

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA**  
**RECHERCHE SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE : Technologie**  
**DEPARTEMENT : Electronique**



**DOMAINE : Science et Technologie**  
**FILIERE : Electronique**  
**OPTION : Instrumentation**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Par :**

**BLOUAHRI Adel**

**Intitulé :**

**La Commande Logique Flou d'une**  
**Machine Asynchrone Estimé par**  
**Filtre de Kalman Etendu**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Nom et prénom Enseignant :

M. KHENNOF. Salah  
Mme. FODIL. Malika  
M. TABBAKH. Mostafa

Université M'sila  
Université M'sila  
Université M'sila

Président  
Rapporteur  
Examineur

**Soutenu le: 18 / 12 /2019**

# Dédicace

*Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents en témoignage de leur amour, en qui je porte un grand respect et une profonde et éternelle gratitude. Ainsi, j'exprime ma reconnaissance pour leur soutien, leurs sacrifices et leurs encouragements tout au long de mes études, et que ce travail soit pour eux un faible témoignage de ma profonde affection et tendresse.*

*Sans oublier mes sœurs et ma femme.*

*Et à tous mes proches tels mes tantes, mes oncles.*

*À tous mes amis.*

*À toutes personnes qui m'ont encouragé et aidé tout au long de mes études.*

*Adel*

# Remerciements

*Je remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné la force, la volonté et le courage à mettre en lumière ce modeste travail.*

*Je tiens à remercier tout particulièrement mes **très chers parents** pour leur soutien et leurs encouragements.*

*Je tiens également à remercier **Mme FODIL.M** pour accepté de m'encadrer, et son participation au cheminement de ce travail.*

*Mes remerciements s'adressent aux membres du jury pour l'honneur qu'ils me font d'assister à ma soutenance et de corriger et évaluer mon travail.*

*Mes remerciements s'adressent à tous les membres de département d'Electronique.*

*Je remercie toute ma Famille .*

*Je remercie tous mes amis.*

# LISTE DES FIGURES

## CHAPITRE I

Figure I.1 : structure de la machine asynchrone à cage	06
Figure I.2 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de <i>Park</i> )	10
Figure I.3 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le MAS	14

## CHAPITRE II

Figure II.1 : forme des fonctions d'appartenance usuelles.	21
Figure II.2: Schéma synoptique d'un régulateur flou	23
Figure II.3: Fonctions d'appartenances	24
Figure II.4: Schéma bloc de régulation par régulateur flou	26
Figure II.5: Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques	27

## CHAPITRE III

Figure III.1 : La structure générale d'un estimateur	31
Figure III.2 : Reconstitutions du vecteur d'état	32
Figure III.3 : Principe de l'observation	33
Figure III.4 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état	33
Figure III.5 : Algorithme récursif du filtre de Kalman	37
Figure III.6 : Organigramme de filtre de Kalman étendu	42

## CHAPITRE IV

Figure IV.1 Comportement dynamique de MAS à vide.	48
Figure IV.2 démarrage suivi d'une application couple de charge ( $C_r=10Nm$ ) à l'instant $t=[0.5\ 1]$ seconde	49
Figure IV.3 Comportement du moteur associé à un onduleur suivi d'une perturbation.	51
Figure (IV.4) : Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS	53
Figure (IV.5.a) : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge	56
Figure (IV.5.b) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de rotation.	57
Figure (IV.6) : Schéma global de la commande floue de la MAS avec estimation par filtre de Kalman	58
Figure (IV.7.a) : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge	59
Figure (IV.7.b) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de rotation.	60

## Table des matières

*Dédicace*

*Remerciement*

*Liste des figures*

*Table des matières*

<b>Introduction générale</b> .....	01
------------------------------------	----

### **Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone**

I.1. Introduction .....	06
I.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée .....	06
I.2.1. Description et principe de fonctionnement .....	06
I.2.2. Hypothèses simplificatrices .....	07
I.2.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone .....	07
I.3. Equation De La Machine Asynchrone En Régime Dynamique .....	08
I.4. Transformation de <i>Park</i> .....	10
I.5. Modélisation de l'onduleur de tension .....	14
I.6. Conclusion .....	16

