

*République Algérienne Démocratique et Populaire*  
*Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de La Recherche Scientifique*



*Université de Ghardaïa*

Faculté des Sciences et de la technologie  
Département des Sciences et de la technologie

N° d'ordre :  
N° de série :

**Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER**

**Domaine :** *Sciences et Technologies*

**Filière :** *Automatique*

**Spécialité :** *Automatique et Système*

**Par :** M. KHIRENNAS Ilyes.

M. BOUZIDI Said.

**Thème**

**Contrôle vectoriel sans capteur de vitesse d'un  
moteur à induction**

**Devante les jury:**

**SADOUNI Radhwane**

**MCA**

**Univ. Ghardaïa**

**Examineur**

**ALLALI Mohamed**

**MAA**

**Univ. Ghardaïa**

**Examineur**

**DJELLOULI Tahar**

**MAA**

**Univ. Ghardaïa**

**Encadreur**

**Année universitaires : 2020/2021**

# Remerciement

Remerciements à Dieu le tout puissant qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Je tiens, en premier lieu, à exprimer à Monsieur **DJELLOULI Tahar** (Maître de conférences à l'Université de Ghardaïa) toute ma reconnaissance pour avoir proposé, encadré et suivi ce travail., par ces orientations pédagogiques dans l'élaboration de cette mémoire, et son conseil qu'il nous a donné durant toute la période de travail.

Nous remercions également nos vifs remerciements aux membres du jury,

Pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être examinateurs de notre mémoire.

Enfin, nous n'oublions pas de remercier tous mes professeurs, collègues et tous ceux qui nous ont aidés directement ou indirectement à réaliser ce travail et son aboutissement.

# DEDICACES

En premier lieu, je remercie Dieu qui m'a donné le courage à réaliser ce travail.

Je dédie ce modeste travail à mes chers **parents** pour leur sacrifice, tendre, amour, encouragement et leur soutien morale et financier durant tout mon parcours d'éducation.

Je dédie également ce travail à :

Tous les membres de la famille (mes **frères** et **sœurs**), pour leur soutien, motivation.

Les membres de la grande famille pour leur soutien et leur encouragement.

À tous mes **amis**.

**M. KHIRENNAS Ilyes**

# **DEDICACES**

En premier lieu, je remercie Dieu qui m'a donné le courage à réaliser ce travail.

Je dédie ce modeste travail à mes chers parents, ma femme et mes enfants qui m'ont toujours poussé et motivé dans ma carrière d'étude, sans eux et leur encouragement, soutien je ne serai pas là,

**M. BOUZIDI Said**

Sommaires .....	I
Symboles et abréviation .....	V
Table des figures .....	VII
Résumé .....	IX
Introduction générale.....	1

## **Chapitre I Généralités sur la machine à induction**

I.1. Introduction .....	03
I.2. Constitution de la MAS .....	03
I.2.1. Stator .....	04
I.2.2. Rotor .....	04
I.2.2.1. Rotor à cage .....	04
I.2.2.2. Rotor bobiné .....	05
I.2.3. Les paliers .....	06
I.3. Principe de fonctionnement de la MAS .....	06
I.4. Caractéristique des moteurs asynchrones triphasés .....	06
I.5. Avantages et inconvénients de la MAS .....	07
I.5.1. Avantages de la machine asynchrone .....	07
I.5.2. Inconvénients de la machine asynchrone .....	07
I.6. Domaines d'application de la MAS .....	07
I.7. Démarrage de la MAS .....	08
I.7.1. Les différents types des systèmes de démarrage .....	08
I.7.2. Le choix d'un démarreur .....	08
I.7.3. Les problèmes de démarrage des moteurs asynchrones triphasés .....	09
I.8. Freinage des moteurs asynchrones triphasés .....	10
I.8.1. Freinage par fonctionnement en hyper-synchrone .....	10
I.8.2. Freinage par contre-courant .....	10
I.8.3. Freinage par injection de courant continu .....	10
I.8.4. Freinage mécanique par électro-frein .....	10
I.9. Conclusion .....	11

## **Chapitre II : Modélisation de la machine à induction et son alimentation**

II.1. Introduction .....	12
II.2. Modélisation de la MAS .....	12
II.2.1. Hypothèse de travail .....	12
II.2.2. Mise en équation de la MAS en plan abc .....	13
II. 2.2.1. Équations électriques .....	14
II.2.2.2. Équations magnétiques .....	15
II.2.2.3. Équations mécaniques .....	15
II.2.3. Transformation de Park appliquée à la MAS triphasé .....	15
II.2.4. Choix du référentiel .....	16
II.2.4.1. Référentiel lié au stator ( $\alpha$ - $\beta$ ) .....	17
II.2.4.2. Référentiel lié au rotor (x-y) .....	17
II.2.4.3. Référentiel lié au champ tournant (d-q) .....	17
II.2.5. Modélisation de la MAS dans le plan (d-q) .....	18
II.2.5.1. Équation électrique .....	20
II.2.5.2. Équation magnétique .....	20
II.2.5.3. Équation mécanique .....	20
II.2.6. Représentation sous forme d'état de la MAS .....	20
II.2.6.1 Modèle d'état de la MAS .....	21
II.2.6.2. Présentation d'état dans le repère lié au champ tournant .....	22
II.3. Simulation de la MAS .....	22
II.3.1. Résultat de simulation de la MAS .....	23
II.3.2. Interprétation des résultats de simulation .....	23
II.4. Modélisation de l'alimentation de la MAS .....	24
II.4. 1.Introduction .....	24
II.4.2. Modélisation du redresseur .....	24
II.4.3. Modélisation de l'onduleur .....	25
II.4.4. Commande de l'onduleur par la technique MLI .....	27
II.4.5. Simulation de la MAS alimenté par onduleur .....	28
II.5. Conclusion .....	28

### Chapitre III : Commande vectorielle de la machine à induction

III.1 Introduction .....	29
III.2. Principe du contrôle vectoriel .....	29
III.3. Le Contrôle vectoriel par orientation du flux (FOC) .....	30
III.3.1. Contrôle direct .....	30
III.3.2. Contrôle indirect .....	31
III.4. Découplage entrée-sortie .....	31
III.5. Détermination de $\omega_s$ et $\phi_r$ .....	32
III.6. La régulation .....	33
III.6.1. Caractéristiques des régulateurs .....	33
III.6.1.1. La stabilité .....	33
III.6.1.2. La rapidité .....	33
III.6.1.3. La précision .....	34
III.6.2. Calcul des régulateurs .....	34
III.6.2.1. Régulateur de vitesse .....	34
III.6.2.2. Régulateurs de courant .....	35
III.7. La simulation .....	36
III.7.1. Résultats de simulation .....	36
III.7.2. Interprétation des résultats de simulation .....	39
III.8. Conclusion .....	39
 <b>Chapitre IV Commande vectorielle sans capteur par approche de MRAS</b>	
IV.1. Introduction .....	40
IV.2 Présentation des observateurs .....	40
IV.2.1. Généralités .....	40
IV.2.2. Classification des observateurs .....	41
IV.2.2.1. Les observateurs linéaires .....	41
IV.2.2.2. Les observateurs non linéaires .....	42
IV.2.2.3. Les observateurs déterministes .....	42
IV.2.2.4. Les observateurs stochastiques .....	42
IV.3. Présentations des estimateurs .....	42
IV.3.1. Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) .....	42

IV.3.2. MRAS basée sur le flux rotorique .....	43
IV.3.2.1. Modèle de référence(tension) .....	45
IV.3.2.2. Modèle ajustable (courant) .....	45
IV.3.2.3. Mécanisme d'adaptation .....	46
IV.3.3. MRAS basée sur la force contre électromotrice (f.c.é.m) .....	46
IV.3.4. MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive .....	48
IV.3.5. MRAS basée sur le courant statorique .....	49
IV.4. Résultats de simulation .....	50
IV.4.1. Interprétation des résultats .....	50
IV.5. Conclusion .....	51
Conclusion générale .....	52
Annexe .....	53
Bibliographie .....	54

Symbole	Notion
$d, q$	Les axes directs et quadratiques du repère de park.
$\alpha, \beta$	Référentiel lié au stator.
$x, y$	Référentiel lié au rotor.
$C_{em}$	Couple électromagnétique (N.m).
$\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$	Les flux rotorique dans un système d'axes (d, q) (Wb).
$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}$	Les flux statorique dans un système d'axes (d, q) (Wb).
$i_{sd}, i_{sq}$	Les courants statorique dans un système d'axes (d, q) (A).
$i_{rd}, i_{rq}$	Les courants rotorique dans un système d'axes (d, q) (A).
$V_{sd}, V_{sq}$	Les tensions statorique dans un système d'axes (d, q) (V).
$V_{rd}, V_{rq}$	Les tensions rotorique dans un système d'axes (d, q) (V).
$\omega_s$	Pulsation électrique statorique (rd/s).
$\omega_r$	Pulsation électrique rotorique (rd/s).
$M$	Inductance mutuelle
$L_s, L_r$	Les inductances propres statorique et rotorique (H).
$f$	Fréquence
$C_r$	Couple résistant (N.m).
$\theta_s, \theta_r$	Position angulaire du stator et rotor
$\sigma$	Facteur de dispersion de Brondel
$T_r, T_s$	Constante de temps statorique et rotorique
$R_s, R_r$	Les résistances statorique et rotoriques ( $\Omega$ ).
$g$	Glissement
$\Omega$	Pulsation (vitesse) mécanique
$P$	Nombre de paires des pôles.
$J$	Moment d'inertie ( $\text{Kg.m}^2$ ).
$K_i, K_p$	Paramètres du régulateur PI.
$\Omega_s$	Pulsation (vitesse) de synchronisme
$F_c$	Fréquence de coupure.
$n$	Fréquence de rotation du champ tournant
$\tau_r$	Constante de temps rotorique.
$f_p$	Fréquence de la porteuse.
$M$	Indice de modulation.
$R$	Indice de réglage en tension.

