

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



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Machines Électriques

Présenté par

GHANIA Nacer et GUERFI Hocine et BEN AMOR Abdallah

Thème

**Commande sans capteur de la machine synchrone
à reluctance variable**

Soutenu le 24/09/2020. Devant le jury composé de :

Mr. BABA ARBI Idriss

Maitre de conférences Président

Mr. SARHOUD Hicham

Maitre de conférences Rapporteur

Mr. ALLAL Abderrahim

Maitre de conférences Examineur

Année Universitaire 2019/2020

ملخص :

الهدف من هذه المذكرة هو تطوير مقدر السرعة للتحكم بدون مستشعر السرعة الميكانيكي لآلة المتزامنة ذات ممانعة متغيرة على أساس تقنية MRAS. تتمثل هذه التقنية في التحكم في هذا المحرك دون استخدام المستشعر مما يمنح المحرك مرونة كبيرة في الاستخدام.

كلمات مفتاحية : تحكم بدون حساس ، ماكينة متزامنة ذات ممانعة متغيرة ، تحكم شعاعي

Abstract:

The objective of this these is to develop an observer for the speed control of the synchronous reluctance machine without mechanical speed sensor based on the MRAS technique. This technique consists of controlling this motor without the speed sensor, which gives us robust control and great flexibility of use.

Key Words : Sensorless control, Synchronous Reluctance Motor, vector control

Résumé :

L'objectif présenté dans ce mémoire consiste à développer un observateur pour la commande sans capteur de position mécanique de la machine synchrone à réluctance variable base sur la technique MRAS. Cette technique consiste à commander ce moteur sans l'utilisation de capteurs de la position et/ou de la vitesse, ce qui nous assure un contrôle robuste et une grande souplesse d'utilisation.

Mots Clés : Commande sans capteur, Machine synchrone à réluctance variable, commande vectorielle

Dédicace :

nous dédions ce modeste travail :

À nos très chers parents qui nous ont soutenu durant toute la durée de notre études.

À nos très chères sœurs et à nos grande famille.

À tous nos amis.

Nous dédions également notre travail à notre professeurs consultant ainsi qu'à nos

professeurs qui n'ont pas hésité a nous transmettre leur savoir et à être présents

pour nous à tout moment.

Nacer *Hocine *Abdallah

REMERCIEMENTS:

Tout d'abord, je remercie dieu -ALLAH- de tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur

Dr : SARHOUD Hicham, Docteur à L'Université Echahid Hamma Lakhdar

d'El Oued, pour avoir dirigé ce travail.

Mes sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour

l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé

à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

En fin je remercie tout particulièrement mes parents, pour leur soutien inconditionnel

tout au long de ces longues années d'études.

LISTE DES FIGURES:

Chapitre I: généralités sur la machine synchrone à réluctance variable

Figure. I.1	: Structure d'une MSR	5
Figure. I.2	: Stator de la MSR	5
Figure. I.3	: Rotor simple de la MSR	6
Figure. I.4	: Rotor avec barrières de flux	7
Figure. I.5	: Rotor axialement laminé	7
Figure. I.6	: Assistance par aimants d'une machine synchro-réluctance configuration à quatre pôles	8
Figure. I.7	: Rotor d'une machine à réluctance variable supraconductrice	9
Figure. I.8	: Position du courant statorique dans le repère (d-q)	10
Figure. I.9	: Facteur de puissance en fonction du rapport de saillance	11

Chapitre II: command vectorielle de la MSR

Figure. II.1	: Représentation fonctionnelle de la MSR	15
Figure. II.2	: Bloc de compensation	17
Figure. II.3	: Régulation de courant i_d	17
Figure. II.4	: Régulateur du courant i_q	18
Figure. II.5	: Régulation de la vitesse	19
Figure. II.6	: Bloc défluxage	19
Figure. II.7	: Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone	20
Figure. II.8	: Principe de technique MLI triangle-sinusoidale	22
Figure. II.9	: Simulation de la MSR	23
Figure. II.10	: Résultat simulation de la commande vectorielle d'une MSR alimenté en tension (charge)	25

Chapitre III: commande vectorielle sans capteur de la MSR_V

Figure. III.1:	Principe d'un observateur.....	30
Figure. III.2:	Commande vectorielle son capteur de la MSR _V par filtre kalman étendu..	31
Figure. III.3:	Principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.....	32
Figure. III.4:	Estimation de la vitesse MSR _V appliquée sur MSR _V	34
Figure. III.5:	Résultat simulation de la commande vectorielle avec estimation de la vitesse par l'observateur MSR _V	36

Table des principaux symboles:

Indices :

a, b, c	axes a, b et c du repère triphasé
d, q	axes d et q du repère diphasé tournant lié au rotor
k_d, k_q	axes k_d et k_q liés aux circuits amortisseurs
r	référence, sortie de régulateur
ref	référence

Paramètres :

R_s	résistance statorique
L	inductance statorique
C_e	couple électromagnétique estimé
C_r	couple résistant ou charge
p	nombre de paires de pôles
J	moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge
T	période d'échantillonnage
I_d, I_q de Park	composantes du courant statorique représentées dans le référentiel tournant
L_d, L_q Park	composantes direct et en quadrature de l'inductance dans le modèle de Park
τ	constante de temps
τ_e	constante de temps électrique du système bouclé
V_{sd}, V_{sq}	tension de stator et rotor
Re	régulateur
K, τ_i	coefficients des régulateurs PI
K_p, K_i	coefficients des régulateurs PI
ε	rapport de l'échelle de temps lente sur l'échelle de temps rapide
Fd	fonction de transfert
A	estimation de la vitesse du rotor
ζ	paramètres de la commande sans capteur

Variables :

t	échelle de temps
i	courant statorique
v	tension statorique
e	force électromotrice (f.e.m.)
Ω	vitesse angulaire du rotor
θ	position du rotor
ω	pulsation électrique
I_s	module du courant statorique
x, z	vecteur d'état
φ	écart (erreur) de position ($\varphi = \vartheta - \theta$)

Notations:

MRV	Machine à réluctance variable
MSRV	Machine synchrone à réluctance variable
fmm	Force magnétomotrice
GTO	Gate Torun-off thyristor
MLI	Modélisation par largeur d'impulsion
PWA	Pulse width modulation
MSAP	Moteur synchrone à amiante permanent
PI	Proportionnelle Intégrale

Table des matières

Table des Matières:

INTRODUCTION GENERALE	01
<u>CHAPITRE I</u> : GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE	
I.1. Introduction	03
I.2. Conversion électromécanique	03
I.2.1. Généralité.	03
I.2.2. Propriétés générales de la conversion électromécanique.....	04
I.2.3. Caractéristique de la conversion électromécanique.....	04
I.3. Généralité sur la machine synchrone à reluctance variable.....	04
I.4. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à reluctance variable	05
I.5. Les différents structures du rotor d'une machine synchrone reluctance	06
I.5.1. Rotor simple	06
I.5.2. Rotor avec barrières de flux	06
I.5.3. Rotor axialement laminé	07
I.5.4. Assistance par aimants	08
I.5.5. Utilisation de supraconducteurs comme isolants magnétiques.....	08
I.6. Influence de paramètre (L_d/L_q) sur les performances de la machine	09
I.7. Avantages de la MSR.V	12
I.8. Conclusion	13

CHAPITRE II : *COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSRV*

II.1. Introduction	14
II.2. Historique	14
II.3. Modélisation mathématique de la MSRV	15
II.4. Principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	15
II.5. Structure de commande de la machine alimentée en tension	16
II.5.1. Découplage par compensation	16
II.5.2. Calcul des régulateurs	17
II.5.2.1. Régulateur du courant i_d	17
II.5.2.2. Régulateur du courant i_q	18
II.5.2.3. Régulateur de vitesse	18
II.5.3. Bloc de défluxage	19
II.6. Ondulation de tension	20
II.6.1. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveau	20
II.6.2. Différents méthodes de contrôle d'un onduleur de tension.....	21
II.6.3. Commande de l'ondulations par modulation sinus-triangle	22
II.7. Résultats de simulation	23
II.8. Conclusion	26

**CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE
LA MSRV**

III.1. Introduction	27
III.2. Commande sans capteur de position	28
III.3. Les différents méthodes d'estimation de la vitesse mécanique	28
III.3.1. Estimation de la vitesse avec modèle de la machine	28
III.3.2. Estimation de la vitesse sans modèle de la machine	28
III.3.3. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine	29
III.3.4. Estimation basée sur l'intelligence artificielle	29
III.4. Principe d'un observateur	29
III.5. Filtre de KALMAN	30
III.6. Principe de la technique MRAS	31
III.7. Equations de la technique MRAS	32
III.8. Résultats de simulation	34
III.9. Conclusion	36

Conclusion générale et perspective	38
BIBLIOGRAPHIE	39
ANNEXES	41

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les moteurs électriques représentent, de plus en plus, la charge électrique la plus importante car ils sont utilisés dans tous les secteurs et ont un grand domaine d'application.

La plupart de l'énergie électrique est consommée par des moteurs synchrones ou asynchrones classiques mais aussi de nouveaux types de moteurs émergent dans l'industrie comme les moteurs synchrones à aimant permanent et les moteurs à réluctance variable.

La simple structure et la robustesse des machines synchrones à réluctance variable leur a permis d'entrer dans les entraînements à vitesse variable. Leur rotor peut supporter des vitesses très grandes et des couples très importants. La performance de ces machines est améliorée par l'augmentation de l'anisotropie de leur rotor. Ainsi, elles possèdent des performances comparables à celles des machines synchrones à aimants permanents.

Les moteurs synchrones à réluctance variable (MSRV) étaient le centre de beaucoup de recherche pendant les dernières trois décennies. Une étude comparative entre les différentes machines alternatives de faible puissance a montré que cette machine présente un couple massique compris entre celui d'une machine asynchrone et celui d'une machine à aimants. De plus, la commande sans capteur de vitesse est plus simple à réaliser que celle d'une machine asynchrone à cause de sa saillance inhérente.

Notre travail consiste l'étude de la commande vectorielle de la machine synchrone à réluctance variable alimentée en tension avec estimation de la vitesse par la technique du système adaptatif du modèle de référence (MRAS).

Ce mémoire est organisé, fondamentalement, en trois chapitres, comme suit:

Dans le premier chapitre, nous allons faire un bref aperçu sur l'histoire du développement de cette machine. Le concept de la conversion de l'énergie, dans les convertisseurs électromagnétiques, sera aussi abordé. Par la suite, nous allons appliquer ce concept à la MSRV où nous allons mettre en équations la machine. Nous établirons l'équation reliant le couple électromagnétique aux différents paramètres électriques, magnétiques et géométriques de la machine.

Le deuxième chapitre traite la modélisation de la MSRV en régime linéaire, Nous rappellerons ensuite la modélisation de l'onduleur de tension et la technique de modulation de

largeur d'impulsion utilisée pour piloter un onduleur de tension ,enfin on termine par sa simulation.

Le troisième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle sans capteurs de la machine synchrone à réluctance variable. Cette structure permet commandé sans capteur de vitesse pour pousser encore les performances de la machine.

Dans le dernier chapitre, nous abordons de façon détaillée la stratégie de l'estimation et d'observation de type MRAS. Avec une validation par simulation de la commande vectorielle sans capteur de la MSR.V.

Enfin ce travail se terminera sur une conclusion générale et des perspectives pour la continuité de ce travail.

Chapitre I

*GENERALITES SUR LA
MACHINE SYNCHRONNE A
RELUCTANCE VARIABLE*

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE

I.1 INTRODUCTION

Les machines classiques à courant alternatif (synchrone et asynchrone) fonctionnent principalement sur l'interaction de deux champs tournants. La théorie relative de leur étude est négligée, au moins dans une première approximation, l'effet de denture. Dans le cas des machines synchrones à réluctance variable (MSRV), la saillance due à la présence de dentures est la base même de leur fonctionnement.

