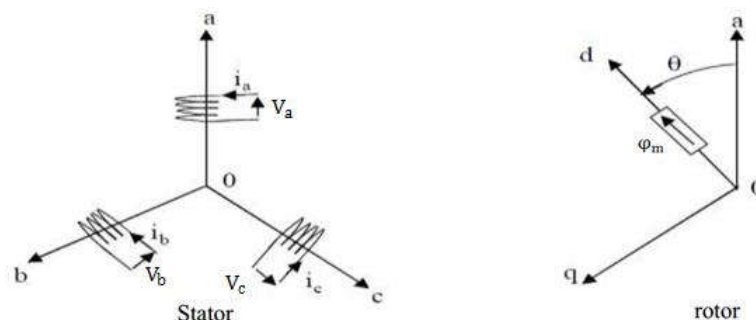


Figure.III.1 : Représentation de la MSR-AP dans le repère triphasé [35].

III.2.1.2.1.1 Equations dans un repère lié au stator

Nous allons rappeler les équations principales qui régissent le fonctionnement de la MSR-AP 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 l'hypothèse du premier harmonique d'espace, les expressions des inductances propres et mutuelles du stator s'écrivent [16]:

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

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

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

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements en tenant compte de la chute de tension ohmique. En se basant sur la **Figure.III.1**, les équations de la MSR-AP dans un repère lié au stator, en notation matricielle, s'écrivent :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{III. 4})$$

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [\varphi_M] \quad (\text{III. 5})$$

Tel que :

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[I_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

$$[\varphi_M] = \begin{pmatrix} \varphi_m \cos(\theta) \\ \varphi_m \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \varphi_m \cos(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} : \text{Vecteur flux créé par les aimants.}$$

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad : \text{Matrice des résistances du stator.}$$

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{pmatrix} \quad : \text{Matrice des inductances du stator.}$$

φ_m : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.
 θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé (phase a) définit par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega \, d(t) \quad (\text{III. 6})$$

Et :

$$\omega = p \cdot \omega_r \quad (\text{III. 7})$$

avec :

ω : La pulsation électrique.

p : Le nombre de paires de pôles de la machine.

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

Pour avoir le modèle complet de la MSR-AP, il faut compléter le modèle électrique par les expressions du couple électromagnétique et l'équation mécanique.

III.2.1.2.2 L'équation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \omega_r \quad (\text{III. 8})$$

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).

III.2.1.2.3 L'équation du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [I_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_M]}{d\theta} \right] \quad (\text{III. 9})$$

La résolution analytique de telles équations est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. Pour éviter ce problème, nous allons opter pour des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [36].

III.2.1.3 Mise en équations de la MSR-AP en biphasé

III.2.1.3.1 Principe de la transformation de Park

Le modèle biphasé de la MSR-AP s'obtient par une transformation du repère triphasé réel en un repère biphasé fictif, cette transformation ne s'applique qu'aux grandeurs physiques triphasées sinusoïdales (tensions, flux, et courants), elle permet d'avoir des relations indépendantes de l'angle (position du rotor). La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif visé [37], [36]. Vu que nous sommes intéressés par l'étude des grandeurs statoriques et la vitesse du rotor, notre étude se portera sur un repère (d,q) lié au rotor [38]. La **Figure.III.2** présente le modèle vectoriel de la MSR-AP (modèle de Park). Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne à la vitesse de synchronisme ω_r .

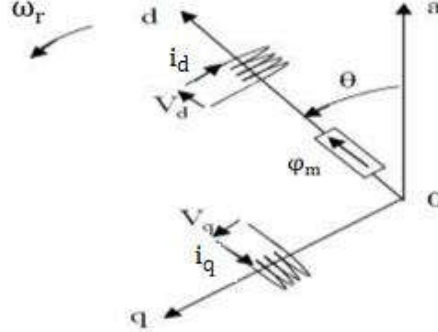


Figure.III.2 : Schéma équivalent de la MSR-AP dans le repère (d, q) [35].

III.2.1.3.1.1 Passage direct : triphasé au biphasé

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé (d,q) est donné par l'équation suivante [14] :

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}] \quad (\text{III. 10})$$

avec :

P(θ): la matrice de passage direct de Park.

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 11})$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. alors :

$$[V_d V_q V_o]^T = P(\theta)[V_a V_b V_c]^T \quad (\text{III. 12})$$

$$[i_d i_q i_o]^T = P(\theta)[i_a i_b i_c]^T \quad (\text{III. 13})$$

$$[\varphi_d \varphi_q \varphi_o]^T = P(\theta)[\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T \quad (\text{III. 14})$$

X_d : La composante d'axe direct.

X_q : La composante d'axe en quadrature.

X_o : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est équilibré.

III.2.1.3.1.2 Passage inverse : biphasé au triphasé

Le passage inverse d'un système biphasé (d,q) à un système triphasé est obtenu par l'équation suivante [14] :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dqo}] \quad (\text{III. 15})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 16})$$

III.2.1.3.2 Modélisation de la MSR-AP dans le repère de Park

III.2.1.3.2.1 Les équations électriques

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{III. 17})$$

D'après la relation (III.17), on a le couplage entre les axes "d" et "q".
Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_m \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{III. 18})$$

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

où :

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} = P(\theta)[L_s]P(\theta)^{-1} \quad (\text{III. 19})$$

avec:

$$\begin{cases} L_d = L_0 + \frac{3}{2}L_2 - M_0 \\ L_q = L_0 - \frac{3}{2}L_2 - M_0 \end{cases} \quad (\text{III. 20})$$

III.2.1.3.2.2 L'équation électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)i_d i_q + i_q \varphi_m] \quad (\text{III. 21})$$

III.2.1.4 Mise sous forme d'équation d'état

Notre objectif est de mettre le système d'équations (III. 17) sous la forme d'équation d'état suivante:

$$\frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (\text{III. 22})$$

En remplaçant (III. 18) dans (III. 17) on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (III. 23)$$

Le système d'équations (III. 23) peut être réécrit sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{p\omega_r}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_m \end{pmatrix} \quad (III. 24)$$

On peut écrire (III. 24) sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + B \cdot \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_m \end{pmatrix} \quad (III. 25)$$

$$A = A_1 + p\omega_r A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + p\omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (III. 26)$$

$$B = B_1 + p\omega_r B_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{pmatrix} + p\omega_r \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{pmatrix} \quad (III. 27)$$

L'utilisation des équations précédentes nous permet d'établir le modèle Simulink de la MSR-AP représenté sur la figure ci-dessous :

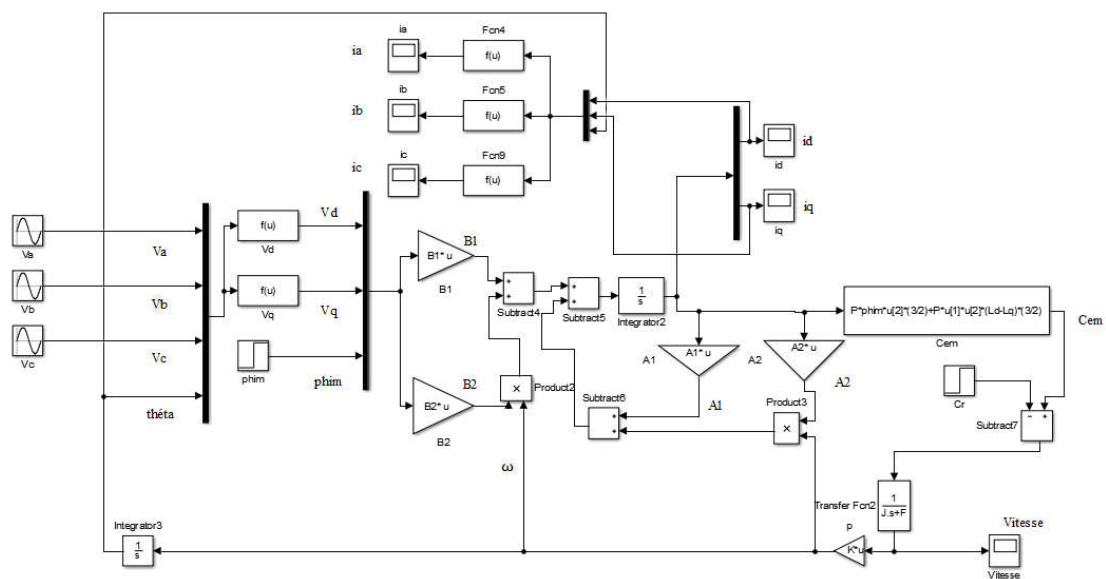


Figure.III.3 : Modèle Simulink de la MSR-AP.

III.3 Modélisation de l'alimentation de la machine

Nous avons des batteries comme source d'énergie, nous devons donc utiliser un onduleur de tension afin de respecter la réversibilité pour un fonctionnement dans les deux quadrants (moteur/ générateur avec un sens de rotation directe) [14]. L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC) et est utilisé à fréquence variable pour la variation de la vitesse de la machine étudiée.

L'onduleur utilisé est un onduleur de tension à deux niveaux constitué de six interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture, généralement avec des IGBT ou bien des GTO pour les grandes puissances. Afin de faciliter la modélisation de l'onduleur, nous utilisons un modèle à interrupteurs idéaux (commutation instantanée des interrupteurs).

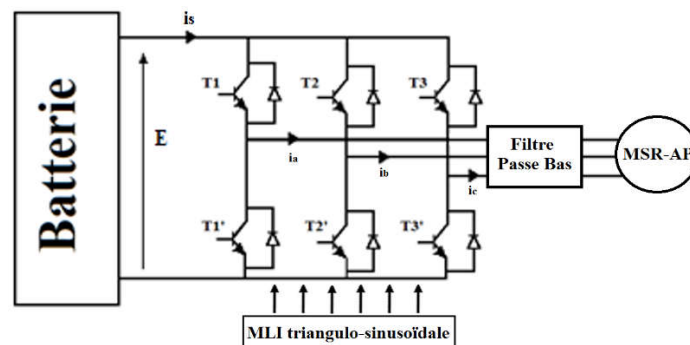


Figure.III.4 : Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux.

III.3.1 Commande de l'onduleur

L'onduleur doit générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possible. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions modulées, à partir d'une source de tension fixe (batterie), ces tensions évoluent en fonction des tensions des références qui sont obtenues à partir des régulateurs de courant. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples, cependant nous utiliserons les modulations triangulo-sinusoïdales [14]. 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 modulantes sont les images des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase de la machine, cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (III. 28)$$

$$r = \frac{V_m}{V_p} \quad (III. 29)$$

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.

III.3.2 Modélisation de l'onduleur à commande MLI

A chaque instant, afin de respecter les règles de causalité, l'un des deux interrupteurs de chaque bras sont en conduction et l'autre est bloqué. Ainsi, on définit les fonctions logiques de connexion par S_i ($i=1,2$ et 3) tel que:

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{III. 30})$$

Ces fonctions logiques déterminent les instants de commutation et la durée de chaque conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. Les tensions composées de sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = E(S_1 - S_2) \\ V_{bc} = E(S_2 - S_3) \\ V_{ca} = E(S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

Nous avons les relations entre les tensions simples et tensions entre phases :

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_b = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_c = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

Et donc nous obtenons les tensions simples :

$$\begin{cases} V_a = \frac{E}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_b = \frac{E}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_c = \frac{E}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (\text{III. 33})$$

Nous obtenons la matrice de connexion (M) :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{E}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} = (M) \times (S) \quad (\text{III. 34})$$

Le courant I_s à l'entrée de l'onduleur est donné sous la forme :

$$i_s = (I)^T \times (S) = i_a S_1 + i_b S_2 + i_c S_3 \quad (\text{III. 35})$$

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

$$\begin{cases} S_i = 1 \text{ si } V_i(t) \geq W_m(t) \\ S_i = 0 \text{ sinon} \end{cases} \quad (\text{III. 36})$$

La **Figure.III.5** représente un exemple de MLI avec $r=0.8$ et $m=21$

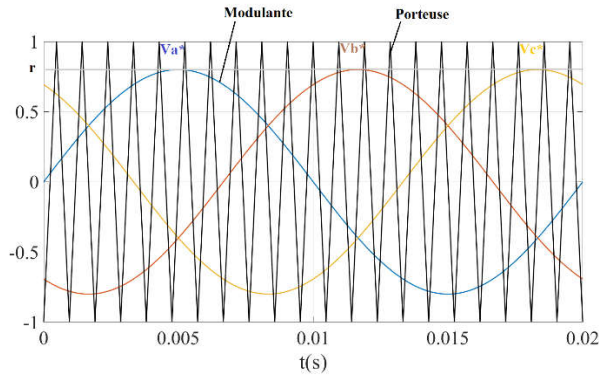


Figure.III.5 : Technique MLI triangulo-sinusoidale.

Et ainsi en comparant les tensions des modulantes avec la porteuse nous obtenons les fonctions logiques S_1 , S_2 et S_3 .

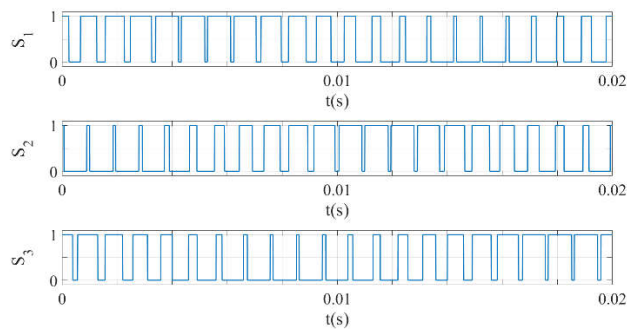


Figure.III.6 : Fonctions de connexion logique S_1 , S_2 et S_3 .