Abréviation	Notion
<b>MAS</b>	Machine asynchrone .
<b>MLI</b>	Modulation de la Largeur d'Impulsion.
<b>FOC</b>	Field Oriented Control (commande à flux orienté).
<b>DFOC</b>	Direct field Oriented Control (commande à flux orienté directe).
<b>PI</b>	Proportionnel - Intégrale.
<b>BO</b>	Boucle ouverte.
<b>BF</b>	Boucle fermée.
<b>TF</b>	Fonction de transfert.

<b>Chapitre I</b>	
<b>Fig. I.1</b>	Machine asynchrone à Cage
<b>Fig. I.2</b>	Vue d'un stator.
<b>Fig. I.3</b>	Vue d'un rotor à cage d'écureuil.
<b>Fig. I.4</b>	Vue d'un rotor bobiné.
<b>Fig. I.5</b>	Principe de fonctionnement de la MAS.
<b>Fig. I.6</b>	Démarrage étoile triangle
<b>Fig. I.7</b>	Démarrage autotransformateur
<b>Fig. I.8</b>	Démarrage par gradateur de tension
<b>Fig. I.9</b>	Couplage des enroulements du moteur sur la tension continue. Freinage par injection du courant continu
<b>Fig. I.10</b>	Freinage par contre-courant.
<b>Fig. I.11</b>	Freinage en hyper-synchrone
<b>Chapitre II</b>	
<b>Fig. II.1</b>	Représentation des enroulements de la MAS.
<b>Fig. II.2</b>	Représentation des axes de la machine
<b>Fig. II.3</b>	Représente la transformation réelle (abc) en (d-q).
<b>Fig. II.4</b>	Schéma bloc global de simulation de la MAS.
<b>Fig. II.5</b>	Résultat de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge de couple à l'instant $t=0.6s$ .
<b>Fig. II.6</b>	Schéma de principe de l'association convertisseur-MAS
<b>Fig. II.7</b>	Redresseur triphasé à double alternance à diodes
<b>Fig. II.8</b>	Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.
<b>Fig. II.9</b>	Exemple de chronogramme d'une commande « sinus-triangle » triphasée.
<b>Fig. II.10</b>	Résultats de simulation de la MAS alimentée par l'onduleur : démarrage à vide puis application de charge à l'instant $t=0.6$ .
<b>Chapitre III</b>	
<b>Fig. III.1</b>	Schéma du Principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC
<b>Fig. III.2</b>	Orientation du flux rotorique
<b>Fig. III.3</b>	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse
<b>Fig. III.4</b>	Schéma fonctionnel de la régulation de courant
<b>Fig. III.5</b>	Schéma globale de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS.
<b>Fig. III.6</b>	Fig. III.8 Résultats de simulation de la FOC : Démarrage à vide puis application d'une charge à $t=0.6$ .

<b>Fig.III.7</b>	Résultats de simulation de la commande FOC : fonctionnement à vide et en charge suivi par l'inversion de sens de rotation à ( $t = 1.2s$ ).
<b>Chapitre IV</b>	
<b>Fig.IV.1</b>	Schéma de principe d'un observateur.
<b>Fig.IV.2</b>	Différentes stratégies d'estimation de la vitesse pour le moteur asynchrone
<b>Fig.IV.3</b>	Schéma de principe de l'estimateur de MRAS.
<b>Fig.IV.4</b>	MRAS basée sur les flux rotoriques.
<b>Fig.IV.5</b>	MRAS basée sur la f.é.m.
<b>Fig.IV.6</b>	MRAS basée sur la puissance réactive.
<b>Fig.IV.7</b>	MRAS basée sur le courant statorique.
<b>Fig.IV.8</b>	Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur sur la MAS avec l'estimateur de MRAS

## ملخص

خصص هذا العمل لدراسة التحكم في محرك لا تزامني ثلاثي الطور على شكل قفص سنجاب من خلال توجيه تدفق الدوار (FOC) ، وتم تنفيذ إستراتيجية التحكم المختارة مع وبدون ملتقط السرعة باستخدام جهاز تقدير نموذج MRAS مرجعي تكيفي. عرضت دراسة نمذجة المحرك، تغذيته والتحكم في تعديل عرض النبضة PWM، كما عرض الجانب النظري للنموذج MRAS، مع التركيز على نهج النموذج المرجعي MRAS القائم على تدفق الدوار. تم إجراء اختبارات محاكاة تحت ظروف تشغيل مختلفة. النتائج التي تم الحصول عليها مرضية للغاية، ولا سيما تتبع مسار السرعة المرغوب فيه.

**الكلمات المفتاحية :** محرك لا تزامني ثلاثي الطور، شكل قفص سنجاب، تدفق الدوار (FOC)،

نمذجة المحرك، النموذج المرجعي المقدر MRAS

## Résumé

Ce travail est consacré à l'étude de contrôle vectoriel d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par orientation du flux rotorique (FOC), La stratégie de commande choisie est faite avec et sans capteur de vitesse en utilisant avec un estimateur a modèle de référence adaptatif MRAS de la machine. La modélisation du moteur, de son onduleur et de sa commande à modulation de largeur d'impulsion MLI ont été étudiée. Le contrôle vectoriel à flux orienté est exposé. Un développement sur la théorie des estimateurs de MRAS d'état est effectué, en mettant l'accent sur l'approche de modèle de référence MRAS à base de flux rotorique. Des tests de simulation, sous différentes conditions de fonctionnement sont faits. Les résultats obtenus sont très satisfaisants notamment la poursuite de la vitesse.

**Mots clés :** Moteur asynchrone, contrôle vectoriel, orientation du flux rotorique (FOC), Estimation de la vitesse, MRAS, modulation de largeur d'impulsion MLI.

## Abstract

This work is devoted to the study of vector control of a squirrel cage induction motor by field oriented control (FOC), The chosen control strategy is made with and without speed sensor using an estimator: Model Reference Adaptive system (MRAS). The modeling of the motor, its inverter and its PWM pulse width modulation control was studied. Directed flux vector control is discussed. A development on the theory of state MRAS estimators is carried out, with an emphasis on the rotor flux-based MRAS reference model approach. Simulation tests under different operating conditions are carried out. The results obtained are very satisfactory, in particular the pursuit of speed

**Keywords :** induction motor, filed oriented control (FOC), Model of Reference Adaptive system (MRAS), pulse width modulation PWM.

# *Introduction générale*

## Introduction générale

Le développement des convertisseurs statiques et l'avancée rapides des semi-conducteurs ont permis durant ces dernières décennies une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques.

Par rapport aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, Les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes telles que les systèmes automatiques, la robotique et les véhicules électriques. Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : le faible coût de fabrication, la robustesse et la fiabilité [1].

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie impose à la machine asynchrone « MAS » un modèle non linéaire et fortement couplé, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande. Parmi les stratégies de commande appliquées à la MAS, la commande vectorielle à flux orienté (Field Oriented Control : FOC), le comportement de la machine asynchrone est ramené à celui d'une machine à courant continu. Il consiste à placer le repère (d-q) de telle sorte que l'axe (d) coïncide avec le flux orienté [45].

La présence de capteurs mécaniques induit une augmentation du volume et du prix du moteur, sans les difficultés d'installation et la perte de fiabilité, en particulier, pour les machines de petite taille. Dans notre étude, nous avons introduit un estimateur de vitesse du type MRAS (Model Référence Adaptive System). Ce dernier va remplacer le capteur mécanique de vitesse.

Un système de commande adaptative contient plus d'une boucle de commande à contre-réaction ayant un régulateur, afin de maintenir les performances du système en présence de variations des paramètres du procédé. L'utilisation du contrôle adaptatif est prodigieuse et moins coûteuse vu la simplicité de son implantation surtout avec l'évolution rapide de la micro-électronique, les régulateurs adaptatifs offrent aux applications industrielles d'excellentes performances surtout dans la commande des machines électriques [44].

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle sans capteur mécanique d'une machine asynchrone. Par l'utilisation de MRAS commande adaptative par modèle de référence à flux rotorique pour commander la machine asynchrone dans le cadre du contrôle vectoriel pour rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres et aux effets troubles de la charge.

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter le moteur à induction (asynchrone), ainsi que l'étude de moteur asynchrone et le principe de fonctionnement finalement on déduit les modes de démarrage et de freinage.

Le deuxième chapitre est composé de deux parties, la première partie est consacrée à la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écurie, qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine, en utilisant la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système biphasé fictif sous forme d'équation d'état, puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK permet la validation des modèles qui seront présentés. La deuxième partie présente l'alimentation de la MAS, un exposé sur la commande du convertisseur (Filtre-Redresseur-onduleur M.L.I) utilisé ainsi qu'une présentation des résultats de simulation de l'association convertisseur-machine.

