

République Algérienne démocratique et populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université A. Mira-Bejaïa



جامعة بجاية
Tasdawit n'Bgayet
Université de Béjaïa

Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme master en Electromécanique

Option : Electromécanique

Thème

MODELISATION ET COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

Présenté par :

M^r BELLIK Kheireddine

M^r BENYAHIA Adel

Encadré par :

M^{em}e C. SERIR

Année universitaire 2022/2023

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH qui nous a aidé et nous a donné la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Nous souhaitant adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

*Nous tenons à remercier sincèrement Madame **C. SERIR** qui, en tant qu'encadrant de mémoire, elle a toujours montré l'écoute et la disponibilité tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'elle a bien voulu nous consacrer pour que ce mémoire voit le jour.*

On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire. Merci à toutes et à tous.

Dédicace

A mes frères, mes parents et Ceux qui ont partagé avec moi tous les moments d'émotion lors de la réalisation de ce travail. Ils m'ont chaleureusement supporté et encouragé tout au long de mon parcours. A ma famille, mes proches et à ceux qui me donnent de l'amour et de la vivacité.

Sommaire :

Sommaire	I
Table des figures	IV
Liste des tableaux	VIII
Liste des symboles	VIII
Notations	XI
Introduction générale	1

Chapitre I : Généralités sur la machine asynchrone

I.1. Introduction	3
I.2. Historique sur la machine asynchrone	3
I.3. Définition d'une machine asynchrone	4
I.4. Description	4
I.5. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone	4
I.6. Variation de la vitesse	5
I.7. La structure de la machine asynchrone	6
I.7.1. Le stator	6
I.7.2. Le rotor	6
I.7.3. Entrefer	7
I.7.4. Partie mécanique	7
I.8. Couplage de stator	8
I.8.1. Couplage étoile	8
I.8.2. Couplage triangle	8
I.9. Plaque signalétique d'une machine asynchrone	9
I.10. Caractéristique de la machine asynchrone	10
I.11. Bilan d'énergétique de puissance	10
I.12. Avantages et inconvénients d'une machine asynchrone	11
I.12.1. Avantage	11
I.12.2. Inconvénients	12
I.13. Domaines d'utilisation de la machine asynchrone	12
I.14. Conclusion	12

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone

II.1.	Introduction	13
II.2.	Modélisation de la machine asynchrone	13
II.2.1.	Représentation triphasé de la MAS dans le repère (abc)	13
II.2.2.	Hypothèses simplifiées	14
II.2.3.	Equations électrique du la MAS dans le repère (abc)	14
II.2.4.	Equations magnétiques	15
II.2.5.	Equations mécanique	16
II.2.6.	Expression du couple électromagnétique	17
II.3.	Modèle biphasé de la machine asynchrone	17
II.3.1.	Transformation de Park	17
II.3.2.	Choix référentielle	18
II.3.3.	Equations électriques dans le repère de Park	19
II.3.4.	Equations magnétiques dans le repère de Park	19
II.3.5.	Puissance absorbée et couple électromagnétique	19
II.3.6.	Représentation d'état de la machine asynchrone	20
II.4.	Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à commande MLI.....	22
II.4.1.	Onduleur de tension triphasé	22
II.4.2.	Onduleur de tension à MLI	24
II.4.3.	Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle	24
II.4.4.	Association de la MAS-onduleurs de tension à commande MLI	25
II.5.	Simulation et interprétation des résultats	25
II.5.1.	Interprétation des résultats	28
II.6.	Conclusion	28

Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1.	Introduction	29
III.2.	Description de la commande	29
III.3.	Principe de la commande vectorielle	29
III.4.	Orientation du flux rotorique	31
III.5.	Le contrôle indirect (IFOC)	31
III.6.	Avantage et inconvénient de la commande (IFOC)	32
III.7.	Commande vectorielle indirecte sans réglage de la vitesse	32
III.7.1.	Identification des paramètres des régulateurs PI	34
III.8.	Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	36
III.8.1.	Identification des paramètres du régulateur de vitesse	38
III.9.	Simulation et interprétation des résultats	38
III.9.1	Tests de performance.....	40
III.9.2	teste de robustesse	42
III.10.	interprétation des résultats.....	43
III.11.	Conclusion.....	44
	Conclusion générale	45
	Bibliographie	46
	Annexe	49

Liste Des Figure

Figure I.1.	Moteur asynchrone	04
Figure I.2.	Fonctionnement d'une machine asynchrone	05
Figure I.3.	Le stator d'une machine asynchrone	06
Figure I.4.	Rotor bobiné d'une MAS	06
Figure I.5.	Rotor à cage d'une MAS	07
Figure I.6.	Couplage étoile de la MAS	08
Figure I.7.	Couplage triangle de la MAS	08
Figure I.8.	Plaque signalétique de la MAS	09
Figure I.9.	Caractéristiques couple/fréquence	10
Figure I.10.	Bilan des puissances de la MAS	11
Figure II.1.	Position des axes des phases statoriques et rotoriques	13
Figure II.2.	Modèle de park de la MAS	18
Figure II.3.	Onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la MAS	23
Figure II.4.	Association MAS-Convertisseur de tension à commande MLI.....	25
Figure II.5.	Evolution du couple électromagnétique	26
Figure II.6.	Evolution de la vitesse angulaire mécanique du rotor	26
Figure II.7.	Evolution du flux rotorique quadratique et direct	27
Figure II.9.	Evolution du courant rotorique i_{ar}	27
Figure II.10.	Evolution du courant statorique i_{as}	27
Figure III.1.	Analogie du découplage couple-flux entre la MCC et la MAS.....	30
Figure. III.2.	principe du control vectorielle.....	31

Figure III.3.	Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)	32
Figure III.4.	Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un PI	35
Figure III.5.	Schéma de boucle de régulation des courants statoriques.....	36
Figure III.6.	Schéma de défluxage	36
Figure III.7.	Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse.....	37
Figure III.8.	Représentation schématique du bloc de découplage FOC.....	37
Figure III.9.	Schéma de la boucle de régulation de la vitesse rotorique.....	38
Figure III.10.	Evolution du couple électromagnétique et couple résistante.....	39
Figure III.11.	Evolution de la vitesse angulaire mécanique du rotor et de référence	39
Figure III.12.	Evolution du flux rotorique quadrature et directe	39
Figure III.13.	Evolution du courant statorique i_{ds} et i_{qs}	40
Figure III.14.	Evolution de la vitesse angulaire mécanique du rotor et de référence.....	40
Figure III.15.	Evolution du couple électromagnétique et couple résistante	41
Figure.III.16.	Evolution du flux rotorique direct et quadrature.....	41
Figure III.17.	Evolution du courant statorique i_{ds} et i_{qs}	41
Figure .III.18.	Evolution de la vitesse angulaire mécanique du rotor et de référence	42
Figure .III.19.	Evolution du couple électromagnétique et couple résistante	42
Figure .III.20.	Evolution du flux rotorique direct et quadrature.....	43
Figure .III.21.	Evolution du courant statorique i_{ds} et i_{qs}	43

Liste des symboles

$C(P)$: Fonction de transfert du régulateur PI.

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine [N.m].

C_r : Couple résistant [N.m].

C_{emMax} : Couple électromagnétique maximale.

C_{em}^* : Couple électromagnétique de référence [N.m].

E : Tension continue à l'entrée de l'onduleur [V].

e : Erreur.

$F(P)$: Fonction de transfert en boucle fermée.

f_p : Fréquence de la porteuse [Hz].

f : Fréquences des tensions de références [Hz].

$H(P)$: Fonction de transfert de premier ordre.

$i_{sa,b,c}$: Courant statoriques [A].

$i_{d,qr}$: Courants rotoriques dans le repaire de Park [A].

$i_{d,qs}$: Courants statoriques dans le repaire de Park [A].

$i_{ra,b,c}$: Courant rotoriques [A].

$i_{d,qs}^*$: courants statorique de référence [A].

$G(P)$: fonction de transfert d'une fonction de premier ordre.

J : Inertie des parties tournant de la machine [Kg.m²].

K_f : Coefficient de frottement de la machine [N.m.s/rad].

K, K', K'' : Constantes

K_p : Gain proportionnelle.

K_i : Gain intégral.

K_{ps} : Gain proportionnel de régulation des courants statoriques.

K_{is} : Gain intégral de régulation des courants statoriques.

K_{pv} : Gain proportionnelle de la régulation de la vitesse.

K_{iv} : Gain intégral de régulation de la vitesse.

L_r : Inductance rotorique.

L_s : Inductance statorique.

m : Indice de modulation.

M : Inductance mutuelle.

P : Nombre de pair de pôles.

P_{abs} : Puissance absorbé par la machine [W].
 P_{em} : Puissance électromagnétique de la machine [W].
 P : Opérateur de Laplace.
 R_r : Résistance rotorique [ohm].
 R_s : Résistance statorique [ohm].
 r : Coefficient de réglage en tension.
 T_p : Période de la porteuse[s].
 $T(P)$: Fonction de transfert en boucle ouvert.
 T : Période d'un système de premier ordre [s].
 t^t (exposant) : Transposée d'une matrice.

 t : Temps[s].
 r_r : Constante du temps rotorique[s].
 U : vecteur d'entree.
 $v_{sa,b,c}$: Tension statoriques [V].
 $v_{ra,b,c}$: Tension rotoriques [V].
 $v_{d,qs}$: Tensions statoriques dans le repaire de Park [V].
 d, q : Indice de l'axe direct et en quadrature du repaire de Park.
 $v_{AB,BC,CA}$: Tensions composées de l'onduleur [V].
 $v_{refa,b,c}$: Tension de références de la commande MLI [V].
 $v_{d,qs}^*$: Tension statoriques de références dans le repaire de Park [V].
 V_m : Amplitude des tensions de références [V].
 V_{pm} : Amplitude de la porteuse [V].
 X : Vecteur d'état.
 X : Entrée de la boucle de régulation.
 Y : Sortie de la boucle de régulation.
 Z : perturbation dans une boucle de régulation.
 $[v_s]$: Matrice des tensions statoriques [V].
 $[v_r]$: Matrice des tensions rotoriques [V].
 $[i_s]$: Matrice des courants du stator [A].
 $[i_r]$: Matrice des courants du rotor [A].
 $[\varphi_s]$: Matrice des flux statoriques [Wb].
 $[\varphi_r]$: Matrice des flux rotoriques [Wb].
 $[R_s]$: Matrice des résistances du stator [ohm].

$[R_r]$: Matrices des résistances du rotor [ohm].
 Ω_r : Vitesse angulaire mécanique du rotor [rad/s].
 Ω_r^* : Vitesse angulaire de référence du rotor [rad/s].
 ω_r : Vitesse angulaire électrique de rotation du rotor [rad/s].
 ω_s : Pulsation des courants statoriques [rad/s].
 ω_{gl} : Pulsation des courants rotoriques [rad/s].
 ω_{mag} : Energie magnétique [j/m^3].
 ω_s^* : Pulsation de référence des courants statoriques [rad/s].
 ω_{gl}^* : Pulsation de référence des courants rotorique [rad /s].
 $\varphi_{sa,b,c}$: Flux statoriques [Wb].
 $\varphi_{rab,c}$: Flux rotoriques [Wb].
 $\varphi_{d,qs}$: Flux statorique dans le repaire de Park [Wb].
 $\varphi_{d,qr}$: Flux rotorique dans le repaire de Park [Wb].
 φ_{md} : Flux magnétique direct [Wb].
 φ_{mq} : Flux magnétisant en quadrature [Wb].
 φ_m : Flux magnétisant total [Wb].
 φ_r^* : Flux rotorique de référence [Wb].
 λ : Gain positif.
 θ_s^* : Angle électrique de référence des courants statoriques [rad].
 θ_e : Angle de décalage électrique [rad].
 θ_m : Angle de décalage mécanique [rad].
 θ_r : Position angulaire de rotation du rotor [rad].

Notations

MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
FOC	Field Oriented Control
MFOC	Modified Field Oriented Control
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégrale

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

Introduction générale

Des évolutions importantes ont eu lieu ces dernières années grâce aux progrès réalisés dans les domaines des matériaux (magnétiques, mécaniques, thermiques...), de l'électronique de puissance (grandes puissances, grandes fréquences, nouvelles topologies...), de la commande (technologies numériques, méthodes de contrôle), de la micro-informatique des capteurs mais aussi des structures des moteurs, tous ces progrès ont permis d'envisager des applications à vitesse variable de manière efficace.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer la variation de vitesse ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

L'intérêt de la communauté scientifique pour piloter les machines électriques a donné lieu à de nombreux développements. Nous pouvons ainsi citer : la commande par la logique floue développée initialement pour les machines asynchrones, la nature, naturellement variante, du comportement du moteur nous a conduit à prêter une attention particulière à la robustesse de cette commande. En effet, la robustesse est, à notre sens, une qualité fondamentale que doit avoir la commande pour susciter un intérêt industriel.

Le modèle du moteur asynchrone est associé à un système multi variable car le couple et le flux sont fortement couplés et dépendent à la fois des courants statoriques et rotoriques c'est pourquoi le contrôle du couple (vitesse et position) exige le contrôle simultané de plusieurs variables et nécessairement un découplage fictif entre le flux et le couple. Les systèmes classiques de commande par orientation du flux sont toujours d'actualité, de même la technique de contrôle vectorielle est celle qui donne les meilleures performances, avec une dynamique proche de celle des moteurs à courant continu. Néanmoins, cette technique exige la connaissance de la position du rotor, d'où la nécessité d'implanter des capteurs de position qui sont coûteux et diminuent la fiabilité du système [28]. En effet, la robustesse est à notre sens, une qualité fondamentale que doit avoir la commande pour susciter un intérêt industriel.

Car l'expérience a montré que la compétence humaine peut être considérée comme un contrôleur non linéaire fort dans la chaîne de contrôle.