Et ainsi grâce à la formule (III. 34), nous obtenons la tension V_a :

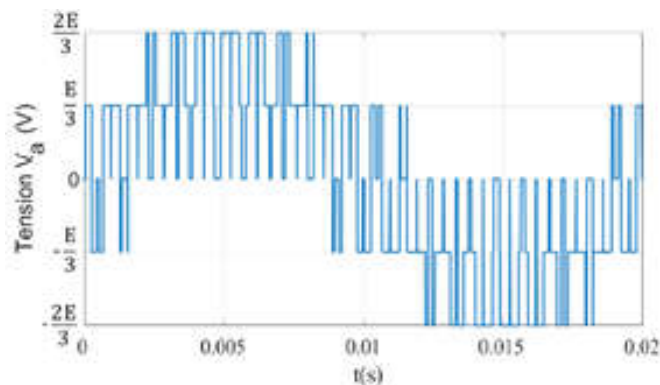


Figure.III.7 : Tension de sortie de l'onduleur V_a en fonction du temps.

III.3.3 Dimensionnement de la tension de la batterie

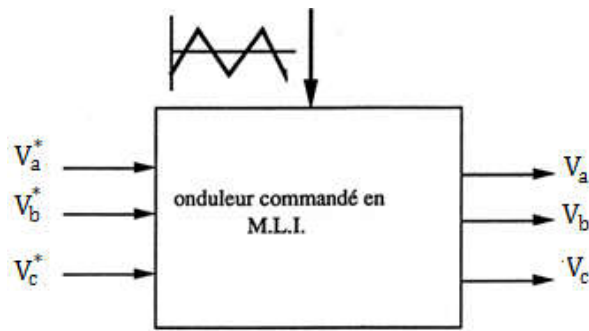


Figure.III.8 : Schéma bloc d'un onduleur commandé en MLI.

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 [39]:

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = G_0 \begin{pmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{pmatrix} \quad (\text{III. 37})$$

Avec

$$G_0 = \frac{E}{2U} \quad (\text{III. 38})$$

Tel que E représente la tension continue de la batterie.

U : Amplitude de la porteuse.

Ainsi de l'équation (III. 38) et à partir de la tension maximale que l'on peut imposer dans la machine, nous pouvons déterminer la tension de la batterie.

III.3.4 Dimensionnement des éléments passifs du Filtre de sortie

Le filtre utilisé est un circuit RLC qui représente un filtre passe bas du second ordre.

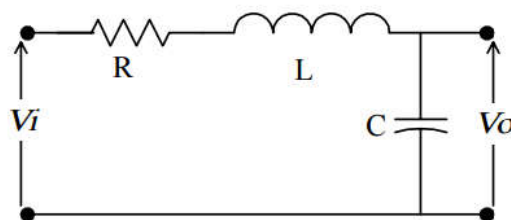


Figure.III.9 : Circuit RLC [40].

Ce filtre est défini par la fonction de transfert suivante :

$$FT(f) = \frac{1}{j^2 \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + j\frac{1}{Q}\left(\frac{f}{f_c}\right) + 1} \quad (\text{III. 39})$$

Avec :

- $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$: Fréquence de coupure.
- $Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$: Facteur de qualité.

Le filtre passe-bas permet de laisser passer les basses fréquences et de bloquer les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Dans notre cas la fréquence de coupure du filtre doit être plus faible que la fréquence de la porteuse et doit être supérieur à celle de la fréquence à vitesse maximale [41]. Dans la pratique nous prenons une fréquence de coupure supérieure à cinq fois de celle-ci, ceci est dû au fait qu'en prenant ce choix notre tension à fréquence maximale ne subira pas d'atténuation [42], ceci est illustré à **Figure.III.10**.

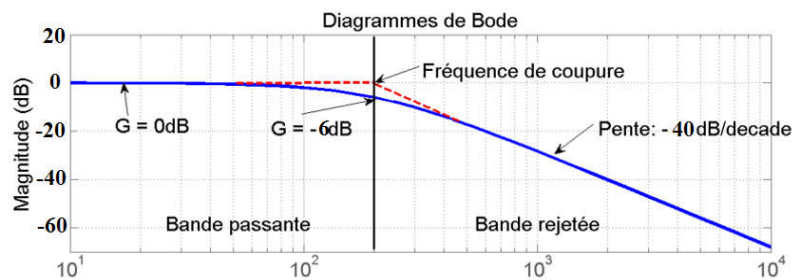


Figure.III.10 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert du filtre [43].

Comme nous pouvons le voir dans le diagramme de Bode pour les harmoniques de fréquence de $10 * f_c$, ces harmoniques subissent une atténuation de 40 dB. Le facteur de qualité "Q" influence la forme du coude de la réponse en fréquence, comme nous pouvons le constater à la **Figure.III.11**.

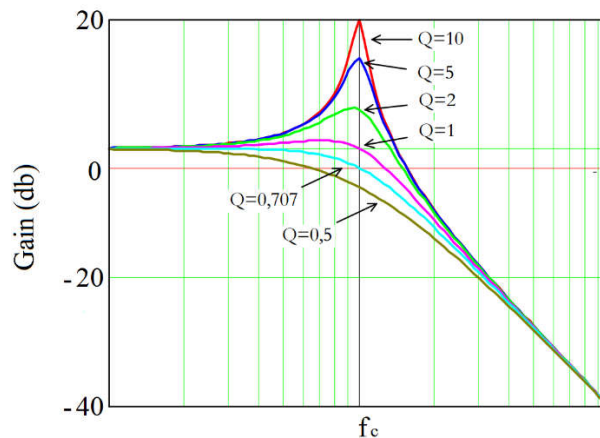


Figure.III.11 : Influence du facteur de qualité Q [40].

De la **Figure.III.11** on voit que le facteur de qualité optimal est de $Q=0.707$. Dans notre cas la fréquence maximale choisie est de $f_{max}=150$ Hz et donc $f_c=750$ Hz. Nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} R = 0.1 \Omega \\ L = 0.38 \text{ mH} \\ C = 1.49 \mu\text{F} \end{array} \right.$$

III.4 Commande Vectorielle

III.4.1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle connue aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (field oriented control), a été développée en 1971 par deux chercheurs allemands Blashke et Hass dans le but d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation, et donc un modèle parfaitement découplé, dans le but d'améliorer son comportement dynamique.

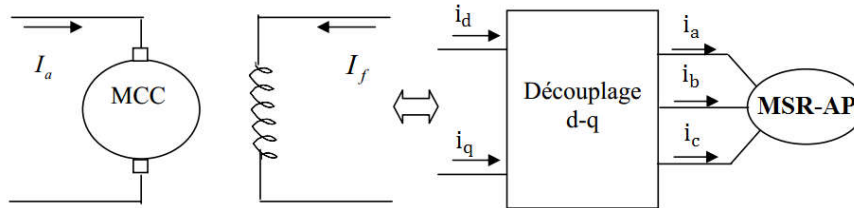


Figure.III.12 : Principe de la commande vectorielle [14].

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux produit par le stator en quadrature avec le flux rotorique produit par l'aimant permanent comme représenté à **Figure.III.13**.

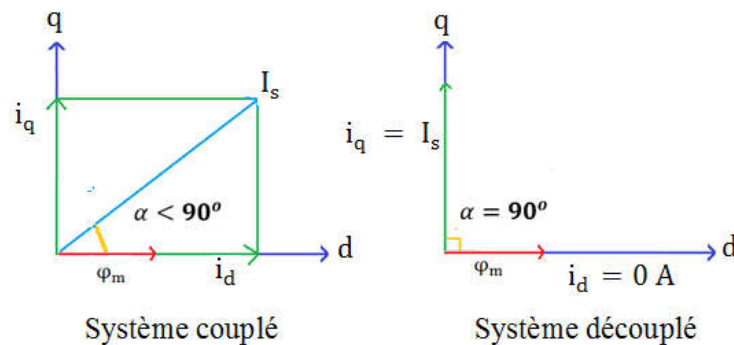


Figure.III.13 : Découplage des deux axes (d,q).

Cette commande présente certains avantages parmi elles [14] :

- Elle est basée sur le modèle transitoire;
- Elle est précise et rapide.

Mais cependant elle présente certains inconvénients [14] :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP);
- Faible robustesse aux variations paramétriques ;
- Nécessite un modulateur de commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation [14].

III.4.2 Découplage des courants i_d et i_q

Dans le cas des entraînements des machines synchrones, nous adoptons le référentiel de Park car il est très utilisé dans les techniques de contrôle et de commande. Afin de maintenir la vitesse à une valeur souhaitée, même en cas de changement de charge, le couple de sortie du

moteur doit être commandé, et ceci en contrôlant le vecteur courant, soit par son amplitude et son déphasage par rapport à la F.e.m. soit par ses composantes suivant l'axe direct i_d et l'axe en quadrature i_q [14], [44]. La commande vectorielle exige la connaissance du modèle de la machine, en fonction de l'erreur des courants d'axe direct i_d et d'axe en quadrature i_q par rapport à leurs références, ce qui nous permet de déterminer les références des tensions d'alimentation utilisées dans la commande de l'onduleur de tension. En utilisant la transformation de Park, nous obtenons la formule du couple électromagnétique donné par :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \left(\varphi_m i_q + i_q i_d (L_d - L_q) \right) \quad (III. 40)$$

En maintenant le courant i_d nul on obtient le couple :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \varphi_m i_q \quad (III. 41)$$

Cette nouvelle formule de couple est identique à celle de la machine à courant continu. D'un point de vue physique, cela revient à maintenir le flux de la réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, et ainsi le couple n'est commandé qu'à partir de la composante i_q tel que :

$$\begin{cases} i_d = 0 \\ i_q = \frac{2}{3} \frac{C_{em}}{p \varphi_m} \end{cases} \quad (III. 42)$$

Equations des tensions:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \varphi_m \end{cases} \quad (III. 43)$$

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants i_d et i_q . Nous avons ici un système multivariable : 2 entrées et 2 sorties où il est difficile d'appliquer une commande. Afin de mettre en place des commandes monovariante, on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires E_d et E_q tel que :

$$\begin{cases} E_d = -\omega L_q i_q \\ E_q = \omega L_d i_d + \omega \varphi_m \end{cases} \quad (III. 44)$$

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

$$\begin{cases} V_d^* = V_d - E_d = R_s i_d + \frac{L_d di_d}{dt} \\ V_q^* = V_q - E_q = R_s i_q + \frac{L_q di_q}{dt} \end{cases} \quad (III. 45)$$

Nous avons donc les courants i_d et i_q qui sont découplés. La tension V_d^* ne dépend que du courant i_d et la tension V_q^* ne dépend que du courant i_q , et donc nous pouvons appliquer des commandes monovariante que nous verrons par la suite. Une fois les tensions V_q^* et V_d^* obtenues par les boucles de régulation, nous devons ajouter des termes de compensation afin

d'obtenir les tensions réelles 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 sur la **Figure.III.14**, soit grâce aux tensions V_d^* et V_q^* comme représenté sur la **Figure.III.15** en utilisant les expressions suivantes:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_d^*}{R + pL_d} \\ i_q = \frac{V_q^*}{R + pL_q} \end{cases} \quad (\text{III. 46})$$

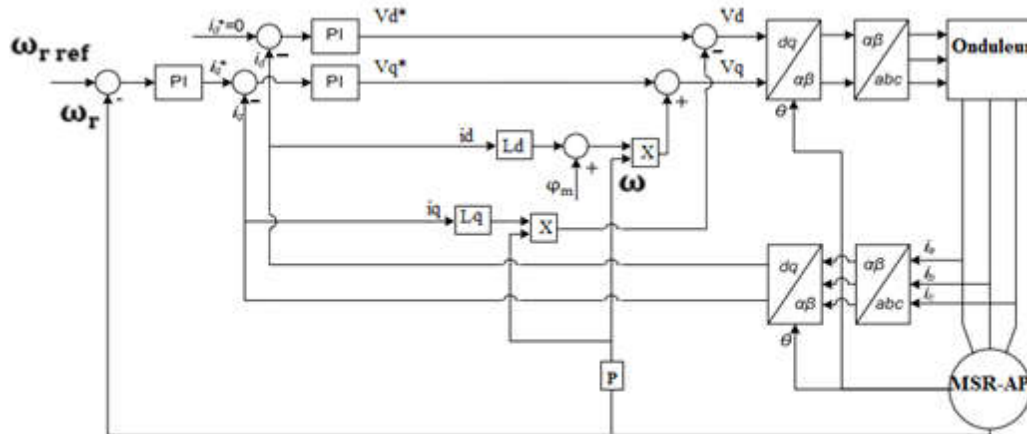


Figure.III.14 : Schéma globale de la commande vectorielle avec utilisation des courants de sortie de la machine pour les termes de compensation.

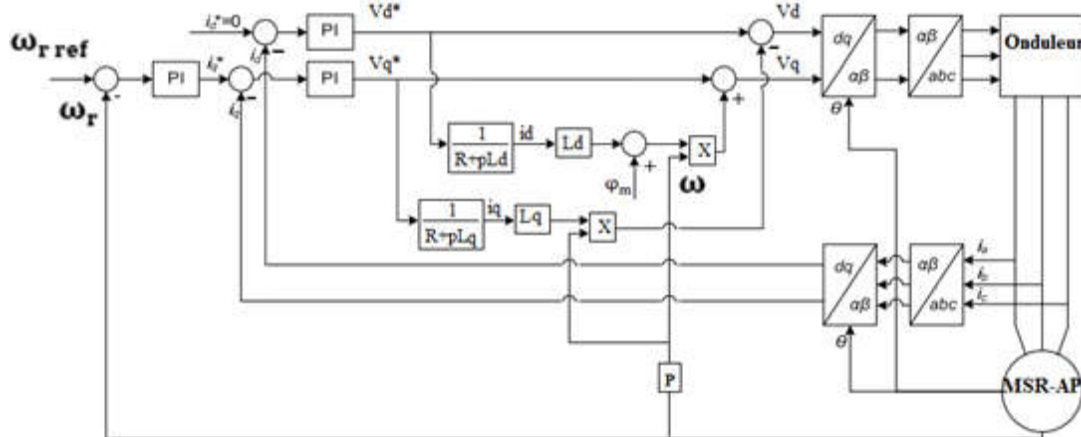


Figure.III.15 : Schéma globale de la commande vectorielle avec utilisation des courants tirés des formules pour le découplage.