La conception d'une MSRV repose donc sur un développement théorique plus approfondi. Ce dernier, basé sur le calcul de l'énergie magnétique dans sa structure, permettra de déterminer les paramètres et les performances de cette machine.

Cette conception doit être faite par l'analyse magnétique et par l'emploi de méthodes numériques.

I.2 CONVERSION ELECTROMECHANIQUE

I.2.1 Généralités

L'énergie électrique est une forme secondaire d'énergie qui ne présente que fort peu d'utilisation directe. En revanche, elle est une forme intermédiaire très intéressante par sa facilité de transport, sa souplesse et ses possibilités de conversion. Parmi toutes les possibilités de transformation, la forme électromécanique joue un rôle particulièrement important. Il faut savoir que 95% de la production d'énergie électrique résulte d'une conversion mécanique – électrique.

La conversion électromécanique joue un rôle important dans les domaines aussi variés que la traction électrique (transports publics, voitures électriques et hybrides), les machines outils utilisés aussi bien pour les machines d'emballages, la production alimentaire, la microélectronique, ..., ou encore la domotique.

I.2.2 Propriétés générales de la conversion électromécanique

La conversion électromécanique telle qu'elle sera vue dans ce mémoire, présente les caractères communs suivants :

- ✓ recherche d'un rendement énergétique élevé.
- ✓ systèmes réversibles, c'est-à-dire capables de convertir aussi bien l'énergie électrique en énergie mécanique que le contraire.
- ✓ la fiabilité et la durée de vie.

I.2.3 Caractéristiques de la conversion électromécanique

L'étude de la conversion électromécanique est basée sur le principe de conservation de l'énergie. Celui-ci fait appel à une forme intermédiaire d'énergie, il s'agit de l'énergie électromagnétique ou de sa forme homologue, la coénergie magnétique. La force ou le couple électromécanique résulte de trois formes possibles d'interactions :

- l'interaction entre deux courants.
- l'interaction entre un courant et un circuit ferromagnétique.
- l'interaction entre un aimant et un courant ou un circuit ferromagnétique.

I.3 GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE

La machine synchro-réluctance est structurellement une machine synchrone à pôles saillants dépourvue d'excitation. Son stator est identique à celui des machines à courant alternatif ordinaires. Le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance. La conversion d'énergie dans la machine s'effectue par variation des inductances propres et mutuelles de ses enroulements de phases due à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre les axes direct (de réluctance minimale) et en quadrature (de réluctance maximale). Il s'agit bien d'une machine à réluctance variable et plus précisément d'une machine à réluctance pure polyphasée à stator lisse avec une alimentation sinusoïdale. Comme la machine tourne au synchronisme avec son alimentation et comme elle fonctionne par variation de réluctance, nous avons choisi l'appellation « machine synchro-réluctance » (*Synchronous Reluctance Motors*).

Le rotor d'une machine synchrone à réluctance variable ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation ; le couple est créé grâce à l'effet de réluctance. Il est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d/L_q) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance : plus ce rapport est élevé, plus le

facteur de puissance l'est l'obtention d'un rapport (L_d/L_q) élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication qui se répercutent négativement sur le coût[1].

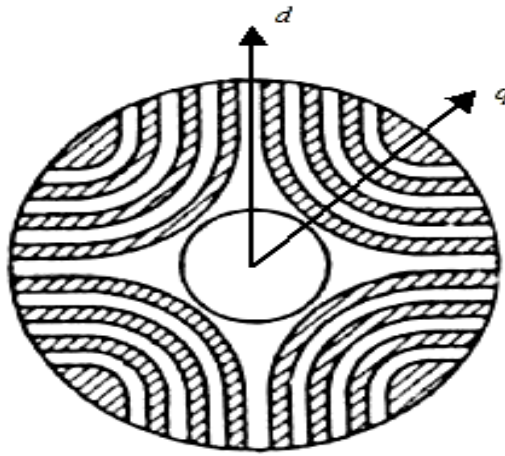


Figure. I.1. Structure d'une MSR.

I.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE

Le stator de la machine synchrone à réluctance variable est bobiné de la même façon que celui des machines synchrones ordinaires. Il s'agit d'un bobinage triphasé avec p pair de pôles alimenté par un système triphasé équilibré de courants de pulsation ω . Le bobinage triphasé crée alors une force magnéto-motrice (f.m.m) tournante avec une vitesse angulaire de $\frac{\omega}{P}$. Son rotor est saillant : il présente une « dissymétrie » entre l'axe direct et l'axe en quadrature. Le rotor se positionne par rapport à la f.m.m tournante de manière à ce que la réluctance traversée par le flux d'induction magnétique dans l'entrefer soit la plus petite que lui permet la charge qu'il entraîne. En tournant, la force magnétomotrice entraîne ainsi le rotor à la même vitesse $\frac{\omega}{P}$.

L'angle entre le maximum de la force magnétomotrice et l'axe d du rotor est appelé « angle de charge » [1].

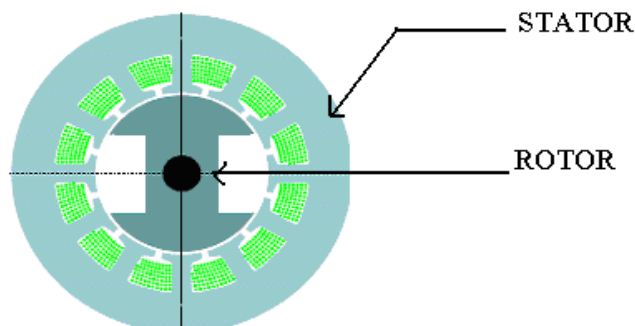


Figure .I. 2. Stator et rotor de la MSR.

I.5 LES DIFFERENTES STRUCTURES DU ROTOR D'UNE MACHINE SYNCHRO-RELUCTANTE

On distingue actuellement cinq principales structures du rotor de machine synchrone a réluctance variable, simple, avec barrières de flux et axialement laminée, assistance par aimants et supraconductrice.

1.5.1 Rotor simple

Si le point de départ dans le développement de modèles de rotor ce dernier a été sous formé d'un empilement de tôles électromagnétiques.

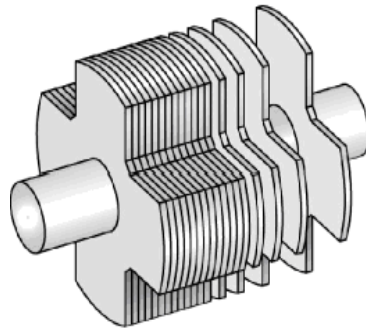


Figure .I. 3. rotor simple de la MSRV.

1.5.2 Rotor avec barrières de flux

Les barrières de flux sont un des dispositifs qui permettent d'augmenter le rapport de saillance (L_d/L_q) (jusqu'à environ 13). Le rapport de saillance est augmenté surtout par la réduction de l'inductance L_q , c'est à dire par l'augmentation de la réluctance du chemin du q dans le rotor.

Le rotor devient alors un assemblage de segments ferromagnétiques flux d'axe et non magnétiques. On règle le rapport de saillance en jouant sur les largeurs relatives des segments. Les barrières de flux peuvent être constituées d'air (trous dans le rotor). Un dimensionnement soigneux est alors nécessaire pour assurer la solidité du rotor et la réduction du flux d'axe q. Pour préserver l'équilibre mécanique du rotor, les barrières de flux peuvent aussi être en acier non magnétique. Un technique d'assemblage robuste (soudage par explosion) est alors indispensable pour permettre au rotor de fonctionner en haute vitesse [1], [2], [3].

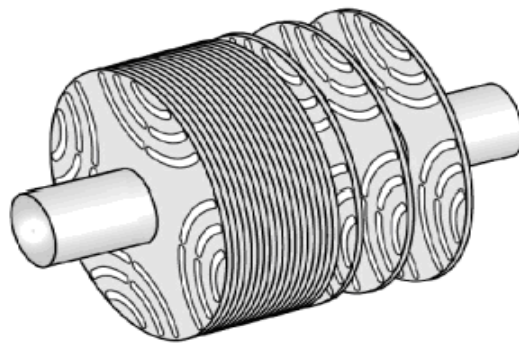


Figure .I. 4. Rotor avec barrières de flux.

I.5.3 Rotor axialement laminé

Un deuxième dispositif permettant d'augmenter le rapport de saillance est le laminage axial du rotor. Le rotor est alors constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et non magnétiques. Le rotor se comporte alors comme un matériau homogène anisotrope. C'est cette anisotropie du matériau du rotor qui assure la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature. On règle le rapport de saillance en jouant sur les épaisseurs relatives des feuilles.

On peut atteindre ainsi un rapport de saillance avoisinant 20 en deux pôles et 10 en quatre pôles [2].

Notons que cette structure est généralement utilisée pour les machines synchro-réductantes à quatre pôles. Les feuilles assemblées sont alors en forme d'hyperboles comme le montre la figure (I. 5).

Du fait du nombre élevé d'éléments assemblés et de la relativement faible tenue mécanique qui en découle, cette structure est limitée aux faibles vitesses (inférieures à 5000 tr/min) et faibles puissances (inférieures à 2kW) mais elle possède des performances plus élevées que les deux premières.

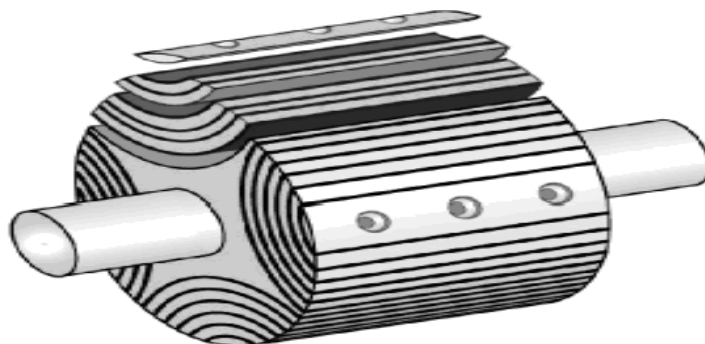


Figure .I. 5. Rotor axialement laminé.

I.5.4 Assistance par aimants

Dans le but de réduire davantage le flux d'axe q , on peut utiliser des aimants permanents logés dans les barrières de flux. Contrairement à une excitation de type ordinaire, le flux créé par les aimants s'oppose au flux en quadrature. La majeure partie du couple reste due à la saillance du rotor. Cette technique permet d'amélioration des performances en terme de couple, de facteur de puissance et de rendement.

Mais du fait de la polarité des aimants, la machine perd sa réversibilité et le sens de rotation. Bien entendu, l'utilisation des aimants augmente le coût de la machine.

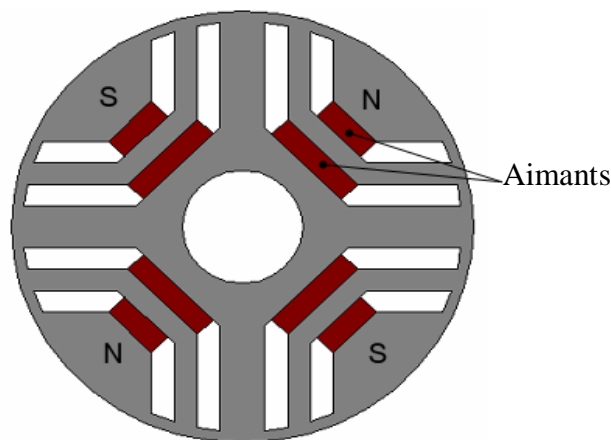


Figure .I. 6. Assistance par aimants d'une machine synchro-réductante.
Configurations à quatre pôles.

I.5.5 Utilisation de supraconducteurs comme isolants magnétiques

Le supraconducteur à haute température critique est de loin le meilleur dispositif pour réduire le flux d'axe q . Il est utilisé en tant qu'isolant magnétique. Il peut être utilisé pour caréner un rotor massif ou à la place des barrières de flux comme montré sur la figure (I. 7) L'introduction des barrières de flux en matériau supraconducteur présente l'avantage de réduire considérablement L_q en préservant une valeur élevée de L_d .