Dans le cadre de notre travail, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à la modélisation et commande d'un moteur asynchrone et qui fera l'objet de trois chapitres :

- Le premier chapitre sera consacré à la présentation de quelques généralités sur la machine asynchrone, notamment sa constitution et le principe de fonctionnement.
- Dans Le deuxième chapitre, on présentera le cheminement de la modélisation de la machine asynchrone pour un système triphasé en suite système biphasé (d. q) et la modélisation de l'onduleur MLI.
- Dans le troisième chapitre, nous allons le dédier à l'application de la commande vectorielle à flux rotorique orienté méthode indirecte.

CHAPITRE I :

GÉNÉRALITÉS

SUR

La MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction

Plus de la moitié d'énergie électrique produite dans les pays industrialisés est transformée en énergie mécanique, par des moteurs. La plupart de ceux-ci appartiennent à l'un des types suivants : à courant continu, asynchrone, synchrone et à courant alternatif à collecteur.

On estime généralement que les moteurs asynchrones triphasés représentent

70% de la puissance installée, et qu'ils absorbent 40 à 50% de l'énergie totale consommée.

Même ces chiffres sont imprécis, ils montrent l'importance de ce type d'équipement [1].

Dans ce chapitre, on va se consacrer à étudier la machine asynchrone et de faire des rappels sur la structure, principe de son fonctionnement.

I.2 Historique sur la machine asynchrone

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs :

En 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets ; pendant la même période Galileo FERRARI publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur la machine asynchrone en avril 1888, en 1889, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, électricien allemand d'origine russe, invente la première machine asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construite industriellement à partir de 1891. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts [2].

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage mis au point en 1912 par Paul Boucherot.

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des TGV ainsi que des métros parisiens comme le MP 89.

I.3 Définition d'une machine asynchrone

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dans laquelle la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas les mêmes. Le rotor est toujours en retard sur la vitesse du champ statorique. Les machines asynchrones sont appelées machines asynchrones car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique, à une vitesse différente de celle du synchronisme N_s défini par :

$$N_s = \frac{60 \times f}{P}; (tr/min) \quad (\text{I.1})$$

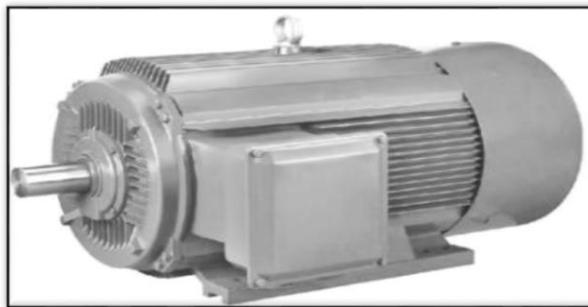


Figure I.1 : Moteur asynchrone.

Aujourd'hui, la plupart des machines électriques des équipements industriels sont asynchrones triphasées, leur puissance s'étend d'une centaine de watts à une vingt mégawatts. Contrairement aux machines synchrones et à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) définissent l'état magnétique de l'entre fer, les enroulements de rotor ne sont pas raccordés à une source, mais fermés sur eux même [3].

I.4 Description

Une machine asynchrone est constituée d'une partie fixe appelée stator et d'une partie appelée rotor qui tourne autour de l'axe de symétrie. Il se compose d'enroulements de stator triphasés avec leurs axes magnétiques déphasés de 120° . La construction du rotor peut être réalisée avec un rotor bobiné triphasé ou un système à cage d'écureuil.

I.5 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Lorsqu'on alimente l'enroulement statorique par un système triphasé de courant symétrique et de fréquence f de pulsation $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f$, crée un flux tournant à la vitesse synchrone :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (\text{I.2})$$

Ce dernier balayant l'enroulement rotorique induit des forces électromotrices (bobinage en court-circuit) produisant des courants, c'est l'action du flux tournant sur les courants qu'il a lui-même induit et qui crée le couple d'où l'appellation machine à induction.

Pour cela, le rotor tourne à une vitesse $\Omega_r < \Omega_s$, d'où Ω_r est d'autant plus inférieure à Ω_s que la charge entraînée la freine d'avantage [4].

La différence entre la vitesse du rotor et celle du champ statorique est appelée la vitesse du glissement :

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad \text{(I.3)}$$

Le glissement est donné par la relation :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad \text{(I.4)}$$

D'où on peut écrire la relation suivante :

$$\Omega_r = \frac{\omega_s(1 - g)}{P} \quad \text{(I.5)}$$

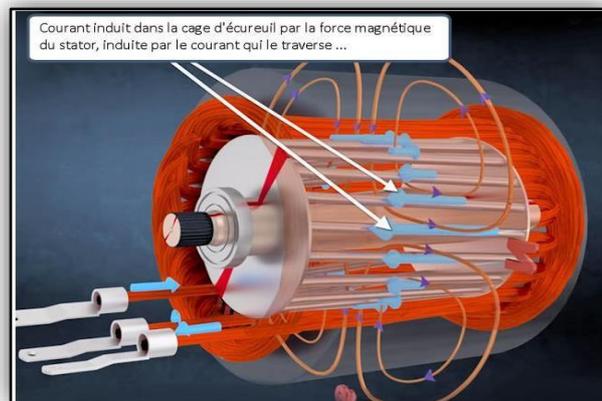


Figure I.2 : Fonctionnement d'une machine asynchrone.

I.6 Variation de vitesse

Les progrès de l'électronique de puissance ont permis de faire varier plus facilement la vitesse d'un moteur asynchrone en agissant sur le rotor et le stator.

L'expression de la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone est définie par la relation suivante :

$$N_r = \frac{60(1 - g)f}{P} \text{ (tr/min)} \quad \text{(I.6)}$$

D'après cette équation, la variation peut être effectuée par trois méthodes qui sont :

- ✓ Modification du nombre de pair de pôles (P)
- ✓ Action sur la fréquence (f).
- ✓ Action sur le glissement (g).

I.7 La structure de la machine asynchrone

Une machine asynchrone comprend généralement :

I.7.1 Le stator

Le stator triphasé comportant p paires de pôles par phase, identique à celui d'une machine synchrone [5].



Figure I.3 : le Stator d'une MAS.

I.7.2 Le rotor

Le rotor constitué de conducteurs mis en circuit fermé. On rencontre deux types de rotor :

- **Rotor bobiné** : les enroulements, comme le stator, ont p pôles par paire de phases ; trois paires sont reliées par trois anneaux qui permettent l'accès au rotor.



Figure I.4: Rotor bobiné d'une MAS.

- **Rotor à cage** : Le rotor est constitué d'une bande de cuivre ou d'aluminium reliée aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Ce modèle bon marché et très robuste (en forme de cage d'écureuil) est le plus répandu, mais il ne permet pas son utilisation [5].



Figure I.5 : Rotor à cage d'une MAS.

I.7.3 Entrefer

Le stator et le rotor sont séparés par un entrefer, cette pièce est amagnétique et la plus fine possible. Il permet au rotor de se déplacer par rapport au stator. La grande perméabilité aux gaz du matériau ferromagnétique fait que toute induction dans l'entrefer est perpendiculaire au stator et donc radiale. En ce qui concerne les grandeurs magnétiques de base qui apparaissent dans la machine, l'une est l'induction magnétique dans l'entrefer, qui est un vecteur, et l'autre est le champ d'excitation, qui est également un vecteur, qui dépend du courant circulant dans le conducteur selon à la loi d'Ampère.

I.7.4 Partie mécanique

Son rôle essentiel : la position relative de stator et de rotor, la transmission de l'énergie mécanique ou électrique, la protection de la partie électrique et magnétique, la fixation.

a. Carcasse : Elle sert de support à l'ensemble des pièces pour la machine, en particulier, elle enferme le stator.

b. Palier : Elles permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre du rotor, sont constitué de deux flasques et de deux roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre mécanique.

c. Flasque : Elles servent à positionner les paliers par rapport à la carcasse et protègent les organes internes de la machine.

d. Ventilateur : Il facilite le refroidissement de la machine [6].

I.8. Couplage du Stator

Le stator peut être alimenté selon deux couplages : étoile ou triangle. La tension aux bornes des enroulements (bobinages) ne sera pas la même suivant le couplage [7].

I.8.1 Couplage étoile

Le schéma de raccordement est donné ci-contre : dans ces conditions, l'enroulement voit à ses bornes la tension simple du réseau.

Exemple :

Sur le réseau EDF classique 230/400, un moteur couplé en étoile aurait une tension sur chaque bobine du stator de 230V [7].

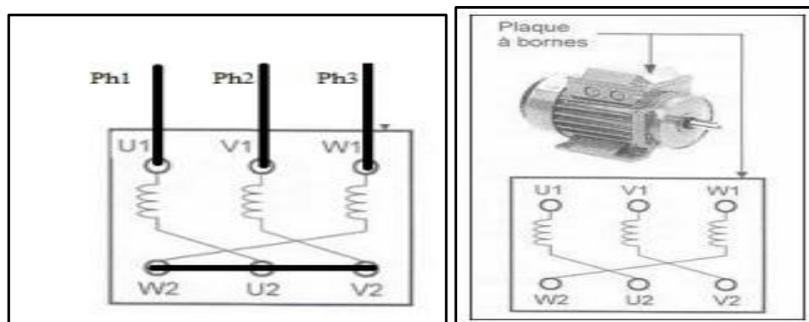


Figure I.6 : couplage étoile de la MAS.

I.8.2 Couplage triangle

Le schéma de raccordement est donné ci-contre : dans ces conditions, l'enroulement voit à ses bornes la tension composée du réseau.

Exemple : sur le réseau EDF classique 230/400, un moteur couplé en triangle aurait une tension sur chaque bobine du stator de 400V. Les plaques signalétiques des Moteurs asynchrone indiquent quel couplage réaliser en fonction de la tension composée du réseau, puis les grandeurs nominales du moteur pour le couplage considéré [7].

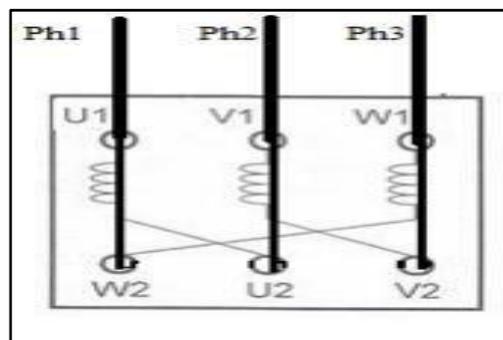


Figure I.7 : couplage triangle de la MAS.

I.9 Plaque signalétique d'une machine asynchrone



Figure I.8 : plaque signalétique de la MAS.

Sur une plaque signalétique d'une machine asynchrone, On peut trouver ce type d'indication suivante :

- Type (LS90Lz) : référence propre au constructeur.
- Puissance (1,5Kw) : puissance utile délivrée sur l'arbre du moteur.
- Facteur de puissance ou cos phi :(0,78) permet le calcul de la puissance réactive consommée.
- Rendement (76%) : permet de connaître la puissance électrique consommée ou absorbée.
- Tensions (230v/400v) : la première indique la valeur nominale de la tension aux bornes d'un enroulement. Elle détermine le couplage (étoile ou triangle) à effectuer en fonction de la tension du réseau d'alimentation.
 - Intensités (6,65A/3,84A) : elles représentent l'intensité en ligne (dans chaque phase) pour chacun des couplages.
 - Vitesse (1440 tr/min) : indique la vitesse nominale du rotor. On dit aussi vitesse réelle. On connaît alors la vitesse de synchronisme n_s du moteur (ici 1500 tr/min).
 - Température ambiante (40°C) : utilisation recommandée maximum.
 - Fréquence (50Hz) : fréquence du réseau d'alimentation.
 - Nombre de phases (Ph 3) : moteur triphasé.

I.10. Caractéristique de la machine asynchrone

Le couple (N.m) est fonction de la fréquence de rotation (tr/min) du moteur couplé à la charge entraînante (supposée fixe).

Les caractéristiques du moteur et de la charge se croisent au point de fonctionnement où le moteur et le couple résistant sont identiques.

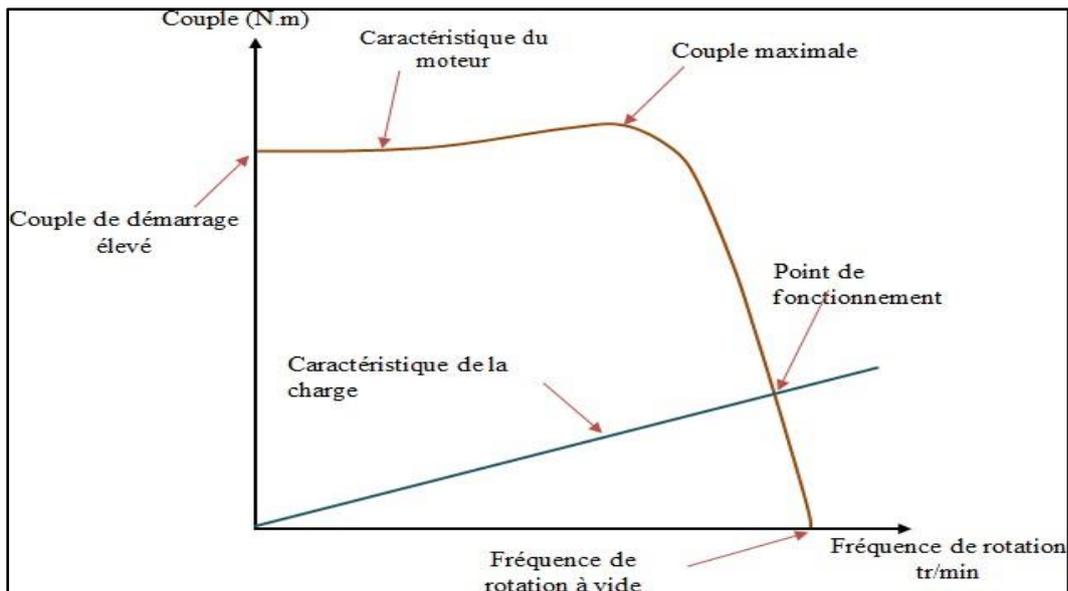


Figure I.9 : Caractéristique Couple/fréquence.