### **Chapitre II : La Commande par la logique floue**

II.1. Historique .....	18
II.2. Logique floue .....	18
II.2.1. Principe de la logique floue .....	19
II.2.2. Variables linguistiques .....	19
II.2.3. Les ensembles flous .....	19
II.2.4. Les fonctions d'appartenance .....	20
II.3. Raisonnement floue .....	21
II.4. Implication floue .....	21
II.5. Réglage et commande par logique floue .....	22
II.5.1. Régulateur floue .....	23
II.6. Application de la logique floue a la command de la MAS .....	26
II.7. La logique floue dans l'industrie .....	28
II.8. Propriétés d'un réglage par logique floue .....	29
II.9. Conclusion .....	29

### **Chapitre III : Estimation par filtre de kalman étendu**

III.1. Introduction .....	31
III.2. L'estimateur .....	31
III.3. Observateur .....	31
III.3.1. Théorie générale des observateurs .....	32
III.3.2. Principe des observateurs .....	33
VI. Classification des observateurs .....	33
III.4. Bruit .....	35
III.5. Filtre de Kalman .....	35
III.5.1. Domaines d'utilisation .....	36
III.5.2. Avantage et Inconvénient de FK .....	36

III.5.3. Modélisation du filtre de Kalman .....	36
III.5.4. Algorithme du filtre de Kalman .....	37
III.5.5. Déroulement du filtrage de Kalman .....	38
III.5.6. Choix des matrices $Q$ et $R$ .....	39
III.6. Filtre de kalman étendu .....	40
III.6.1. Equations du filtre de Kalman étendu .....	41
III.6.2. Algorithme du filtre de Kalman étendu .....	42
III.6.3. Estimation du vitesse rotorique de la machine asynchrone .....	43
III.6.4. Modèle d'état de la machine pour le filtre de Kalman étendu .....	43
III.6.5. Modèle discret de la machine pour filtre de Kalman étendu .....	43
III.6.6. Equations du filtre de Kalman étendu applique a la machine .....	44
III.7. Conclusion .....	45
<b>Chapitre IV : Résultat de Simulation</b>	
IV.1. Introduction .....	47
IV.2. Résultats de simulation de la MAS .....	47
IV.3. Simulation de l'ensemble onduleur machine .....	50
IV.4. Commande floue de la vitesse d'un moteur triphasé .....	52
IV.5. Commande Floue sans capteur de vitesse .....	58
IV.6. Conclusion .....	61
<b>Conclusion Générale</b> .....	63
<b>Références Bibliographie</b> .....	65
<b>Résumé</b>	

# Introduction générale

## Introduction générale

Les machines électriques ont acquis un intérêt distinctif par les experts, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

La machine asynchrone (MAS) est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu tant au domaine domestique qu'industriel. Son principal avantage découle de sa simplicité de conception mécanique et électrique (absence de bobinage rotorique (machine à cage) et de collecteur, structure simple, robuste et facile à construire.....). Toutefois ces avantages s'accompagnent par une grande complexité physique, liée au couplage électromagnétique entre les grandeurs du stator et celles du rotor, c'est pourquoi depuis longtemps on ne faisait appel à la MAS que dans les entraînements à vitesse constante.

Ce n'est qu'après la révolution en matière électronique-informatique et de l'électronique de puissance, que le domaine de l'entraînement à vitesse variable par des machines à courant alternatif a connu un essor considérable. D'autant plus que les processeurs numériques, tels que les DSP (Digital Signal Processor), les FPGA (Field Programmable Gate Array), spécialisés pour l'entraînement des machines électriques ont facilité l'implantation expérimentale. Ce n'est pas par hasard que les travaux autour de la MAS font l'objet d'intenses recherches dans plusieurs domaines que ce soit pour la synthèse de lois de commande, pour le calcul et l'optimisation du rendement ou pour l'élaboration d'une stratégie de diagnostic et de détection de défaillances. Ceci est confirmé vu que la présence de la MAS est ubiquitaire dans tous les secteurs industriels.