L'isolation magnétique entraîne en conséquence une augmentation considérable du rapport de saillance et par conséquent une amélioration importante du facteur de puissance

Contrairement à l'assistance par aimants, l'utilisation de supraconducteurs permet de conserver la réversibilité de la machine par rapport au sens de rotation. Mais elle a deux inconvénients majeurs : le coût du matériau supraconducteur et la complexité de la structure et de la mise en œuvre [1].

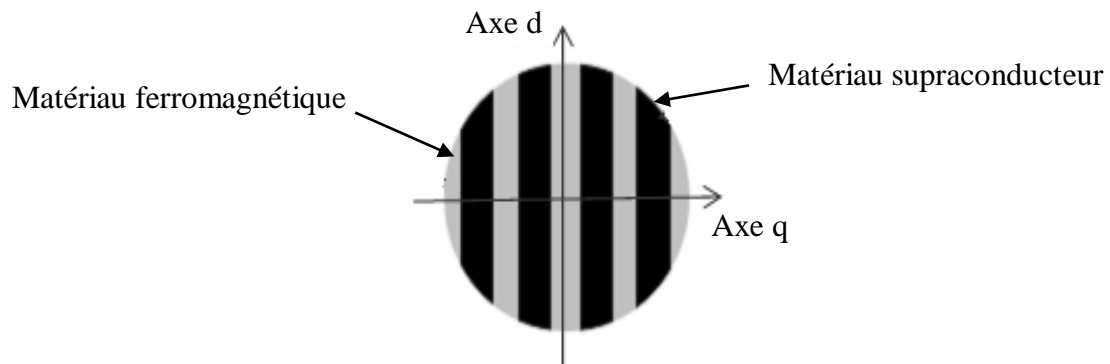


Figure .I. 7. Rotor d'une machine à réluctance variable supraconductrice

Le rotor dans ce type de moteur est constitué de plusieurs couches en interposant des couches ferromagnétiques et des couches en supraconducteur à haute température critique, cette configuration permet d'avoir une différence de réluctance suivant les axes d et q du rotor figure (I. 6).

Le rotor est refroidi à l'azote. La puissance des moteurs à réluctance variable réalisés et testés varie entre 0,75 et 10 kW. Ces moteurs ont une densité de puissance volumique 4 à 7 fois supérieure à celle des moteurs à réluctance variable non supraconducteurs [6].

I.6 INFLUENCE DU PARAMETRE (L_d/L_q) SUR LES PERFORMANCES DE LA MACHINE

Une étude approfondie de l'influence du rapport (L_d/L_q) sur les performances de la machine synchrone à réluctance variable.

Nous allons rappeler les principaux résultats de cette étude.

L'expression du couple électromagnétique développée par ce type de machine en régime permanent est donnée par la relation.

$$C_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I_d I_q \quad (I. 1)$$

Nous avons défini sur la figure (I. 8), l'angle θ repérant la position du vecteur courant statorique I_s par rapport à l'axe d. En régime permanent, ce vecteur est fixe.

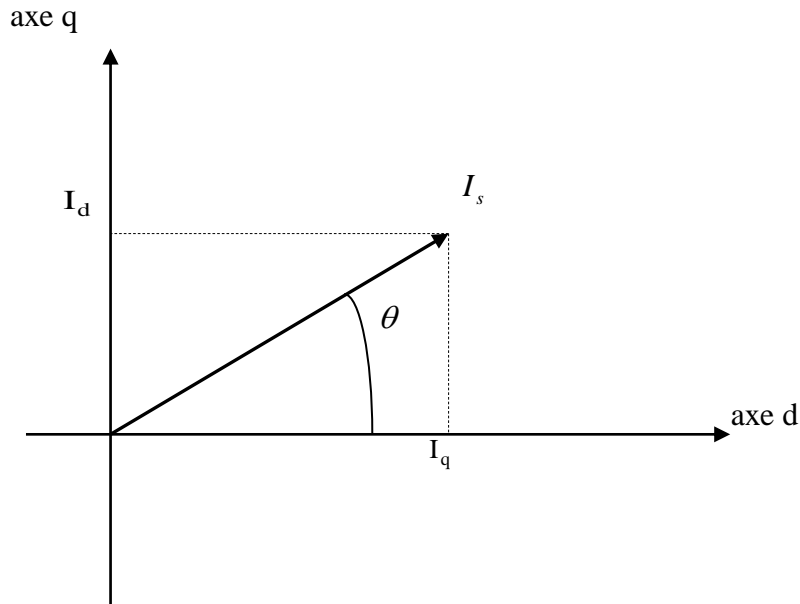


Figure .I. 8. Position du courant statorique dans le repère (d-q).

La valeur du module du courant statorique est donnée par la relation suivante:

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$$

Le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction de θ et du courant statorique I_s

$$C_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\theta \quad (\text{I. 2})$$

On montre à partir des deux relations précédentes que pour une valeur donnée du courant statorique, le couple est maximal lorsque $\theta = \pi/4$ ce qui correspond à imposer $I_d = I_q$.

Ce mode de fonctionnement correspond à une stratégie de commande particulière.

En posant $\theta = \pi/4$ dans l'équation (I. 2), nous obtenons l'équation (I. 3). On voit apparaître dans cette équation, le rapport de saillance L_d / L_q .

$$C_e = \frac{3}{2} p L_d I_s^2 \left(1 - \frac{1}{\left(\frac{L_d}{L_q} \right)} \right) \quad (\text{I. 3})$$

On peut définir le facteur de puissance de la machine qui correspond au déphasage entre le fondamental du courant de ligne et la tension simple correspondante. Ce facteur représente également le rapport entre la puissance active et la puissance apparente absorbée par la machine. Il est important que ce rapport soit le plus proche de 1 pour limiter la puissance électrique de la source alimentant la machine. En négligeant les pertes dans le modèle de la machine, on obtient une expression simple pour le facteur de puissance [5]:

$$\cos \varphi = \frac{\left(\frac{L_d}{L_q} - 1 \right) \sin \theta}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q} \right)^2 + \tan^2 \theta}} \quad (\text{I. 4})$$

Le facteur de puissance est maximisé et ne dépend que du rapport L_d/L_q pour $\sin(\theta) \approx 1$.

L'expression du facteur de puissance est alors donnée par la relation suivante :

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\frac{L_d}{L_q} + 1} \quad (\text{I. 5})$$

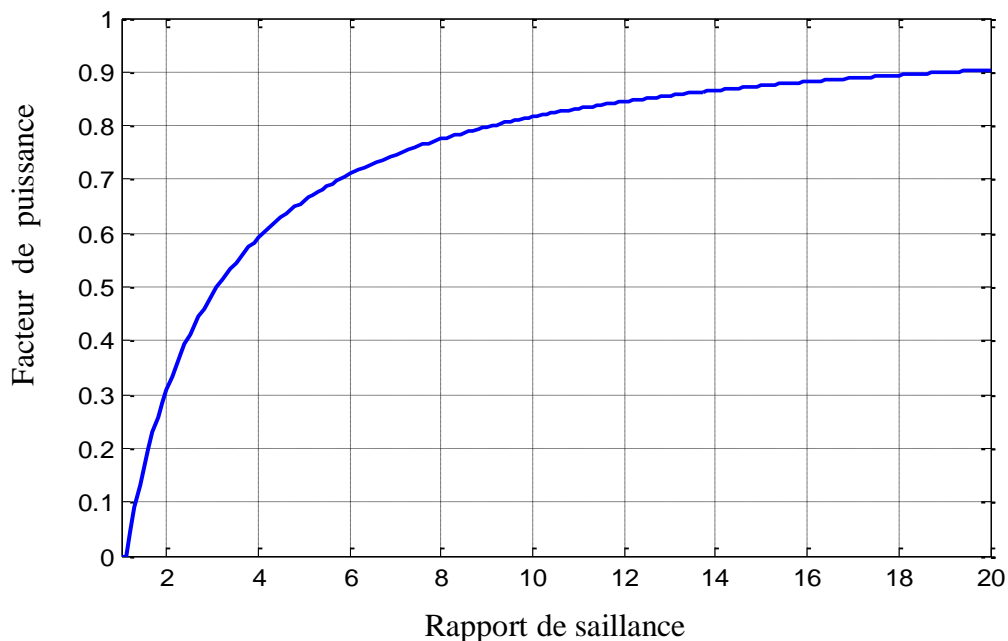


Figure I. 9. Facteur de puissance en fonction du rapport de saillance

Nous avons représenté sur la figure (I. 9), les variations du facteur de puissance en fonction du rapport de saillance L_d / L_q .

Nous pouvons observer sur cette figure que le facteur de puissance commence à devenir intéressant pour des rapports de saillance supérieur à 6. La prise en compte des pertes électriques (pertes Joule et pertes dans le fer) augmente légèrement ce facteur de puissance [5].

Les équations (I. 3) et (I. 5) montrent que pour optimiser les performances de la machine, il faut concevoir une structure de rotor telle que l'inductance L_d ait la valeur la plus grande possible et tel que le rapport (L_d / L_q) soit le plus important possible. Il s'agit là d'un problème d'optimisation d'une structure électromagnétique avec deux contraintes.

La recherche d'une structure optimale de rotor peut être résolue en utilisant la méthode des éléments finis appliquée au calcul de champ magnétique.

I.7 AVANTAGES DE LA MSRVS

Les motivations principales qui rendent la MSRVS concurrentielle aux autres machines sont:

- ✓ L'amélioration du rapport de saillance rend la MSRVS concurrentielle avec la machine asynchrone, en particulier en termes de facteur de puissance et puissance absorbée.
- ✓ Les petits et moyens entraînements peuvent avoir une commande plus simple en utilisant la MSRVS par rapport à la commande vectorielle de la machine asynchrone.
- ✓ La MSRVS a un fonctionnement stable aux basses vitesses et en pleine charge à la différence d'un moteur asynchrone qui peut avoir des problèmes de sur échauffement.
- ✓ La MSRVS n'a aucun aimant qui est un avantage par rapport à la machine à aimant permanent dans les applications à hautes températures. Par conséquent elle n'a pas de problème de désaimantation.
- ✓ Elle est très simple à construire et très robuste.

I.8 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence le principe de fonctionnement de la machine synchro-réluctance (MSRV). Les différentes structures proposées cherchent à accentuer la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature, qui est à l'origine même du couple de réluctance. L'amélioration de performance revient alors à minimiser l'inductance en quadrature tout en essayant de garder une inductance directe la plus élevée possible.

Les études précédentes ont montré que l'augmentation du rapport de saillance permet d'obtenir avec ce type de machine des performances comparables à celles de les autre machines électriques.

Chapitre II

COMMANDE VECTORIELLE

DE LA MSRV

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSR_V

II.1 INTRODUCTION

L'objectif de la commande vectorielle de la MSR_V est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

L'efficacité du système de contrôle du moteur dépend fortement du modèle mathématique choisi pour ce moteur et de la connaissance exacte de ses paramètres. dans le cas des entraînements des machines synchrones à réluctance variable, on adopte le référentiel de Park parce qu'il est très utilisé dans les techniques de contrôle et commande.

II.2 HISTORIQUE

Les méthodes de contrôle directes de couple des machines électriques sont apparues la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques basé sur une alimentation par modélisation par largeur d'impulsion (MLI) et sur découplage de flux et du couple moteur par orientation de champ magnétique.

Cette loi de contrôle présente des performances dynamique remarquables de même qui une bonnes robustes, via à via à écart des paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adapter aux applications des tractions des véhicules électriques.