En général, le point de fonctionnement du moteur doit être choisi comme $N_r < N_s$, et doit être placé dans la partie verticale de la courbe, la plus proche de la vitesse de rotation du champ tournant N_s .

I.11 Bilan énergétique de puissance

Les pertes dans la machine asynchrone sont dues aux :

- ✓ Pertes fer (hystérésis et courant de Foucault) (P_f) :

$$P_f = \frac{3 \times v^2}{R_{pf}} \quad (I.7)$$

- ✓ Pertes joules statorique (P_{js}) :

$$P_{js} = 3 \times R \times I^2 \quad (I.8)$$

- ✓ Pertes joules rotor (P_{jr}) :

$$P_{jr} = g \times P_{tr} \quad (I.9)$$

- ✓ La puissance transmise au rotor (P_{tr}) :

$$P_{tr} = \frac{3 \times R \times I^2}{g} \quad (\text{I.10})$$

✓ Pertes mécaniques (P_m) :

$$P_m = P_u - P_{méc} \quad (\text{I.11})$$

✓ La puissance utile (P_u) :

$$P_u = C_u \times \Omega_r \quad (\text{I.12})$$

✓ Puissance mécanique ($P_{méc}$) :

$$P_{méc} = C_{em} \times \Omega_r \quad (\text{I.13})$$

✓ La puissance absorbée (P_a) :

$$P_a = \sqrt{3} \times U \times I \times \cos(\varphi) \quad (\text{I.14})$$

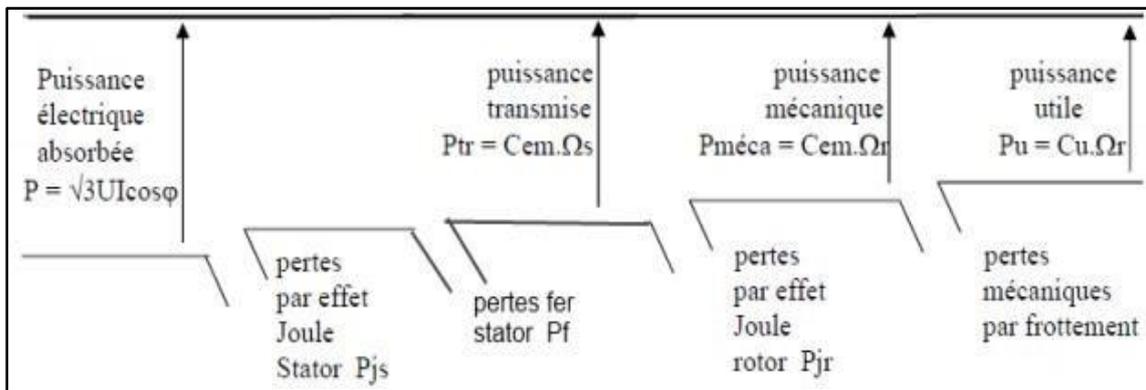


Figure I.10 : Puissance énergétique de la MAS.

I.12 Avantages et inconvénients d'une machine asynchrone

Les avantages d'un moteur asynchrone ne peuvent être discutés sans définir le domaine d'application de ce moteur. Lors du choix d'un moteur pour une application spécifique, il convient de noter les avantages et les inconvénients de ces moteurs.

Dans certaines applications, l'asynchronisme peut avoir des avantages, mais dans d'autres utilisations.

I.12.1 Avantages

- ✓ Le moteur asynchrone a l'avantage d'être alimenté directement par un réseau triphasé.
- ✓ Son prix d'achat est moins élevé.
- ✓ Sa fabrication est assez simple.
- ✓ Simple à utiliser et à installer.

- ✓ Il est plus robuste.
- ✓ Il nécessite peu d'entretien.

I.12.2 Inconvénients

- ✓ Sa commande est plus complexe que celle d'une machine synchrone ou d'une machine à courant continu.
- ✓ Mauvais facteur de puissance par rapport à MSAP.
- ✓ Rendement relativement faible (présence de pertes au rotor pour produire un couple).
- ✓ La puissance réactive consommée par la machine asynchrone est très importante.
- ✓ La MAS a tendance à chauffer plus que le Synchrone car les bobines ou barres de la cage d'écureuil chauffent avec le courant qui les traverse.

I.13 domaine d'utilisation de la machine asynchrone

De fait de sa simplicité, sa robustesse et son faible cout, la machine asynchrone est utilisée dans plusieurs domaine que on peut citer :

- ✓ Haut standard de l'industrie.
- ✓ Il peut également être utilisé comme générateur pour les éoliennes.
- ✓ Traction électrique (notamment Eurostar, TGV POS, TGV Duplex Dasye) .
- ✓ propulsion du navire.
- ✓ Propulsion de véhicules électriques.
- ✓ Ascenseur.
- ✓ Treuil.
- ✓ Pompe.
- ✓ Électroménagers.

I.14 Conclusion

Dans le premier chapitre, nous avons d'abord présenté la vue d'ensemble, la structure, le principe de fonctionnement et les différentes méthodes de démarrage des moteurs asynchrones. Nous constatons que les moteurs asynchrones représentent la partie la plus importante de la chaîne de production industrielle. Grâce à ces nombreux avantages, il peut être intégré dans plusieurs systèmes et domaines (machines-outils et éoliennes, etc.).

Pour la suite de notre travail nous aurons besoin du modèle mathématique le plus fidèle décrivant le moteur asynchrone, son comportement et son convertisseur statique avec onduleur MLI. Ce travail sera l'objet des chapitres suivants.

CHAPITRE II :

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel [20].

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande [21].

Ce chapitre se concentre sur la modélisation des machines asynchrones triphasées (MAS). Dans un premier temps, présenter le modèle mathématique (équations électriques, magnétiques et mécaniques) d'un moteur à induction dans un repère triphasé. Nous nous appuyons ensuite sur la transformation PARK pour réduire l'ordre du système.

Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel et réduit le modèle de machine de triphasé à biphasé. Enfin, nous présentons une simulation d'une machine asynchrone avec un onduleur de tension MLI.

II.2 Modélisation de la machine synchrone

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons le commander. La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement d'où la nécessité de prendre en compte quelques hypothèses simplificatrices [8].

II.2.1 Représentation triphasé de la MAS dans le repère (abc)

La figure (II.1) représente les trois bobines statoriques et trois rotoriques respectivement dans le repère (a_s, b_s, c_s) et (a_r, b_r, c_r) . L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique par rapport à l'axe fixe de la phase statorique [9].

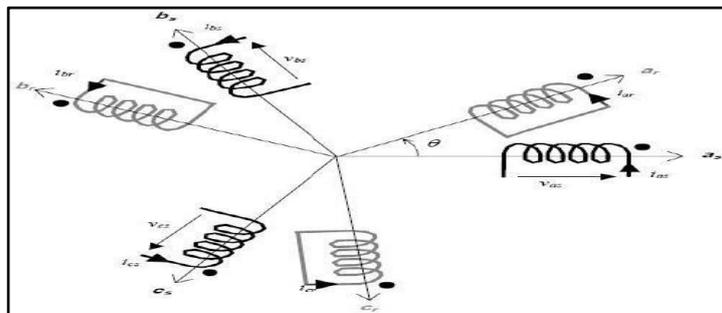


Figure II.1 : Position des axes des phases statoriques et rotoriques.

II.2.2 Hypothèses simplifiées

La mise en équations de la machine asynchrone triphasée aboutit à des équations différentielles à coefficient variable. Un nombre d'hypothèses simplificatrices peut être adopté afin de permettre une mise en équations relativement simples [9].

On suppose :

- ✓ Les bobinages stator et rotor sont symétriques et le F.M.M est réparti sinusoidalement le long des deux armatures.
- ✓ On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé et suffisamment feuilleté pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires.
- ✓ Dans le cas des conducteurs primaires, une densité de courant uniforme est considérée, donc l'effet de peau est ignoré.
- ✓ Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ✓ Seule la première harmonique de l'espace de répartition des forces magnétomotrices de chaque phase du stator et du rotor est considérée.
- ✓ L'épaisseur de l'entrefer est uniforme (constante).

II.2.3. Equations électrique du la MAS dans le repère (abc)

Les équations générales de la machine asynchrone dans le repère triphasé s'écrivent comme suit [10] :

La loi de faraday permet d'écrire :

$$V(t) = Ri(t) + \frac{d}{dt} \varphi(t) \quad (\text{II. 1})$$

✓ Au stator :

$$\begin{cases} v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \varphi_{as} \\ v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \varphi_{bs} \\ v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \varphi_{cs} \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

✓ Au rotor :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \varphi_{ar} \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \varphi_{br} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \varphi_{cr} \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

✓ Sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \\ [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}, [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}, [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

- ✓ $[v_s], [v_r]$: Les tensions simples statorique et rotorique respectivement.
- ✓ $[i_s], [i_r]$: Les courants de phase statorique et rotorique respectivement.
- ✓ $[\varphi_s] [\varphi_r]$: Les flux statorique et rotorique respectivement.
- ✓ $[R_s] [R_r]$: Matrices des résistances par phase statorique et rotorique respectivement.

II.2.4 Equations magnétiques :

De la même manière, l'écriture matricielle des équations magnétiques est donnée par :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II. 5})$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II. 6})$$

En remplaçant les équations (II.5) et (II.6) dans (II.4), on obtient le système d'équations suivant :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}]\frac{d}{dt}[i_s] + \frac{d}{dt}([M_{sr}][i_r]) \quad (\text{II. 7})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}]\frac{d}{dt}[i_r] + \frac{d}{dt}([M_{rs}][i_s]) \quad (\text{II.8})$$

Tel que :

$$[v_r] = [v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}]^t, [i_r] = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^t, [\varphi] = [\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_{cr}]^t$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix}$$

Dans le cas ou : $[L_{ss}] = [L_{rr}]$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\emptyset) & \cos(\emptyset - 4\pi/3) & \cos(\emptyset - 2\pi/3) \\ \cos(\emptyset - 2\pi/3) & \cos(\emptyset) & \cos(\emptyset - 4\pi/3) \\ \cos(\emptyset - 4\pi/3) & \cos(\emptyset - 2\pi/3) & \cos(\emptyset) \end{bmatrix}$$

Où :

- ✓ $[L_{ss}], [L_{rr}]$: Représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques.
- ✓ $[M_{sr}], [M_{rs}]$: Représentent respectivement les matrices des inductances mutuelles stator-rotor et celle des inductances mutuelles rotor-stator.
- ✓ M_{rs} : Représente l'inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.
- ✓ L_{as}, L_{ar} : Représentent respectivement les inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par [10] :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II.9})$$

$$[\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II.10})$$

II.2.5 Equations mécaniques :

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par [11] :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega_r + K_f \Omega_r \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \text{ (rad/s)} \quad (\text{II.12})$$

D'autre part :

$$\omega_r = \frac{d(\theta_r)}{dt} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine.

C_r : Couple résistant.

Ω_r : vitesse angulaire mécanique du rotor.

ω_r : vitesse angulaire électrique de rotation du rotor.

J : Inertie des parties tournant de la machine.

K_f : Coefficient de frottement de la machine.

II.2.6 Expression du Couple électromagnétique :

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique [11].

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (\text{II.14})$$

L'énergie magnétique est donnée par l'expression suivante :

$$w_{mag} = \frac{1}{2} ([L_s]^t [\varphi_s] + [L_r]^t [\varphi_r]) \quad (\text{II.15})$$

D'où :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) \left([L_s] \frac{d}{d\theta_r} [L_s][L_r]^t\right) \quad (\text{II.16})$$

Avec :

p : nombre de paires de pôles.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

II.3 Modèle biphasé de la machine asynchrone :

Le modèle réel d'une machine asynchrone est constitué d'équations différentielles ordinaires dont les coefficients varient en fonction de l'angle de rotation θ . Pour ce faire, nous utilisons la transformation de Park, qui nous permet de former un système d'équations à coefficients constants en changeant les enroulements du stator et du rotor en enroulements orthogonaux correspondants.

II.3.1 Transformation de Park :

La transformation de Park suivie d'une rotation, permet de passer du repère (abc) vers le repère mobile (d, q). On applique cette transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), pour simplifier les équations [12].

$$\begin{bmatrix} v_{dsr} \\ v_{qsr} \\ v_{osr} \end{bmatrix} = [p(\theta)] \begin{bmatrix} v_{asr} \\ v_{bsr} \\ v_{csr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Où $[(\theta)]$ est la matrice de Park :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[p(\theta)^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Dans la matrice de Park, c'est l'angle qui intervient pour les grandeurs statoriques et pour les grandeurs rotoriques [13].

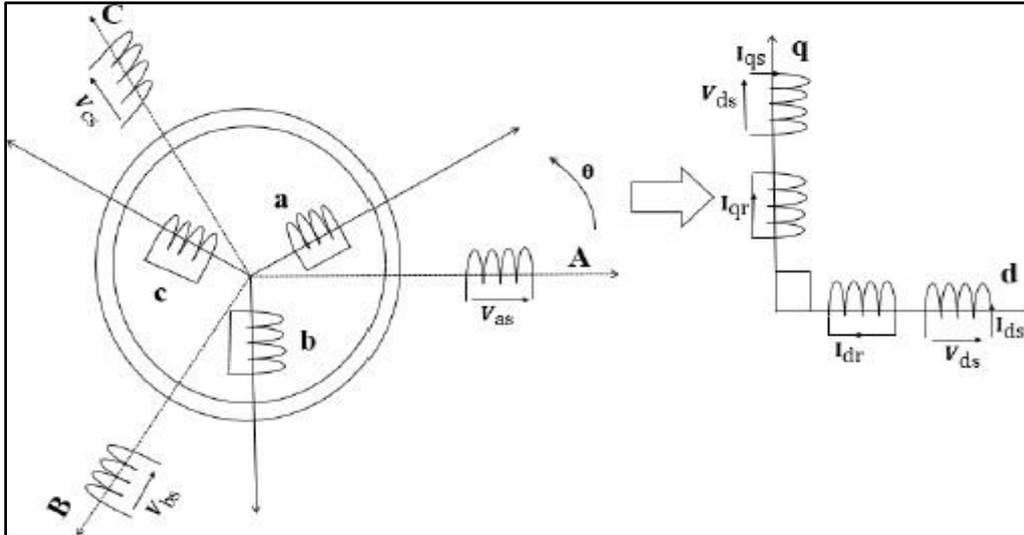


Figure II.2 : Modèle de Park de la MAS.