Par conséquent, et depuis de nombreuses années des solutions pratiques de la commande sont appliquées pour le contrôle de la MAS, notamment la commande scalaire qui occupe jusqu'à aujourd'hui une grande partie des applications industrielles à faible performance. Cependant, l'exigence croissante des secteurs industriels en termes d'objectifs et de performances liées aux possibilités accrues des moyens de calcul, stimulent la recherche fondamentale vers les cas qui ne pouvaient être envisagés auparavant. Ceux-là ont abouti à l'introduction de la commande vectorielle à flux orienté (*field oriented control*, FOC) qui a présenté de bonnes performances en régime transitoire et permanent. La grande particularité de cette stratégie s'appuie sur le fait que les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, où le contrôle devient de plus en plus efficace si cette connaissance est continue dans le temps (en-ligne). Mais cette évolution de contrôle ainsi que les performances



réalisées s'en suit par de lourdes contraintes (complexité d'implémentation et sensibilité aux variations paramétriques).

En effet, la plupart des constructeurs des entraînements électriques exigent des stratégies de commande telle que la logique floue, les réseaux de neurones ainsi que les algorithmes génétiques constituent une famille qui dérive de l'intelligence artificielle [5], [6]. En effet, l'analyse de l'aspect structurel et fonctionnel des systèmes naturels, en particulier les systèmes biologiques et les mécanismes de la pensée humaine a permis de développer des approches théoriques pour l'analyse des systèmes de commande. Afin de résoudre les problèmes de décision (commande) ou pour décrire le comportement dynamique du système inconnu ou mal défini, une approche linguistique floue est utilisée par une condition de type (*Si-Alors*) basée sur l'imitation des aspects approximatifs qualitatifs du raisonnement humain qui est plus connue sous le vocable de la logique floue.

Cette théorie est introduite pour la première fois par le professeur Lotfi A. *Zadeh* en 1965 par la publication d'un article sur les ensembles flous et la théorie des possibilités qui représentent et utilisent des connaissances imprécises, vagues et incertaines.

Cette logique basée sur le concept d'incertitude, et très proche de raisonnement humain. Elle présente beaucoup d'avantages spécialement pour les systèmes non linéaires.

La commande des machines électriques se base sur des mesures de grandeurs physiques qui doivent fournir une information suffisante en quantité et en qualité sur l'état de ces machines. La précision de ces mesures est primordiale pour obtenir le niveau de performances que réclament certaines applications industrielles.

Ces grandeurs d'état ou de sortie sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux) ou des problèmes de coût (vitesse, position, .. ).

En général, les grandeurs mesurées sont les courants statoriques et la position du rotor, obtenue à l'aide d'un capteur, ce qui impose son coût financier et augmente la complexité des montages. Donc, ce capteur engendre différents problèmes par sa nature physique.

Pour cela, notre capteur doit être précis et protégé contre les poussières et les chocs pour éviter des oscillations de vitesse dues à une quantification trop importante de la position et pour assurer sa sûreté de fonctionnement dans des environnements industriels sévères.

Même si on installe ce capteur entre le moteur et la charge, il exige un ventilateur qui est installé dans l'une des extrémités de l'arbre du moteur. Ce placement augmente

l'éloignement de ces deux éléments, induisant donc un plus grand accouplement élastique. De plus, cette solution technique est relativement coûteuse puisque les accouplements et le capteur doivent supporter les coups de couple imposés par le moteur.

Pour cela, il est nécessaire de chercher à supprimer les capteurs chaque fois que les performances de l'application le permettent en déduisant l'information de flux ou de la vitesse à partir des valeurs déjà mesurées (courant, tension).

## **1.1. Objectifs:**

L'objet de ce travail est de proposer une solution d'ordre méthodologique pour aborder et résoudre les problèmes de commande d'un dispositif électrique, qui est la machine asynchrone dans notre cas. Il présente donc des exemples d'utilisation de la théorie des systèmes incertains et plus précisément les observateurs stochastiques pour l'estimation et l'analyse des problèmes concrets de génie électrique (supprimer les capteurs), c'est-à-dire la confrontation de ces problèmes au modèle de filtre de Kalman. Comme élément central de la présentation de ce travail, nous avons choisi de retenir l'observateur de Kalman étendu qui fait l'objet du chapitre 3 sur une machine asynchrone triphasée commandé par la technique de la logique floue.