II.3 MODELISATION MATHEMATIQUE DE LA MSR

Le modèle de la MSR dans un repère (d, q) lié au rotor est représenté par les équations suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_{sq} = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r \varphi_d \\ C_e = \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \\ J \frac{d\omega}{dt} = (C_e - C_r) - f\omega \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \omega_r = p\omega \end{cases} \quad (II. 1)$$

Avec: $\begin{cases} \varphi_d = L_d i_q \\ \varphi_q = L_q i_d \end{cases} \quad (II. 2)$

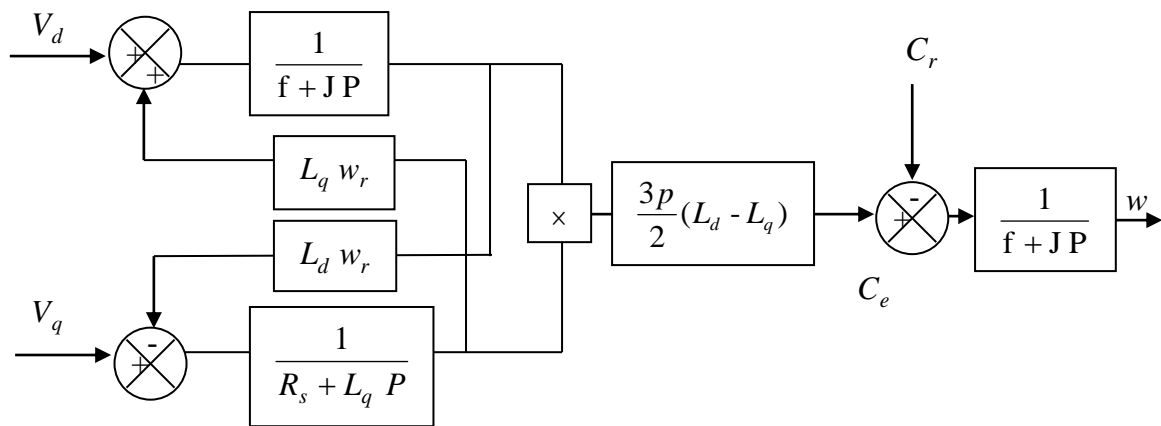


Figure .II. 1. Représentation fonctionnelle de la MSR.

II.4 PRINCIPES DE BASE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à réluctance variable en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée.

En fixant le courant i_d , à une valeur que prend dans la fonction normale, le couple d'après (II. 1), devient une fonction linéaire du courant i_q , alors la forme du couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_{dr} i_q \quad (\text{II. 3})$$

Les grandeurs $\frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_{dr}$ sont constantes, le couple est directement proportionnel à i_q d'où la représentation suivante :

$$C_e = k_t i_q. \quad \text{Avec :}$$

$$k_t = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_{dr} \quad (\text{II. 4})$$

II.5 STRUCTURE DE COMMANDE DE LA MACHINE ALIMENTEE EN TENSION

Dans cette technique de commande, on se limite à la méthode indirecte. En appliquant le principe de la commande vectorielle ($i_d=i_{dr}$), et après arrangements nécessaires, on aura le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} &= V_{sd} - \omega L_d I_q \\ R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} &= V_{sq} + \omega L_q I_d \end{aligned} \quad (\text{II. 5})$$

Ces équations montrent que V_{sd} et V_{sq} dépendent à la fois des courants sur les axes d et q. On est donc amené à implanter un découplage comme pour la machine asynchrone alimentée en tension.

II.5.1 Découplage par compensation

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{d1} et V_{q1} comme suit :

$$\begin{aligned} V_{sd1} &= V_{sd} + e_d \\ V_{sq1} &= V_{sq} + e_q \end{aligned} \quad (\text{II. 6})$$

Tel que (e_d, e_q) représente les perturbations à compenser l'efficacité du système de contrôle du moteur dépend fortement du modèle mathématique choisi pour ce moteur et de la connaissance exacte de ses paramètres.

Dans le cas des entraînements des machines synchrones, on adopte le référentiel de Park parce qu'il est très utilisé dans les techniques de contrôle et commande donc.

$$\begin{aligned}
 e_d &= \omega L_q i_q & (II. 7) \\
 e_q &= -\omega L_d i_d \\
 V_{sq} &= V_{sq1} - e_d \\
 V_{sd} &= V_{sd1} - e_q
 \end{aligned}$$

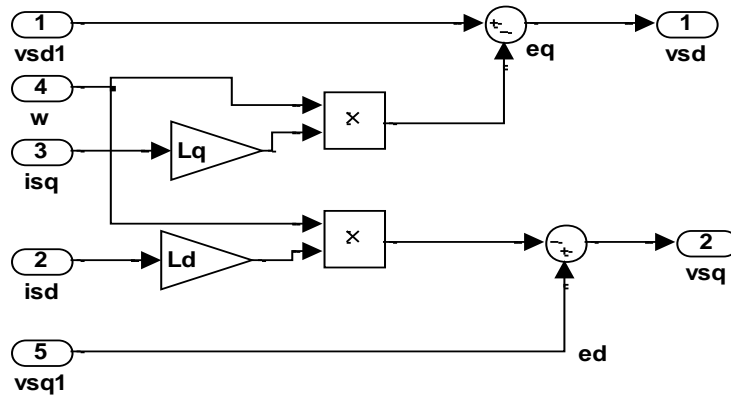


Figure .II. 2. Schéma bloc de compensation.

II. 5.2 Calcul des régulateurs

II. 5.2.1 Régulateur du courant i_d

A partir des équations (II.5) et (II.6) on peut écrire la fonction de transfert suivante:

$$Fd(p) = \frac{1/R_s}{1+T_d P} = \frac{I_d}{V_{sd1}}, \quad T_{sd} = \frac{L_d}{R_s}$$

Nous pouvons représenter le schéma fonctionnel du contrôle du flux par la figure (II.3)

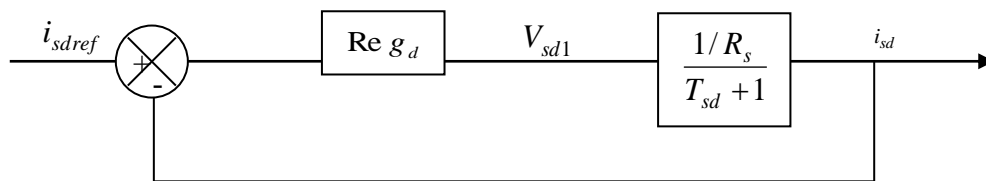


Figure .II. 3. Régulation du courant i_d

Le régulateur (Reg_d) a une fonction de transfert donnée par :

$$Reg_d(P) = K_d \frac{1+T_{sd}P}{P}$$

$$\text{Avec : } FTBO = \frac{K_d}{R_s P} = \frac{K_d'}{P} = T$$

$$\text{Tel que: } K_d' = \frac{K_d}{R_s}$$

$$\text{Et } FTBF_d = \frac{T}{T+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_d'} P} = \frac{1}{1 + \tau_d P} = \frac{I_{sd}}{I_{sreff}}$$

Pour que le courant s'établisse, on a choisi $\tau_d = T_{sd}$

$$\text{Ou' : } Re g_d(P) = \frac{R_s}{T_{sd}} \left(\frac{1 + T_{sd} P}{P} \right) \tag{II. 8}$$

II. 5.2.2 Régulateur du courant i_q

De même, les équations (II.6) (II.7) (II.8) permettent de construire le schéma fonctionnel suivant:

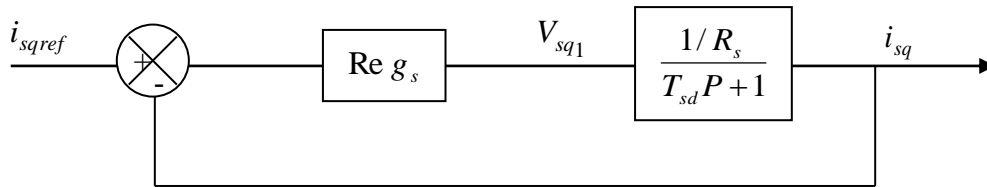


Figure .II. 4. Régulateur du courant i_q

Sachant que $(Re g_s)$ a la même forme que $(Re g_d)$, et si on choisit $\tau_{sq} = T_{sq}$, la fonction de transfert devient:

$$Re g_q(P) = \frac{R_s}{T_{sq}} \left(\frac{1 + T_{sq} P}{P} \right), \quad T_{sq} = \frac{L_{sq}}{R_s}. \tag{II. 9}$$

II. 5.2.3 Régulateur de vitesse

La transmittance du régulateur PI utilisé peut être exprimée de la manière suivante:

$$Kp + \frac{K_i}{P} = \frac{K_i}{P} (1 + \tau_s)$$

$$\text{Avec: } \tau = \frac{K_p}{K_i}$$

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

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{reff}(s)} = \frac{1 + \tau_s}{\frac{J}{K_i} P^2 + \tau_s + 1} \tag{II.10}$$

En comparant l'équation caractéristique (II.6) avec la forme standard du second ordre, on

Trouve:

$$\frac{K_i}{J} = \omega_0^2 \tag{II.11}$$

$$\tau = \frac{2\xi}{\omega_0}$$

Avec ξ coefficient d'amortissement.

La boucle de régulateur de la vitesse est donnée par la figure (II. 5)

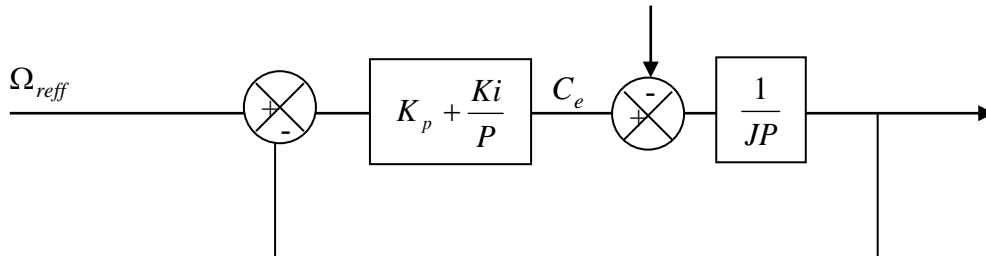


Figure .II. 5. Régulation de la vitesse

Le principe de cette méthode (structure de commande indirecte de la machine synchrone à réluctance variable alimentée en tension) est illustré sur la figure (II. 5).

II. 5.3 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitations des capacités magnétique de la machine permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une autre part ce bloc permet d'affaiblir le flux inversement à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini parla relation non linéaire suivant :

$$\varphi_{ref} = \begin{cases} \varphi_{ref} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_0 \\ \varphi_{ref} \frac{\Omega_0}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_0 \end{cases}$$

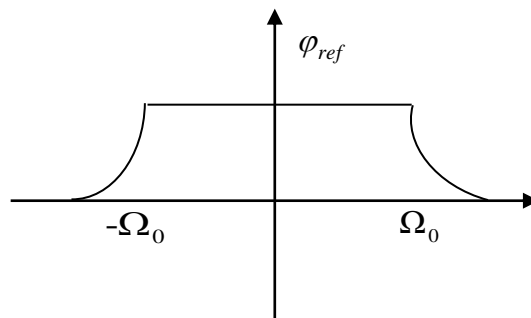


Figure .II. 6. bloc de défluxage.

II.6 ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quel que soit le courant absorbé et travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie.

II.6.1 Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Un onduleur de tension triphasé, dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande des machines alternatives. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, contenant deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs (K_i, \bar{K}_i) ($i = 1, 2, 3$) doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les six diodes (d_i, \bar{d}_i) ($i = 1, 2, 3$) sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors.