II.3.2 Choix de référentielle :

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon :

- Référentiel lié au stator

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation [14].

- Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée comme constante [14].

- Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ magnétique créé par les enroulements statoriques. Il est utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple [14].

II.3.3 Equations électriques dans le repère de Park :

Les équations électriques, de la machine asynchrone dans le système biphasé obtenues en appliquant la transformée de Park sont comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_{gl} \varphi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_{gl} \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s$: Pulsation des grandeurs statoriques (rad/s).

$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r$: Pulsation des grandeurs rotoriques (rad/s).

II.3.4 Equations magnétiques dans le repère de Park :

Les équations magnétiques des flux statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_s i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_s i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Avec : $M_{sr} = \frac{3}{2} M$

II.3.5 Puissance absorbée et couple électromagnétique :

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de transformation, ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique, en négligeant la composante homopolaire, la puissance absorbée par la MAS dans le système d'axe (d, q) est exprimée par [15] :

$$P_a = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \quad (\text{II. 22})$$

En remplaçant les tensions V_{sd} et V_{sq} par leurs expressions dans (II.21), on aura :

$$P_a = (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + i_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.23})$$

L'expression (II.23) se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule.
- Le second représente la variation de l'énergie électromagnétique.
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique (P_{em}).

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (\text{II.24})$$

L'expression du couple est donnée par la forme suivante :

$$C_{em} = P (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.25})$$

En remplaçant les flux (φ_{sd} et φ_{sq}) dans la relation (II.25), on obtient :

$$C_{em} = pM (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (\text{II.26})$$

A partir des expressions des flux rotoriques exprimé en (II.21), on tire :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{M + L_r} (\varphi_{rd} - M i_{sd}) \\ i_{rq} = \frac{1}{M + L_r} (\varphi_{rq} - M i_{sq}) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant les courants rotoriques par leurs expressions (II.27), on aura :

$$C_{em} = P \frac{M}{M + L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.28})$$

II.3.6 Représentation d'état de la machine asynchrone :

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous forme [10] :

$$\frac{d}{dt} X = AX + BU \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$X = [\varphi_{sd} \varphi_{sq} \varphi_{rd} \varphi_{rq}]^t : \text{Vecteur d'état.}$$

$$U = [v_{sd} v_{sq} 0 0]^t : \text{Vecteur d'entrée.}$$

Le flux magnétisant φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct φ_{md} et en quadrature d'où :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2} \quad (\text{II.30})$$

A partir des systèmes d'équations (II.28) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\varphi_{sd} - \varphi_{md}}{L_s} \\ i_{sq} = \frac{\varphi_{sq} - \varphi_{mq}}{L_s} \\ i_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - \varphi_{md}}{L_r} \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq} - \varphi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{md} = L_m(i_{sd} + i_{rd}) \\ \varphi_{mq} = L_m(i_{sq} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

En introduisant les expressions des courants (II. 31) dans (II.32), en aura :

$$\begin{cases} \varphi_{md} = \left(\frac{\varphi_{ds}}{L_s} + \frac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) L_a \\ \varphi_{mq} = \left(\frac{\varphi_{qs}}{L_s} + \frac{\varphi_{qr}}{L_r} \right) L_a \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r}} \right) \quad (\text{II.34})$$

En remplaçant le système d'équation (II.31) dans le système d'équation (II.20) et en le mettant sous forme d'un système d'équations d'état, on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{sd} = v_{sd} - \frac{R_s}{L_s} (\varphi_{sd} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{sq} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{sq} = v_{sq} - \frac{R_s}{L_s} (\varphi_{sq} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{sd} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{rd} - \varphi_{md}) + \omega_{gl} \varphi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rq} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{rq} - \varphi_{mq}) - \omega_{gl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

En développant ce système d'équations et en introduisant les expressions de φ_{md} et φ_{mq} , on trouvera :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{sd} = v_{ds} - \left(\frac{R_s}{L_s} - \frac{R_s L_s}{L_s^2} \right) \varphi_{sd} + \omega_s \varphi_{sq} + \frac{R_s L_a}{L_r L_s} \varphi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{sq} = - \left(\frac{R_s}{L_s} - \frac{R_s L_s}{L_s^2} \right) \varphi_{sq} + v_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} + \frac{R_s L_a}{L_r L_s} \varphi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rd} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{rd} + \frac{R_r L_a}{L_r L_s} \varphi_{sd} + \omega_{gl} \varphi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rq} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{rq} + \frac{R_r L_a}{L_r L_s} \varphi_{sq} - \omega_{gl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et :

$$A = \begin{bmatrix} - \left(\frac{R_s}{L_s} - \frac{R_s L_a}{L_s^2} \right) & \omega_s & \frac{R_s L_a}{L_r L_s} & 0 \\ - \left(\frac{R_s}{L_s} - \frac{R_s L_a}{L_s^2} \right) & -\omega_s & 0 & \frac{R_s L_a}{L_r L_s} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_s} & 0 & - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & -\omega_{gl} & - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \end{bmatrix}$$

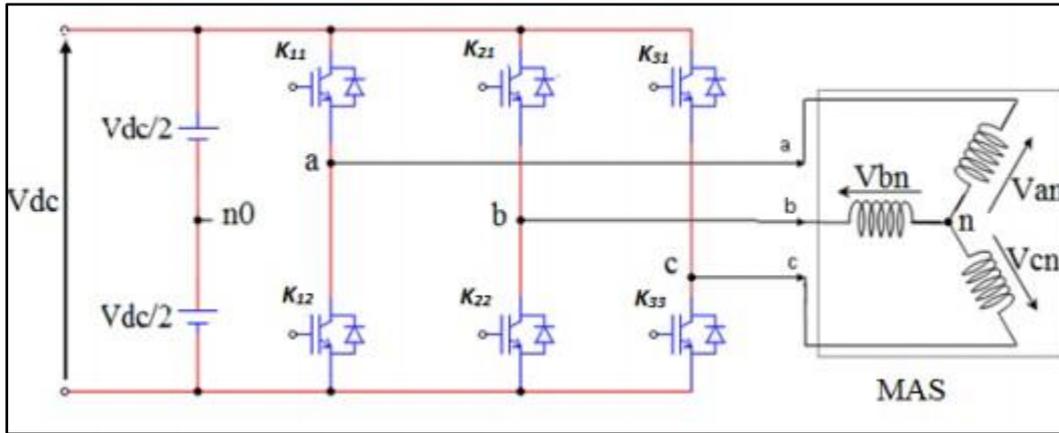
II.4 Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à commande MLI

II.4.1 Onduleur de tension triphasé :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K_{11} , K_{12}), (K_{21} , K_{22}), (K_{31} , K_{33}) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source.[16]

Dans le but de simplifier notre étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.



figureII.3 : onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la MAS [16].

Les tensions composées v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} sont obtenu à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} + v_{ob} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} + v_{oc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} + v_{oa} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

v_{ao} , v_{bo} et v_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à unpoint milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée. On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

- v_{an} ; v_{bn} ; v_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternatif).
- v_{no} : est la tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

Etant donné que le système est un système équilibré, nous aurons :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (\text{II.39})$$

En sommons les trois tensions de l'équation (II.39), on obtient :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.40})$$

En remplace (II.40) dans l'équation (II.39), on va aboutir à :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} = -\frac{1}{2}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} = -\frac{1}{2}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Donc l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[v_{AC}] = [T][v_{DC}] \quad (\text{II.42})$$

Telle que :

$$[v_{AC}] = [v_{an} \ v_{bn} \ v_{cn}]^t$$

$$[v_{DC}] = [v_{ao} \ v_{bo} \ v_{co}]^t$$

De ce raisonnement, nous concluons que chaque branche a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i=1,2,3\}$. La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

II.4.2 Onduleur de tension à MLI :

Plusieurs types de *MLI* se distinguent, dont on peut citer [17] [18] :

- ✓ Les modulations *sinus - triangle* effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdale à une porteuse en généralement triangulaire.
- ✓ Les modulations *pré-calculées* pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une onde fondamentale.
- ✓ Les modulations *post-calculées* appelées encore MLI régulières symétrique ou MLI Vectorielle dans lesquelles les angles de commutation sont calculés on ligne.

II.4.3 Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle :

La MLI permet de générer chaque alternance de tension en sortie de l'onduleur à l'aide de fentes rectangulaires successives dont la largeur varie selon la loi de commande qui a pour but :

- ✓ Rejeter les fréquences harmoniques pour un filtrage plus facile.
- ✓ Modifie la valeur effective de la valeur de base de la tension de sortie.
- ✓ Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. Les lois de modulation est une

comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse $V_{pm}(t)$ de fréquence (f_p) [17] [18], le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $k_i=1, 2,3$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa [19].

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ✓ L'indice de la modulation : $m = \frac{f_p}{f}$
- ✓ Le coefficient de réglage en tension : $r = \frac{v_m}{v_p}$

II.4.4 Association de la MAS-onduleurs de tension à commande MLI :

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est illustrée par la figure (2.4).

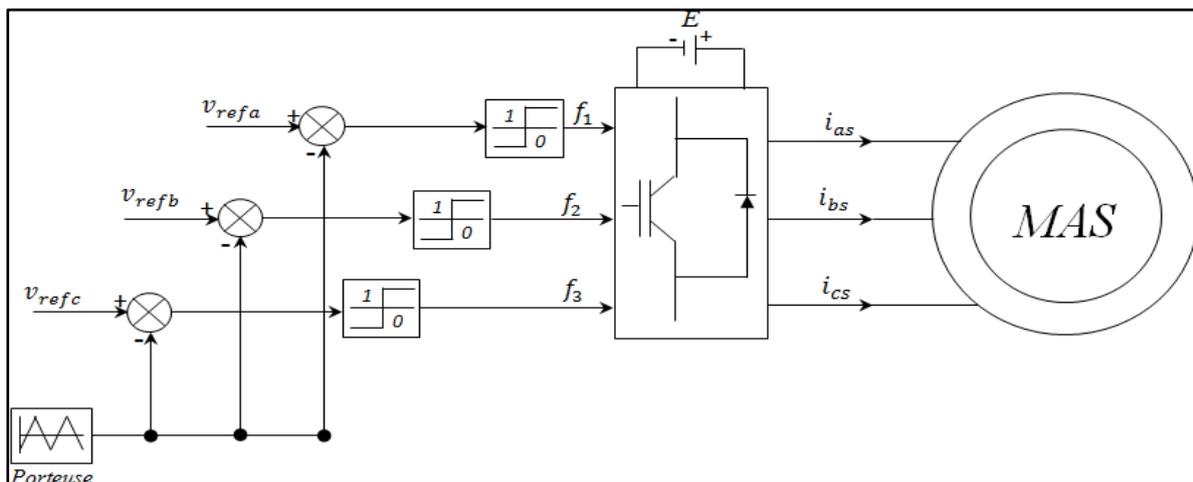


Figure II.4 : Association MAS-Convertisseurs de tensions à commande MLI.

II.5 Simulation et interprétation des résultats :

Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont celles simulé avec Matlab/Simulink, obtenus par le modèle basé sur les équations qui sont obtenues avec la transformation de Park lié au champ tournant, d'une machine de puissance nominale de 1.5 KW.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 156.2 rad/s (très proche de celle du synchronisme) à $t=0,3$ s (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 40 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.16 s où il rejoint 18 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur

minimale de 0.126 N.m. Les courants statoriques et rotorique présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique ; en fin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d,q) se stabilisent respectivement à -1.18Wb et à -0.1Wb .

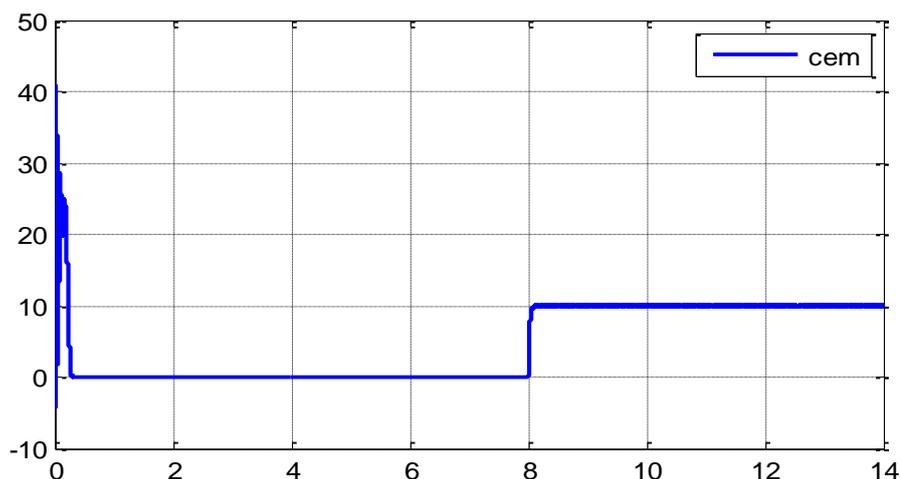


Figure II.5. : Evolution du couple électromagnétique.