Le troisième chapitre présente la commande vectorielle de la MAS, par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux rotorique (FOC). Les tests de performance seront effectués par des régulateurs classiques de type PI.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la vitesse de la machine asynchrone basée sur la technique d'estimation par le système de modèle adaptatif de référence MRAS basée sur le flux rotorique alimentée en tension. Ensuite des tests de simulation effectués par le logiciel MATLAB/SIMULINK seront présentés.

En fin, une conclusion générale de travail que nous avons effectuée et les principaux résultats que nous avons obtenus .

*Chapitre I*  
*Généralités sur la*  
*machine à induction*

## I.1. Introduction :

Le moteur asynchrone ou machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre stator et le rotor, les machines possédant un rotor à cage sont connues sous le nom machines à cage d'écureuil et celle possédant un rotor avec des bobines sont connues sous le nom de machines à rotor bobiné. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

Actuellement le moteur asynchrone est de plus en plus utilisé pour assurer un fonctionnement à vitesse ou positionnement variables et ceci pour plusieurs raisons :

- C'est le moteur le plus robuste et le moins cher sur le marché.
- Sa commande assez complexe peut être réalisée sans trop de difficulté grâce aux progrès de la commande numérique [1].

## I.2. Constitution de la MAS :

Cette description nous permettra de comprendre la composition physique du système. D'un point de vue mécanique, un moteur asynchrone triphasé peut être divisé en trois parties différentes :

- Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.



Fig.I.1 : Machine asynchrone à Cage.

### I.2.1. Stator :

Il est constitué de plusieurs tôles d'acier et de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède pair de pôle.

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine [2].



Fig.I.2 : Vue d'un stator.

### I.2.2. Rotor :

C'est la partie mobile du moteur, il est placé à l'intérieur du stator, et constitué d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Il tourne à une vitesse inférieure à la vitesse du champ tournant en charge. Il est placé dans un champ tournant par rapport à lui-même. Il doit être feuilleté pour réduire les pertes par courant de Foucault [3].

Les différents types du moteur asynchrone ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas, le stator reste dans le même

#### I.2.2.1. Rotor à cage :

Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépendent principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera faite. On peut voir l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court-circuit et les barres d'aluminium qui forment la cage d'écurieil. Habituellement, ces barres seront uniformément inclinées pour limiter l'harmonique, qui réduit considérablement le bruit lorsque la machine accélère.

L'isolation des bâfrés avec les tôles magnétiques ne sont généralement pas utilisées ceci est nécessaire, car la tension induite à chaque borne est très faible. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour construire la cage est suffisamment faible pour que le courant ne traverse pas les tôles magnétiques, sauf si la cage du rotor a une barre cassée. Le rotor d'un moteur asynchrone est également équipé d'ailettes de ventilation pour refroidir la cage le plus efficacement possible [5].



Fig.I.3 : Vue d'un rotor à cage d'écureuil.

### I.2.2.2. Rotor bobiné :

Le rotor d'une machine à bague est constitué de trois bobines (on parle aussi de rotor bobiné). Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor. Ce type de rotor a été conçu pour permettre la variation de résistance du rotor en insérant des résistances en série avec les bobines afin de réaliser un démarrage rotorique. Ce dispositif a ensuite permis la variation de vitesse avec un rendement acceptable au moyen d'un procédé appelé cascade hypo-synchrone. Le coût élevé et l'apparition des variateurs de fréquence ont rendu obsolète ce type de machine [6].

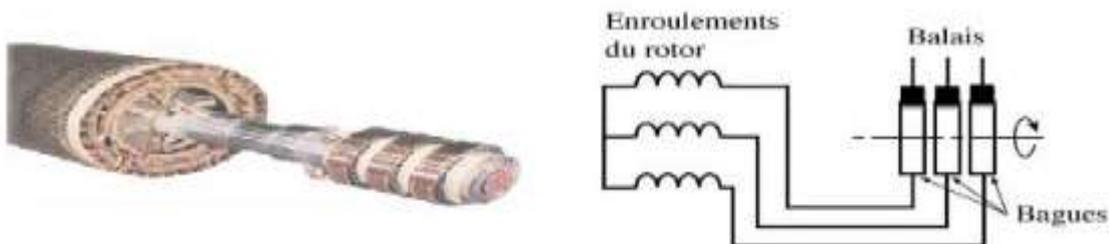


Fig.I.4 : Vue d'un rotor bobiné.

### I.2.3. Les paliers :

Les roulements qui supportent et font tourner l'arbre du rotor se composent de flasques et de roulements à billes qui sont insérés à chaud dans l'arbre. Les flasques en fonte sont fixés au carter du stator par des boulons ou des tiges de serrage [4].

### I.3. Principe de fonctionnement de la MAS :

Le fonctionnement des moteurs asynchrones triphasés est basé sur les applications suivantes : le premier principe (loi d'Ampère), le deuxième principe (loi de Faraday) et le troisième principe (loi de Lenz). Lorsque l'interrupteur est fermé pour connecter les enroulements du stator à la ligne triphasée, la tension appliquée produit un courant triphasé, ce dernier génère un champ magnétique tournant (Principe I), qui induit une tension dans la barre du rotor (Principe III) change en alternance, car le conducteur est parfois devant le pôle nord du champ, parfois devant le pôle sud du champ tour. Les deux extrémités du conducteur sont court-circuitées par deux anneaux, la tension induite provoquera un fort courant dans la barre, cette dernière située dans un champ magnétique qui génère une force électromagnétique (Principe II). La force tend à entraîner le rotor dans le sens de rotation du champ magnétique [7].

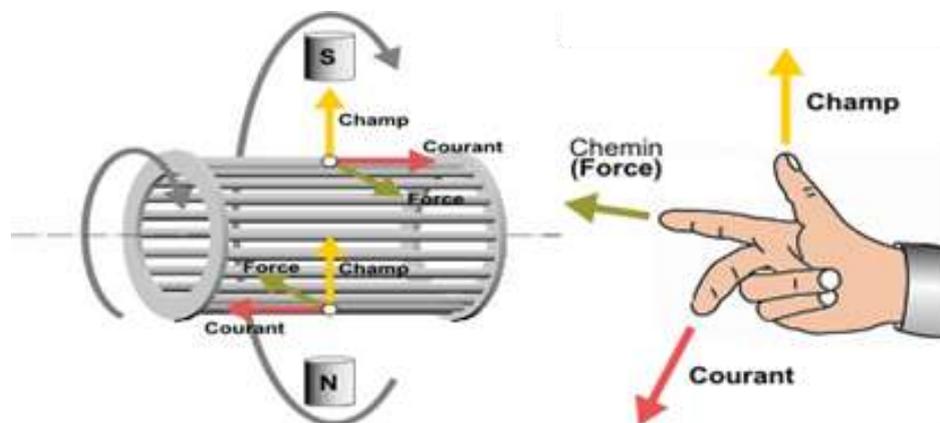


Fig.I.5 : Principe de fonctionnement de la MAS [8].

### I.4. Caractéristique des moteurs asynchrones triphasés :

Un moteur est caractérisé essentiellement par sa puissance, la fréquence de rotation de son arbre, sa fixation, ses éléments mécaniques.

➤ **La puissance**

$$\text{Puissance d'entré : } P_e = U \cdot I \sqrt{3} \cos \varphi \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Puissance de sortie: } P_m = T_m \cdot \Omega \quad (\text{I.2})$$

➤ **La vitesse angulaire :**  $\Omega = 2\pi \cdot n$  (I.3)

➤ **Fréquence de rotation du champ tournant :**  $n = \frac{f}{p}$  (I.4)

➤ **Glissement :**  $g = \frac{\Omega - \Omega'}{\Omega}$  (I.5)

➤ **Couple électromagnétique :**

La puissance  $P_{tr}$  est transmise du stator vers le rotor par l'action du champ tournant statorique sur les courants du rotor, c'est-à-dire par effet électromagnétique. La puissance électromagnétique transmise au rotor est égale à :  $P_{tr} = T_{em} \cdot \Omega$  (I.6)

## I.5. Avantages et inconvénients de la MAS :

### I.5.1. Avantages de la machine asynchrone :

Parmi les avantages de la machine asynchrone et notamment en fonctionnement moteur, on peut citer [9], [10] :

- Sa structure simple
- Sa robustesse mécanique,
- Son faible coût et sa très grande standardisation,
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevée.
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux.
- Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

### I.5.2. Inconvénients de la machine asynchrone :

Les principaux inconvénients des moteurs asynchrones sont [9], [10] :

- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

## I.6. Domaines d'application de la MAS :

Par rapport aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans diverses applications modernes du domaine industriel, telles que la robotique et les véhicules. Les raisons de leur remplacement des actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans diverses applications (comme l'aéronautique, les portes de métro, etc.) sont également à l'étude. Cela est dû aux facteurs suivants : faible coût de fabrication, robustesse et fiabilité. Contrairement aux deux moteurs ci-dessus, les

enroulements du moteur asynchrone sont court-circuités, de sorte qu'aucune alimentation externe n'est nécessaire [11].