Après avoir expérimenté les deux cas, nous avons remarqué qu'en prenant les courants i_d et i_q 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, de ce fait 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

Le découplage entre les deux axes impose une régulation d'une seule boucle sur l'axe « d », tandis que sur l'axe « q » il impose une régulation de deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse [44]. La commande est effectuée par les régulateurs (PI) ce qui nous permet de contrôler les grandeurs réelles des courants suivant l'axe direct et l'axe en quadrature. La comparaison de ces grandeurs avec celles de référence, nous permet d'avoir les tensions de référence nécessaires pour la commande de l'onduleur [45].

III.5.1 Régulateur du courant i_q

La régulation sur l'axe 'q' est composée de deux boucles en cascade tel que la boucle de régulation de vitesse impose la référence i_{qref} . Sachant que :

$$i_q = \frac{V_q^*}{R_s + s \cdot L_q} \quad (III. 47)$$

Le retard provoqué par l'onduleur peut être exprimé par la formule suivante [7] :

$$e^{-sT_c} \approx \frac{1}{1 + s \cdot T_c} \quad (III. 48)$$

L'expression générale du régulateur (PI) est donnée par la formule suivante :

$$k_p + k_i \frac{1}{s} = \frac{1 + s \cdot T_1}{s \cdot T_2} \quad (III. 49)$$

Nous aboutissons au schéma de la **Figure.III.16**:

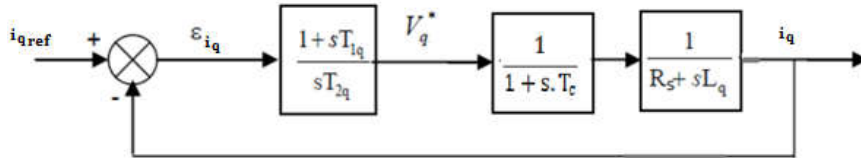


Figure.III.16 : Boucle de régulation du courant i_q .

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) de la **Figure.III.16** est :

$$FTBO = \frac{1 + s \cdot T_{1q}}{s \cdot T_{2q} (1 + s \cdot T_c) (R_s + s \cdot L_q)} \quad (III. 50)$$

$$FTBO = \frac{1 + s \cdot T_{1q}}{s \cdot T_{2q} \cdot R_s (1 + s \cdot T_c) (1 + s \cdot \frac{L_q}{R_s})} \quad (III. 51)$$

En compensant le pôle le plus grand nous aurons :

$$\begin{cases} FTBO = \frac{1}{s \cdot T_{2q} \cdot R_s (1 + s \cdot T_c)} \\ T_{1q} = T_q = \frac{L_q}{R_s} \end{cases} \quad (III. 52)$$

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

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

$$T_{2q} \cdot R_s = 2 \cdot T_c \quad (III. 53)$$

D'où

$$T_{2q} = \frac{2 \cdot T_c}{R_s} \quad (III. 54)$$

Et

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{R_s \cdot T_{1q}}{2 \cdot T_c} \\ k_{iq} = \frac{k_{pq}}{T_{1q}} \end{cases} \quad (III. 55)$$

III.5.2 Régulateur du courant i_d

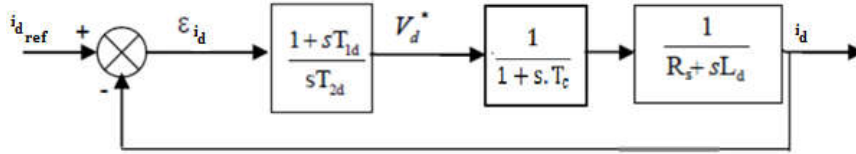


Figure.III.17 : Boucle de régulation du courant i_d .

Pour le calcul des régulateurs du courant i_d , nous suivons la même procédure adoptée pour le calcul des régulateurs du courant i_q . La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la **Figure.III.17** est :

$$FTBO = \frac{1 + s \cdot T_{1d}}{s \cdot T_{2d} (1 + s \cdot T_c) (R_s + s \cdot L_d)} \quad (III. 56)$$

$$FTBO = \frac{1 + s \cdot T_{1d}}{s \cdot T_{2d} \cdot R_s (1 + s \cdot T_c) (1 + s \cdot \frac{L_d}{R_s})} \quad (III. 57)$$

En compensant le pôle le plus grand nous obtenons :

$$\begin{cases} FTBO = \frac{1}{s \cdot T_{2d} \cdot R_s (1 + s \cdot T_c)} \\ T_{1d} = T_d = \frac{L_d}{R_s} \end{cases} \quad (III. 58)$$

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

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

$$T_{2d} \cdot R_s = 2 \cdot T_c \quad (III. 59)$$

d'où

$$T_{2d} = \frac{2 \cdot T_c}{R_s} \quad (\text{III. 60})$$

et

$$\begin{cases} k_{pd} = \frac{R_s \cdot T_{1d}}{2 \cdot T_c} \\ k_{id} = \frac{k_{pd}}{T_{1d}} \end{cases} \quad (\text{III. 61})$$

III.5.3 Régulation de vitesse

Le processus de commande est composé de deux sous-systèmes:

- Sous système de réglage du courant i_q et du couple, où nous négligeons la constante du temps de l'onduleur (T_c) vu qu'elle est très petite devant la constante de temps électrique de l'axe q de la machine (T_q).
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée sur la figure ci-dessous :

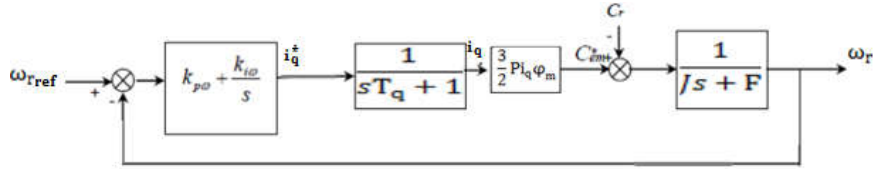


Figure.III.18 : Boucle de régulation de la vitesse.

En simplifiant le schéma bloc de la **Figure.III.18**, nous obtenons :

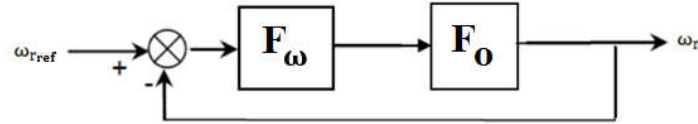


Figure.III.19 : Boucle de régulation de la vitesse.

Tel que :

$F_\omega(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse.

$F_o(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte.

$$F_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (\text{III. 62})$$

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{III. 63})$$

$$F_o(s) = \frac{\frac{3}{2}Pi_q\phi_m}{(Js + F)(sT_q + 1)} = \frac{\frac{3}{2}Pi_q\phi_m}{F(T_ms + 1)(sT_q + 1)} \quad (\text{III. 64})$$

Avec $T_m = \frac{J}{F}$: Constante mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$F_f(s) = \frac{F_o(s)F_\omega(s)}{1 + F_o(s)F_\omega(s)} \quad (\text{III. 65})$$

En remplaçant $\frac{3}{2} p. \varphi_m$ par K:

$$F_f(s) = \frac{K(k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{JT_q s^3 + (J + FT_q)s^2 + (Kk_{p\omega} + F)s + Kk_{i\omega}} \quad (\text{III. 66})$$

En négligeant (JT_q) , (FT_q) devant J, le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(s) = Js^2 + (Kk_{p\omega} + F)s + Kk_{i\omega} \quad (\text{III. 67})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et en prenant : $s_{1,2} = a(-1 \pm j)$ il devient alors :

$$P(s) = s^2 + 2as + 2a^2 \quad (\text{III. 68})$$

Par identification terme à terme entre l'équation (III. 68) et (III. 67) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2Ja - F}{K} \\ k_{i\omega} = \frac{2a^2J}{K} \end{cases} \quad (\text{III. 69})$$

III.6 Simulation

Nous avons procédé à un démarrage similaire à celui des véhicules, d'abord nous démarrons notre machine à vide à une faible vitesse, puis nous chargeons notre machine avec un couple résistif de 15 N.m, et enfin nous appliquons des accélérations et décélérations, et ainsi nous obtenons :

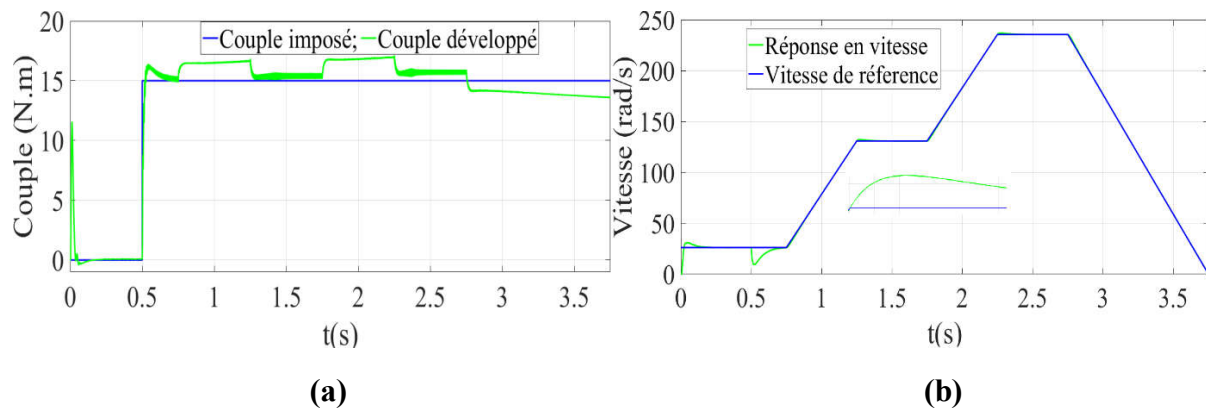


Figure.III.20 :a) Couple imposé et couple développé, b) Vitesse rotorique en fonction du temps.

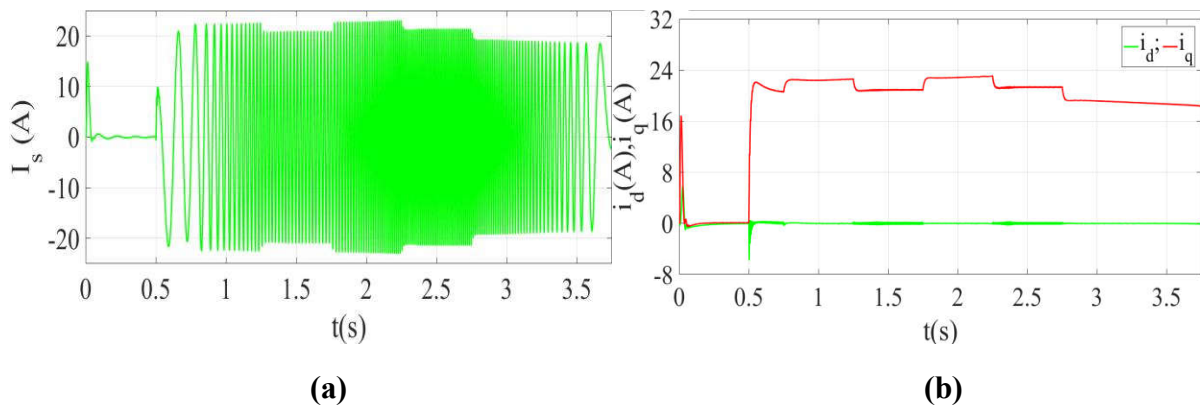


Figure.III.21 : a) Courant statorique, b) Courant d'axe direct i_d et d'axe en quadrature i_q en fonction du temps.

D'après la **Figure.III.20.a** représentant le couple en fonction du temps, nous remarquons au démarrage de la machine un pic de couple important puis diminue rapidement vers de faibles valeurs. Le pic est dû au couple de démarrage qui est nécessaire pour vaincre l'inertie de la machine et les faibles valeurs sont dues à la présence de la force de frottement. Lorsque nous appliquons le couple de charge nous remarquons que la machine génère ce couple avec un certain dépassement qui est dû à l'inertie de la machine. Lors de la phase à vitesse constante, le couple est lui aussi constant. Lors des phases d'accélération, le couple augmente est cela est dû à l'inertie de la machine, cependant durant la décélération, le couple diminue et cela à cause de l'inversion du sens du couple d'inertie. Nous remarquons aussi qu'en augmentant la vitesse, le couple augmente lui aussi, et cela est dû à la force du frottement qui est proportionnelle à celle-ci.

La vitesse rotorique en fonction du temps est représentée sur la **Figure.III.20.b**. A l'instant initial, on démarre la machine à vide. Nous remarquons que la vitesse atteint rapidement la vitesse de consigne avec un faible dépassement. Quand on charge la machine on remarque une brusque diminution de la vitesse puis une ré-stabilisation rapide de celle-ci et cela grâce à la régulation. Lors des changements de phases, on remarque qu'il y'a toujours un léger dépassement de vitesse par rapport à la vitesse de consigne, mais la vitesse suit toujours sa consigne. Ce qui nous permet de valider les performances des régulateurs.

Sur la **Figure.III.21.a** représentant les courants statoriques en fonction du temps, nous remarquons que la valeur de crête du courant prend la même forme que celle du couple. En effet, le couple est proportionnel au courant et c'est pour cela qu'ils ont les mêmes variations. Nous remarquons aussi que la fréquence du courant est proportionnelle à la vitesse de la machine.

La **Figure.III.21.b** représente les courants d'axe direct i_d et d'axe en quadrature i_q en fonction du temps. On remarque que le courant i_d présente des pics dans la phase de démarrage et le moment de charge de la machine. Cependant, il revient à sa consigne et oscille autour de la valeur 0. Nous remarquons que la forme du courant i_q a la même allure que celui du couple, car dans la commande vectorielle le fait de maintenir i_d nul fait que le couple devient proportionnel au courant i_q . Aussi, lors du démarrage et de l'application du couple de charge, ce courant prend des valeurs non proportionnelles au couple. En ces moments, le courant i_d n'est pas nul. La présence d'oscillations dans les courants i_d et i_q et dans le couple sont dû à l'utilisation d'un onduleur MLI.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle de la machine étudiée en utilisant la transformation de Park. Ce modèle nous a permis de passer d'un modèle triphasé à un modèle biphasé simplifié sous forme d'équations d'état pour faciliter son implémentation sur Simulink. Sachant que les véhicules électriques possèdent des batteries comme source d'énergie, nous avons utilisé un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) triangulo-sinusoïdale. Grâce à cette technique et connaissant les tensions maximales nous avons dimensionné la batterie. Les tensions de sortie de l'onduleur étant modulées, nous avons utilisé un filtre passe bas du second ordre pour réduire les harmoniques. Afin de le dimensionner, nous avons déterminé la fréquence de coupure « f_c » et le facteur de qualité « Q » pour générer des tensions de sortie pratiquement sinusoïdales. Cependant, le nombre d'harmoniques faibles génère quelques oscillations du couple. Nous avons appliqué la commande vectorielle à la machine étudiée et nous avons expliqué en détail cette technique de commande et la procédure de calcul des régulateurs. Le système a été simulé en utilisant le logiciel Simulink. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec les régulateurs proposés permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Dans le prochain chapitre, nous proposerons une autre technique de commande plus performante appelée MTPA (Max Torque Per Ampere). Nous expliquerons ses avantages et nous la comparerons avec la commande proposée dans ce chapitre.