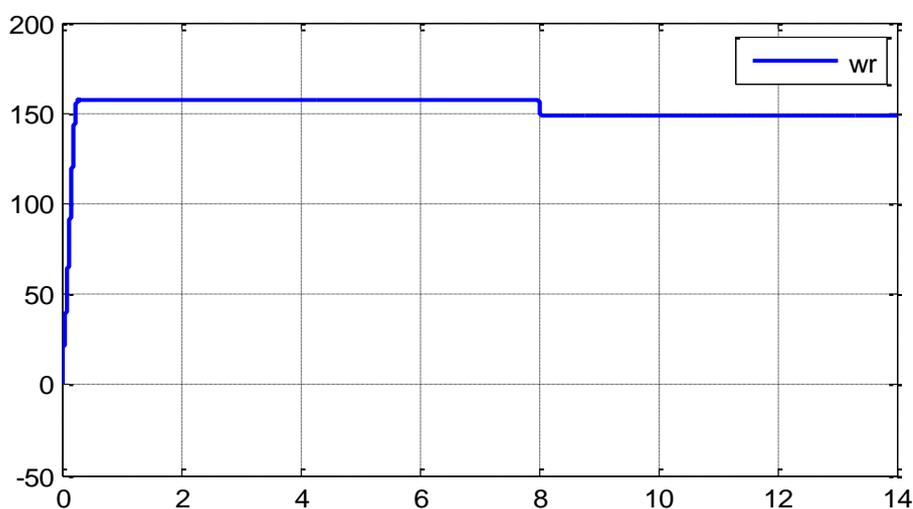


Figure II.6 : Evolution de la vitesse angulaire mécanique du rotor.

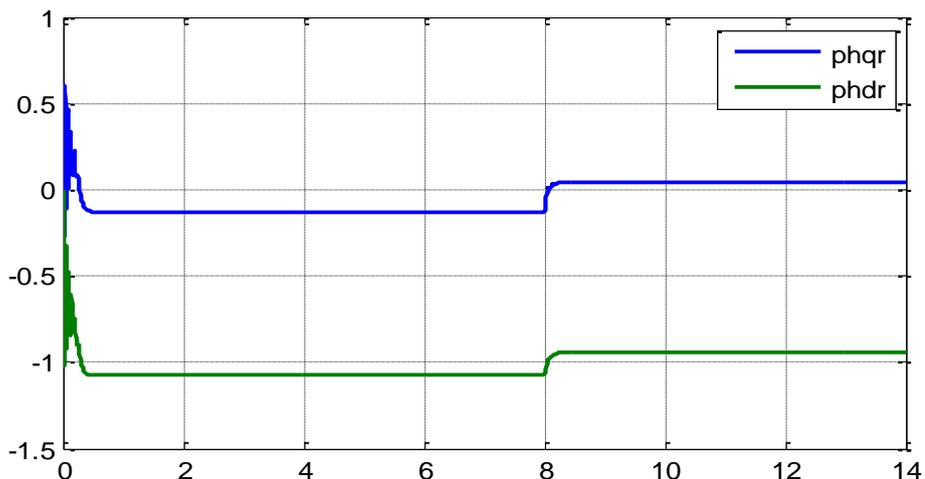


Figure II.7 : Evolution des flux rotoriques quadratique et direct.

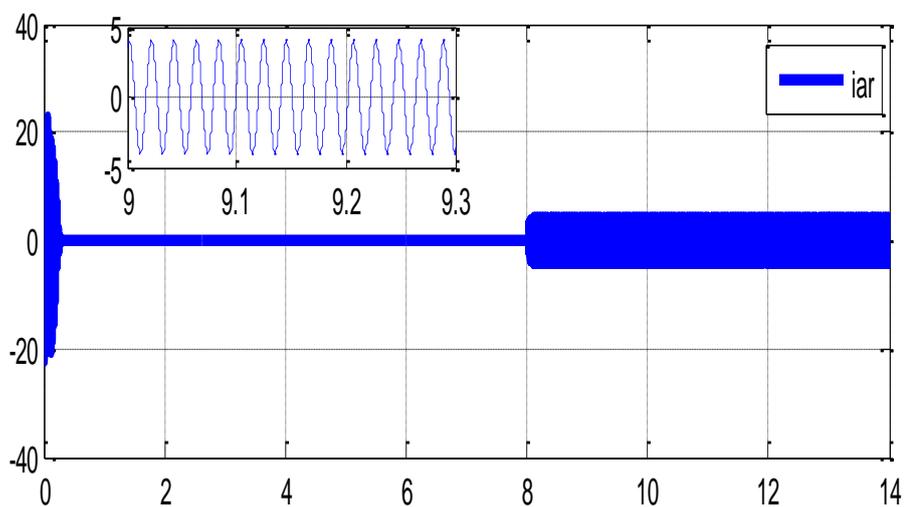


Figure II.9 : Evolution des courants rotoriques i_{ar} .

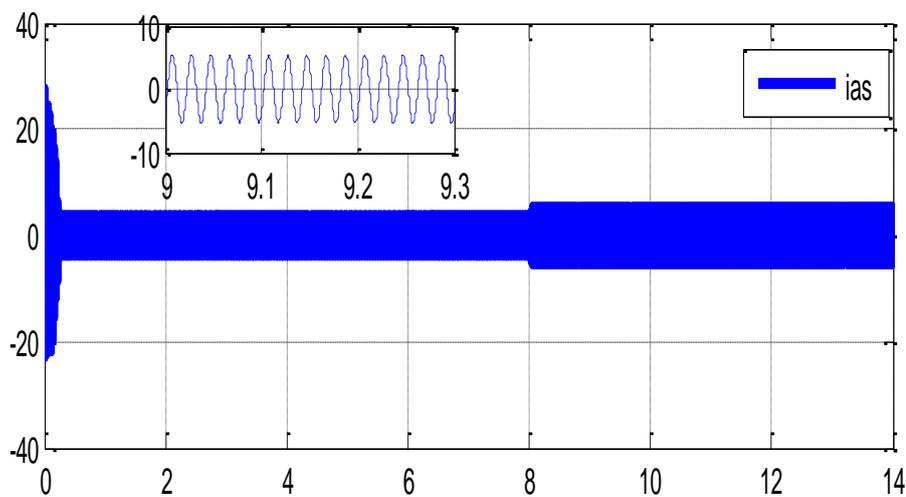


Figure II.10 : Evolution des courants statoriques i_{as} .

II.5.1 interprétation des résultats :

En appliquant la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t = 8 \text{ s}$, on constate que la vitesse diminue et se stabilise respectivement à $\Omega = 147.5 \text{ rad/s}$; par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques et rotoriques et par les flux rotoriques selon (d,q), qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 10.4 \text{ N.m}$ (légèrement supérieur au couple de charge), $\phi_{dr} = -0.9 \text{ Wb}$ et $\phi_{qr} = 0.086 \text{ Wb}$. Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide.

II.6 Conclusion :

Tout au long de ce chapitre, nous utilisons la transformation de Park et un onduleur de tension contrôlé par une stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park, ainsi que l'onduleur pour les machines asynchrones, qui répond suffisamment bien pour décrire l'évolution du démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

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 sera l'objet du chapitre suivante.

CHAPITRE III :

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1 Introduction

Grâce au développement technologique, et les succès réalisés dans l'électronique de puissance et la micro-informatique, le domaine d'entraînement des machines électriques à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué particulièrement en faveur de la MAS, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

Cependant la MAS présente un inconvénient majeur, qu'on a déjà vu dans le seconde chapitre, qui est le fort couplage existant entre le flux et le couple et qui se traduit par la chute de sa vitesse quand elle est sollicitée par une charge, contrairement à la machine à courant continu à excitation séparée, ou la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

L'avènement de la commande vectorielle ou en anglais(FOC :Field Oriented Control) a permis de résoudre ce problème en rendant le fonctionnement de la MAS assimilable à celui de la MCC à excitation séparée ,en liant son référentiel au champ tournant et en orientant le flux suivant l'axe direct qui sera commandé par la composante directe du courant statorique aussi le couple sera commandé uniquement par la composante transversale [22][23][24][25].

III.2 Description de la commande vectorielle :

La commande vectorielle, introduite par Blaschke (1972), a été la première technique capable de fournir aux moteurs asynchrones des performances nouvelles au moins comparables à celles des moteurs à courant continu. La technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine à induction dans un référentiel qui tourne avec le flux du rotor. Par cette transformation non linéaire, il suffit de maintenir le flux du rotor constant pour assurer le découplage entre la vitesse du moteur et le flux. Dans le cas de la régulation des flux stator, rotor et entrefer des moteurs asynchrones, trois méthodes de commande découplée sont proposées.

III.3 Principe de la commande vectorielle :

La technique de la commande vectorielle repose sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [26].

Cette dernière présente une qualité intrinsèque, car elle permet un contrôle séparé du flux et du couple.

Le couple électromagnétique d'une machine à courant continu est exprimé par :

$$C_{em} = K \varphi_f I_a = \dot{K} I_f I_a \quad (\text{III.1})$$

Avec :

φ_f : Flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Courant d'induit.

K, K' : Constants.

Dans une machine asynchrone, la commande vectorielle consiste à découpler les grandeurs qui forment le couple électromagnétique et le courant rotorique. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'arbre qui assure le découplage du débit et du couple.

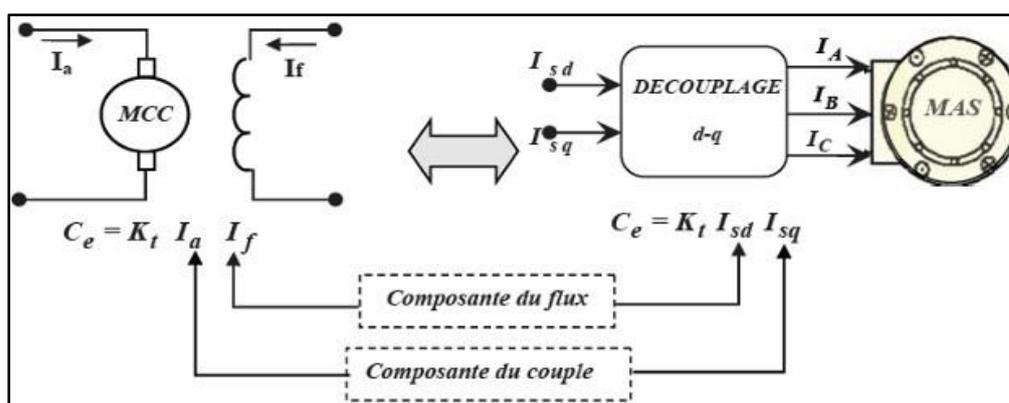


Figure III.1 : Analogie du découplage couple-flux entre la MCC et la MAS.

Sachant que l'expression du couple électromagnétique (II.28) de la machine asynchrone en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques. Cependant, en choisissant l'orientation du flux rotorique suivant l'axe direct d ($\varphi_{rd}=\varphi_r$ et $\varphi_{rq}=0$), on aura la forme du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = P \frac{M}{M + L_r} i_{sq} \varphi_r = \dot{K} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$\dot{K} = P \frac{M}{M + L_r}$$

A partir de l'équation (III.2), nous trouvons que le couple électromagnétique est déterminé par l'interaction entre l'élément de flux et l'élément de courant. Cette relation rappelle le couple Moteur à courant continu à excitation séparée.

Par conséquent, il est conclu que le fonctionnement d'une machine à induction à commande vectorielle est similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

III.4 Orientation du flux rotorique :

La méthode de commande à flux orienté est basée sur le choix du repère de référence suivant la vitesse attribuée au repère (d, q) , de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis, dont l'alimentation en tension et le repère lié au champ tournant [10].

Alors l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles :

- ✓ Orientation du flux rotorique :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{rq} = 0 \quad \text{(III. 3)}$$

- ✓ Orientation du flux statorique :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{sq} = 0 \quad \text{(III.4)}$$

- ✓ Orientation du flux d'entrefer :

$$\varphi_{gd} = \varphi_g \text{ et } \varphi_{gq} = 0 \quad \text{(III.5)}$$

Pour la MAS, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.3), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

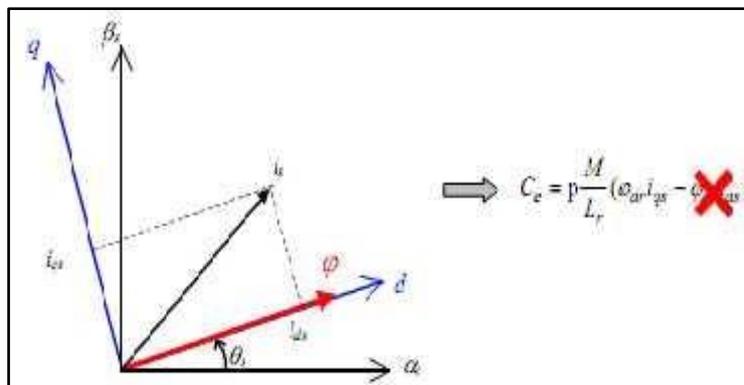


Figure. III.2 : principe du control vectorielle.

Il convient également de noter qu'il existe deux méthodes de contrôle vectoriel orienté flux : la méthode de contrôle direct (DFOC) et la méthode de contrôle indirect (IFOC).

III.5 Le contrôle indirect (IFOC) :

À l'opposé de la méthode précédente, nous considérons que les composantes du flux rotorique ne sont pas directement accessibles. Les motivations premières de la méthode indirecte sont d'une part le coût élevé d'un capteur de flux direct et d'autre part le problème d'intégration du capteur dans la machine, ce qui conduit à la diminution de la fiabilité de la machine. Les

applications industrielles ne sont pas favorables à l'introduction d'un capteur matériel supplémentaire dans le système d'entraînement. Ce raisonnement conduit donc à orienter le flux par une voie indirecte, à partir des courants statoriques qui sont les grandeurs de réglage des flux [27].

III.6 Avantage et inconvénient de la commande (IFOC) :

L'avantage de la commande indirecte est que flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle ω_s qui est obtenu à partir de la pulsation statorique ω_s . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique estimée ω_{rest} et la pulsation mécanique $P\Omega$ mesurée. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux. L'inconvénient de (IFOC) réside dans sa sensibilité aux variations paramétriques.