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure (II. 7) :

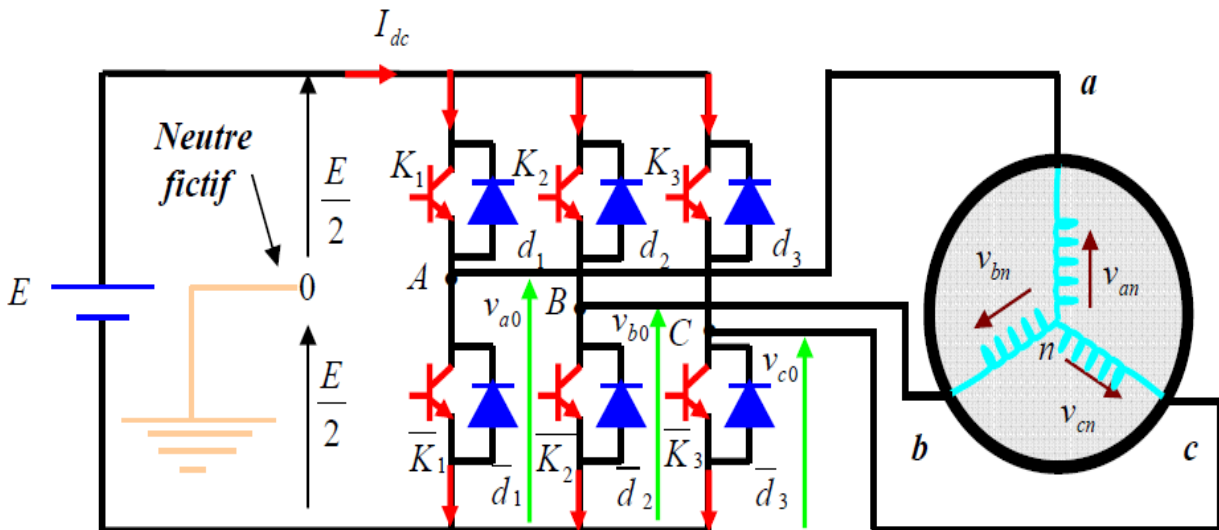


Figure .II. 7. Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c à d (K_i, \bar{K}_i) ($i = 1, 2, 3$) supposés idéalisés,
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé

Chaque interrupteur est représenté par une paire de transistor – diode, modélisée par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & (K_i \text{ conduit si } 1 \text{ et bloqué si } 0, \bar{K}_i \text{ bloqué si } 1 \text{ et conduit si } 0) \\ 0 & \end{cases}$$

$$\text{avec: } f_i + \bar{f}_i = 1 \quad i = 1, 2, 3$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AC} - V_{bc} = E \cdot (f_1 - f_2) \\ V_{BC} = V_{bs} - V_{cs} = E \cdot (f_2 - f_3) \\ V_{CA} = V_{cs} - V_{as} = E \cdot (f_3 - f_1) \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

Les tensions simples V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_{as} - V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (\text{II. 13})$$

La résolution des équations (II. 12) et (II. 13) nous donne :

$$\begin{matrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{matrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

II.6.2 Différentes méthodes de contrôle d'un onduleur de tension

Trois catégories de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) (En anglo-saxon Pulse Width Modulation P.W.M), qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées [SUB 02] :

- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations vectorielles appelées encore M.L.I régulière symétriques dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations sinus - triangle effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.

Dans ce qui va suivre, nous détaillons la dernière technique qui sera exploitée.

II.6.3 Commande de l'onduleur par modulation sinus – triangle

La M.L.I sinus - triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{ref-as} = V_m \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t) \\ V_{ref-bs} = V_m \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref-cs} = V_m \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II. 15)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$\begin{aligned} V_P(t) &= V_{Pm} \left[4\left(\frac{t}{T_p}\right) - 1 \right] \quad \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{4} \\ V_P(t) &= V_{Pm} \left[-4\left(\frac{t}{T_p}\right) + 3 \right] \quad \text{si } \frac{T_p}{4} \leq t \leq T_p \end{aligned} \quad (II. 16)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f_s).

Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).

Le mode de fonctionnement de cette technique est:

Si $V_{ref}(t) > V_p(t)$ le transistor supérieur du bras de pont conduit.

Si $V_{ref}(t) < V_p(t)$ le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. Dans la figure (II. 8) est montré le principe de la commande M.L.I avec modulation sinus triangle.

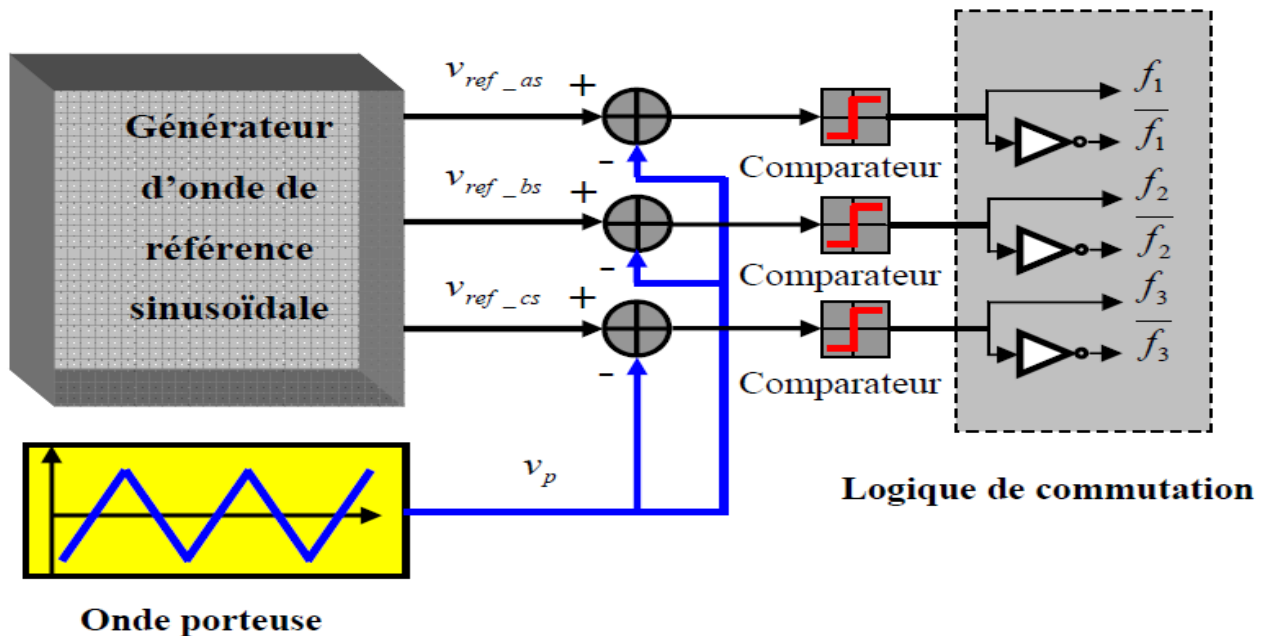


Figure .II. 8. Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo – sinusoidale.

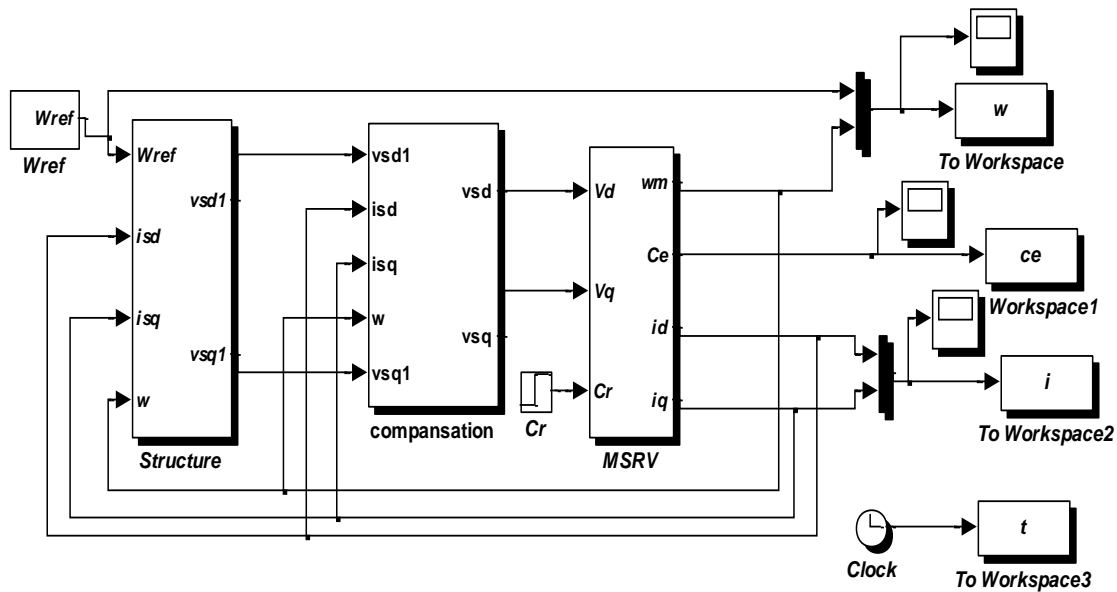


Figure .II. 9. Schéma de simulation de la MSRV.

II.7 RESULTATS DE SIMULATION

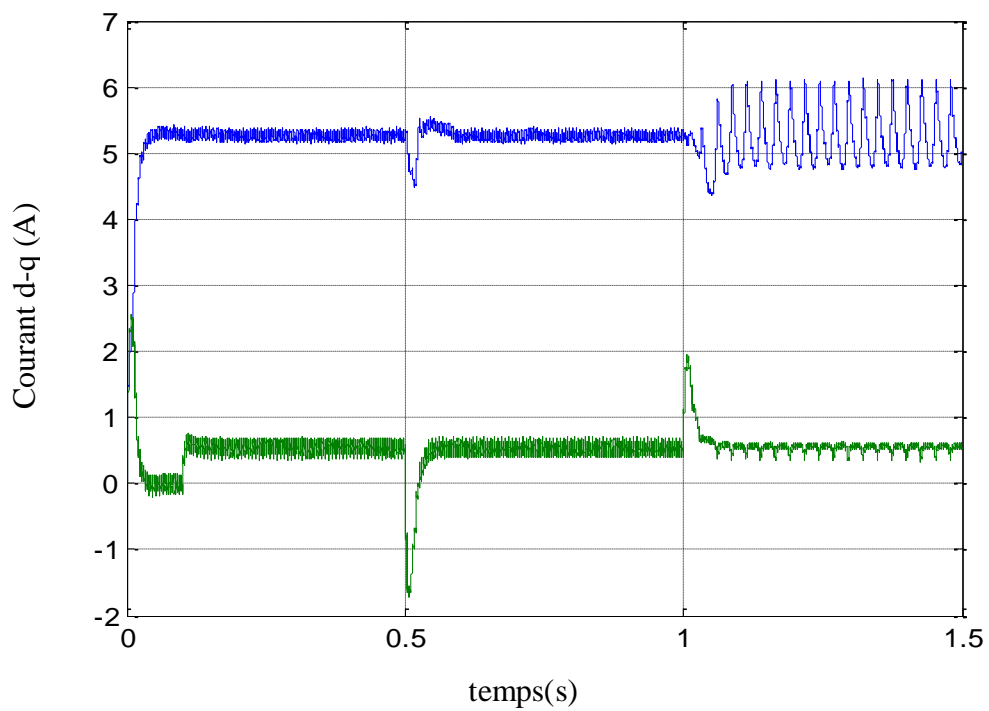
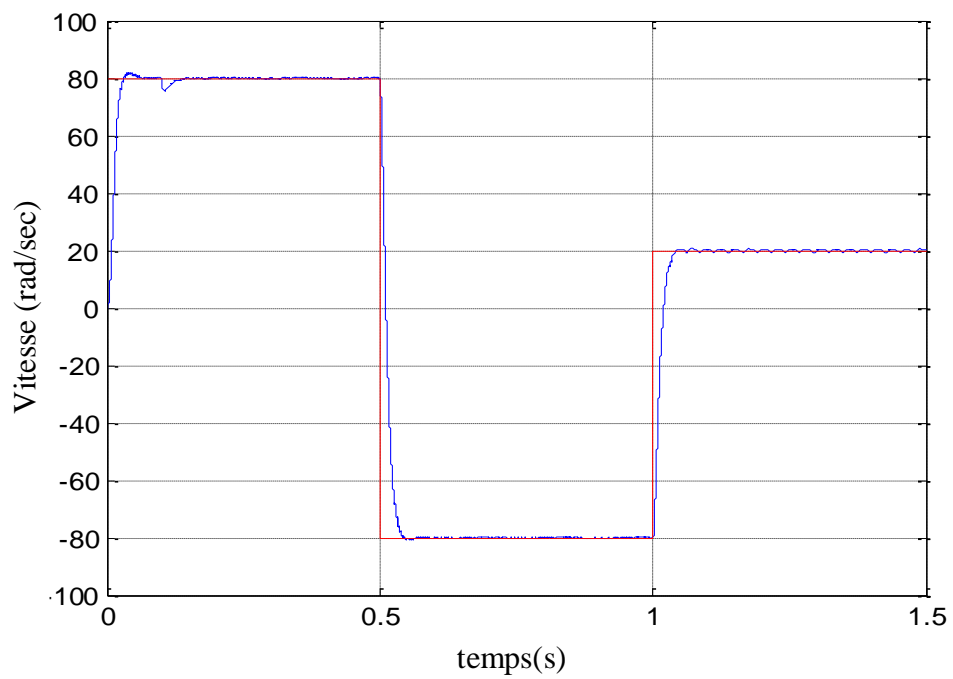
On présente dans cette partie les résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à une machine MSRV alimentée en tension.