Chapitre IV : Commande MTPA de la MSR-AP à paramètres constants

IV. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons appliqué la commande vectorielle. Cependant, en maintenant le courant i_d nul, le couple dû à la saillance, qui est l'avantage des moteurs réticants ne peut être exploité. De plus, le flux du moteur devient excessif pour le couple développé, ce qui entraîne des pertes Joule plus élevées et un mauvais rendement [46]. Pour atteindre de meilleures performances, les chercheurs ont développé la commande à couple maximal par ampère (MTPA). La stratégie de commande MTPA améliore le rendement du moteur par rapport à la commande ($i_d = 0$) et cela en tenant compte du couple réticant [46].

Dans ce chapitre nous présenterons la technique de commande MTPA, son principe, et son avantage par rapport à la commande vectorielle. Enfin, nous utiliserons Simulink pour simuler un même cycle de fonctionnement pour les deux types de commande.

IV.2 Principe de la commande MTPA

Dans la technique de commande MTPA, l'idée est de proposer une combinaison des deux courants i_q et i_d . Cette combinaison en résulte un couple maximal par ampère. Afin de mieux présenter cette méthode, nous montrons par la suite que pour un courant I_{max} constant en changeant la combinaison des courants i_q et i_d , nous pouvons avoir différentes valeurs du couple dont la valeur maximale de celui-ci, ceci est représenté sur la **Figure.IV.2**. Nous commençons par l'équation du couple de la machine:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left(\varphi_m \cdot i_q + i_q \cdot i_d (L_d - L_q) \right) \quad (IV.1)$$

Nous savons que i_q et i_d dépendent de l'angle de charge θ_e et du courant I_{max} tel que:

$$\begin{cases} i_q = I_{max} \cos(\theta_e) \\ i_d = -I_{max} \sin(\theta_e) \end{cases} \quad (IV.2)$$

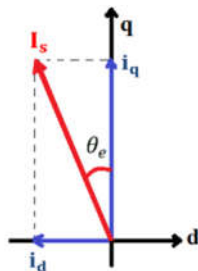


Figure.IV.1 : Représentation des courants i_d et i_q en fonction du courant I_s et de l'angle de charge θ_e .

En remplaçant les équations (IV.2) dans l'équation du couple (IV.1) nous obtenons :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left(\varphi_m \cdot I_{max} \cdot \cos(\theta_e) + I_{max}^2 \cdot (L_q - L_d) \cdot \frac{\sin(2\theta_e)}{2} \right) \quad (IV.3)$$

Le couple est composé de deux parties :

$\frac{3}{2} p \cdot \varphi_m \cdot I_{max} \cdot \cos(\theta_e)$: représente le couple engendré par l'aimant permanent.

$\frac{3}{2} p \cdot I_{\max}^2 \cdot (L_q - L_d) \cdot \frac{\sin(2\theta_e)}{2}$: représente le couple engendré par la saillance.

Nous traçons le couple en fonction de l'angle de charge pour différents courants I_{\max} , et en prenant les paramètres de la machine étudiée:

p	2
L_d	0.04583476 H
L_q	0.06129769 H
Φ_m	0.2454 Wb

Tableau.IV.1 : Les paramètres de la machine étudiée.

Ainsi, nous obtenons la **Figure.IV.2**:

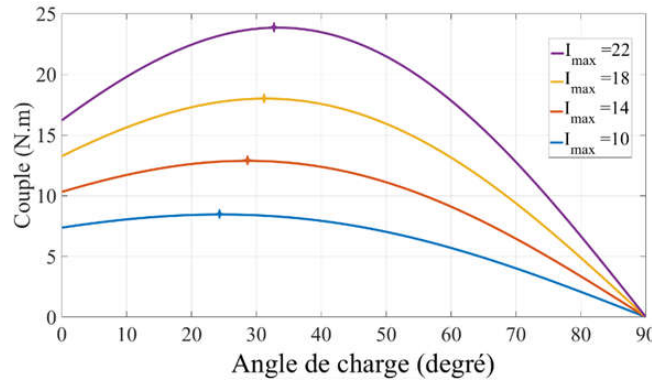


Figure.IV.2 : Couple en fonction de l'angle de charge

Nous avons tracé le couple en fonction de l'angle de charge pour différents courants I_{\max} . Comme nous pouvons le voir, pour chaque courant il existe un angle de charge pour lequel le couple est maximal. Ce point dépend de I_{\max} et de l'angle de charge, et donc cela revient à dire que ce point dépend de la combinaison des deux courants i_q et i_d [46]. Afin de traquer ce point, le rapport $\frac{C_{em}}{I_{\max}}$ doit être maximal. Sachant que le couple dépend des courants d'axe direct i_d et d'axe en quadrature i_q , nous utilisons la formule (IV. 4), (Tang, 1997) [47] :

$$\begin{cases} \frac{\partial(C_{em}/I_{\max})}{\partial i_d} = 0 \\ \frac{\partial(C_{em}/I_{\max})}{\partial i_q} = 0 \end{cases} \quad (IV. 4)$$

Avec

$$I_{\max} = \sqrt{i_q^2 + i_d^2} \quad (IV. 5)$$

En développant l'équation (IV. 4), nous obtenons :

$$\frac{\partial \left(\frac{C_{em}}{I_{\max}} \right)}{\partial i_d} = \frac{(i_q \cdot (L_d - L_q)) \left(\sqrt{i_q^2 + i_d^2} \right) - \left(\frac{\varphi_m \cdot i_q + i_q \cdot i_d \cdot (L_d - L_q)}{2 \cdot i_d \cdot \sqrt{i_q^2 + i_d^2}} \right)}{i_q^2 + i_d^2} = 0 \quad (IV. 6)$$

En simplifiant nous obtenons :

$$i_q \cdot (L_d - L_q) = \frac{\varphi_m \cdot i_q + i_q \cdot i_d \cdot (L_d - L_q)}{(i_q^2 + i_d^2) \cdot 2 \cdot i_d} \quad (IV.7)$$

En développant l'équation (IV.4) nous obtenons :

$$\frac{\partial \left(\frac{C_{em}}{I_{max}} \right)}{\partial i_q} = \frac{(\varphi_m + i_d \cdot (L_d - L_q)) \left(\sqrt{i_q^2 + i_d^2} \right) - \left(\frac{\varphi_m \cdot i_q + i_q \cdot i_d \cdot (L_d - L_q)}{2 \cdot i_d \cdot \sqrt{i_q^2 + i_d^2}} \right)}{i_q^2 + i_d^2} = 0 \quad (IV.8)$$

Et donc en simplifiant nous obtenons :

$$i_d \cdot (\varphi_m + i_d \cdot (L_d - L_q)) = \frac{\varphi_m \cdot i_q + i_q \cdot i_d \cdot (L_d - L_q)}{(i_q^2 + i_d^2) \cdot 2 \cdot i_d} \quad (IV.9)$$

De l'équation (IV.7) et (IV.8), nous obtenons :

$$i_d \cdot (\varphi_m + i_d \cdot (L_d - L_q)) = i_q (L_d - L_q) \quad (IV.10)$$

$$(L_d - L_q) \cdot i_d^2 + \varphi_m \cdot i_d - i_q (L_d - L_q) = 0 \quad (IV.13)$$

Nous avons une équation du second ordre :

$$\Delta = \varphi_m^2 + 4 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot i_q^2 \quad (IV.14)$$

Dont les deux solutions :

$$i_{d1} = \frac{\varphi_m - \sqrt{\varphi_m^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2 \cdot (L_q - L_d)} < 0 \quad (IV.15)$$

$$i_{d2} = \frac{\varphi_m + \sqrt{\varphi_m^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2 \cdot (L_q - L_d)} > 0 \quad (IV.16)$$

Sachant que dans le cas de la machine étudiée, l'inductance L_q est supérieure à L_d , pour avoir un couple de saillance positif, nous devons prendre le courant i_d négatif :

$$i_d = \frac{\varphi_m - \sqrt{\varphi_m^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2 \cdot (L_q - L_d)} \quad (IV.17)$$

En remplaçant l'équation (IV.17) dans l'équation (IV.4), nous obtenons :

$$C_{em} = \frac{3}{4} p i_q \left(\varphi_m + \sqrt{\varphi_m^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2} \right) = f(i_q) \quad (IV.18)$$

Nous pouvons voir dans la formule (IV.18) que nous avons une équation non linéaire liant le couple maximal pour un minimum de courant et le courant i_q . Ce couple est donné par la boucle de régulation de la vitesse. La **Figure.IV.3** représente la courbe de cette équation.

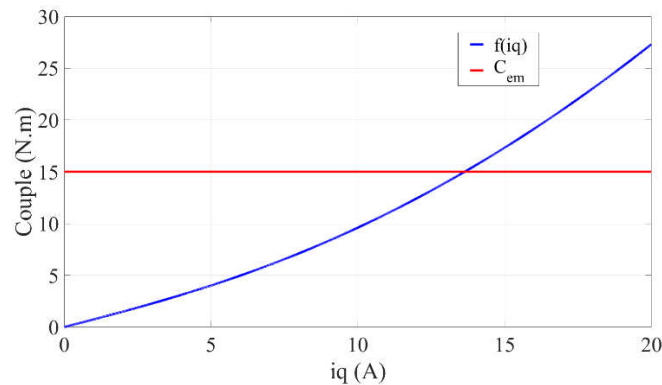


Figure.IV.3 : Couple maximal par Ampère en fonction du courant i_q .

D'après la **Figure.IV.3**, nous pouvons voir que cette fonction est strictement croissante. Pour résoudre cette équation nous utilisons la méthode de dichotomie afin de déterminer la valeur du courant i_q pour différentes valeurs du couple. Et ainsi grâce à cette méthode nous pouvons déterminer le courant i_q et cela pour n'importe quelle valeur du couple de référence. Après avoir déterminé la valeur du courant i_q , nous utilisons l'équation (IV.17) pour déterminer le courant i_d associé. Ainsi nous avons une combinaison de courants de référence i_d et i_q pour laquelle le couple est maximal. La **Figure.IV.4** représente le schéma de bloc de la commande MTPA de la MSR-AP. 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^* .

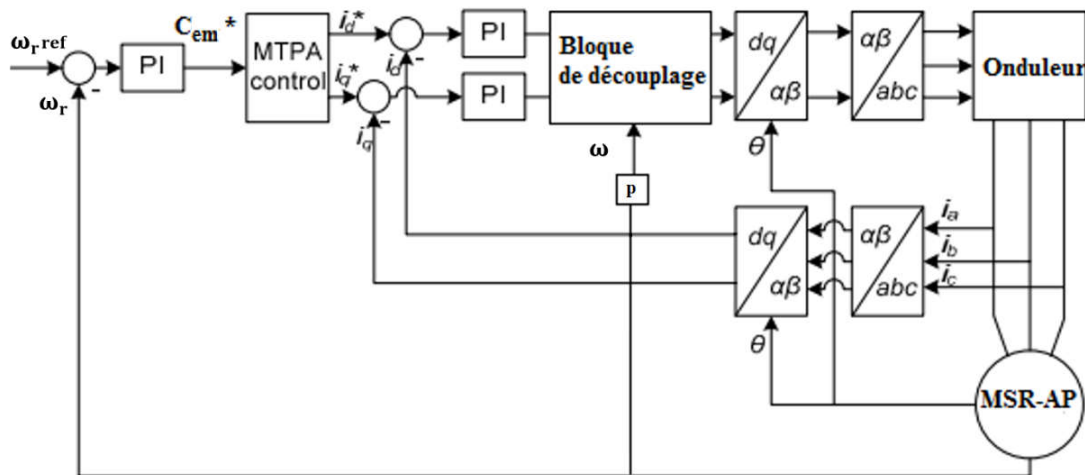


Figure.IV.4 : Schéma globale de la commande MTPA de la MSR-AP.

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

IV.3 Simulation

Les résultats de simulation de la commande MTPA paraissent identiques à ceux de la commande vectorielle ($i_d = 0$). Néanmoins, nous allons donc comparer entre les résultats des deux méthodes de commande (MTPA et $i_d = 0$). Les résultats de simulation ci-dessous ont été obtenus en appliquant la même consigne de couple et de vitesse que celles appliquées dans le chapitre précédent.

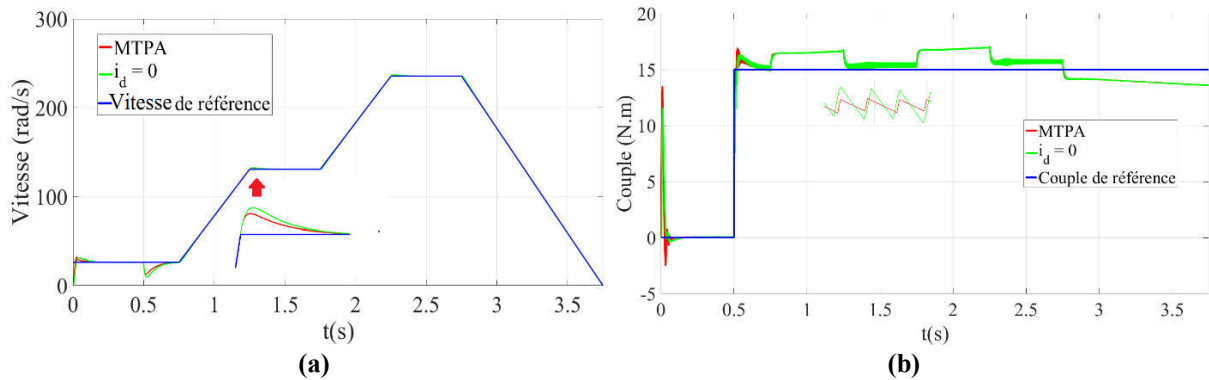


Figure.IV.5 : Vitesse (a) et Couple développé (b) en fonction du temps.