On remarque que ces deux structures de commande (DFOC ; IFOC) nécessitent un capteur Mécanique pour l'information de vitesse et de position du rotor de la machine [28].

III.7 Commande vectorielle indirecte sans réglage de la vitesse :

Les lois gouvernantes sont obtenues à partir des équations MAS reliant le champ tournant et l'orientation du courant rotorique, où la position du courant est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement.

On considère comme grandeurs de référence le flux rotorique φ_r^* et le couple électromagnétique C_{em}^* [10].

La figure (III.2) représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

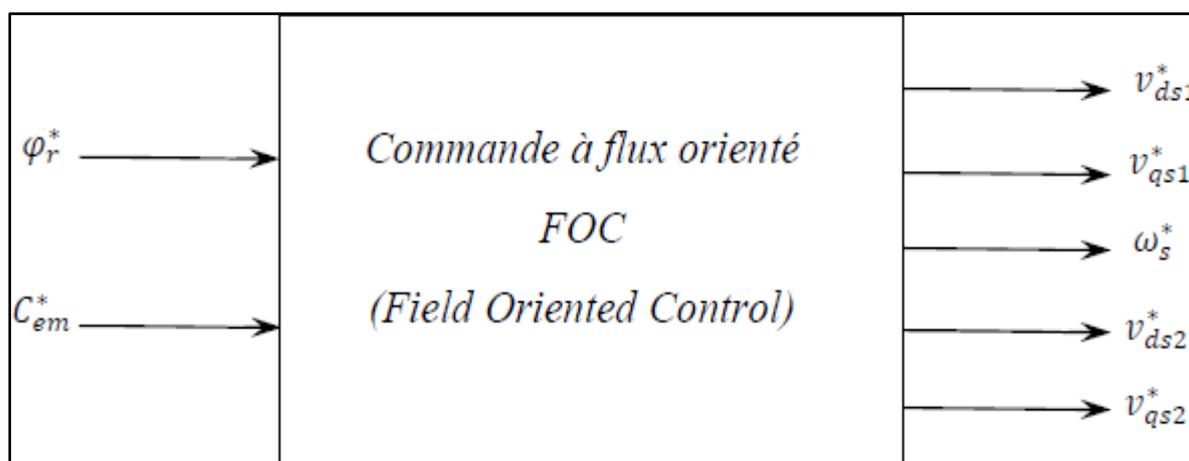


Figure III 3 : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC).

En exprimant que :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \quad (\text{III.6})$$

$$\varphi_{rq} = 0 \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant les équations (III.6) et (III.7) dans l'équation (II.20), on obtient :

$$\varphi_r i_{rd} = 0 \rightarrow i_{rd} = 0 \quad (\text{III.8})$$

$$R_r i_{rq} + \omega_g * \varphi_r * = 0 \rightarrow i_{rq} = -\frac{\omega_g * \varphi_r *}{R_r} \quad (\text{III.9})$$

Et à partir de l'équation (II.27), on trouve :

$$i_{rd} = \frac{1}{M + L_r} (\varphi_r * - M i_{sd}) \quad (\text{III.10})$$

$$i_{rq} = -\frac{M}{M + L_r} i_{sq} \quad (\text{III.11})$$

En introduisant (III.10) et (III.11) dans le système d'équations des Flux statoriques (II.21), on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \lambda i_{sd} + \mu \varphi_r * \\ \varphi_{sq} = \lambda i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$\mu = \frac{M}{M + L_r} \quad \text{et} \quad \lambda = L_s + \mu L_r$$

En substituant (III.8) dans (III.10), on aura :

$$\varphi_r * = M i_{sd} \quad (\text{III.13})$$

A partir de l'équation (III.11), on trouve :

$$M i_{sq} = -(M + L_r) i_{rq} \quad (\text{III.14})$$

En remplaçant (III.12) à (III.14) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.20) et en introduisant l'expression (III.9), on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} * = R_s i_{sd} + L_s P i_{sd} - \omega_s * (L_s i_{sq} + \tau_r \varphi_r * \omega_{gl} *) \\ V_{sq} * = R_s i_{sq} + L_s P i_{sq} + \omega_s * (L_s i_{sd} + \varphi_r *) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \omega_{gl} * = \omega_s * - \omega_r$$

P : Opérateur Laplace.

En introduisant l'équation (III.9) dans (III.11), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r}{(M + L_r)} \frac{i_{sq}}{\varphi_r^*} \quad (\text{III.16})$$

À partir de la relation (III.2), on trouve :

$$i_{sq} = \frac{M + L_r}{pM} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \quad (\text{III.17})$$

Le système d'équations électriques (III.15) montre que les tensions (v_{sd}^* , v_{sq}^*) influent au même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures (i_{sd} , i_{sq}), donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage.

Cela en définissant de nouvelles variables (v_{sdr} , v_{sqr}) n'agissant respectivement que sur (i_{sd} , i_{sq}) tels que :

$$\begin{cases} V_{sdr} = R_s i_{sd} + L_s p i_{sd} \\ V_{sqr} = R_s i_{sq} + L_s p i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors de découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{sd}^* = v_{sdr} - v_{sdc} \\ v_{sq}^* = v_{sqr} - v_{sqc} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Tel que :

$$\begin{cases} v_{sdc} = \omega_s^* (L_s i_{sq} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{sqc} = \omega_s^* (L_s i_{sd} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

III.7.1 Identification des paramètres des régulateurs PI :

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(P) = \frac{1}{aP + b} \quad (\text{III.21})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(P) = K_p + \frac{k_i}{P} \quad (\text{III.22})$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure (III.4).

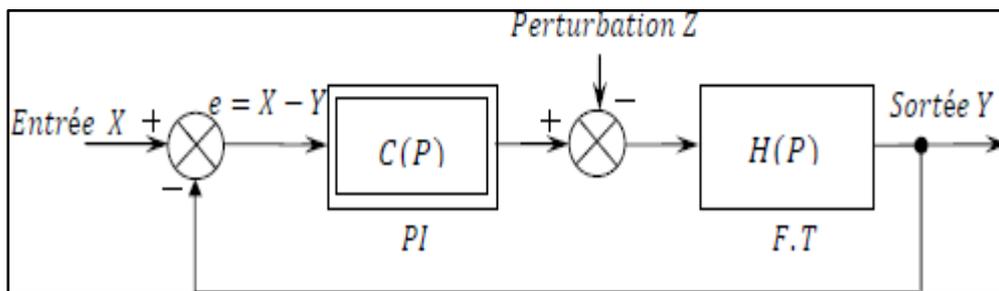


Figure III.4 : Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un PI.

La perturbation est négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs. La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(P) = C(P)H(P) = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + bP} \quad (\text{III.23})$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(P) = \frac{T(P)}{1 + T(P)} = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b + K_p)P + K_i} \quad (\text{III.24})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(P) = \frac{1}{TP + 1} \quad (\text{III.25})$$

Il suffit d'identifier (III.23) et (III.24) comme suit :

$$\frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b + K_p)P + K_i} = \frac{1}{TP + 1} \quad (\text{III.26})$$

Ce qui donne :

$$k_p T P^2 + (K_i T + K_p) + k_i = a P^2 + (b + K_p)P + K_i \quad (\text{III.27})$$

D ou :

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{T} \\ K_i = \frac{b}{T} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

La figure (III.5) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.

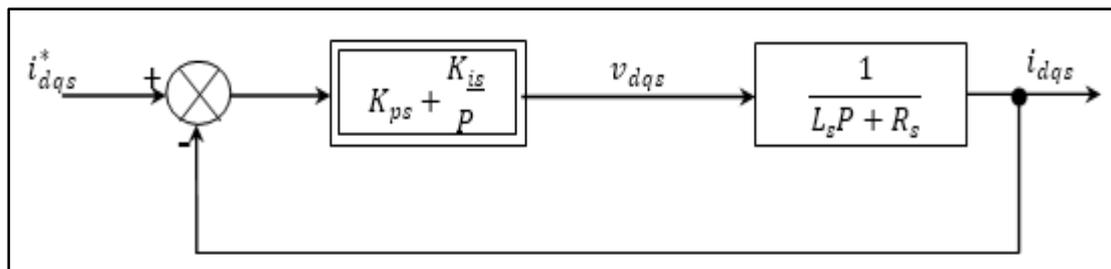


Figure III.5 : Schéma de boucle de régulation des courants statoriques.

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{L_s}{T} \\ K_i = \frac{R_s}{T} \end{cases}$$

Pour avoir une dynamique du processus rapide, on prend $\tau_r = \frac{\tau_r}{6}$ avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ représente la constante de temps électrique (rotorique) du système.

III.8 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse :

Le principe de cette méthode, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor, en utilisant un capteur de vitesse, ceci est réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante : [10]

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \varphi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Et schématisé par la figure (III.6) :

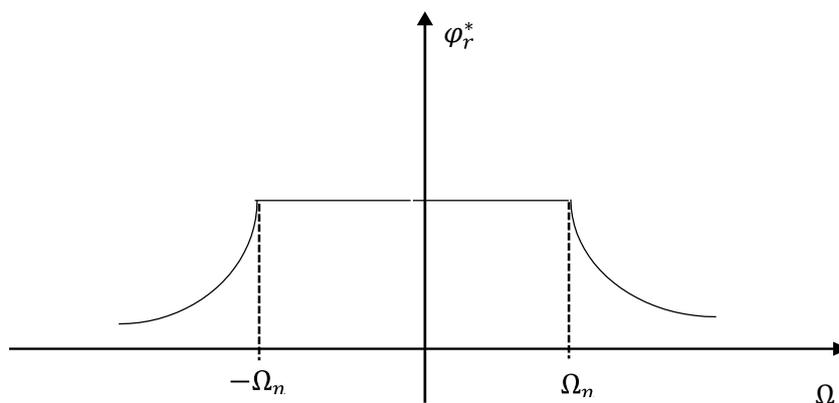


Figure.III.6 : Schéma de défluxage.

Normalement, le courant est maintenu constant à la valeur nominale lorsque la vitesse du rotor est inférieure ou égale à la vitesse nominale de la machine, et à des vitesses plus élevées, le courant diminue avec l'augmentation de la vitesse pour limiter la tension aux bornes de la machine et éviter la saturation magnétique.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MAS est donné par la figure (III.7) :

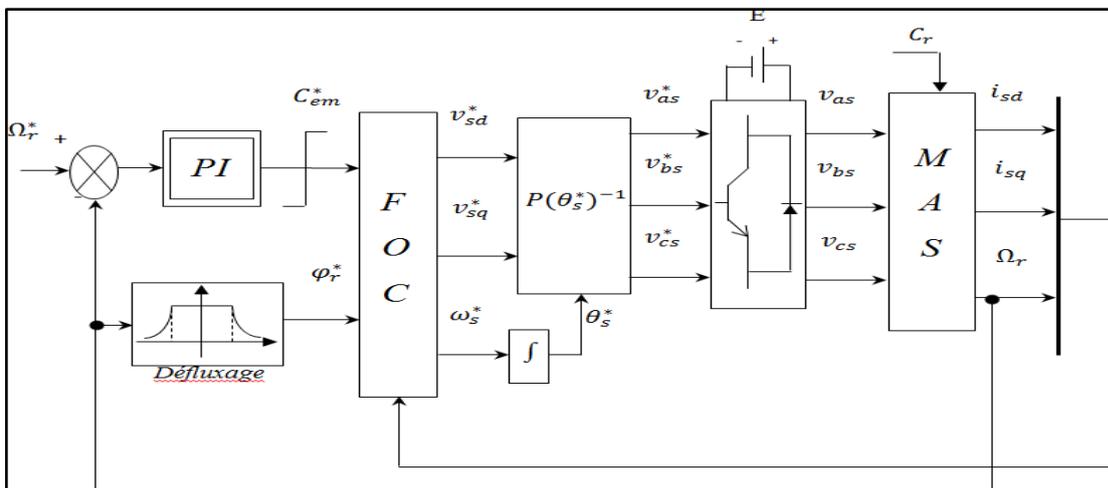


Figure III. 7 : Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse.

La représentation schématique du bloc de découplage FOC est donnée par la figure (III.8) :

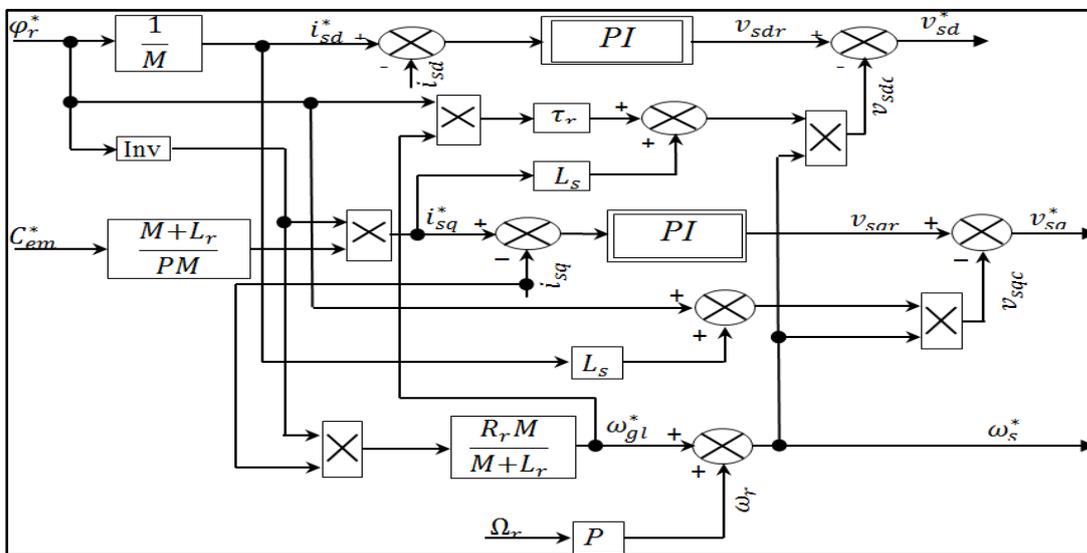


Figure III.8 : Représentation schématique du bloc de découplage FOC.