Pour la modélisation de la machine, on a utilisé les équations (II. 1), (II. 2).

Les résultats de simulation figure (II. 10), montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse court car la machine est à l'inertie faible.

Lors du démarrage, le couple atteint la valeur limite 2.2Nm et se stabilise à une valeur de référence en régime permanent. de 1Nm.

La réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante (i_q).



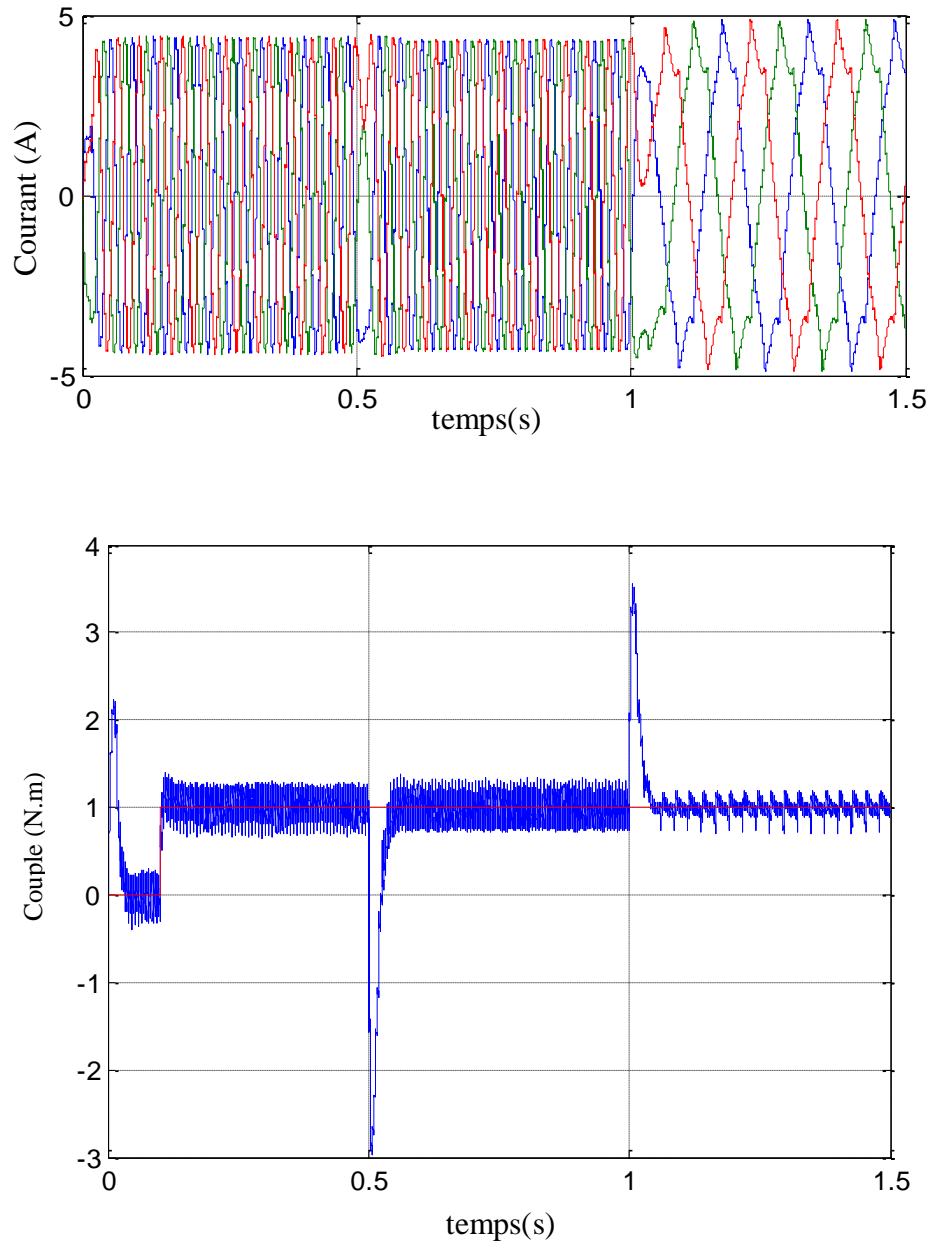


Figure .II. 10. Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSR alimentée en tension (en charge).

Figure (II. 10) Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSR alimentée en tension (en charge). Avec une inversion de consigne de vitesse. Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la référence et le découplage entre les courants est maintenu.

Les résultats montrent une bonne robustesse de la commande, une réponse rapide et sans dépassements. Les régulateurs PI seraient suffisants pour la régulation de vitesse des MSRV.

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation du moteur synchrone à réductance variable alimenté par un onduleur de tension à MLI naturelle et établi sous des hypothèses simplificatrices.. Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode avec une simulation sous MATLAB.

On peut améliorer la commande vectorielle en estimation de la vitesse avec l'approche du système adaptatif avec modèle de référence MRAS proposé dans le chapitre suivant.

Chapitre III

*COMMANDE VECTORIELLE
SANS CAPTEUR DE LA MSRV*

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE LA MSRV

III.1 INTRODUCTION

Les stratégies de commande avancée des machines électriques nécessitent une connaissance précise de la position et/ou de la vitesse du rotor. Ces grandeurs mécaniques sont traditionnellement mesurées par des capteurs, ce qui augmente le coût et diminue la fiabilité et la robustesse du système. D'où l'importance de la commande sans capteurs mécaniques, dite commande sensorless : elle consiste à remplacer les capteurs physiques par un observateur d'état, qui estime les grandeurs mécaniques en se basant sur un modèle de la machine et à partir de ses entrées (tensions) et ses sorties (courants mesurés). Toutefois, avant d'entamer la synthèse d'un observateur, il faut examiner l'observabilité du système, c.à.d. vérifier si les grandeurs à estimer peuvent être reconstruites à partir des mesures et des entrées du système. Ce travail de thèse concerne la modélisation et l'étude d'observabilité des machines électriques en vue de la commande sensorless. Dans un premier temps, les modèles des machines électriques sont établis, et il est montré qu'une modélisation unifiée des machines à courant alternatif est possible. Ensuite, en se basant sur ces modèles, l'observabilité des machines électriques est étudiée en vue de la commande sensorless. La théorie d'observabilité instantanée locale est appliquée, ce qui permet de formuler des conditions analytiques, faciles à interpréter et à vérifier en temps-réel, et qui font le lien avec les phénomènes physiques dans les machines. La validité des conditions d'observabilité est confirmée par des simulations et sur des données expérimentales, en appliquant un observateur de type Kalman étendu. Cette thèse contribue à une nouvelle vision des machines à courant alternatif commandées sans capteurs mécaniques, et à une compréhension plus profonde de leurs propriétés. Elle contribue ainsi à la synthèse de stratégies d'observation plus performantes dans les régimes de fonctionnement critiques (à vitesse nulle et/ou à fréquence d'entrée nulle).

III. 2 COMMANDE SANS CAPTEUR DE POSITION

Les structures présentées auparavant nécessitent l'utilisation d'un résolveur et d'un capteur de vitesse suivant la structure d'observateur de couple adoptée. Les capteurs de position sont coûteux, nous avons donc cherché une structure permettant de commander le moteur (autopilotage dans le cas d'une commande ou d'une commande en vitesse) à partir de la seule mesure des courants et des tensions statoriques.

III. 3 LES DIFFERENTES METHODES D'ESTIMATION DE LA VITESSE MECANIQUE

III.3.1 Estimation de la vitesse avec modèle de la machine

❖ Méthode à base d'estimateur

Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [14].

III.3.2 Estimation de la vitesse sans modèle de la machine

Ce travail de recherche s'intéresse à la commande sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) à pôles saillants, particulièrement en basse vitesse, avec détection de la position initiale du rotor. Après une présentation des techniques et approches qui ont initié nos travaux, en terme d'estimation de la vitesse et/ou de la position, nous avons choisi celles qui présentent plus d'intérêt de point de vue stabilité, robustesse, précision et simplicité d'implémentation.

III.3.3 Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine

Généralement, les machines à induction sont théoriquement conçues symétriques et ne doivent pas comporter de saillances. Donc la machine présente des saillances à cause des imprécisions de construction (comme l'excentricité), de l'existence des encoches rotoriques et du phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [19], [20]. On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances. L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des

grands avantages pour ces techniques en contrepartie de l'exigence de moyens performants en termes de traitement du signal. Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation en temps réel, spécialement pour les commandes bouclées.

III.3.4 Estimation basée sur l'intelligence artificielle

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie [18]. Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes [11], [12], [16]. Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

III. 4 PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

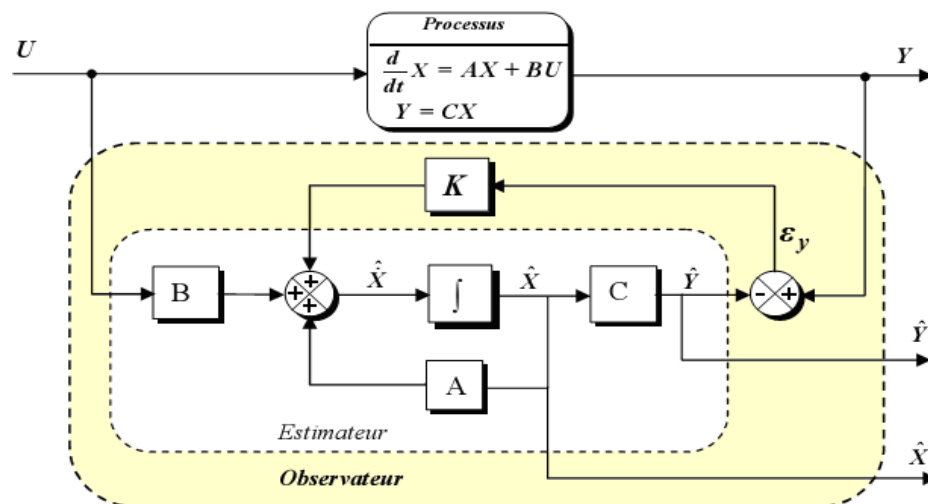


Figure .III. 1. Schéma de Principe d'un observateur.

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la figure (III. 1), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Celui-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

- L'observation se fait en deux étapes : l'estimation se fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système,
- La correction se fait en boucle fermée.

III. 5 FILTRE DE KALMAN

Le filtre de Kalman a été introduit au début des années soixante. Il a été appliqué à des domaines aussi variés que l'aéronautique, la navigation maritime, le pilotage de missiles, le nucléaire etc...

Le filtre de Kalman est un estimateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés ; de plus, les bruits d'états doivent être décorrélés des bruits de mesure.