Après avoir présenté la structure générale d'une machine asynchrone, la modélisation de cette machine associée à un onduleur de tension commandé par la technique d'hystérésis au chapitre 1.

Au chapitre 2, nous faisons un rappel général sur les systèmes flous et nous présentons la structure générale d'un régulateur flou de type Mamdani à trois ensembles flous.

Dans le quatrième chapitre on expose les résultats de simulation trouvés par le logiciel Matlab qui valident les méthodes proposées.

Enfin, dans une dernière partie, nous présentons les conclusions de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

# Chapitre I:

## Modélisation de la machine asynchrone

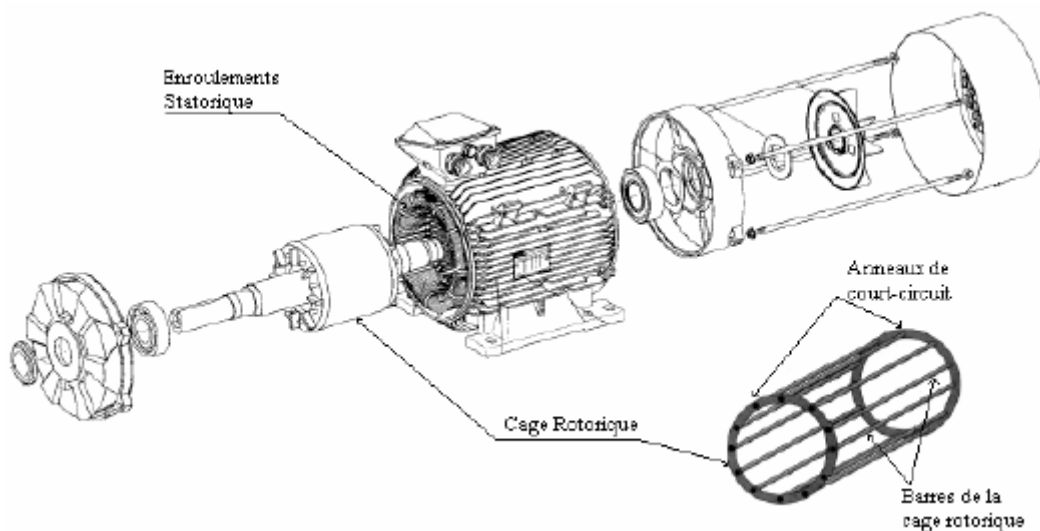
**I.1. Introduction :**

Le moteur asynchrone à **cage d'écureuil** est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire.

Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, le moteur asynchrone tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Le contrôle du moteur asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Pour effectuer des simulations du système de commande du moteur asynchrone, il faut disposer de son modèle, représentant fidèlement son comportement dynamique. Le modèle du moteur asynchrone est simplifié en utilisant la théorie de *Park*, qui consiste à écrire le modèle du moteur dans un repère particulier. Le modèle du moteur asynchrone est donné sous forme de différentes représentations d'état dans un repère tournant et dans un repère fixe. [1]

**I.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée****II.2.1. Description de la machine asynchrone triphasée :**

La machine asynchrone (figure I.1) se compose d'un primaire (*stator*), portant un bobinage logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation et d'un secondaire (*rotor*).



**Figure (I.1) : structure de la machine asynchrone à cage**

L'enroulement rotorique peut se présenter sous deux formes:

Dans les rotors bobinés (à bagues) l'enroulement est exécuté comme un enroulement triphasé statorique connecté en étoile. Les extrémités des bobines rotoriques sont sorties par l'intermédiaire des bagues tournantes et des balais fixes reliés à l'extérieur.

Ce mode d'exécution permet l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques ainsi que la modification de certaines caractéristiques du moteur par insertion d'un rhéostat extérieur ou par adjonction d'un convertisseur statique.