## **I.7. Démarrage de la MAS :**

Lors du démarrage d'un moteur asynchrone, le courant peut atteindre plusieurs fois le courant nominal. Si l'application utilise un variateur ou un démarreur, ce dernier ajustera la tension appliquée à la machine pour limiter le courant. En l'absence de variateur de vitesse, il existe plusieurs manières de limiter le courant de démarrage. Ils ont été développés avant l'avènement des équipements électroniques de puissance, mais aujourd'hui ils sont encore utilisés dans les anciens équipements [12].

### **I.7.1. Les différents types des systèmes de démarrage :**

Il existe différentes commutations et méthodes de démarrage les plus importantes utilisées dans l'industrie sont présentées ci-dessous :

Démarrage classique :

- Démarrage direct.
- Démarrage étoile-triangle.
- Démarrage par élimination des résistances statoriques.
- Démarrage par élimination des résistances rotoriques.
- Démarrage par autotransformateur.

Démarrage électronique :

- Démarrage avec démarreur progressif électronique.
- Démarrage avec variateur de vitesse.

### **I.7.2. Le choix d'un démarreur :**

Le choix est guidé par des critères économiques et techniques qui sont :

- Les caractéristiques mécaniques.
- Les performances recherchées.
- La nature du réseau d'alimentation électrique.
- L'utilisation du moteur existant dans le cas d'un rééquipement.
- La politique de maintenance de l'entreprise.
- Le coût de l'équipement.

Le choix d'un démarreur sera lié :

- Au type d'utilisation : souplesse au démarrage.
- À la nature de la charge à entraîner.
- Au type de moteur asynchrone.
- À la puissance de la machine.
- À la puissance de la ligne électrique.
- À la gamme de vitesse requise pour l'application.

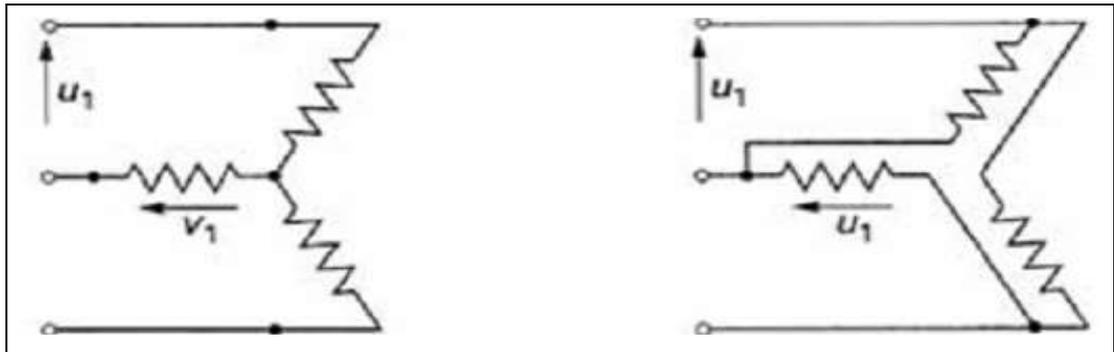


Fig.I.6 : Démarrage étoile triangle

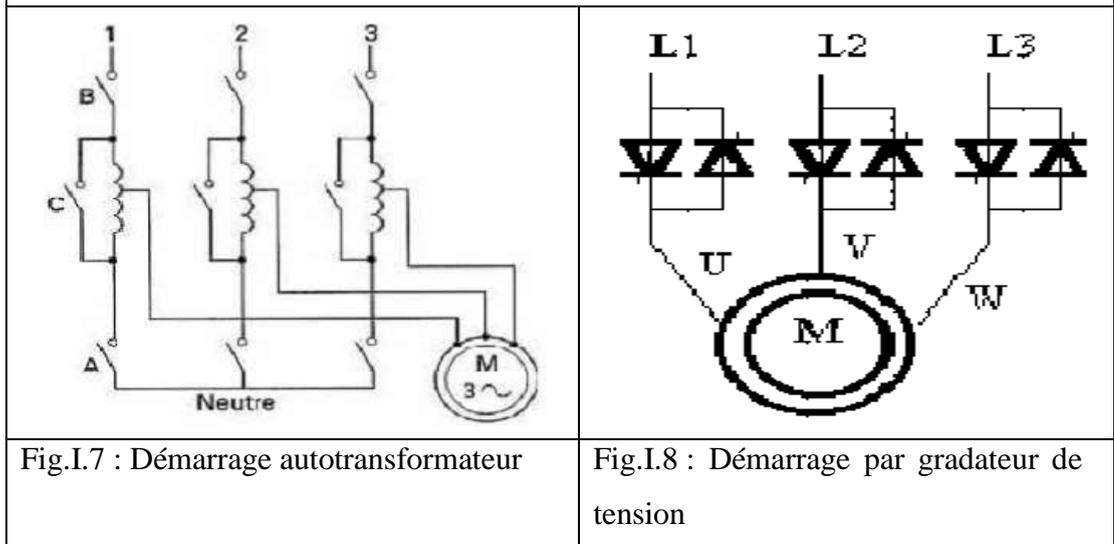


Fig.I.7 : Démarrage autotransformateur

Fig.I.8 : Démarrage par gradateur de tension

### I.7.3. Les problèmes de démarrage des moteurs asynchrones triphasés :

Au démarrage, le moteur asynchrone triphasé fonctionne comme un transformateur, le côté primaire (stator) est sous tension et le côté secondaire (rotor) est court-circuité, le courant consommé est très simple. Dépend du type et la puissance du moteur, le courant de démarrage peut atteindre 4 à 10 fois le courant nominal complètement chargé. Le moteur peut générer une consommation de courant aussi importante. Dans un court duré de temps peut résister à des risques de chauffage dangereux, et la distribution d'énergie électrique pour les utilisateurs à proximité de la même ligne, en provoquant des chutes de tension excessive, il est alors nécessaire de réduire ce courant de démarrage [13].

## **I.8. Freinage des moteurs asynchrones triphasés :**

### **I.8.1. Freinage par fonctionnement en hyper-synchrone :**

Lorsque la vitesse du rotor est supérieure à la vitesse du champ magnétique rotatif, le moteur freine. Couplée à un convertisseur de fréquence qui réduit progressivement la vitesse, la machine peut être arrêtée. Dans la condition que le champ magnétique correspondant à la valeur de glissement optimale du fonctionnement du générateur est généré et que la décélération est maintenue dans cette plage jusqu'à ce qu'elle soit complètement arrêtée, le couple de freinage est élevé. Cette méthode est particulièrement efficace pour freiner rapidement des moteurs asynchrones sans nécessiter d'équipement mécanique supplémentaire [8].

### **I.8.2. Freinage par contre-courant :**

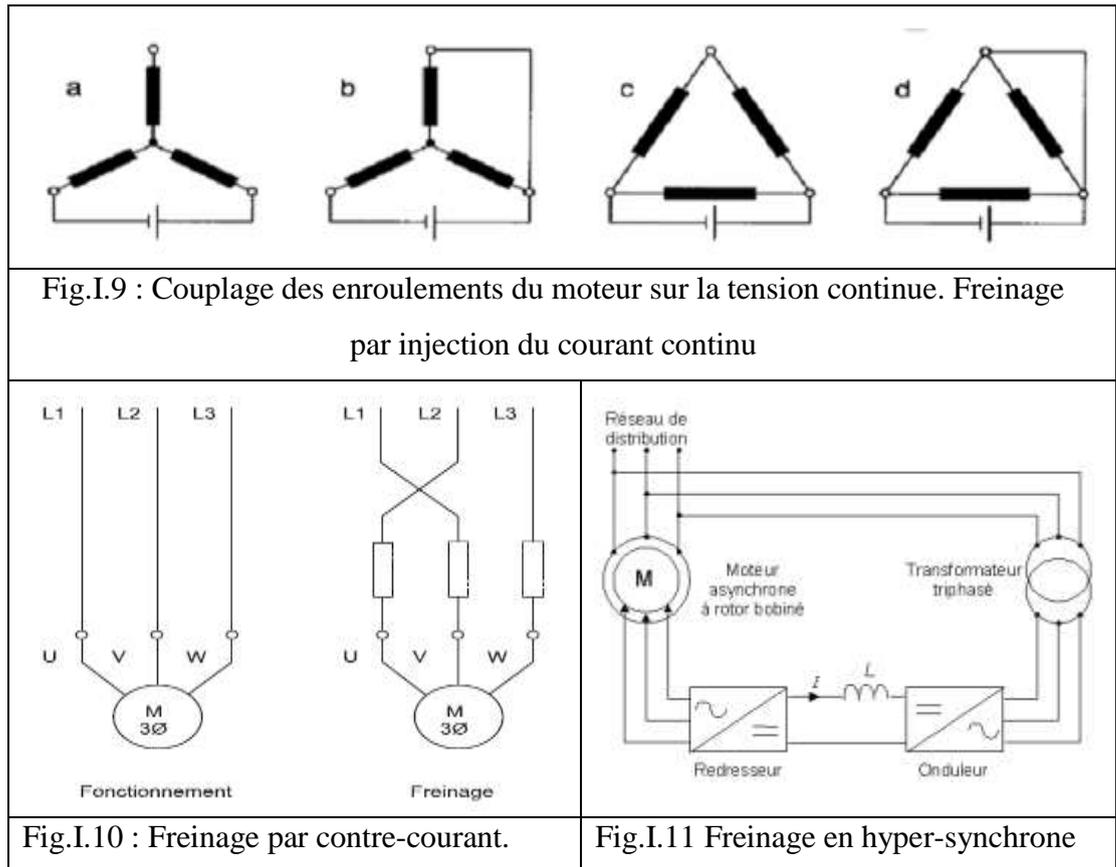
Le principe est d'inverser les deux phases pendant une courte durée. Cela équivaut donc à un freinage hyper-synchrone à fréquence fixe et est mal géré. Le couple de résistance est très faible et la demande de courant est également élevée (environ 10 à 12 fois le courant nominal). Il en résulte un risque de surchauffe des enroulements du moteur, il est recommandé de prévoir une résistance supplémentaire pour réduire la résistance. Enfin, en utilisant cette méthode, le couple de décélération reste négatif pendant toute la phase de freinage, il est donc nécessaire de couper l'alimentation lorsque la vitesse passe à zéro (temporisation, contact centrifuge), sinon la rotation s'inverse [11].