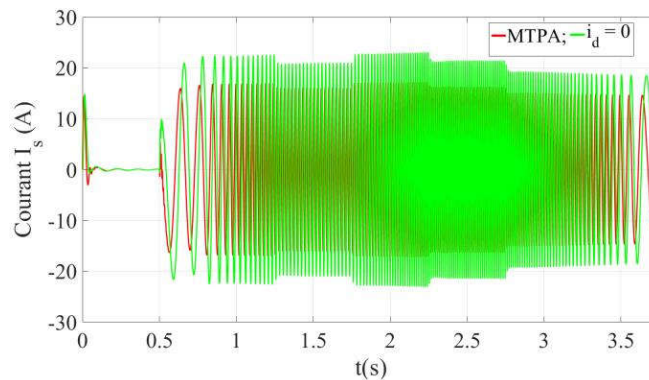


Figure.IV.6 : Courant I_s en fonction du temps.

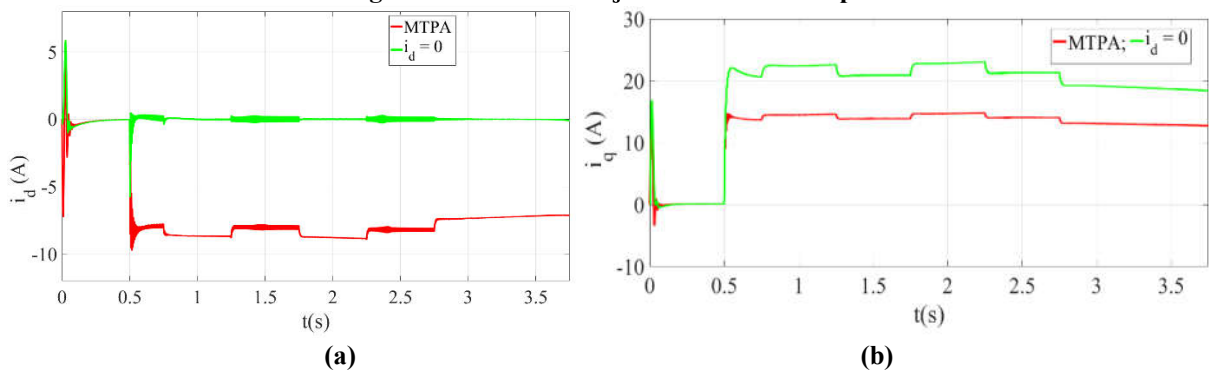


Figure.IV.7 : Courant de l'axe direct i_d (a) et de l'axe en quadrature i_q (b) en fonction du temps.

La **Figure.IV.5.a** montre que la vitesse pour les deux types de commande suit parfaitement la vitesse de référence. Cependant avec la commande MTPA, elle est plus rapide et présente un dépassement plus faible que celle de la commande ($i_d = 0$). Nous remarquons également sur la **Figure.IV.5.b** que les deux méthodes de commande, développent le même couple de sortie, sauf que le couple développé par la commande MTPA au moment du démarrage et au moment de la charge de la machine présente un certain dépassement. Ce qui explique la

rapidité de la commande MTPA par rapport à la commande ($i_d = 0$). Avec la commande ($i_d = 0$), la pulsation du couple pendant les phases d'accélération, de décélération et à vitesse constante est supérieure à celle de la commande MTPA. Cela signifie que le système présente de meilleures performances transitoires et permanentes avec la commande MTPA. En ce qui concerne le courant statorique, comme il est montré sur la **Figure.IV.6**, on remarque que pour le même couple développé, le courant avec la commande MTPA est plus faible que sous la commande ($i_d = 0$), et cela est dû au fait que la commande MTPA génère un couple maximal pour des courants minimaux, ce qui en résulte un meilleur rendement de la MSR-AP.

La **Figure.IV.7.a** représente le courant i_d pour les deux techniques de commande. Nous remarquons des pics du courant i_d lors du démarrage pour les deux types de commande. Cette variation est due au couple de démarrage qui est relativement important. Le même phénomène est constaté lorsque nous appliquons le couple de charge. Aussi, pendant les phases d'accélération et de décélération et pendant la phase à la vitesse constante on remarque que la valeur i_d pour la commande ($i_d = 0$) oscille autour de la valeur nulle et avec la commande MTPA prend une valeur négative et varie proportionnellement au couple. Cela, car dans ce dernier cas le courant i_d participe à la génération du couple.

D'après la **Figure.IV.7.b**, on remarque que le courant i_q avec les deux commandes suit l'allure du couple. Ce qui confirme son appellation par « générateur du couple ». On remarque aussi que la valeur de i_q avec la commande ($i_d = 0$) est supérieure à celle de la commande MTPA, et cela revient au fait que la valeur du courant i_d avec la commande ($i_d = 0$) est maintenue nulle, donc le courant i_q est seul à générer le couple. Cependant avec la commande MTPA, les deux courants i_d et i_q participent à la génération de celui-ci.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la technique de commande MTPA. Nous avons simulé cette commande et nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux de la commande vectorielle. D'après les résultats obtenus, nous avons remarqué que pour un même couple développé, le courant généré avec la commande MTPA est inférieur à celui généré avec la commande vectorielle, et cela revient au fait que la commande MTPA exploite le couple de saillance et génère un couple maximal pour un minimum de courant ce qui en résulte un meilleur rendement. De plus, nous obtenons de meilleures performances transitoires et permanentes avec cette commande.

Dans les applications de traction électrique où on utilise des batteries comme source d'énergie embarquée, la commande MTPA est la plus performante et présente de meilleurs avantages que la commande vectorielle :

- Elle permet de produire un couple maximal pour un minimum de courant, ce qui permet d'avoir un meilleur rendement et donc une meilleure autonomie ;
- Les tensions appliquées à la machine deviennent plus faibles (car la tension dépend du courant), et donc le volume des batteries sera moins important, permettant ainsi de réduire le poids total du véhicule ;
- En appliquant un courant i_d négatif, revient à faire un défluxage de la machine ce qui nous permet d'avoir une plus grande plage de vitesse.

Chapitre V : Commande MTPA de la de la MSR-AP à paramètres variables

V.1 Introduction

La commande MTPA de la MSR-AP élaborée au chapitre précédent a été faite avec des paramètres constants (L_d, L_q) en utilisant un modèle linéaire de la machine. Cependant, les paramètres L_q et L_d varient durant le fonctionnement, par conséquent, le modèle à paramètres constants (Constants parameters model CPM) de la MSR-AP ne peut pas représenter l'état réel de fonctionnement de la machine. Pour cela, il faut opter pour le modèle à paramètres variables (Dynamic parameters model DPM). En effet, la saturation des matériaux magnétiques a pour effet d'influencer l'évolution des grandeurs de la machine, surtout en régime permanent et au cours de certaines perturbations. Elle a aussi pour effet une évolution non linéaire des inductances d'axe en quadrature et d'axe direct lorsque le courant ou l'angle de charge varie (**Figure.II.15, Figure.II.19**). La saturation ne nous permet plus de considérer les valeurs des inductances L_q et L_d comme étant constantes. Nous devons donc adapter le modèle de la machine pour tenir compte de l'effet de la saturation et l'angle de charge pour avoir les vrais paramètres de la machine 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 cet effet [47] :

- Approche 1 : Elle consiste à intégrer le modèle éléments finis de la MSR-AP 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-AP et les intégrer dans Simulink.

Cependant, la première méthode nécessite une quantité substantielle de ressources informatiques et un temps de calcul beaucoup plus long [47] ce qui nous ramène à utiliser la deuxième méthode que nous allons détailler par la suite.

V.2 Approche adoptée

Vu que les inductances d'axe direct et d'axe en quadrature sont influencées par la saturation et la valeur de l'angle de charge, le calcul de ces inductances sera établie en adoptant la méthode du calcul de l'évolution de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge qui est déjà établie dans le chapitre II , et afin d'avoir une précision semblable à celle de l'approche 1, nous varions 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. Cependant, nous ne présenterons que quelques échantillons pour ne pas encombrer l'affichage. Les résultats de simulation sont représentés sur les **Figures.V.1** et **V.2**. Ces figures montrent 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 niveau de la saturation, tel que pour des valeurs de courant faibles où la machine se comporte comme une machine linéaire, L_d et L_q prennent des valeurs pratiquement constantes avec une influence minimale par la variation de l'angle de charge (**Figure.V.1**).

La **Figures.V.2** montre que l'augmentation de la valeur du courant s'accompagne avec la diminution de ces inductances, et cela revient à l'augmentation du niveau de la saturation. En

ce qui concerne l'influence de l'angle de charge sur celles-ci, nous remarquons que L_d a tendance à diminuer pour les valeurs de l'angle de charge proches de 90° . Or, quand l'angle de charge varie de 0 à 90° , la zone saturée de la machine diminue. Cette désaturation de la machine s'accompagne en principe par l'augmentation des inductances de façon marquée notamment suivant l'axe q , tel que l'influence de l'angle de charge sur l'inductance d'axe direct augmente lorsque le courant diminue contrairement à l'inductance d'axe en quadrature (**Figure.V.1**).

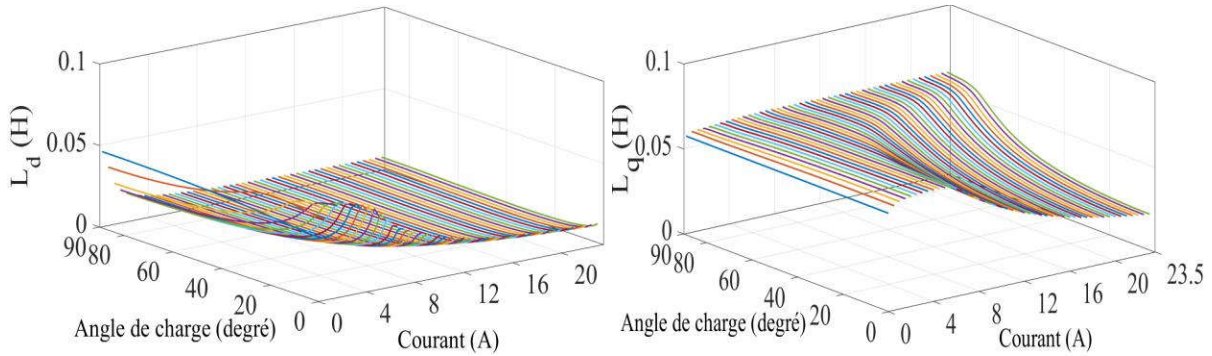


Figure.V.1 : Evolution de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge et du courant d'alimentation.

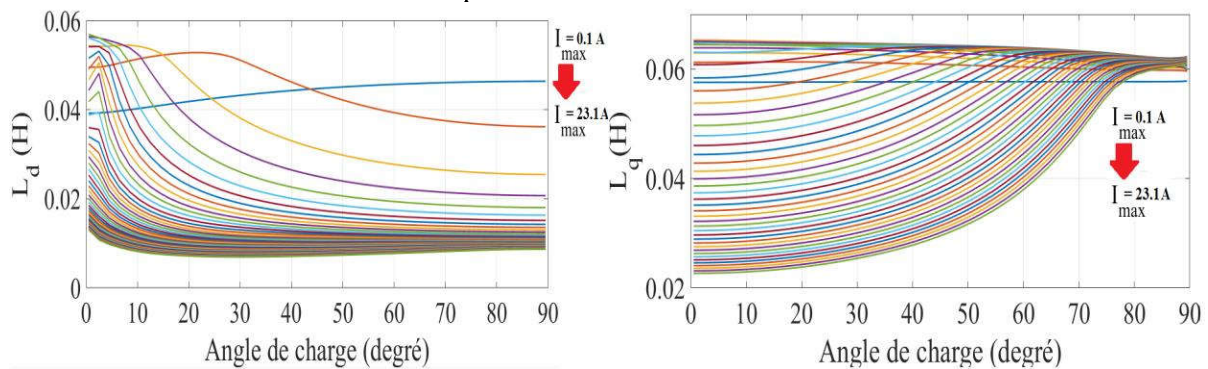


Figure.V.2 : Evolution de L_d et L_q en fonction de l'angle de charge.

Après avoir terminé le calcul, les valeurs de chaque inductance sont rangées sous forme de matrice, tel que les éléments constituant les lignes dépendent de l'angle de charge et les éléments constituant les colonnes dépendent de la valeur du courant d'alimentation I_{max} . Une fois la forme matricielle est obtenue, chaque matrice est stockée dans un outil de stockage des matrices (Lookup table) de Simulink. Les sorties des deux outils Lookup table (L_d , L_q) sont en fonction de leurs entrées et du contenu des tableaux. Ceci est représenté sur la **Figure.V.3**.

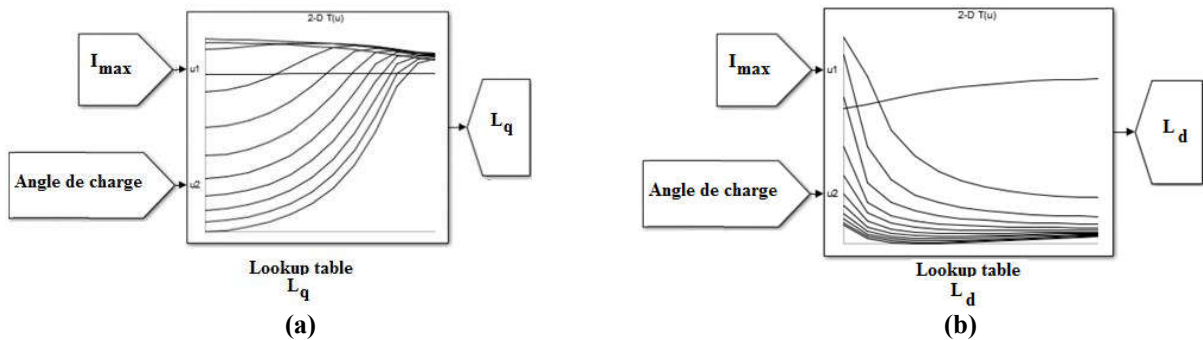


Figure.V.3: Table de correspondance L_q (a) et L_d (b).