Dans les rotors à cage, l'enroulement est constitué de barres nues court-circuitées en permanence aux extrémités par des anneaux. On distingue trois types de rotor, en cage d'écureuil simple, à encoches profondes, en double cage d'écureuil. Ces rotors confèrent à la machine des profils de couples différents.

Dans notre travail, le moteur asynchrone utilisé est caractérisé par :

- La présence d'un seul bobinage triphasé alimenté par une source extérieure au stator.
- La présence d'un « bobinage » massif en court-circuit au rotor [2].

### ***1.2.2. Hypothèses simplificatrices :***

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes:

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnéto motrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- L'additivité des flux. [3]

### ***1.2.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :***

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, crée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant.

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [4].

Le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de «  $\Omega_r$  » exprimée en (tr/min) et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à «  $\Omega_s$  » exprimée en (tr/min) mais la vitesse «  $\Omega_r$  » est généralement inférieure à «  $\Omega_s$  ». Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement( $g$ ), qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  et la vitesse réelle  $\Omega_r$  soit:

$$g = \Omega_s - \Omega_r / \Omega_s$$

ou :  $\Omega_s = W_s/p = 60f_s/p$

$f_s$ : Fréquence des tensions triphasées du réseau d'alimentation [Hz].

$P$ : Nombre de paires de pôles [4].

### **I.3. Equation de la machine asynchrone en régime dynamique:**

Dans le cadre des hypothèses précédente et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, Les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante[5].

#### ***I.3.1. Equation Electrique:***

Pour le stator :

$$[V_s] = R_s[I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.1)$$

Pour le rotor

$$[V_r] = R_r[I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.2)$$

#### ***I.3.2. Equations Magnétique:***

Pour stator

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (I.3)$$

Pour rotor :

$$[\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [L_{sr}]^T[I_s] \quad (I.4)$$

Les valeurs instantanées des tensions et des courants de phase du stator et du rotor sont données respectivement par :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T \\ [V_r] &= [V_{ra} V_{rb} V_{rc}]^T \\ [I_s] &= [I_{sa} I_{sb} I_{sc}]^T \\ [I_r] &= [I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T \end{aligned} \quad (I.5)$$

La matrice d'inductances statoriques :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

La matrice d'inductances rotoriques :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

La matrice des inductances mutuelles stator – rotor  $[L_{sr}]$  s'écrit sous la forme :

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta + 2\frac{\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - 2\frac{\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - 2\frac{\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left( \theta + 2\frac{\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta + 2\frac{\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - 2\frac{\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[L_{sr}]^T = [L_{sr}] \quad (I.9)$$

Avec :

$l_s$  : Inductance propre des phases statoriques.

$l_r$  : Inductance propre des phases rotoriques.

$L_{sr}$  : Inductance mutuelle entre rotor et stator.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  : Écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

$M_{sr}$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

### **I.3.3. Equation Mécanique :**

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem ) mais aussi des paramètres mécanique (couple ,vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e = \frac{J d\omega}{p dt} + \frac{f\omega}{p} + C_r \quad (I.10)$$

Avec :

$J$  : moment d inertie de la machine [  $Kgm^2$  ].

$f$  : coefficient de frottement. [  $N. m / rad / s$  ] .

$C_r$  : couple résistant impose a l arbre de la machine [  $N. m$  ] .

$C_e$  : couple électromagnétique développe par la machine [  $N. m$  ] .

$\omega$  : vitesse rotorique électrique [  $rad / s$  ] .

$p$  : nombre de pairs de pôles.

$\Omega$  : vitesse mécanique donnée par :  $\Omega = \omega / p$  .

En faisant substituer les matrices de flux par les matrices des inductances on aboutit à:

$$\begin{aligned} [V_s] &= R_s [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_r] \} \\ [V_r] &= R_r [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] [I_s] \} \end{aligned} \quad (I.11)$$

Les équations  $[V_s]$  et  $[V_r]$  représentent le modèle asynchrone triphasé réel. La résolution de ces dernières équations se heurte a des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des mutuelles inductances (I.11) varient en fonction du temps d'ou le passage au modèle de *Park*.