### **I.8.3. Freinage par injection de courant continu :**

L'alimentation CC du stator génère un champ magnétique fixe dans le moteur, ce qui empêche le mouvement. Ce n'est pas le moyen le plus efficace de freiner la machine (utiliser le fonctionnement du générateur décroché) et la limite de courant est très stricte. Le contrôle d'intensité CC permet de contrôler le freinage [8].

### **I.8.4. Freinage mécanique par électro-frein :**

Le système se compose d'un frein à disque intégré à l'arbre du moteur asynchrone, les mâchoires du disque sont initialement serrées sans tension et commandées par un électroaimant. Une fois l'électroaimant mis sous tension, les mâchoires sont desserrées et tournent librement. La mise hors tension provoquera un freinage. Ce dispositif est également appelé « frein de manque de courant » et est généralement configuré comme un dispositif d'arrêt d'urgence. [14]



**I.9. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur la machine asynchrone: constitution , principe de fonctionnement , domaine d'application et son rôle majeur dans l'industrie grâce à sa robustesse et la simple constitution, mais malgré leurs avantages, ils ont aussi des inconvénients qui sont : Pointe de courant plus importantes, qui ne permet un démarrage doux et progressif de la machine dont le réseau ne peut pas l'admettre dans le cas des moteurs à cage et la nécessité de résistances pour les moteurs à bagues.

L'avènement du domaine de la micro-électronique, permet le passage vers des commandes plus performantes, parmi elles on peut citer la commande vectorielle qui permet de remédier à ces inconvénients, et avant d'entamer cette stratégie de commande il est nécessaire de présenter son modèle mathématique. Dans le prochain chapitre une modélisation de la machine asynchrone sera effectuée.

***Chapitre II***  
***Modélisation de la***  
***machine à induction et***  
***son alimentation***

## II.1. Introduction :

Il est impératif de prendre en considération la modélisation mathématique du système, lors de la conception de la commande d'un processus physique, on appelle modéliser l'opération qui consiste à établir les équations mathématiques qui régissent un système technique.

Pour une description très proche de la réalité, le modèle mathématique défini est complexe et demande une puissance de calcul importante. Par contre, si le système est trop simplifié les calculs sont plus simples, mais ne reflètent pas fidèlement la réalité physique du processus.

Il est d'usage de faire une évaluation des phénomènes agissant sur le système, de conserver les plus importants et de négliger les moins influents. Il est donc nécessaire de faire des hypothèses simplificatrices judicieuses afin de définir un modèle mathématique représentant le comportement du système lors de l'élaboration de sa commande.

Dans le chapitre présent, nous allons élaborer la modélisation de la MAS triphasée a cage d'écureuil et son alimentation, par un modèle mathématique exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé (a,b,c), on réduirons l'ordre du système et on élimine la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductance et la position du rotor par la transformation de Park. Une série de simulation à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée dans l'objectif de vérifier les performances du moteur asynchrone. Ensuite, une modélisation de l'alimentation constituée d'une cascade redresseur, filtre passe-bas et onduleur commandés en tension par la technique de modulation à largeur d'impulsion vectorielle (MLI) [8].

## II.2. Modélisation de la MAS :

### II.2.1. Hypothèse de travail :

Pour modéliser cette machine nous nous appuyeront sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées dans la littérature scientifique. Ainsi les bobinages au stator et au rotor sont triphasés et ont p paires de pôles, donc la machine électrique idéalisée est une machine électrique ayant les hypothèses suivantes :

- La machine présente une parfaite symétrie de construction, tant au rotor qu'au stator
- L'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante, l'effet d'encoche est alors négligé
- La saturation du circuit magnétique est négligeable, et sa perméabilité également constante

- Les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables
- Les pertes mécaniques sont négligeables
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale
- L'effet de peau est négligé, la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs
- La résistance des différents enroulements de la machine est constante
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ces hypothèses imposent les conséquences suivantes :

- Les flux magnétiques sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes tant au stator qu'au rotor.
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements [3].

### II.2.2. Mise en équation de la MAS en plan abc :

La MAS représentée schématiquement en Figure (Fig.II.1), dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. l'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence [15].

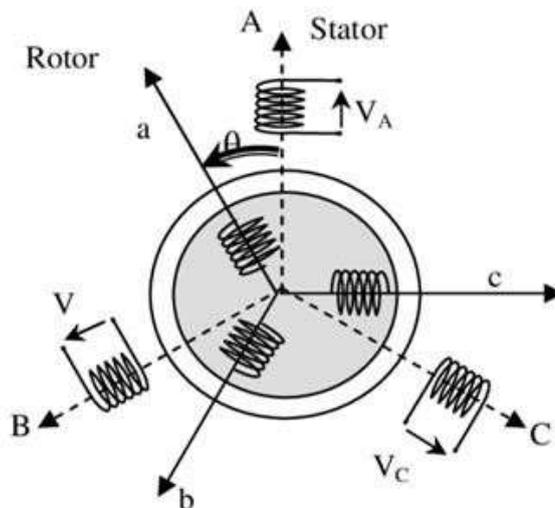


Fig.II.1 : Représentation des enroulements de la MAS.

Le comportement dynamique de la MAS est caractérisé par trois types de grandeurs : électriques, magnétiques et mécaniques. Donc de trois équations : électriques, magnétiques et mécaniques.

### II. 2.2.1. Équations électriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques sont :

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = RI + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Donc en déduisant pour l'ensemble des phases :

a. Statoriques

$$\begin{cases} V_{as} = R_s \cdot I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s \cdot I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s \cdot I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Ou : } [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (\text{II.4})$$

b. rotoriques

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Ou : } [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (\text{II.7})$$

Avec

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

### II.2.2.2. Équations magnétiques :

Les trois phases statoriques sont aussi magnétiquement couplées avec les trois phases rotoriques dont le flux total :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & Mr & Mr \\ Mr & L_r & Mr \\ Mr & Mr & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$\text{Tel que: } [M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  dépendent de l'angle de rotation mécanique  $\theta_r$  et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage.

### II.2.2.3. Équations mécaniques :

L'étude des caractéristiques de la MAS fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux), mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = P[I_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{rs}][I_{rabc}] \quad (\text{II.12})$$

Le modèle complet de la MAS nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la MAS est exprimée comme suit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (\text{II.13})$$

### II.2.3. Transformation de Park appliquée à la MAS triphasé :

Le but de la transformation de Park (Robert H. Park) et de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, et elle consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de base faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes «d» et «q» cette conversation est appelée souvent transformation des axes [2].

Ainsi, les enroulements statoriques ( $S_a, S_b, S_c$ ) et les enroulements rotoriques ( $R_a, R_b$  et  $R_c$ ) sont remplacés respectivement par deux enroulements statoriques ( $d_s, q_s$ ) et deux enroulements rotoriques ( $d_r, q_r$ ) [3]. Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations de la figure (Fig.II.2). Ceci se fait en reliant les  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{II.14})$$

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$[P(\theta_s)]$ : équation de Park.

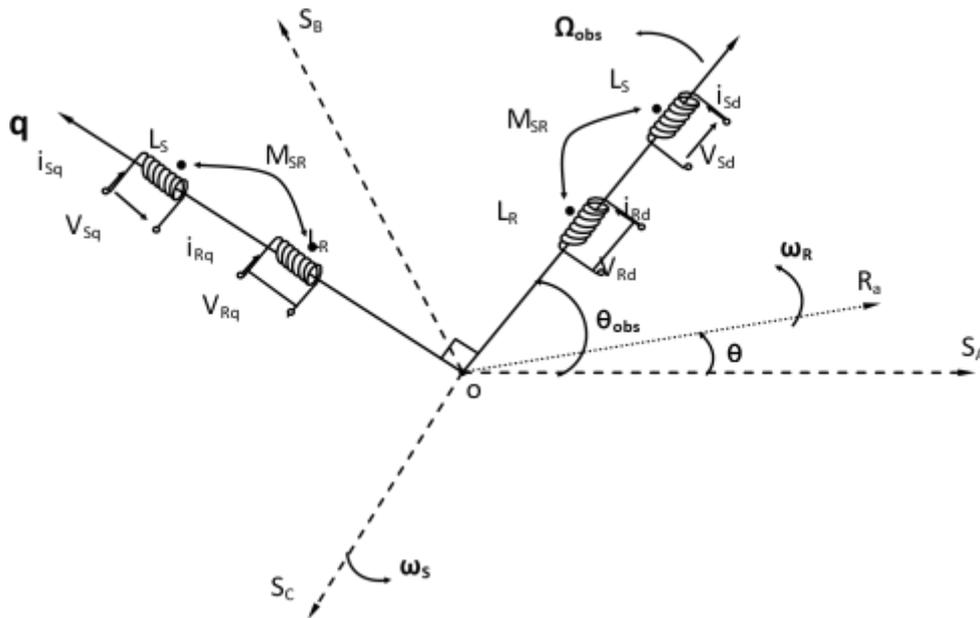


Fig.II.2 : Représentation des axes de la machine.