III.8.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse :

Le schéma de la boucle de régulation de la vitesse est donné par la figure (III.9) [10] :

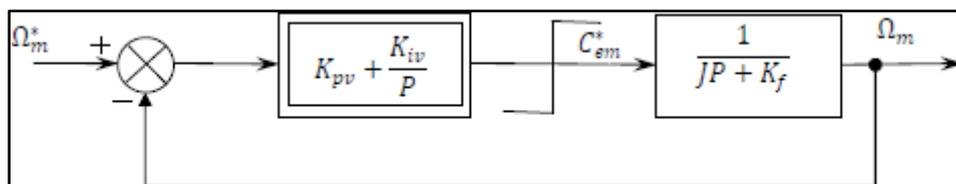


Figure III .9: Schéma de la boucle de régulation de la vitesse rotorique.

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_p = \frac{J}{T} \\ K_i = \frac{K_f}{T} \end{cases}$$

On prend : $T = \tau_r$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^*(lim) = \begin{cases} C_{em}^* & Si \quad |C_{em}^*| \leq C_{emMax} \\ C_{emMax} \text{sign}(C_{em}^*) & Si \quad |C_{em}^*| > C_{emMax} \end{cases}$$

III.9 Simulation et interprétation des résultats :

Les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel avec l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone sont évaluées à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe.

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension. Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 157 rad/s, et à t=8s en introduit un couple de charge égale à 10 Nm.

Les résultats obtenus sont présentés sur les figures :

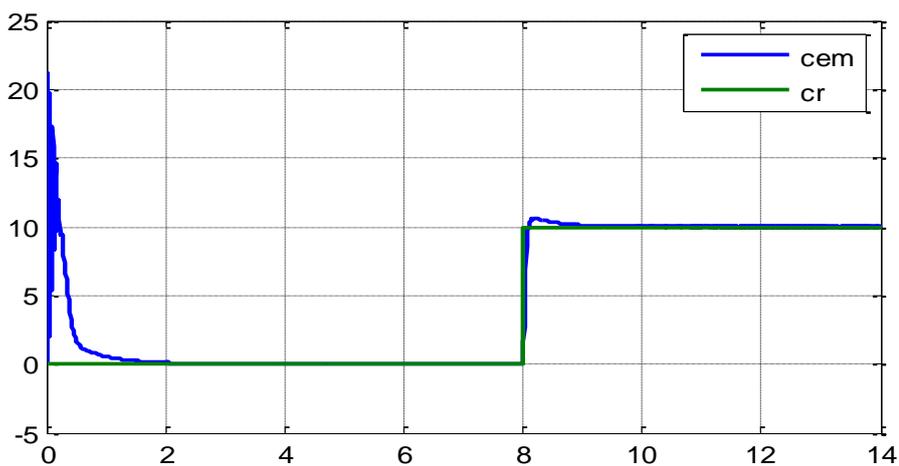


Figure III.10 : Evolution du couple électromagnétique et couple Résistante.

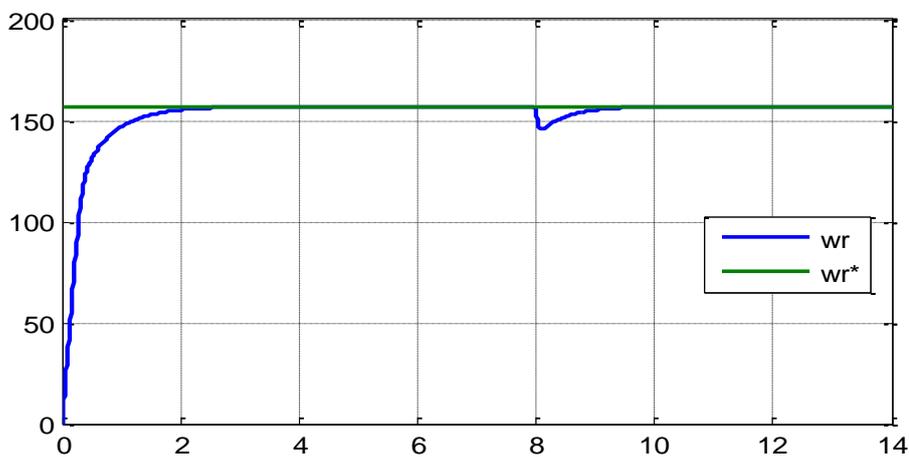


Figure III.11 : Evolution de la vitesse Angulaire.

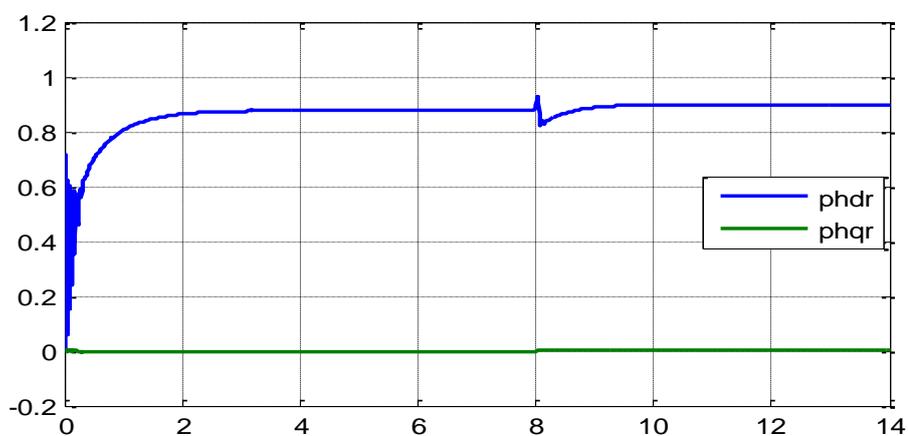


Figure III.12 : Evolution du flux rotorique quadrature et direct.

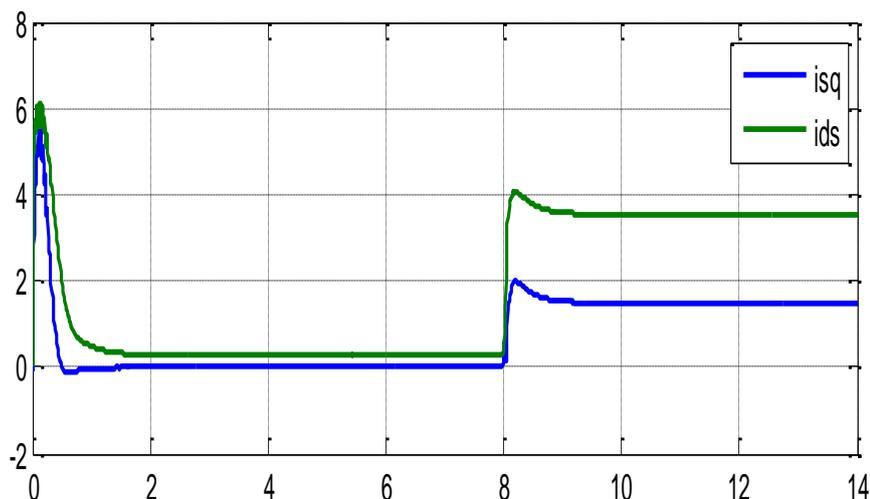


Figure III.13 : Evolution du courant statorique i_{ds} et i_{sq}

III.9.1 Test de performance

Nous avons effectué une inversion du sens de rotation du vitesse (157 rd/s a-157 rd/s) avec l'application d'un couple de charge de 10Nm à $t=8$ s dans le but d'observer la variation Temporelle de la vitesse et du couple électromagnétique à vide lors du démarrage. Lors de l'application du couple de charge, on note un dépassement au niveau de la réponse dynamique de la vitesse.

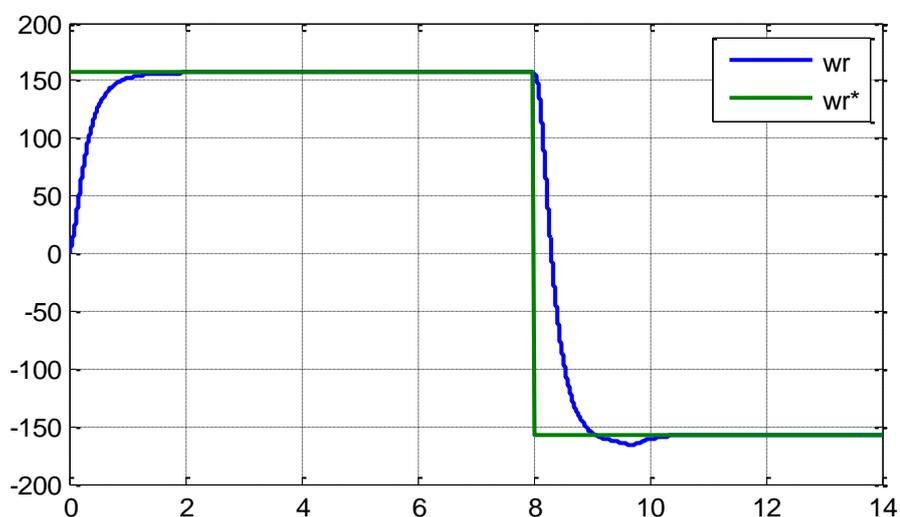


Figure III.14 : Evolution de la vitesse angulaire.

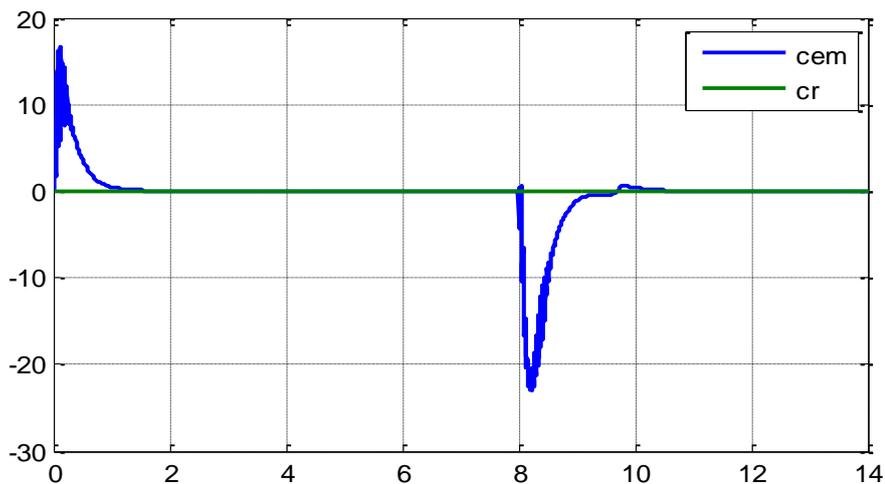


Figure III.15 : Evolution du couple électromagnétique et couple Résistante.

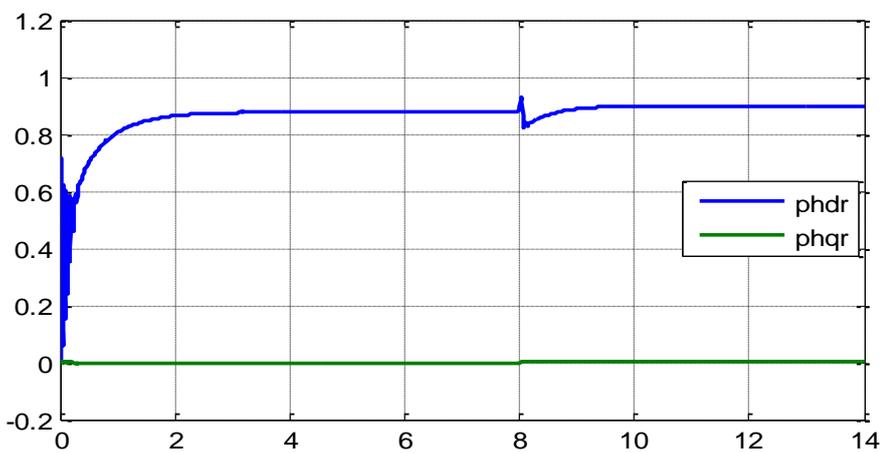


Figure III.16 : Evolution du flux rotorique direct et quadrature.

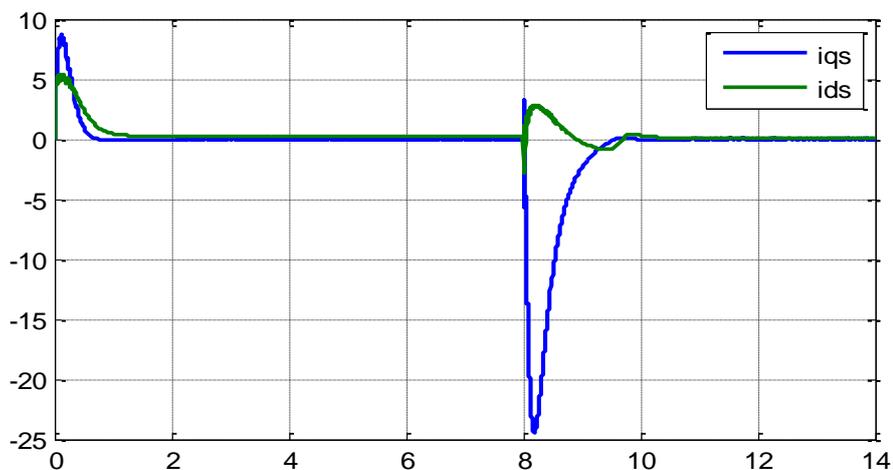


Figure III.17 : Evolution du courant statorique i_{ds} et i_{qs}

III.9.2 teste de robustesse :

La robustesse est une mesure de ce qu'un moteur peut supporter avant de devoir être remplacé. Ceci est important car les moteurs sont utilisés dans de nombreuses applications différentes et il n'existe pas de solution unique. Plus un moteur n'est robuste, mieux il fonctionnera dans différents environnement et application.