#### I.4. Transformation de Park :

La transformation de *Park* consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes  $d$  et  $q$ . D'après la figure (I.2), c'est l'angle  $\theta_s$  qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle  $\theta_r$  pour les grandeurs du rotor. On transforme donc l'enroulement triphasé statorique ( $a, b, c$ ) et l'enroulement triphasé rotorique ( $A, B, C$ ) en trois enroulements orthogonaux ( $d, q, o$ ), direct, quadrature et homopolaire, respectivement [2].

La transformation de *Park* est la même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit pour les courants par exemple:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

avec la matrice de transformation de *Park*:

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos (\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos (\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_a & -\sin (\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

avec:

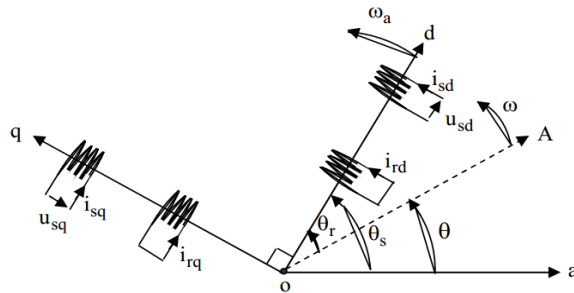
$\theta_a = \theta_s$  pour la transformation des grandeurs statoriques.

$\theta_a = \theta_r$  pour la transformation des grandeurs rotoriques.

La matrice de transformation inverse est donnée par:

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a & 1 \\ \cos (\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos (\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Les deux axes  $d$  et  $q$ , qui serviront à transformer les expressions de la machine sont perpendiculaires et leur position peut être quelconque vue la symétrie cylindrique de la machine.



**Figure (I.2).** Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de *Park*) [2]



Nous avons :

$$(oa, od) = \theta_s, (oA, od) = \theta_r, (oa, oA) = \theta_s - \theta_r = \theta$$

où:

$\omega_a$  : désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axes  $(d, q)$ . L'angle  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire (pour une machine bipolaire) :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.15)$$

Précisons que nous préférons utiliser la transformation de *Park* plutôt que celle de *Park* normée pour passer des grandeurs triphasées  $(a, b, c)$  aux grandeurs diphasées  $(d, q)$ . Ce choix de matrice de passage non normée est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs en  $(d, q)$ . En effet, cela nous permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur.

#### **1.4.1. Choix de repère $d, q$ :**

Ce qui rend la transformation de PARK attrayante, est que l'orientation du repère  $d, q$  peut-être quelconque. Il existe trois choix importants. Le repère  $d, q$  peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application [6] [7]:

Repère d'axes  $d, q$  fixe lié au stator ou repère stationnaire ( $\theta_s = 0$ ). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.

Repère d'axes  $d, q$  lié au rotor ( $\theta_l = 0$ ). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques  $\omega_{sl}$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

Repère d'axes  $d, q$  lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation des équations plus simples. En régime permanent électrique, les grandeurs du modèle sont continuées. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\delta \quad (I.16)$$

Où :

$\omega_s$ : est la pulsation statorique.

$\omega$ : est la pulsation rotorique.

$\omega_{sl}$ : est la pulsation du glissement.

$\delta$ : vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par :  $\omega = p\delta$ .

### 1.4.2. Equation électriques :

Les équations électriques de la MAS dans un repère de PARK lié au champ tournant sont [6] :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + \omega_a \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_a \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

$$\text{Au rotor: } \begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \omega_a \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_a \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Ceux des flux totaux ont pour valeur :

$$\text{Pour le stator : } \begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Où :

$L_s = L_{as} - l_{ms}$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = L_{ar} - l_{mr}$  : Inductance cyclique rotorique.

$L_{mr} = \frac{3}{2} l_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant est exprimé par la relation [2]:

$$C_e = \frac{3pL_m}{2L_r} (\varphi_{rd} \cdot i_{sd} - \varphi_{rq} \cdot i_{sq}) \quad (\text{I.21})$$

Afin de concevoir le modèle complet en ajoute aux expressions électriques (I.17)(I.18), l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.22})$$

où le couple électromagnétique doit équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

- le couple résistant (statique) imposé par la charge mécanique ( $C_r = C_r(\Omega)$ ).
- le couple des frottements visqueux ( $f \cdot \Omega$ ).
- le couple d'inertie des masses tournantes rapporté au diamètre du rotor ( $J d\Omega/dt$ ).