#### II.2.4. Choix du référentiel :

L'isotropie du MAS permet une grande souplesse dans la composition des équations de la MAS selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [16] :

### II.2.4.1. Référentiel lié au stator ( $\alpha - \beta$ ) :

C'est un référentiel immobile par rapport au stator, la vitesse du repère de Park est  $\omega_{obs} = 0$ . Les équations du système prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (II.16)$$

Les équations des flux s'écrivant comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M_s \cdot I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M_s \cdot I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M_r \cdot I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M_r \cdot I_{s\beta} \end{cases} \quad (II.17)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (II.18)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (II.19)$$

Ce référentiel est plus adapté pour les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

### II.2.4.2. Référentiel lié au rotor (x-y) :

C'est un référentiel immobile par rapport au rotor (x-y), il se traduit par la condition  $\omega_{obs} = \omega_r$ . Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot I_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s \cdot I_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega \phi_{sx} \\ 0 = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \end{cases} \quad (II.20)$$

Le rotor du moteur asynchrone à cage étant fermé sur lui-même (court-circuité), on prend  $V_{ry}$  et  $V_{rx}$  égales à zéro.

### II.2.4.3. Référentiel lié au champ tournant (d-q) :

C'est un référentiel immobile par rapport au champ tournant (d-q) (Fig.II.2) la vitesse du repère de Park est  $\omega_{obs} = \omega_s$ . Cette transformation va nous permettre d'avoir des grandeurs continues. Les équations de système prennent la forme suivant :

Équation de tension :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Équation de flux

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + L_m \cdot I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + L_m \cdot I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + L_m \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [8].

Où  $\omega_{\text{obs}}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

### II.2.5. Modélisation de la MAS dans le plan (d-q) :

L'intérêt de la transformation en dq est de simplifier la machine en ayant moins de phases

Dans une armature diphasée, les axes des bobines sont perpendiculaires donc les inductances mutuelles sont nulles entre les bobinages d, q et o.

Le choix de l'angle ( $\theta$ ) donne un degré de liberté permettant de simplifier les équations.

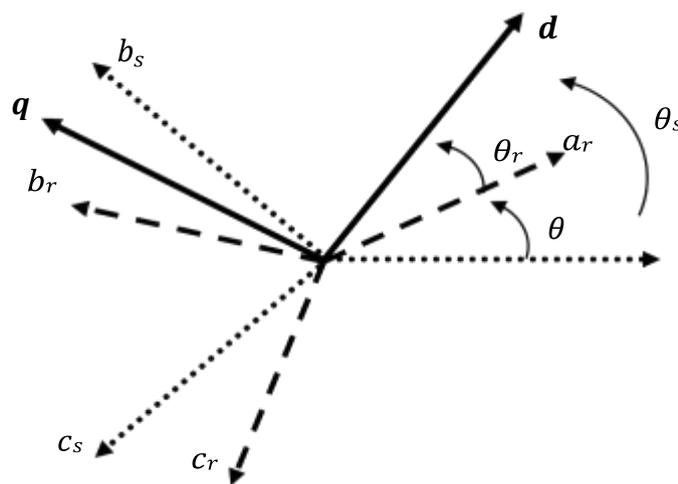


Fig.II.3 : Représente la transformation réelle (abc) en (d-q).

On désigne par

d : axe direct; q : axe en quadrature; 0 : homopolaire.

Les amplitudes directes (d) et en quadrature(q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives. Les relations entre ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suivies :

Pour le passage de système abc vers le système d-q [16] :

l'équivalent de tension :  $[V_{dq}] = [P(\theta_s)][V_{abc}]$

l'équivalent de courant :  $[I_{dq}] = [P(\theta_s)][I_{abc}]$  (II.23)

L'équivalent de flux :  $[\Phi_{dq}] = [P(\theta_s)][\Phi_{abc}]$

Où :  $[P(\theta_s)]$  : Matrice de Park et  $[P^{-1}(\theta_s)]$  : Matrice inverse de Park.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{sa} * \cos(\theta_s) + V_{sb} * \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} * \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3})) \\ V_{sq} = -\sqrt{\frac{2}{3}} (V_{sa} * \sin(\theta_s) + V_{sb} * \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} * \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{sd} * \cos(\theta_s) - V_{sq} * \sin(\theta_s)) \\ V_{sb} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{sd} * \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) - V_{sq} * \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3})) \\ V_{sc} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{sd} * \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) - V_{sq} * \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Le facteur  $(\sqrt{\frac{2}{3}})$  : est la pour conserver la puissance électrique instantanée [11].

Le facteur  $(\frac{2}{3})$  : est pour conserver l'amplitude.

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques (II.24) et (II.26) à l'expression (II.3) permet d'obtenir les équations suivantes :

### II.2.5.1. Équation électrique :

Équations de tensions :

Après le calcul direct, on trouve l'expression des tensions biphasées :

✓ Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

✓ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

### II.2.5.2. Équation magnétique :

Maintenant on applique la transformation de Park pour (II.9) et (II.11) à l'équation de flux statoriques et rotoriques en introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{cases} L_s = I_s - M_s \\ L_m = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

L'expression (II.8) pour le flux statorique devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

De la même manière, en introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = I_r - M_r$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

### II.2.5.3. Équation mécanique :

Le couple électromécanique (statorique et rotorique) représenté dans l'équation (II.12) devient dans le repère d-q :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} * I_{sq} - \Phi_{rq} * I_{sd}) \quad (\text{II.33})$$

## II.2.6. Représentation sous forme d'état de la MAS :

Il existe plusieurs modèles de représentations d'état de la MAS. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'état du système et le choix du référentiel pour la modélisation de cette machine asynchrone, et le type d'alimentation utilisé (tension ou courant) [14].

La représentation d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = (A) * (X) + (B) * (U) \\ Y = (C) * (X) + (D) * (U) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Avec :

[X] : Le vecteur d'état.

[U] : Le vecteur d'entrée ou de commande.

[A] : La matrice d'état dit également dynamique du système.

[B] : La matrice d'entrée ou d'application de commande.

[Y] : vecteur de sortie.

[C] : matrice de sortie.

[D] : matrice de transmission ou de transfert direct.

### II.2.6.1. Modèle d'état de la MAS :

-Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif tracé, pour notre étude on choisit :

-Le vecteur de commande :  $[U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T$

-Le vecteur d'état :  $[X] = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$  (II.35)

-Le vecteur de sortie :  $[Y] = [I_{sd} \ I_{sq}]^T$

On obtient une représentation du modèle de la machine sous forme suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = [A][X] + [B][U] \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - K_f\Omega) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad X = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \quad (\text{II.37})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r \cdot L_r} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r \cdot L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Avec:  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}$  : Facteur de dispersion de Blondel.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : constante de temps rotorique.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega, \quad C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd})$$

Le vecteur qui donne le couple résistant  $C_r$  est considéré, on le note Z [17].

Donc le système s'écrit :