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

Les équations et les hypothèses qui régissent le fonctionnement du modèle à paramètres variables (DPM) de la MSR-AP sont les mêmes que celles qui régissent le fonctionnement de la MSR-AP à paramètres constants (chapitre III et IV), 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 ces équations s'écrivent comme suit:

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

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

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

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

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

V.4 Commande de la MSR-AP à paramètres variables (DPM)

Dans cette partie, nous utilisons la technique de commande MTPA, vu qu'elle est la plus adaptée pour la machine étudiée comme montré dans le chapitre IV.

V.4.1 Simulation

Les résultats de simulation de la commande MTPA appliquée à la machine étudiée à paramètres variables seront comparés avec ceux de la commande MTPA à paramètres constants sous les mêmes conditions du couple de charge et vitesse de référence que nous avons déjà établies dans le chapitre III et IV.

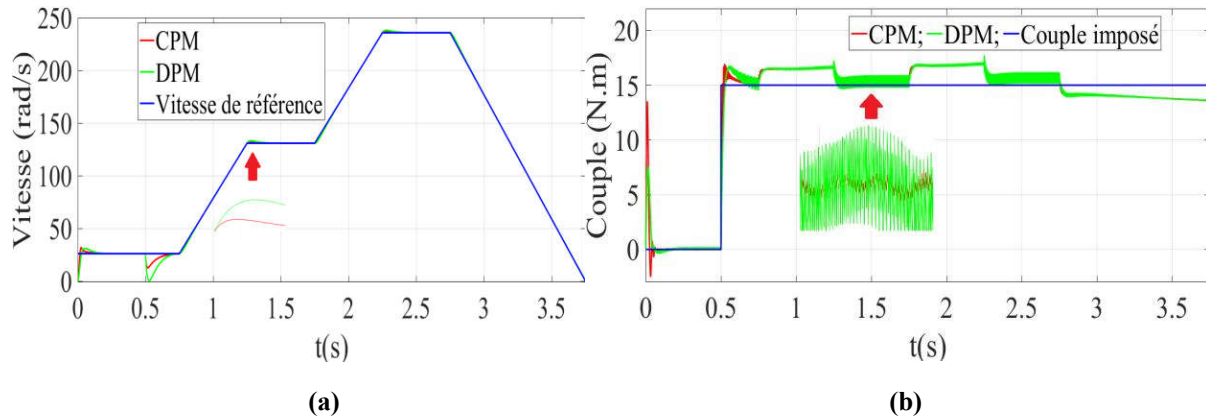


Figure.V.4 : Vitesse rotorique (a) et couple (b) des deux modèles en fonction du temps.

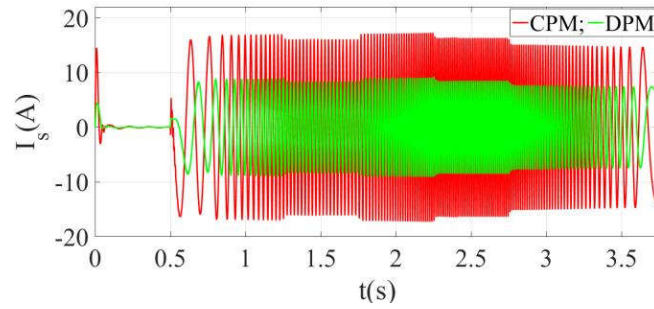


Figure.V.5 : Courant statorique des deux modèles en fonction du temps.

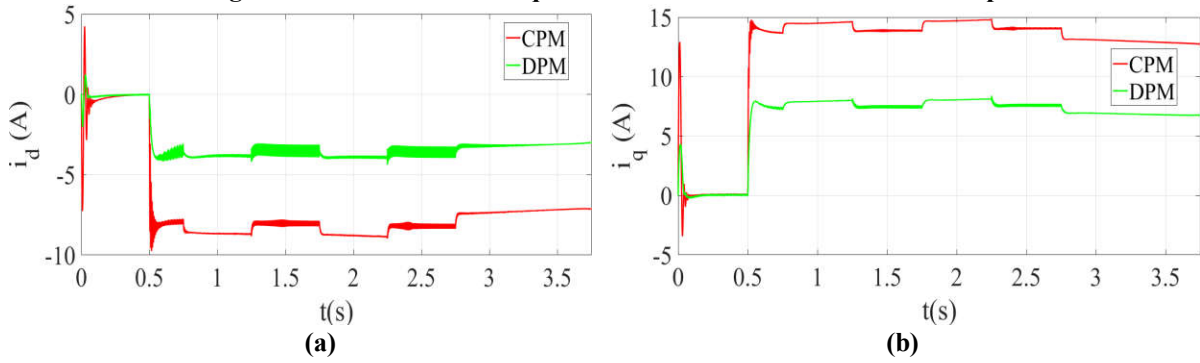


Figure.V.6 : Courant d'axe direct i_d (a) et d'axe en quadrature i_q (b) des deux modèles en fonction du temps.

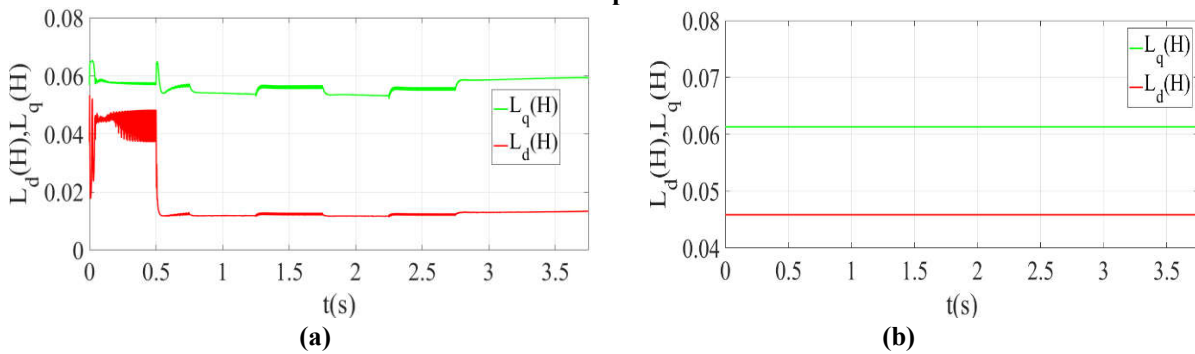


Figure.V.7 : Inductance d'axe direct et d'axe en quadrature du modèle à paramètres variables (a) et du modèle à paramètres constants (b) en fonction du temps.

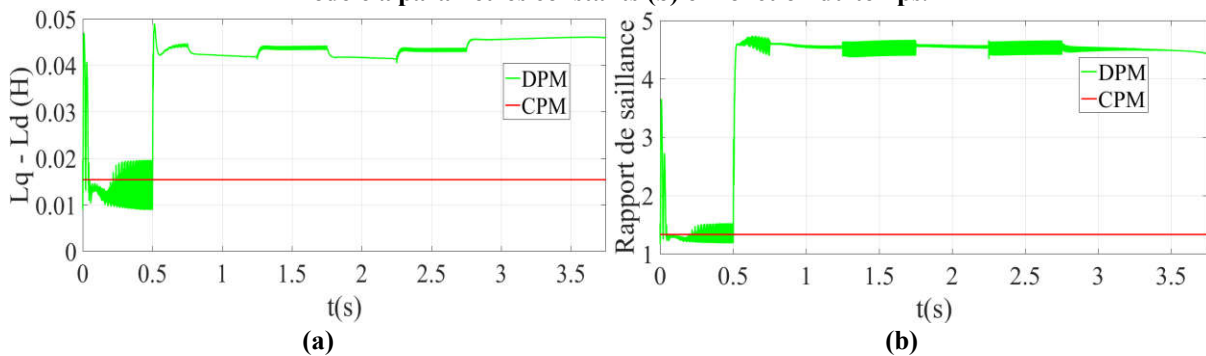


Figure.V.8 : Evolution de $(L_q - L_d)$ (a) et du rapport de saillance (b) des deux modèles en fonction du temps.

La **Figure.V.4.a** montre que la réponse en vitesse des deux modèles suit parfaitement la consigne, sauf que la réponse en vitesse du CPM est plus rapide et a un dépassement et une chute de vitesse minimaux, cela revient au fait que le DPM a une dynamique un peu lente à cause de la variation de ces paramètres. C'est pour cela, nous remarquons à la **Figure.V.4.b** que le couple de démarrage du DPM est inférieur à celui du CPM. Ce qui se reflète sur le

courant statorique (**Figure.V.5**) et les courants d'axe direct et d'axe en quadrature (**Figure V.6**).

En ce qui concerne le courant statorique représenté sur la **Figure. V.5**, nous remarquons que les deux modèles génèrent la même allure du courant, sauf qu'au moment du démarrage et durant la phase du fonctionnement en charge, la valeur du courant du CPM est plus élevée que celle du DPM. Cela revient à la différence de l'apport du couple réductant dans les deux modèles, tel qu'il est plus important dans le cas du DPM vu que les valeurs de $(L_q - L_d)$ ou celles du rapport de saillance sont plus grandes que celles dans le cas du CPM (**Figure.V.8**). C'est pour cela, durant la phase du fonctionnement à vide le courant des deux modèles présente la même valeur vu que les valeurs de $(L_q - L_d)$ ou celles du rapport de saillance sont égales. Sur la **Figure.V.6** représentant l'évolution des courants d'axe direct et d'axe en quadrature, nous remarquons qu'ils présentent plus d'harmoniques dans le cas du DPM. Cela peut être expliqué par le fait que les paramètres L_q et L_d de ce modèle varient durant le fonctionnement.

La **Figure.V.7** représentant l'évolution de L_q et L_d des modèles DPM et CPM en fonction du temps montrent 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 (i_q, i_d et I_s) s'accompagne avec la diminution des valeurs des paramètres et sa diminution s'accompagne avec l'augmentation de leur valeurs. C'est pour cela, pendant la phase du fonctionnement à vide où le courant présente de faibles valeurs, les paramètres des deux modèles sont presque égaux. Nous remarquons aussi que l'amplitude de la pulsation de ces inductances dépend de l'état de fonctionnement de la machine (accélération, décélération et vitesse fixe). Ce qui se reflète sur l'évolution du couple (**Figure.V.4.b**).

V.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande MTPA avec le modèle de la MSR-AP qui tient compte de la saturation. Nous avons choisi l'approche qui nécessite le moins de temps de calcul, de ressources informatiques et sans sacrifice de précision. L'effet de la saturation a été évalué en fonction du courant d'alimentation I_{max} et l'angle de charge θ_e , comme il peut être évalué en fonction de i_d et i_q . Nous avons choisi la méthode basée sur l'évolution des inductances d'axe direct et en quadrature en fonction du courant d'alimentation I_{max} et l'angle de charge θ_e , parce qu'elle est la plus facile à exploiter, et rend l'implémentation du DPM dans Simulink plus simple.

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 dans les deux modèles ce qui se reflète sur la tension. Ce résultat a bien montré l'intérêt d'avoir un rapport de saillance aussi élevé que possible sur les performances de la MSR-AP. Ainsi, si on ne tient pas compte de l'effet de la saturation, le dimensionnement de certains éléments notamment la batterie va être surdimensionnée.

La dynamicité des paramètres du DPM a pour effet d'augmenter les ondulations du couple qui s'ajoutent aux ondulations engendrées par l'onduleur. C'est pour cela que les ondulations dues au DPM sont plus grandes que celles du CPM. D'où l'importance de tenir en compte de la dynamicité des paramètres pour pouvoir dimensionner le système de refroidissement adéquat.

Chapitre VI : Défluxage

VI.1 Introduction

Pour les applications de traction dans les véhicules électriques, il est nécessaire d'avoir une large gamme de vitesse à puissance constante. Cependant, l'utilisation d'un onduleur ne peut pas conduire cette machine à des vitesses élevées du fait que la tension est proportionnelle à la vitesse du moteur. De plus si nous appliquons une tension élevée cela risque de détruire la machine [43]. Une autre méthode permettant d'avoir une plus grande plage de vitesse sans pour autant augmenter la tension est de réduire le flux inducteur, cette méthode est appelée défluxage. Dans ce chapitre, nous expliquerons en détaille cette technique de commande en présentant son principe et son avantage dans les vitesses élevées.

VI.2 Cycle de travail et stratégies de commande des véhicules électriques

Dans cette partie nous présentons les configurations possibles pour les véhicules électriques. Ces configurations sont les cycles possibles de travail de la machine qui dépendent de la vitesse du véhicule et du couple généré par le moteur. Les deux configurations possibles pour les véhicules électriques sont [43], [48]:

1. La configuration typique urbaine caractérisée par une faible vitesse et un fort couple, ce couple est dû au démarrage de la machine, ou d'éventuelle présence de pentes.
2. La configuration d'autoroute, où nous avons de grandes vitesses avec un couple développé relativement faible.

Comme nous pouvons le constater, nous avons deux configurations possibles, une à faible vitesse et à fort couple et une autre à grande vitesse et faible couple. Pour avoir de meilleures performances, nous adoptons une stratégie de commande où nous appliquons la commande **MTPA** dans la région à faible vitesse et à fort couple et la commande « **Défluxage** » dans la région à grande vitesse et faible couple.