Selon le choix de la vitesse angulaire  $\omega_a$  dans les expressions électriques de référentiel de Park généralisé (I.17)(I.18), on obtient les trois référentiels suivants :

- Référentiel lié au stator : en posant  $\omega_a = 0$ . Il correspond aux axes  $(\alpha, \beta)$ . La transformation correspondante est souvent nommée transformation de Clarke.
- Référentiel lié au rotor : en posant  $\omega_a = \omega$ . Il correspond aux axes  $(x, y)$ .
- Référentiel lié au champ magnétique tournant : en posant  $\omega_a = \omega_s$ . Il correspond aux axes  $(d, q)$ ; d'où la transformation correspondante appelée transformation de Park.

### 1.4.3. Equation d'état du modèle de la machine asynchrone:

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  et comme perturbation le couple résistant  $C_r$ . Elle peut être

décrite par Plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ( $i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}$ ) [3].

En remplaçant les expressions (I.19) et (I.20) dans l'équation (I.17) et (I.18), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = \left( -\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} + \left( -\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{qr} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.23)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.24)$$

Avec :

$$X = [i_{ds} i_{qs} \phi_{dr} \phi_{qr}]^T$$

Vecteur d'état

$$\dot{X} = [\dot{i}_{ds} \dot{i}_{qs} \dot{\phi}_{dr} \dot{\phi}_{qr}]^T$$

Vecteur de commande.

$$U = [V_{ds} V_{qs}]$$

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} & \frac{1-\sigma}{M \sigma} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma}\right) \omega & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

la matrice de commande :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Avec :

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \text{ Coefficient de dispersion.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ Constante de temps rotorique.}$$

### I.5. Modélisation de l'onduleur de tension :

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz.

Après redressement, la tension filtrée  $U_0$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais davantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors *GTO* commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [2].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur boolienne:

$S_1, a, b, c$  : Interrupteur du demi-bras haut ( $a, b$  ou  $c$ ) fermé.

$S_0, a, b, c$  : Interrupteur du demi –bras bas ( $a, b$  ou  $c$ ) fermé.

La figure (I.3) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le MAS :

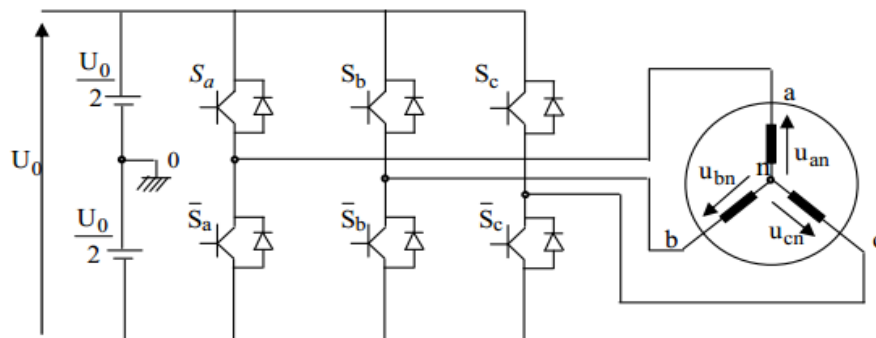


Figure I.3. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le MAS [2]

Pour simplifier l'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 neutre isolé.

Pour les tensions composées  $u_{ab}$  ,  $u_{bc}$  et  $u_{ca}$  , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (I.26)$$

$u_{ao}$  ,  $u_{bo}$  et  $u_{co}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit " n " l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} - u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} - u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} - u_{no} \end{cases} \quad (I.27)$$

$u_{an}$  ,  $u_{bn}$  et  $u_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $u_{no}$  est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (I.28)$$

La substitution de (I.28) dans (I.27) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (I.29)$$

En remplaçant (I.29) dans (I.27), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (I.30)$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.31)$$

**I.6. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de *Park*, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.