### II.3.1. Résultat de simulation de la MAS :

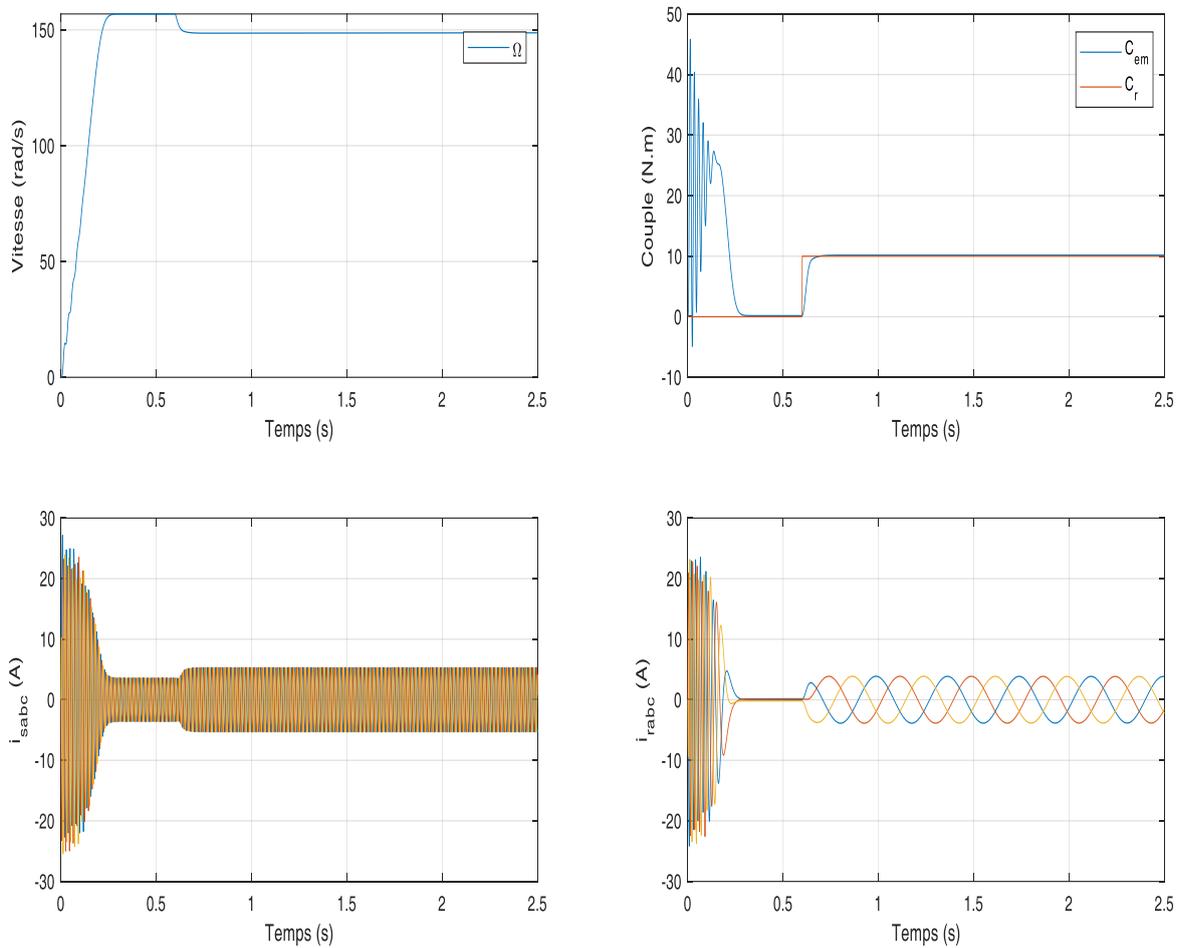


Fig.II.5 : Résultat de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge de couple à l'instant  $t=0.6s$ .

### II.3.2. Interprétation des résultats de simulation :

La vitesse en régime permanent se stabilise à (150 rad/s). Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatif, il atteint une valeur maximale de l'ordre de presque cinq fois le couple nominal. et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage égale à cinq fois environ le courant nominal. Lorsque Le régime permanent est atteint le courant correspondant au comportement inductif de la machine à vide. A l'instant ( $t = 0.6s$ ) on a introduit un couple de charge  $C_r$ , on constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation permanente apparait, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation, et une augmentation du courant Fig.II.5.

## II.4. Modélisation de l'alimentation de la MAS

### II.4.1. Introduction :

Les machines asynchrones sont généralement conçues pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesses variables, elles doivent être alimentées en fréquence variable. L'alimentation en fréquence variable se fait à l'aide des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est donné par (Fig.II.6).

Le convertisseur est composé d'une cascade redresseur, Filtre passe-bas et onduleur [19].

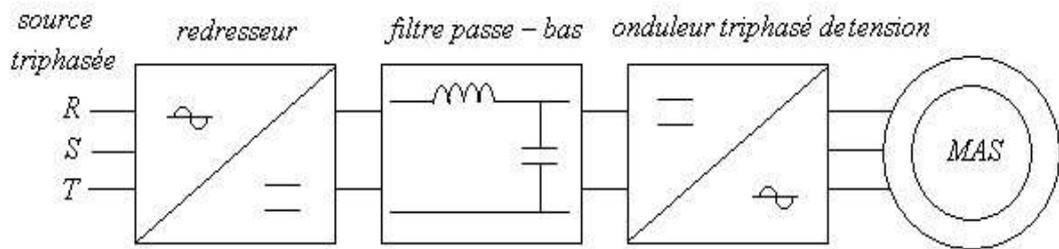


Fig.II.6 : Schéma de principe de l'association convertisseur-MAS

Nous présentons la modélisation de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone qui est composé d'un onduleur de tension, contrôlé par la technique de modulation à largeur d'impulsion (MLI), et d'un redresseur à diodes alimentant cet onduleur. Un filtre passe-bas a été introduit afin de filtrer la tension redressée et réduire les ondulations du courant d'entrée

### II.4.2. Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées.

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes. Le schéma de principe est représenté en (Fig.II.7). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

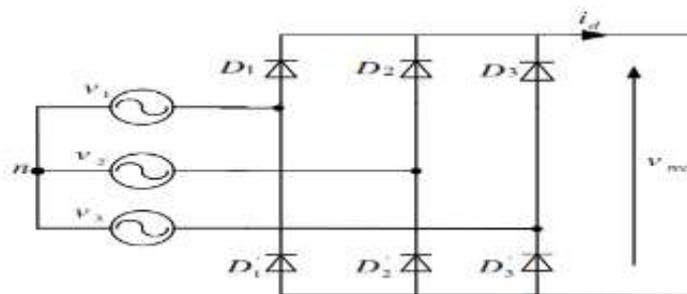


Fig.II.7 : Redresseur triphasé à double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (D1' D2' D3') à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$ , et trois diodes (D1 D2 D3) assurant le retour du courant  $I_d$ .

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_2(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = V_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_{rd}(t) = \text{Max}[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \text{Min}[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (\text{II.42})$$

### II.4.3. Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions a amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard. Après redressement, la tension filtrée est appliquée à l'onduleur [18].

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig.II.8). Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bi-commande (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparait complémentaire à celui qui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

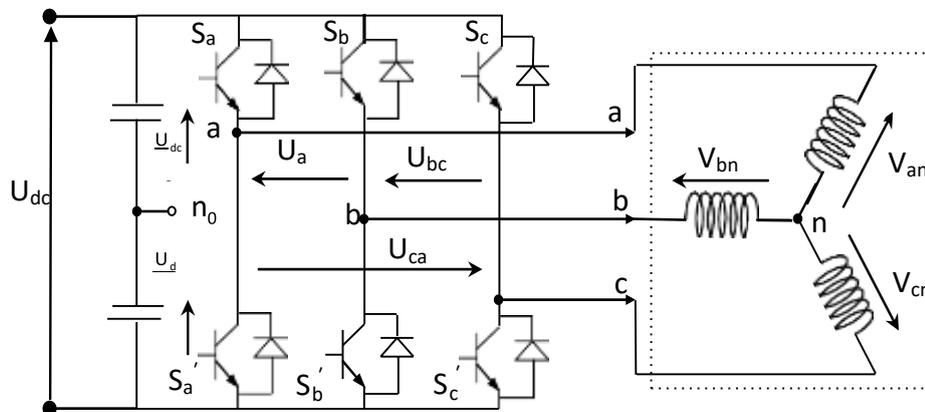


Fig.II.8 : Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.

L'état des interrupteurs, supposés parfaites preuves être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i (i = abc)$

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables  $S_i = 1$
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables  $S_i = 0$

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase  $U_{ina,b,c}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  :

$$U_{ina,b,c} = S_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (\text{II.43})$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif ' 0 ' (Fig.II.8).

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Soit ' n ' le point neutre du côté alternatif (MAS), alors on a :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} - V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} - V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} - V_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.46})$$

La substitution de (II.45) dans (II.46) nous donne :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{II.47})$$

En remplaçant (II.45) dans (II.44) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{c0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

L'utilisation de l'expression (II.43) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) , appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia)[19] :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

En remplaçant (II.50) dans (II.49) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

#### II.4.4. Commande de l'onduleur par la technique MLI :

Les onduleurs de tension commandent en MLI sont des convertisseurs statiques de type continu alternatif, à commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Au jour de huit, cette association est la plus indiquée [20].

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux (Fig.II.9).

Le premier qui est appelé signal de référence  $V_{ref}$  représente l'image de la sinusoïde qu'on a à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Le second qui est appelé signal de la porteuse  $V_{por}$ , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal de référence. Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

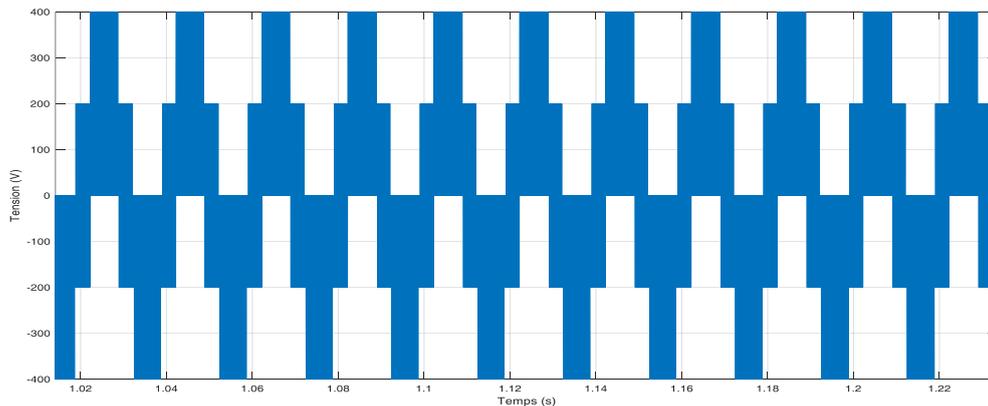


Fig.II.9 : Exemple de chronogramme d'une commande « MLI » triphasée.