Pour ne pas endommager le moteur, il est nécessaire de fixer certaines limites auxquelles nous ne pouvons pas dépasser, ses limites sont dues à certaines contraintes qui sont définies par [48] :

- **Le couple maximale $C_{em\max}$** : Le couple maximal est limité par l'échauffement du moteur en régime permanent, il est directement lié aux valeurs maximales des courants.
- **La vitesse de base $\omega_{r\text{base}}$** : La vitesse de base délimite la limitation de vitesse de la zone où le fonctionnement à couple maximal est possible, cette vitesse représente aussi la puissance maximale P_{\max} , qui dépend aussi de la tension maximale V_{\max} .
- **La tension maximale V_{\max}** : C'est la tension maximale que l'on peut appliquer aux enroulements statoriques (limitation due à la machine ou à l'onduleur).
- **La vitesse maximale $\omega_{r\max}$** : C'est la vitesse maximale que la machine peut atteindre, cette limitation est liée aux problèmes mécaniques.

A partir de ses différentes contraintes nous représentons nos points de fonctionnement limites qui sont indiqués à la **Figure.VI.1** dans le plan puissance en fonction de la vitesse et dans le plan couple en fonction de la vitesse [49]:

- Au démarrage, un couple maximum $C_{em\max}$ constant jusqu'à atteindre la puissance maximale P_{\max} . Dans cette région nous appliquerons la commande « **MTPA** » ;
- P_{\max} et $C_{em\max}$ définissent le point où la vitesse est égale à $\omega_{r\text{base}}$ (vitesse de base);

- Et enfin, une plage de vitesse à puissance maximale P_{\max} jusqu'à atteindre la vitesse maximale $\omega_{r\max}$ sachant que le couple est inversement proportionnel à la vitesse, le couple diminuera dans cette région. Pour cette région nous appliquons la commande « défluxage ».

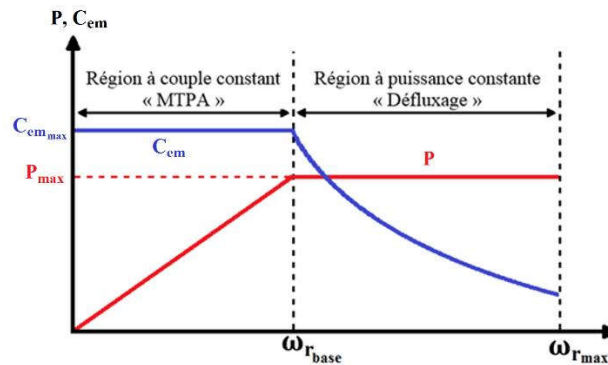


Figure.VI.1 : Stratégie de commande pour les véhicules électriques.

VI.3 Principe du défluxage

Pour obtenir un fonctionnement en survitesse ($\omega_r > \omega_{r\text{base}}$), il est nécessaire de diminuer le flux inducteur. Dans le cas des moteurs synchrones à aimants permanents, ceci n'est pas possible, on peut toutefois diminuer la valeur du flux d'axe direct, en agissant sur la composante i_d de manière à la rendre démagnétisante. Cette méthode peut engendrer des risques de démagnétisation pour les aimants, mais pour la machine étudiée, les aimants sont logés à l'intérieur des barrières. Ceci permet de les protéger et ainsi de minimiser ces risques. En conséquence, le flux d'axe direct résultant est indirectement réduit, et la vitesse du moteur augmente [50]. Dans la catégorie de commande par défluxage, plusieurs stratégies sont utilisées pour ce type de moteur qui dépendent du type d'application à laquelle ce moteur est utilisé. Il existe trois types de commande [50] :

1. Commande à tension constante et puissance constante CVCP ;
2. Commande à courant constant et puissance constante CCCP ;
3. Commande à courant constant et tension constante à couple maximal VCLMT (puissance décroissante).

Ayant une batterie comme source de tension avec une tension limitée nous adopterons la première méthode. Cette méthode ayant une limite de tension et puissance constante s'accorde parfaitement avec le cycle de travail des véhicules électriques.

Avec les équations de tension :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \phi_m \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

Afin de simplifier, nous supposons que $R_s = 0$ et nous supposons être au régime permanent :

$$\begin{cases} V_d = -p\omega_r L_q i_q \\ V_q = p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \phi_m \end{cases} \quad (\text{VI.2})$$

L'équation de tension est donnée par:

$$\bar{V} = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (\text{VI. 3})$$

$$\bar{V} = \sqrt{(p\omega_r L_q i_q)^2 + (p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \varphi_m)^2} \quad (\text{VI. 4})$$

$$\omega_r = \frac{\bar{V}}{p \cdot \sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \varphi_m)^2}} \quad (\text{VI. 5})$$

$$\omega_{r \text{ base}} = \frac{\bar{V}_{\text{max}}}{p \cdot \sqrt{(L_q i_{q \text{ base}})^2 + (L_d i_{d \text{ base}} + \varphi_m)^2}} \quad (\text{VI. 6})$$

Nous avons donc une relation liant la tension maximale et la vitesse de base. Afin de limiter la tension à la tension maximale, nous utilisons les équations (VI.2):

$$V_{d \text{ base}} = V_d = \text{constante} \quad (\text{VI. 7})$$

$$-p \cdot \omega_{r \text{ base}} \cdot L_q \cdot i_{q \text{ base}} = -p\omega_r L_q i_q \quad (\text{VI. 8})$$

Et donc nous obtenons :

$$i_q = \frac{\omega_{r \text{ base}}}{\omega_r} i_{q \text{ base}} \quad (\text{VI. 9})$$

Afin de simplifier cette commande et sa réalisation nous prenons comme simplification :

$$\begin{cases} i_{q \text{ base}} = I_{\text{max}} \\ i_{d \text{ base}} = 0 \end{cases} \quad (\text{VI. 10})$$

Cette simplification a pour but de faciliter cette technique de commande. Le courant de référence I_{max} sera donné par la commande MTPA afin que le couple soit toujours maximal par rapport au courant, ceci altèrera les résultats qu'au début du défluxage car les régulateurs feront en sorte que la commande suive parfaitement la consigne imposée par le bloc du défluxage [49].

Nous avons aussi :

$$V_{q \text{ base}} = V_q = \text{constante} \quad (\text{VI. 11})$$

$$\omega_r L_d i_d + \omega_r \varphi_m = \omega_{r \text{ base}} \varphi_m \quad (\text{VI. 12})$$

Et donc nous obtenons :

$$\begin{cases} i_d = \frac{\omega_{r \text{ base}} \varphi_m}{\omega_r L_d} - \frac{\varphi_m}{L_d} \\ i_q = \frac{\omega_{r \text{ base}}}{\omega_r} I_{\text{max}} \end{cases} \quad (\text{VI. 13})$$

Et ainsi nous obtenons nos courants i_d et i_q en fonction de la vitesse imposée.

Pour réaliser les deux cycles de fonctionnement, nous utilisons l'outil Simulink « switch », quand la tension est inférieure à la tension V_{max} nous appliquons la commande MTPA, et

quand la tension est supérieure à la tension V_{max} nous appliquons le défluxage, ceci est représenté sur la **Figure.VI.1**.

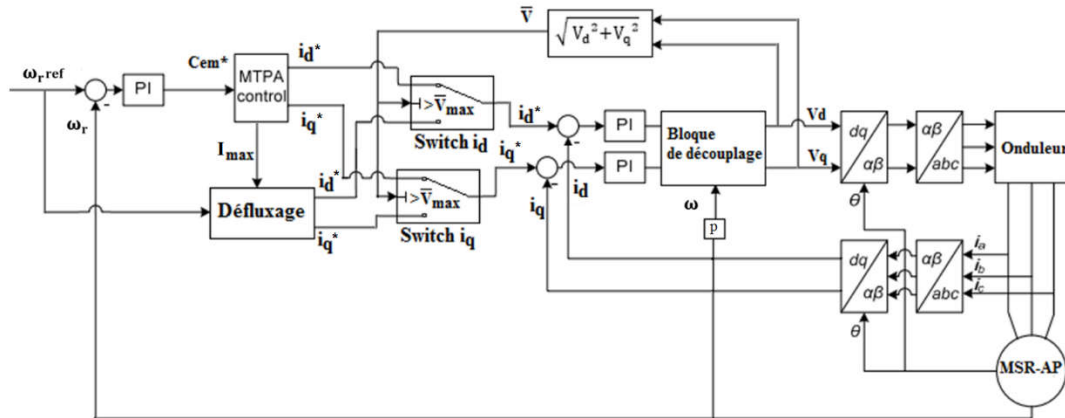


Figure.VI.2 : Représentation du schéma Bloc de la commande MTPA/Défluxage.

VI.4 Simulation

Dans cette partie, pour bien présenter la technique de défluxage, nous appliquons une consigne de vitesse strictement croissance et à vitesse constante. Nous utiliserons le modèle à paramètres variables proposés au chapitre V et cela afin d'avoir des résultats concrets. A titre représentatif, nous prenons une vitesse de base de $\omega_{r,base} = 314$ rad/s, les résultats de simulation pour la commande MTPA ont été expliqué précédemment et nous nous intéressons dans cette partie au défluxage seulement.

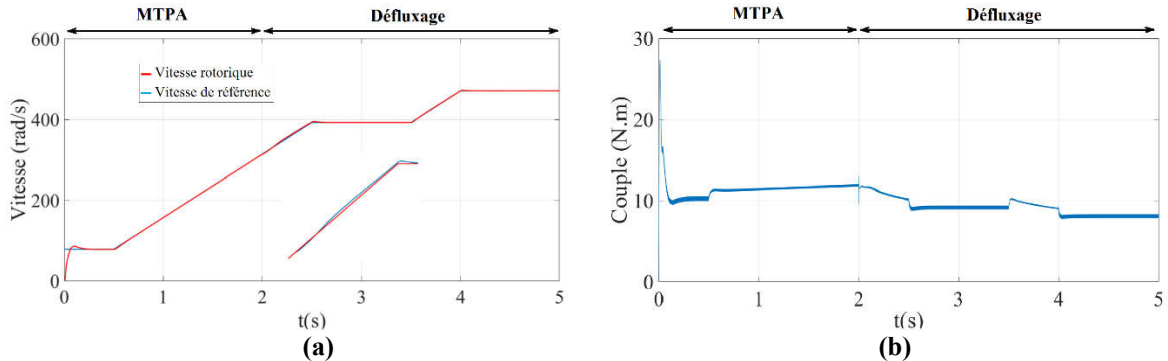


Figure.VI.3 : Vitesse (a) et couple (b) en fonction du temps.

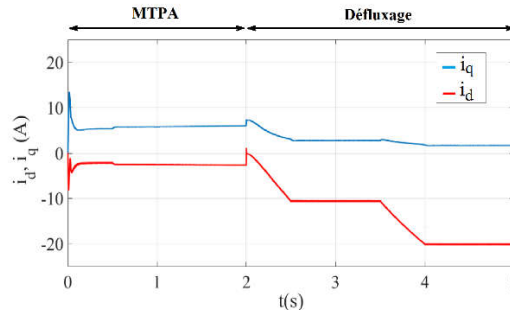


Figure.VI.4 : Courants i_d et i_q en fonction du temps.

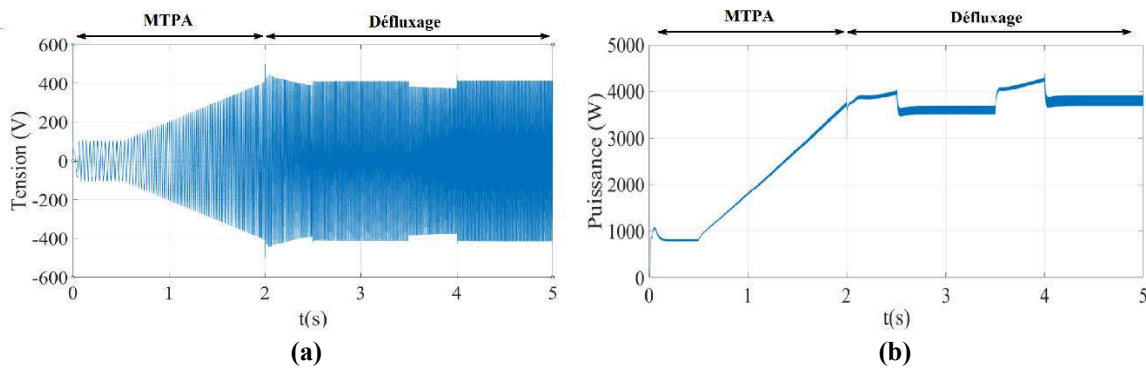


Figure.VI.5 : Tension (a) et Puissance (b) en fonction du temps.

Sur la **Figure.VI.3.a**, nous remarquons que la commande par défluxage intervient quand la vitesse atteint la vitesse de base $\omega_{r_{base}}$. Lors des phases où la vitesse est croissante, la vitesse rotorique oscille légèrement autour de la vitesse de la consigne, cela est dû aux hypothèses simplificatrices utilisées permettant de réaliser cette commande qui sont établis au régime permanent. Lors des phases où la vitesse est constante, la vitesse rotorique suit parfaitement sa consigne. La caractéristique du couple est représentée sur la **Figure.VI.3.b**. Quand la vitesse augmente, le couple diminue progressivement, ceci est logique car au moment du défluxage, la puissance est maintenue constante, donc le couple est inversement proportionnel à la vitesse. Quand la vitesse est constante, le couple est lui aussi constant, mais réduit, cette réduction est due à l'inertie de la machine qui est nulle à ce moment. On remarque aussi une certaine oscillation du couple due à l'utilisation de l'onduleur MLI.

La **Figure.VI.4.a** montre les courants i_d et i_q lors du défluxage. Nous remarquons un pic pour le courant i_q atteignant la valeur de I_{max} et une réduction du courant i_d jusqu'à sa valeur nulle. Ceci est dû aux hypothèses simplificatrices où nous avons maintenu le courant $i_q = I_{max}$ et i_d nulle au début du défluxage. Durant la phase de défluxage où nous augmentons la vitesse, nous remarquons que le courant i_q diminue et le courant i_d augmente, ceci revient au fait que nous maintenons les tensions V_d et V_q constantes comme décrit dans les équations (VI.7) et (VI.11). Et donc le courant i_q sera inversement proportionnel à la vitesse et la valeur moyenne du courant i_d sera proportionnel à celle-ci. Aussi, le courant i_d est négatif, dû au principe du défluxage qui permet de réduire le flux d'axe direct comme expliqué précédemment. La présence d'harmoniques dans les courants est due à l'utilisation d'un onduleur MLI.