Même si fondamentalement le filtre de Kalman est un estimateur d'état, on peut aussi considérer l'état paramétrique d'un système comme une généralisation de la notion d'état. Grâce à ces hypothèses, le filtre devient un algorithme d'identification que l'on peut interpréter comme un algorithme des moindres carrés récursifs perfectionné. On peut aussi envisager l'estimation simultanée d'état et des paramètres, ce qui conduit au filtre de Kalman étendu.

Dans ce cas, le schéma global de la commande vectorielle du MSR avec l'utilisation de filtre de kalman étendu donné par la figure suivante.

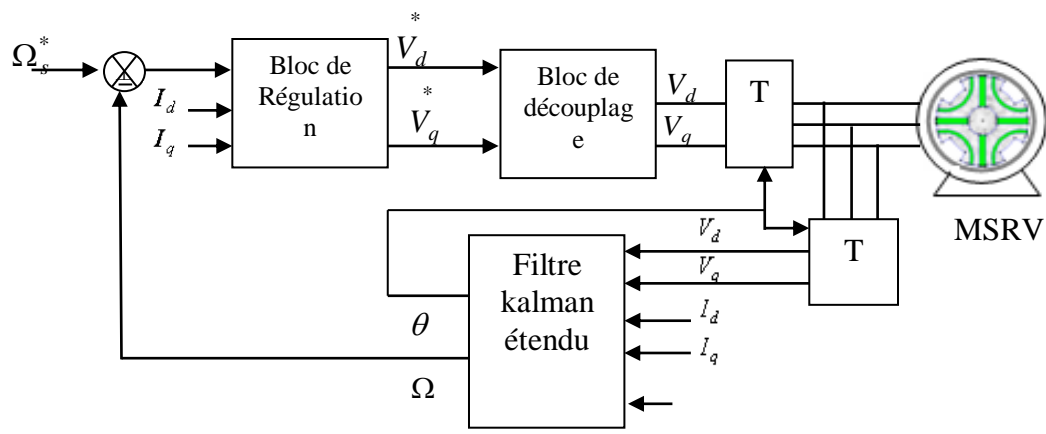


Figure .III. 2. Commande vectorielle sans capteur de la MSR par Filtre kalman étendu.

III. 6 PRINCIPE DE LA TECHNIQUE MRAS

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone est proposée par Schauder. Elle est basée sur les sorties deux estimateurs. Le premier appelé modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle ajustable (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilote un algorithme d'adaptation générant la vitesse estimée. La figure (III.2) illustre la structure MRAS [9].

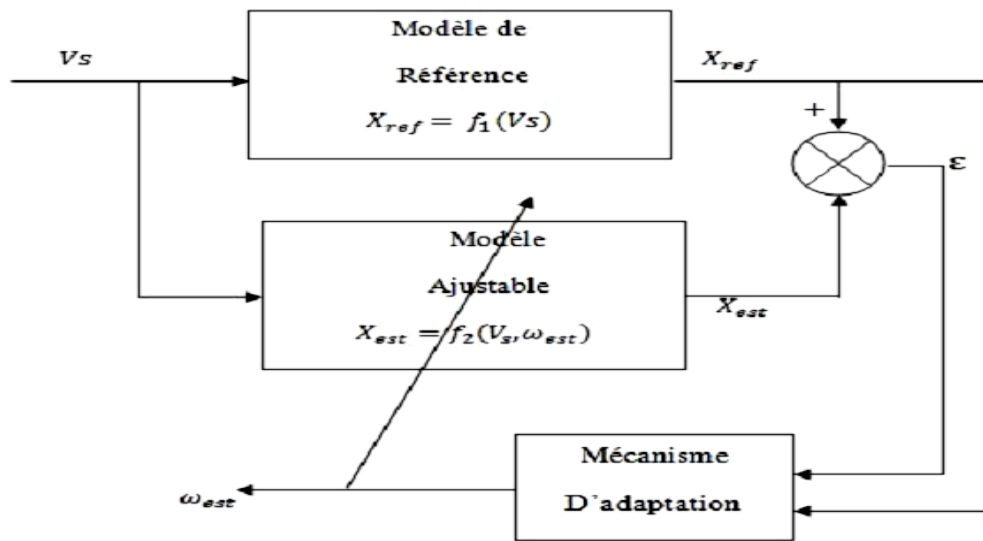


Figure .III. 3. Principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.

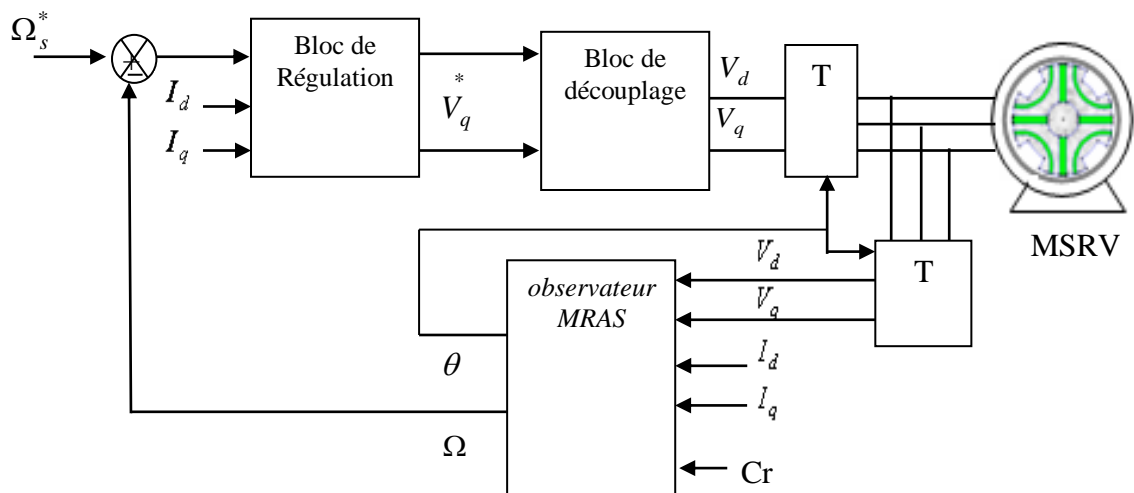


Figure .III. 2. Commande vectorielle sans capteur de la MSR par observateur MRAS.

III. 7 EQUATIONS DE LA TECHNIQUE MRAS

Le modèle actuel de SynRM est défini comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{-R}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

L'équation (III.1) peut alors être abrégée comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU$$

$$\begin{bmatrix} \frac{de_d}{dt} \\ \frac{de_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{-R}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - J (\omega_r - \omega_r^{\wedge}) \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Vers où, ensuite:

$$e_d = i_d - \hat{i}_d \quad , \quad e_q = i_q - \hat{i}_q \quad , \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

L'équation (III.2) peut aussi être illustrée comme suit :

$$\frac{de}{dt} = (A_e e) - W \quad (\text{III.4})$$

Vers où, ensuite:

$$A_e = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{-R}{L_d} \end{bmatrix} \quad , \quad W = (\omega_r^{\wedge} - \omega_r) J \cdot \hat{i}_s \quad (\text{III.5})$$

A : Estimation de la vitesse du rotor

ΔA : est l'erreur entre les deux matrices comme étant exclusivement causée par l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse estimée.

$$\Delta A = (A - \hat{A}) \quad \text{Suppose que : } \Delta \omega_r = (\omega_r - \omega_r^{\wedge}) \quad (\text{III.6})$$

L'observateur de vitesse peut être construit sur la base de la théorie de stabilité de Lyapunov.

En supposant que la fonction Lyapunov est définie comme :

$$V = E^T E + \frac{1}{KL} \Delta \omega^2 \quad (\text{III.7})$$

lorsque:
$$E = \begin{bmatrix} i_{sd} - \hat{i}_{sd} \\ i_{sq} - \hat{i}_{sq} \end{bmatrix}$$

Où $k \omega_r$ est une constante positive.

L'application du mécanisme général d'adaptation

$$\hat{\omega}_r = k \int E^T \Delta A X^{\wedge} dt \tag{III.8}$$

La vitesse du rotor peut être calculée comme suit :

$$\hat{\omega}_r = k \int E^T \Delta A X^{\wedge} dt$$

le mécanisme d'adaptation devient :

$$\hat{\omega}_r = k \int (e_d \hat{i}_q - e_q \hat{i}_d) dt \tag{III.9}$$

Où k est une constante positive.

Habituellement le mécanisme d'adaptation proportionnel et intégral suivant, afin d'améliorer la réponse de l'estimation de la vitesse du rotor.

$$\hat{\omega}_r = Kp(e_d \hat{i}_q - e_q \hat{i}_d) + Ki \int (e_d \hat{i}_q - e_q \hat{i}_d) \tag{III.10}$$

Le contrôleur PI linéaire à gain statique est utilisé comme vitesse estimée du rotor pour produire la majorité des plans d'adaptation dans la littérature pour les observateurs de vitesse MRAS..

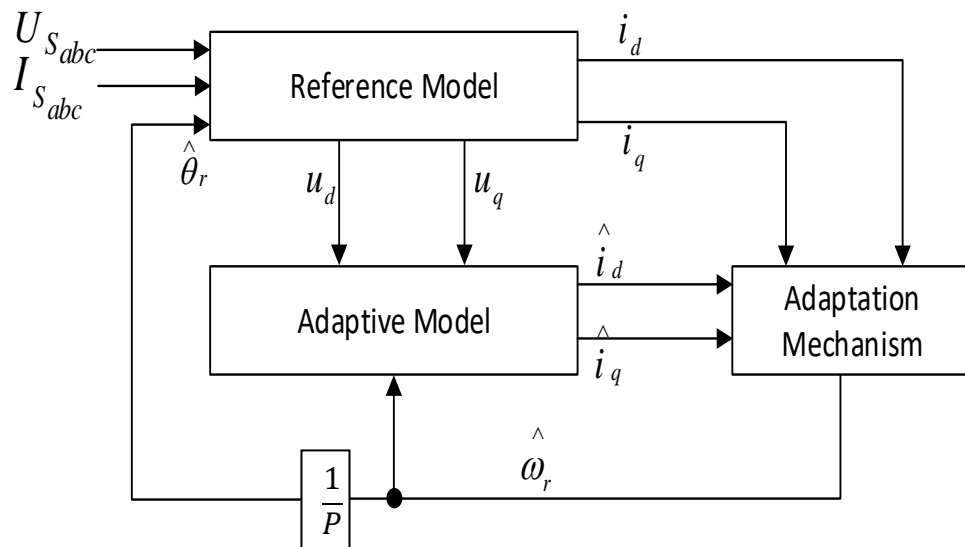


Figure III. 4. Schéma de l'estimateur de la vitesse MRAS appliqué sur MSRV.

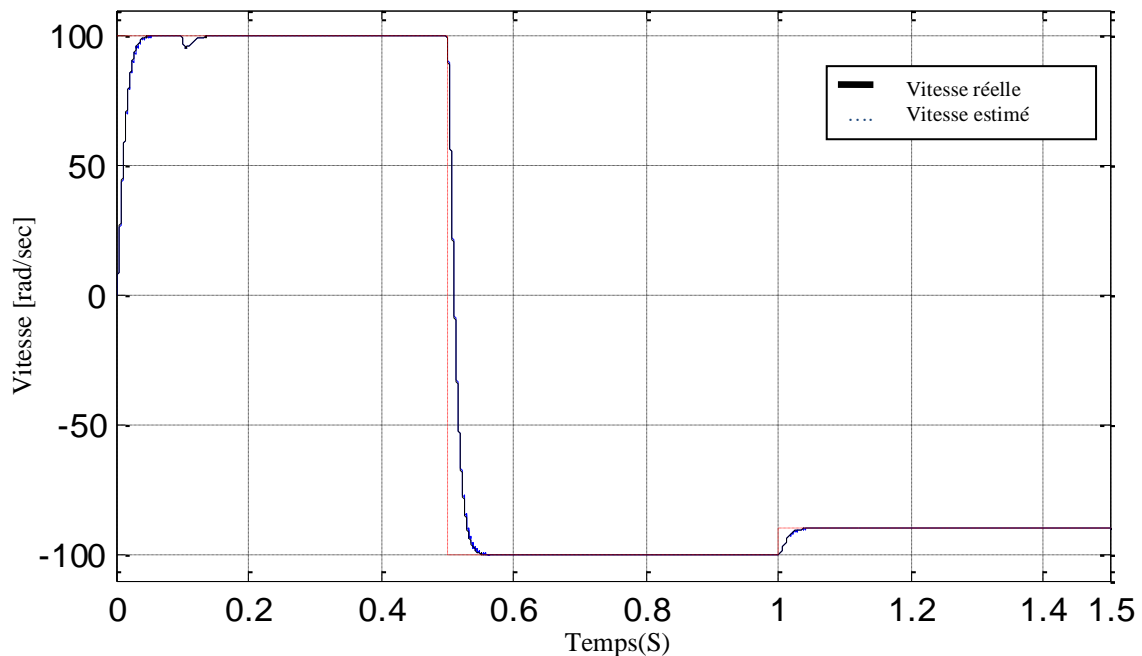
Le schéma fonctionnel de la figure III.4 est proposé pour le suivi de la vitesse du rotor, les boucles de vitesse et de courant de l'entraînement ont également été conçues avec la commande PI.