Nous avons appliqué le test sur MAS avec régulateur de vitesse en utilisant la méthode de contrôle indirect alors nous avons augmenté 50% de la résistance rotorique (c'est-à-dire $R_r = 1.9025\Omega$) à partir de l'instant $t=8$ s, avec l'application de la charge nominale $C_r = 10\text{N.m}$.

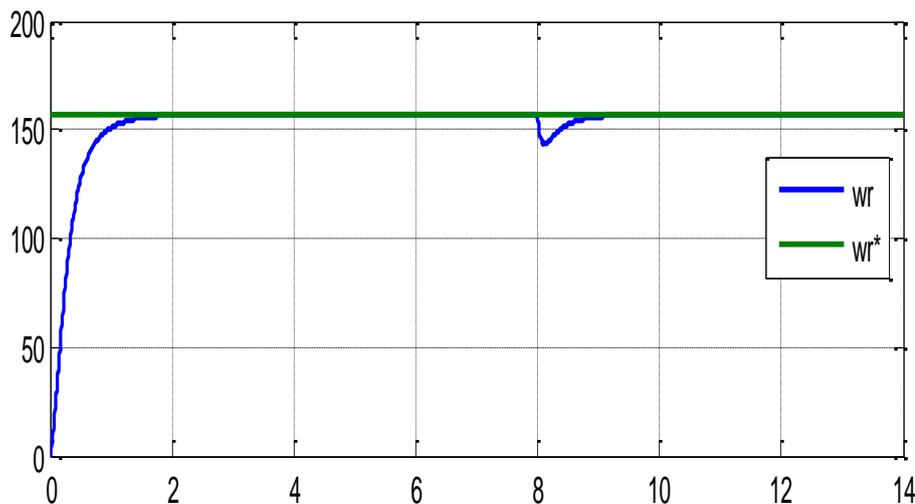


Figure III.18 : Evolution de la vitesse angulaire.

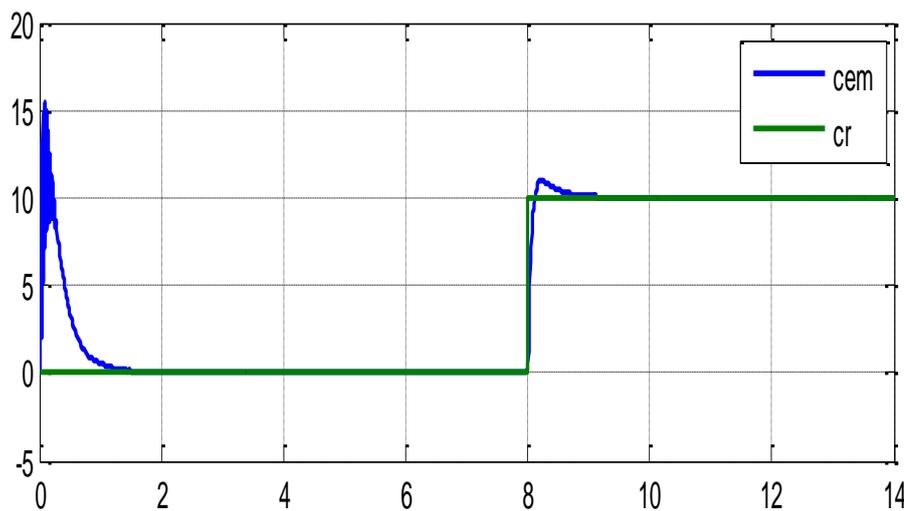


Figure III.19 : Evolution du couple électromagnétique et couple résistante.

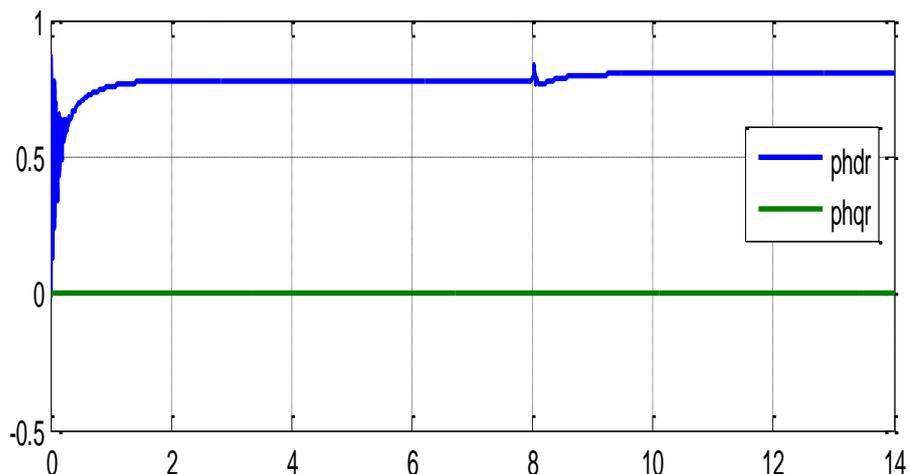


Figure III.20 : Evolution du flux rotorique direct et quadrature.

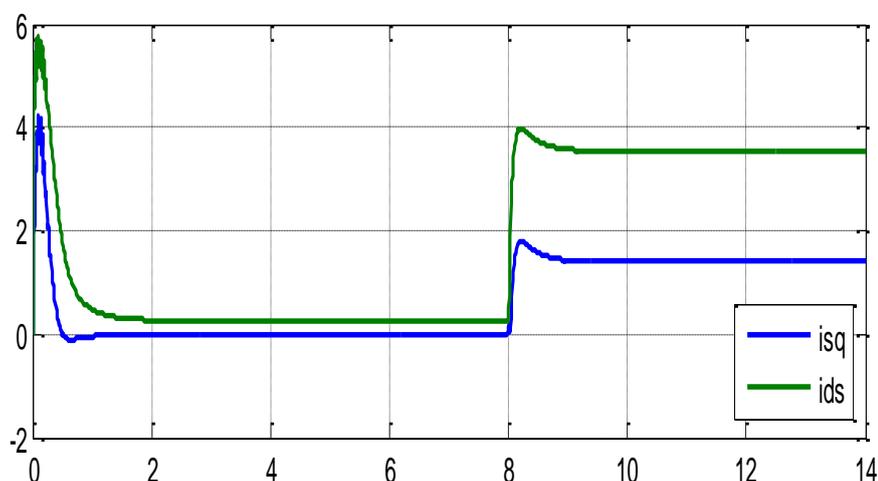


Figure III.21 : Evolution du courant statorique i_{ds} et i_{qs} .

III.10 interprétation des résultats :

Après un régime transitoire, la vitesse du moteur atteint sa vitesse de référence puis elle se stabilise à 157rad/s malgré une chute de 10% due à l'introduction de la charge, la vitesse reprend sa valeur initiale avec une bonne dynamique sans erreur statique. Ainsi on peut constater que le flux rotorique direct adopte sa valeur de consigne et le flux en quadrature s'annule, et la variation du couple suit la variation de la composante de courant sur l'axe « q ».

Le couple s'annule après une forte augmentation due au démarrage (5 fois sa valeur nominale) mais il n'est pas ondulé, en appliquant une charge ce dernier tend à compenser cette charge. Les courants ont les mêmes comportements que le couple.

Pour le changement de sens de la vitesse, la machine répond avec succès (suit la trajectoire) à l'inversion de sens de rotation, par contre le couple et le courant sur l'axe « q »

présente des pics à l'instant du changement de sens de rotation. Le flux n'est pas affecté au mois dans sa forme générale sauf une négligente perturbation au moment d'inversion.

Les résultats de simulation montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont parfaitement commandés, avec un découplage entre le couple et le flux ϕ_{hr} ; et l'orientation de ce dernier suivant l'axe « d » est vérifié.

Le teste robuste démontre dès qu'en applique l'augmentation de la résistance rotorique, le système répond positivement à ce test, d'ou la vitesse et le couple suit sa valeur consigne, Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux rotorique, le découplage existe toujours, donc on peut dire que la régulation est robuste.

III.11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté une technique de commande de la MAS qui est la commande vectorielle a flux orienté, cette technique nous a permis non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi d'améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes « d » et « q » ce qui rend la machine asynchrone similaire à la machine à courant continu, ou la robustesse de la commande face aux variations de la vitesse.

Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

CONCLUSION

GÉNÉRALE

Conclusion générale :

L'objectif de notre travail était la modélisation et commande d'un moteur asynchrone, afin de concevoir une commande optimale de la machine asynchrone. Pour cela, on a commencé dans le premier chapitre par la présentation de quelques généralités sur la machine asynchrone à savoir, son historique, sa structure, son principe de fonctionnement, son bilan énergétique ainsi que ces avantages et inconvénients.

Afin de mieux maîtriser la machine et d'atteindre notre objectif, le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du MAS et de son alimentation. Pour cela, nous avons d'abord établi un modèle mathématique du MAS basé sur la théorie unifiée des moteurs, et en même temps adopté certaines hypothèses simplificatrices, du modèle triphasé au modèle biphasé basé sur la transformée de Park, puis simuler la machine directement alimentée par onduleur de tension avec M.L.I.

Nous avons consacré le troisième chapitre au contrôle vectoriel utilisant le sens d'écoulement indirect du rotor. Nous avons ensuite donné les principes de base de la commande vectorielle, qui peuvent être utilisés pour imposer un comportement similaire à une machine à induction comme une machine à courant continu. Dans ce contexte, le contrôle de la vitesse par méthode indirecte s'est avéré bon. Cependant, la sensibilité du régulateur PI aux variations de tous les paramètres limite son application. Ainsi, les algorithmes de réglage classiques,

Nous espérons que ce travail apportera une contribution appréciable à la communauté pédagogique et scientifique concerné par la technique de réglage des machines électriques.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] : D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structures", thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy I, France, Décembre 2001.
- [2] : Fiche technique du constructeur Alstom, sur le site alstom.com, archivé par wikiwix.
- [3] : R. Chauprade, F. Milsant « Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur », écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM, Paris, éd. Eyrolles, coll. « Ingénieurs EEA », France 1980, 200p., p.86-92.
- [4] : G. Segulier, F. Notelet, "Electrotechnique industrielle", 5ème tirage, 1982.
- [5] : Martine et Daniel << le moteur asynchrone triphasé >>, école polytechnique –Montréal.
- [6] : Cours de construction des machines asynchrones à induction, université de Bejaïa.
- [7] : Cours ATS Machine asynchrone Lycée P. Mendès France Epinal génie électrique France.
- [8] : S. Alloune, « Commande des Machines Polyphasés », Mémoire de Magister de l'université de Bejaïa, Algérie 2005.
- [9] : A.Boyette : « contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse doctorat, école polytechnique de l'université de Henri Poincaré, Nancy 1 France (11 décembre 2006).
- [10] : K. Hamitouche : « Contribution à l'Amélioration des Performances d'une Chaîne de Traction Ferroviaire », Mémoire de magister 2013.
- [11] : S. Aouane, H. Amimeur, « Réglage par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un convertisseur matriciel », Mémoire d'Ingénieur de l'Université A. Mira de Bejaïa, Algérie 2009.
- [12] C. Sylvain « Contribution à la Modélisation d'ordre non entier de la Machine Asynchrone à Cage », Thèse de Doctorat de l'institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [13] : M. Smaili : Modélisation et commande d'un aérogénérateur à machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation MATLAB des problèmes de génération. Thèse de doctorat. Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue. Canada 2013.

- [14] Y. A Chapuis, « Contrôle directe du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statique », thèse de doctorat INPG, génie électrique, 1996.
- [15] : H. Amimeur, « Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile », thèse de doctorat de l'université de Batna, 2012.
- [16] : R. Redjem : Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne. Mémoire magister : université MENTOURI de Constantine, Algérie (04 /07/2009).
- [17] : G. Guy, C. Guy, « Actionneur électrique, principe modèles commande », Edition Eyrolles, 2000.
- [18] : G. lacraux, « Actionneur électrique pour la robotique et les asservissements », Lavoisier, 1995.
- [19] : G.Seguiet, F. Notelet, « Electrotechnique industrielle », technique et documentation Lavoisier 1977.
- [20] : C.HALIME « Performances, de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].
- [21] : B.KAFIA Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène « chattering » Thèse de magister, université de Batna [2003].
- [22] : G BUCHE, “ commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB /SIMULINK ”, diplôme d'ingénieur en automatique, Université de Grenoble (C.U.E.F.A).
- [23] : C.CANUDAS, “Commande des moteurs asynchrones 1– Modélisation contrôle vectorielle et DTC, Hermès Science Publication, France, 2000.
- [24] : CLERC. G. GRELLET, “Actionneurs électrique, Principe Modèle, Commande ”, Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [25] : J.M RETIF, “Commande vectoriel des machines asynchrones et synchrones ” Institut national des sciences appliquées de Lyon.

- [26] C. CHEVASSU, '' Machines électriques' Cours et problèmes, version du 19 janvier2012.
- [27] : Hung, J.C, "Chattering Handling for Variable Structure Control Systems", Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON apos, 93. International Conférence on vol.3. pp. 1968 – 1972, Nov. 1993
- [28] A. Chikhi «Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de laLogique Floue» mémoire D'ingénieur d'état en électrotechnique de l'Université de Batna 2008.

ANNEXES

Paramètres du moteur asynchrone :

$$P_n = 1.5 \text{ KW}$$

$$V = 220 \text{ V}$$

$$P = 2$$

$$N = 1420 \text{ tr/min}$$

$$f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$R_s = 4.85 \ \Omega$$

$$R_r = 3.805 \ \Omega$$

$$L_s = 0.274 \text{ H}$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0.258 \text{ H}$$

$$J = 0.031 \text{ kg.m}^2$$

$$k_f = 0.0081 \text{ N.m.s/rad}$$