D'après la **Figure.VI.5.a**, nous remarquons que dans la phase où nous appliquons la commande MTPA, la tension augmente proportionnellement à la vitesse. Lors du défluxage, la tension reste pratiquement constante et elle est égale à la tension \bar{V}_{max} . Aussi, nous remarquons que lors des phases où la vitesse est croissante, la tension est légèrement inférieure à la tension \bar{V}_{max} . Ceci est dû à nos hypothèses simplificatrices où nous négligeons le régime transitoire. Lors du défluxage, la puissance est pratiquement constante (**Figure.VI.5.b**). La puissance lors de l'accélération est plus grande et cela à cause de l'inertie de la machine. Les phases où la vitesse est constante, la puissance est pratiquement constante et égale à la puissance maximale. Cependant, on remarque une légère augmentation de puissance quand la vitesse est plus grande, ceci est dû à la force du frottement qui est plus important à vitesse élevée (Frottement proportionnel à la vitesse). On remarque aussi une certaine oscillation de la puissance due à l'utilisation de l'onduleur MLI.

VI.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les cycles de travail des véhicules électriques où nous avons vu que le couple développé par la machine doit être important qu'au démarrage, à vitesse élevée le couple n'étant pas important, ceci nous a permis d'appliquer le défluxage. Il existe plusieurs techniques de défluxage, mais nous avons choisi la technique où la tension et la puissance sont constantes car cela s'adapte parfaitement au domaine de la traction électrique.

Après avoir présenté la technique de défluxage, nous avons obtenu des résultats qui concordent parfaitement avec la logique de nos attentes. Cependant, les résultats sont meilleurs en régime permanent et cela est dû aux hypothèses simplificatrices que nous avons adoptées. Grâce à cette technique, nous avons pu avoir une plus grande plage de vitesse et d'améliorer les performances de notre commande.

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons étudié par éléments finis en régime linéaire et saturé les performances électromagnétiques de la machine choisie. Cette dernière doit être utilisée dans la traction électrique. Ainsi, après avoir comparé les différentes machines, la machine retenue est la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents qui génère un couple de saillance.

Parmi les paramètres les plus importants que nous avons déterminé, les inductances d'axes direct et en quadrature en fonction du courant et de l'angle de charge. Ces inductances permettront de définir le modèle de Park de la machine en vue de sa commande. Les analyses réalisées mettent en évidence l'influence des barrières de flux sur les inductances de la machine. En effet, l'inductance d'axe direct est inférieure à celle d'axe en quadrature, et la saturation des matériaux magnétiques permet d'augmenter le rapport de saillance et donc les performances de la MSR-AP. Nous pouvons conclure que les performances de la MSR-AP dépendent de l'état magnétique de ses matériaux. L'ajout des aimants permanents dans les barrières de flux des machines synchro-réductantes permet d'avoir plus de stabilité de fonctionnement, en s'éloignant de l'angle de décrochage 90° . Et comme le couple moyen est non-nul pour un angle de charge égal à 0° , la plage des valeurs d'angles de charge possibles augmente. Cette étude a montré que dans le cas de la machine saturée, les inductances d'axe direct et d'axe en quadrature changent en fonction du courant d'alimentation et l'angle de charge, c'est pour cela le modèle à paramètres variables tient compte de ces deux paramètres. L'épaisseur de l'entrefer optimale établie par [8] montre bien que cette machine est conçue pour fonctionner dans la zone saturée. Quand l'épaisseur de l'entrefer s'approche de cette épaisseur, le rapport de saillance et les performances de la machine s'améliorent. Les formes des barrières adoptées dans notre étude présentent les mêmes performances sauf que la MSR-AP à barrières de flux segmentées présente moins d'harmoniques et d'ondulations du couple que la MSR-AP à barrières de flux circulaires.

L'alimentation de la machine étudiée est assurée par des batteries comme source d'énergie et un onduleur de tension commandé grâce à la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) triangulo-sinusoïdale. Les tensions de sortie de l'onduleur étant modulées, nous avons utilisé un filtre passe bas pour réduire les harmoniques qui provoquent des ondulations de couple et de courants.

Une fois les inductances d'axes direct et en quadrature connues, nous avons établi le modèle de Park de la MSR-AP en vue de sa commande. La première commande proposée est la commande vectorielle ($i_d = 0$). L'étude de la nature de l'application et l'environnement dans lequel le moteur va fonctionner est importante. Pour cela, les simulations sont effectuées suivant le cycle de fonctionnement des véhicules électriques afin d'avoir des résultats concrets. Les résultats obtenus sont satisfaisants, le système était rapide et suivait sa commande. Cependant, cette technique de commande est mal adaptée pour ce type de machine. En maintenant i_d nul, le couple de saillance qui est un avantage n'est pas exploité.

Pour tenir compte de ce dernier, nous avons introduit la commande MTPA (Maximum Torque Per Ampère). La machine étudiée présente deux couples, un produit par l'aimant et l'autre produit par la saillance de la machine. Ces couples dépendent des courants i_d et i_q et ainsi en faisant varier ces courants le couple totale varie. La technique de commande MTPA traque le couple (i_d, i_q) pour lequel nous avons un couple maximal. La comparaison entre la commande

vectorielle et la commande MTPA montre que pour un même couple développé, la technique de commande MTPA utilise moins de courant et présente de meilleures performances transitoires et au régime permanent. De plus, cette commande impose un courant i_d négatif perçu comme un défluxage permettant d'avoir une plus grande plage de vitesse. Il est important de noter que les commandes que nous avons implanté précédemment sont basé sur le modèle linéaire de la machine avec des inductances d'axes direct et en quadrature constantes en fonction du courant et l'angle de charge. Comme nous l'avons déjà précisé, la machine étudiée fonctionne toujours dans la zone de saturation. Ainsi, nous avons introduit la commande MTPA à paramètres variables qui tient compte de la saturation. Le modèle de la machine établit nécessite moins de ressources informatiques, temps de calcul et sans sacrifice de précision. La comparaison entre les résultats du modèle linéaire et saturé a montrée qu'il y' à une grande différence entre la valeur du courant généré dans les deux modèles ce qui se reflète sur la tension. Elle met également en évidence l'intérêt sur les performances de la MSR-AP d'avoir un rapport de saillance aussi grand que possible. Il est donc nécessaire de tenir en compte de l'effet de la saturation pour le dimensionnement adéquat de certains éléments notamment la batterie pour éviter son surdimensionnement. Le modèle à paramètres dynamiques a pour effet d'augmenter les ondulations du couple qui s'ajoutent aux ondulations engendrées par l'onduleur par rapport au modèle à paramètres constants. D'où l'importance de tenir en compte de la variation des paramètres pour bien dimensionner le système de refroidissement.

Pour pouvoir faire fonctionner la machine en survitesse et avoir une plus grande plage de vitesse, nous avons utilisé la technique de défluxage. Cette technique est basée sur le principe de réduction du flux inducteur et la vitesse de la machine augmente sans pour autant augmenter la tension d'alimentation. La batterie comme source d'énergie a une tension limitée. Grâce à cette technique, nous avons pu avoir une meilleure plage de vitesse et ainsi améliorer encore plus le cycle de travail de la MSR-AP. Cependant, les résultats sont meilleurs au régime permanent à cause des hypothèses simplificatrices que nous avons adoptées pour cette technique.

Bibliographie

- [1] D. Benjamin, "Modélisation analytique pour le dimensionnement par optimisation d'une machine dédiée à une chaîne de traction hybride à dominante électrique", Thèse de doctorat, Supélec, 2013.
- [2] W. Zhenwei, "Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique: Co-conception des machines électriques, des convertisseurs de puissance et du réducteur planétaire", Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2012.
- [3] H. Serhoud, "Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2009.
- [4] B. Camill, "Scenarisation D'environnements Virtuels: Vers Un Equilibre Entre Emergence, Controle Et Coherence", Journée des Doctorants, vol. 3, p. 11, 2012.
- [5] K. B. Naouel, "Contribution à la modélisation par la méthode des réseaux de reluctances (MRR) d'une machine à reluctance variable", Thèse de doctorat, University of sciences and technology in Oran, 2015.
- [6] L. VIDO, "Étude d'actionneurs électriques à double excitation destinés au transport: dimensionnement de structures synchrones", Thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2004.
- [7] T. Fabio, "Torque Control in Field Weakening Mode Semester: 9th Semester theme: Design of power electronic converters and systems", Project period: 01.02. 2011 to 31.05. 2011 ECTS: 15.
- [8] G. Pellegrino, "Permanent Magnet Machine Design and Analysis with a Focus to Flux switching PM and PM-assisted Synchronous Reluctance Machines, Part II: PM-assisted Synch Rel Machines", International Conference on Electrical Machines (ICEM 2016), on. IEEE, 2016.
- [9] S. TAHI, "Dimensionnement et Optimisation de Machines Synchro-Réluctantes", Thèse de doctorat en électrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2015.
- [10] B. NEDJAR, "Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation", Thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2011.
- [11] L. CHEDOT, "Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur", Thèse de doctorat. Université de technologie de Compiègne, 2004.
- [12] S. HLIQUI, "Etude d'une machine synchrone à double excitation Contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal", Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [13] <http://www.moteurindustrie.com/brushless/technique.html>.
- [14] 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.
- [15] P. Dany, "Modélisation et optimisation des machines synchro-réluctantes à aimants permanents et de leur électronique", Thèse de doctorat, Supélec 2015.
- [16] I. Bouchareb, "Modélisation et simulation de défauts d'une machine synchrone à réluctance variable", Mémoire de magister, Université de Constantine, 2016.
- [17] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics – User's Manual". Oct. 2010.
- [18] B. Vaseghi, "Contribution A L'étude Des Machines Electriques En Présence De Défaut Entre-Spires : Modélisation Réduction du courant de défaut", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2009.

- [19] H. Tiegna, "Contribution à la modélisation analytique des machines synchrones à aimants permanents, à flux axial, à entraînement direct en vue de leur dimensionnement: application aux éoliennes", Thèse de doctorat, Le Havre, 2013.
- [20] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics--Version 4.0 User's Manual", 2006.
- [21] <http://sourceforge.net/projects/syr-e/>.
- [22] http://www.indel.etfbl.net/2014/INDEL_2014_Paper_21.
- [23] N. Bianchi, "Electrical machine analysis using finite elements". CRC press, 2005.
- [24] P. Silvester, "Finite Elements for Electrical Engineers", Cambridge University Press, 1990.
- [25] D. Zarko, D. Ban et R. Klarić, "Finite element approach to calculation of parameters of an interior permanent magnet motor", Industry Applications, IEEE Transactions on vol. 46, no 3-4, p. 113-122, 2006.
- [26] D. Wentzloff, "Experimental Characterization of an Integrated Starter/Generator", Mémoire de magister, Massachusetts Institute of Technology (MIT),USA, August 2002.
- [27] 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.
- [28] L. GASC, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile. Approches par la structure et par la commande", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [29] <http://dirac.epucfe.eu/projets/wakka.php?wiki=P10AB04index>.
- [30] T. A. Lipo, T.J.E. Miller, A. Vagati, I. Boldea, L. Malesani et T. Fukao, "Synchronous reluctance drives", Tutorial presented at IEEE-IAS Annual Meeting, Denver, CO, Oct. 1994.
- [31] T.J.E. Miller, A. Hutton, C. Cossar, et D.A. Staton, "Design of a synchronous reluctance motor drive", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 27Page(s):741 – 749,Issue 4, July Aug. 1991.
- [32] D.A. Staton,T.J.E. Miller et S.E. Wood, "Maximizing the saliency ratio of the synchronous reluctance motor", Electric Power Applications, IEE Proceedings B [see also IEE Proceedings-Electric Power Applications],Volume 140,Page(s):249 – 259. , Issue 4, July 1993.
- [33] 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.
- [34] J. Lesenne, F. Notelet, G. Segulier, "Introduction à l'Electrotechnique approfondie", Technique et Documentation, Paris, 1981.
- [35] K. Abdelmounaim et B. Ammar, "Détection De Défaut Statorique Par Suivi Paramétrique D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents", Mémoire de Master, Université d'Ouargla , 09/06/2014.
- [36] F. Benchabane, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Mémoire de magister, Université Mohamed Khider de Biskra, 2005.
- [37] G. O. Cimuca, "Système inertielle des stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure D'arts et Métiers Centre de Lille, France, 2005.

- [38] M. Larbani, "Etude De Regimes Dynamiques Du Moteur Asynchrone Triphase En Regime Sature. Application Au Court-Circuit Et Au Declenchement", Mémoire de Magister, ENP Alger ,09/06/1998.
- [39] 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.
- [40] <http://docplayer.fr/167618-Filtres-passe-bas-on-utilise-les-filtres-passe-bas-pour-reduire-l-amplitude-des-composantes-de-frequence-superieures-a-la-celle-de-la-coupe.html>
- [41] <http://robert.cireddu.free.fr/SI/PWM-ML>.
- [42] M.T. Achour, "Etude Et Commande D'un Onduleur Triphasé A Structure Z-Source : Application Aux Systèmes Multi-Sources", Mémoire de magister Ecole Militaire Polytechnique, 28/02/2016.
- [43] R. Krishnan, "Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives", CRC, 2010.
- [44] A. Boudjema, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP", Mémoire de master, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [45] N. Bessous, "Contribution Au Diagnostic Des Machines Asynchrones", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, 2007.
- [46] Najjar-Khodabakhsh, Abbas et Soltani, Jafar, "MTPA control of mechanical sensorless IPMSM based on adaptive nonlinear control", ISA transactions, 2016, vol. 61, p. 348-356.
- [47] 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.
- [48] G. Sturtzer et E. Smigiel, "Modélisation et commande des moteurs triphasés: commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP: électrotechnique", Ellipses, 2000.
- [49] B. Dagusé, P. Dessante et P. Vidal, "Optimization and comparison of optimal saliency permanent magnet synchronous machines for electric vehicle application", Journal of Supelec University, vol. 40, p. 50, 2012.
- [50] M.Li, "Flux-Weakening Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on Z-Source Inverters", Mémoire de master, Marquette University, 2009.