III. 8 RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette simulation on remplace le capteur de vitesse par un estimateur de vitesse, Les figures représentent les grandeurs mesurées et estimées et les erreurs entre les deux par la technique MRAS.

Dans le souci de valider l'estimation de la vitesse par l'observateur (MRAS), des simulations ont été effectuées, du démarrage à vide du moteur à 100rad/s, une charge de 1Nm est appliquée pendant la durée de la simulation de 0.1 s, à $t=0.5$ s en inverse le sens de rotation, on constate aucune influence sur l'allure de vitesse. La figure ci dessous représente les profils de références de la vitesse, la vitesse réelle et estimée et l'erreur d'estimation.

Les courants sont orientés sur l'axe d donc le flux est orienté aussi, tout en respectant le principe de la commande vectorielle avec un couplage entre les actions sur les axes d et q.



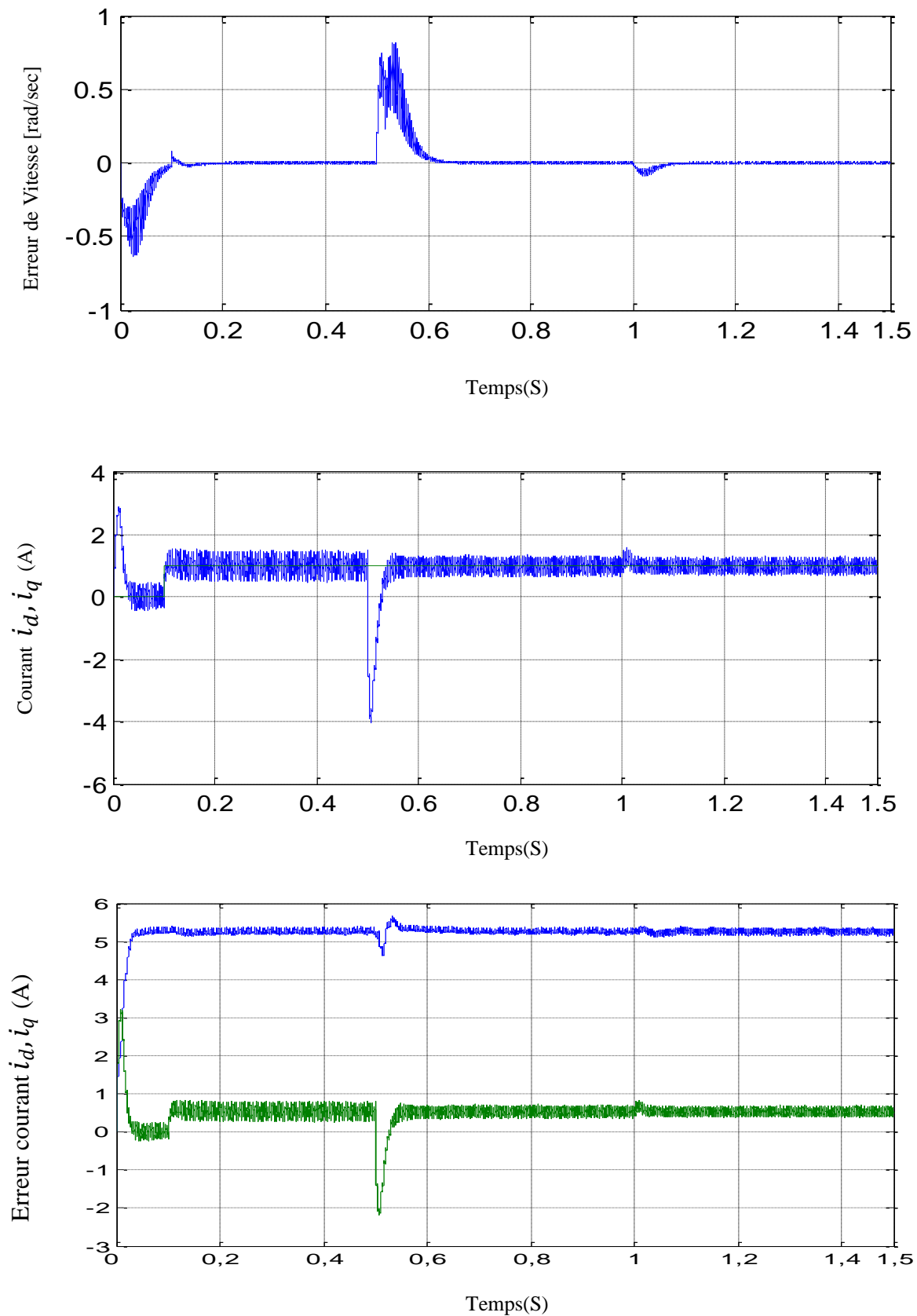


Figure .III. 5. Résultats de simulation de la commande vectorielle avec estimation de la vitesse par l'observateur (MRAS).

les résultats donnés par la figure(II-14) montrent que la réponse de la vitesse suit parfaitement la nouvelle consigne avec un même temps de réponse et une erreur statique nulle .

Les résultats obtenus en simulation montrent l'efficacité du observateur MRAS. Ils se traduisent par une erreur d'estimation très petite .avec une très bonne concordance entre les variables estimées et mesurées, et que les vitesses estimées convergent rapidement vers les vitesses de référence imposées avec une erreur dynamique pratiquement nulle.

III. 9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a défini le principe d'observation ainsi que les différentes techniques de l'observation. Nous avons présente une bonne technique d'observation de vitesse basée sur un observateur (MRAS) qui permet la transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur mécanique. Cette performance est caractérisée par des réponses beaucoup plus stables pendant les régimes transitoires pour les différents régimes de fonctionnement à vide et en charge.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande de la machine synchrone à réluctance variable, Nous avons commencé ce mémoire en donnant un bref aperçu sur les caractéristiques des différentes structures du rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour ce type de machine, bien que le principe de fonctionnement. Afin de réduire cette complexité, on a utilisé la transformation de PARK pour présenter le modèle mathématique de cette machine.

Enfin, il faut signaler que le schéma de commande vectorielle de la machine synchrone à réluctance variable est plus simple que ceux des machines asynchrone et à aimants permanents.

La motivation pour l'usage de la commande sans capteur avec la MSRVS est la même que pour toutes les autres machines (c.à.d. on obtient un fonctionnement robuste est moins cher en éliminant le capteur de position qui est fragile et coûteux). La saillance inhérente de la MSRVS la rend favorable à la commande sans capteur.

Comme perspectives de ce présent travail, on propose:

- Etude et développer des procédures plus efficaces pour réduire l'ondulation du couple.
- Utilisation des régulateurs entrant dans le cadre de l'intelligence artificielle tel que logique floue, réseaux de neurone et algorithmes génétiques au lieu du régulateur classique PI pour la régulation de la vitesse.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Tsarafidy. RAMINOSOA, «Optimisation des performances des machine synchro- réluctantes par réseaux de permeances », Thèse Doctorat, INPL Dea Protee, 05 Octobre 2006.
- [2] Heath F. Hofmann, Seth R. Sanders, and Ahmed EL-Antably, "stator-flux-oriented vector control of synchronous reluctance machines with maximized efficiency" IEEE Transaction on Industry Electronics, VOL. 51, NO. 5, OCTOBER 2004, et Rolf Lagerquist, Ion Boldea, and Tim J. E. Miller, " Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Motor" IEEE Transaction on Industry Applications, VOL. 30, NO. 3, MAYNUNE 1994.
- [3] Mostafa.A. Fellani, and Dawo.E. Abaid "Sliding-Mode Control of Synchronous Reluctance Motor " proceedings of world academy of science, engineering and technology volume 36 december 2008 issn 2070-3740
- [4] Khalil Nabti, K Abed, H.Benalla 'senosrless direct torque contrôle of brshless AC Machine usine Luenberger observer'.journal of theoretical and applied information Technology ,2008.
- [5] M. Abdelrahem, C. M. Hackl, and R. Kennel, "Simplified modelpredictive current control without mechanical sensors for variable-speed wind energy conversion systems,"Electrical Engineering, vol. 99, no. 1,pp. 367–377, 2017.
- [6] S.-C. Agarlita, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "High-frequency-injection assisted "active-flux"-based sensorless vector control of reluctance synchronous motors, with experiments from zero speed,"IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 6, pp. 1931–1939, 2012
- [7] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of synchronous reluctance motors based on an extended electromotive forcemodel and inductance measurement in the model,"IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 125, pp. 16–25, 2005
- [8] J. Haataja "a comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives" Thesis for Doctor Lappeenranta University of Technology 2003.
- [9] T. Lubin "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable, Prise en compte de la saturation magnétique" Thèse de Doctorat de Nancy, avril 2003.
- [10] G .Abd-erazek " Contribution à la conception de la machine à réluctance variable en vue de sa commande" thèse de magister, université de Biskra 2005.
- [11] Y-Alhassoun "Etude et mise en œuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse " thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, mais 2005.

- [12] Abdelkader BESSAM et ERABIA HAMOUD « Implementation a Base de DSP d'un Observateur pour la Commande Directe du Couple de la MSRV », mémoire d'ingénieur, EMP, Alger, 2005.
- [13] K-Brahim" commande vectorielle de la machine a réluctance variable a stator lisse et rotor massif" thèse de Magister, université de Batna, 2004.
- [14] H- Sonia "contribution a l'amélioration des structures de régulation des courants des machines a courant alternatif "thèse de magister, université de Batna, 2007.
- [15] K. Yahia, A. Menacer, A. Benakcha, F. Benchabane, D. Taibi "Estimation de la position et de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu" PCSE'05, O. E. Bouaghi Univ. May 9-11 2005.
- [16] B- Nahid Mobarakeh "commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants:méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres" thèse de Doctorat de l'INPL, décembre 2001.
- [17] A- Aissa" commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet a modes glissants" thèse de magister, université de Batna, 2005.
- [18] Ki-ChanKim , Joon Seon Ahn , and Ju Lee, Sung Hong Won, Jung-Pyo Hong ‘‘A Study on the Optimal Design of SynRM for the High Torque and Power Factor’’ IEEE transactions on magnetics, vol.43, no.6, june 2007.
- [19] S. Mohammad Reza Sadri " variable reluctance motor and drive systems" doctor of philosophy, University of Western Sydney Nepean, October 1995.
- [20] Serhoud Hicham ‘‘Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable’’ thèse de magister, université de Batna, 2009.
- [20] M-Leroy "Etude et mise au point de moto ventilateurs a hautes performances pour l'aéronautique " docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse, Novembre 2006.

Annexes

Annexe

1. PARAMETRES DE LA MSRV

Ld	0.1524H
Lq	0.0345 H
Rs	8.1 Ω
p	2
f	0.00015 Kg.m ² /s
J	0.00044 Kg.m ²