#### Référence :

On représente les tensions de référence dans le cas de la MLI en triphasé par trois signaux sinusoïdaux déphasés les uns par rapport aux autres de  $120^\circ$  ses données par :

$$\begin{cases} V_1^*(t) = V_{max} \sin(2\pi ft) \\ V_2^*(t) = V_{max} \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3^*(t) = V_{max} \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

L'équation de la fonction porteuse est donnée par :

$$V_p = \frac{2}{\pi} V_{mp} \arcsin(\cos 2\pi f_p t) \quad (\text{II.53})$$

$$\text{Avec : } V_{mp} = \frac{V_{max}}{r} \text{ et } f_p = mf$$

### II.4.5. Simulation de la MAS alimenté par onduleur :

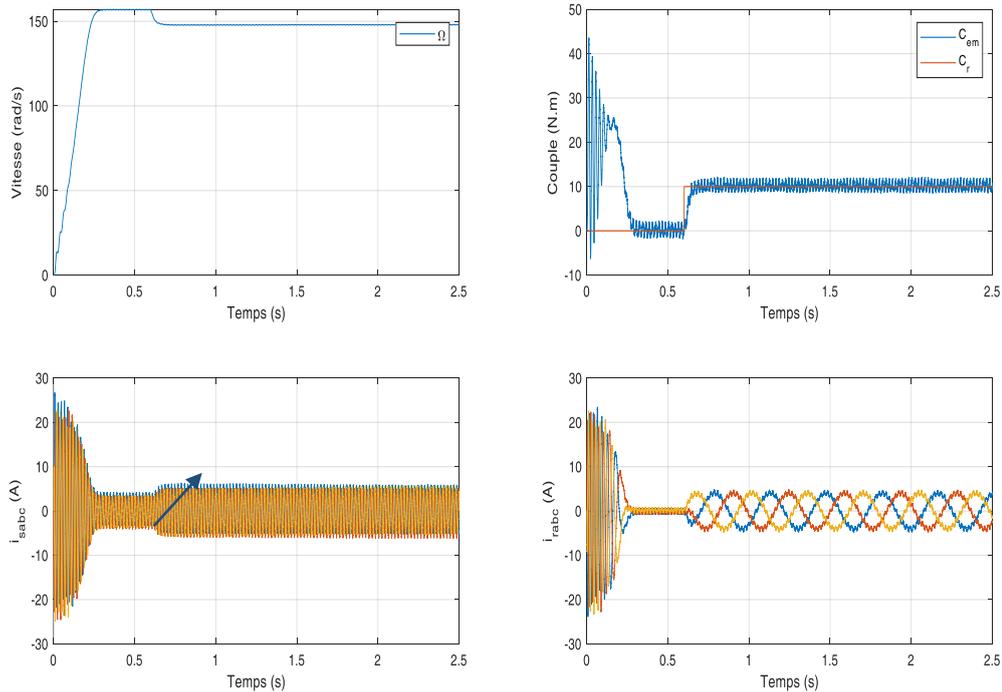


Fig.II.10 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par l'onduleur : démarrage à vide puis application de charge à l'instant  $t=0.6$ .

La Fig.II.10 montre les résultats obtenus par simulation de la machine asynchrone associée à un onduleur à deux niveaux par commande MLI, on constate que les courbes de deux simulations de la machine alimentée par réseau et par onduleur de tension sont presque identiques sauf les oscillations qui se distinguent dans les courbes de la machine alimentée par onduleur dues à la cadence de la fréquence de commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur

### II.5. Conclusion :

Ce travail présente la modélisation et la simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil et son alimentation par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de machine et malgré sa simplicité de construction, il présente un modèle fortement non linéaire et par conséquent sa modélisation devient difficile. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. On peut constater que la charge joue un rôle effectif dans la machine à cause de la vitesse pendant l'application de la charge pour cette raison, le chapitre suivant va consacrer à la commande vectorielle pour faire un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

***Chapitre III***  
***Contrôle vectoriel de la***  
***machine à induction***

### III.1. Introduction :

Actuellement, les moteurs asynchrones surpassent progressivement les moteurs à courant continu en raison de leur structure simple, de leur robustesse et de leur faible coût, et rivalisent avec les moteurs synchrones. Au cours des dernières décennies, la recherche académique et industrielle s'est consacrée à la commande d'entraînements asynchrones équivalents aux moteurs à courant continu. Dans cette méthode de contrôle, le flux magnétique et le couple sont deux variables de réglage nécessaires, qui sont indépendamment découplées et contrôlées. Cela a été proposé par BLASCHKE au nom de "contrôle vectoriel" en 1971[21].

La stratégie adoptée dans ce mémoire est la lutte de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique, car cette stratégie est plus adaptée aux modifications des paramètres de la machine mieux que les deux autres types de conseils. Il est basé sur l'utilisation du modèle MAS dans le repère biphasé tournant d-q qui est déterminé au deuxième chapitre.

### III.2. Principe du contrôle vectoriel :

L'objectif de ce contrôle est de réaliser un découplage, entre l'amplitude du couple électromagnétique et le flux rotorique :

Le modèle de la MAS dans le repère biphasé tournant d-q permet un découplage des composantes du courant de flux et de couple qui permet d'avoir un contrôle linéaire sur le couple, comme le cas du moteur à courant continu (MCC) (Fig. III.2).

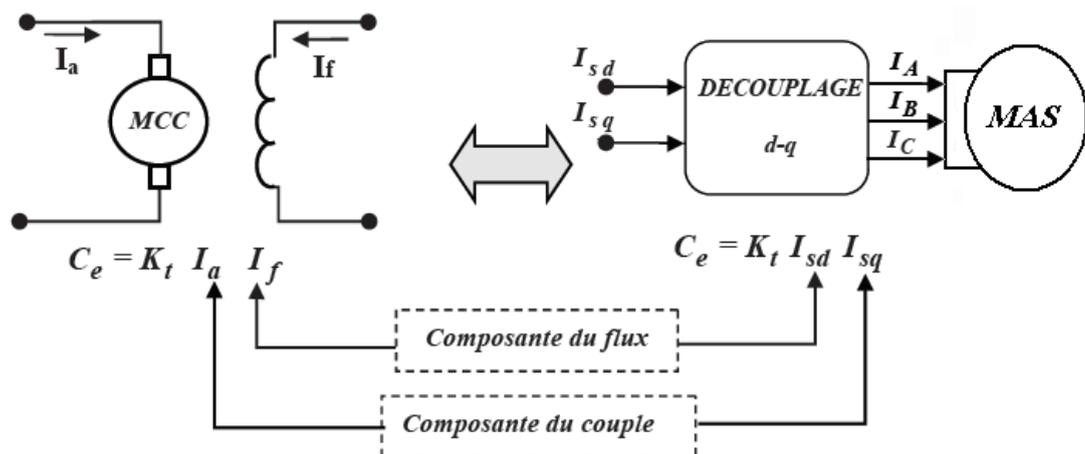


Fig.III.1 : Schéma du Principe de découplage pour la machine asynchrone par analogie avec la MCC [3].

Le flux sera contrôlé par la composante directe du courant statorique  $I_{sd}$

Le couple sera contrôlé par la composante inverse du courant statorique  $I_{sq}$

L'expression du couple électromagnétique de la MAS est donnée par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot I_{sq} - \phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (\text{III.1})$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant (Fig.III.2)

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$\text{Le couple électromagnétique devient: } C_{em} = P \frac{M}{L_r} \phi_r \cdot I_{sq} \quad (\text{III.3})$$

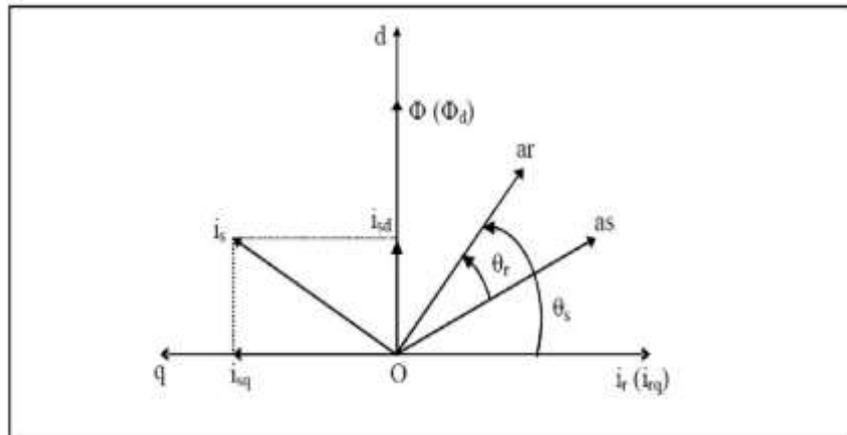


Fig.III.2 : Orientation du flux rotorique [27].

### III.3. Le Contrôle vectoriel par orientation du flux (FOC) :

Le contrôle par orientation du flux rotorique nécessite toujours à connaître la position du flux, et de le faire coïncider avec l'axe direct d pour s'assurer que le flux et le couple peuvent être découplés correctement quel que soit le point de fonctionnement [22], [23]. En connaissant la valeur du courant dans les trois phases de la machine et en appliquant la transformation de Park pour déterminer la valeur des composantes  $i_d$  et  $i_q$ , donc on peut alors réguler selon la valeur du flux et du couple requis [3].

Il existe deux façons de déterminer la phase du flux du rotor :

#### III.3.1. Contrôle direct :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux. Et pour déterminer sa position du flux, il faut utiliser le capteur à effet HALL placé sur les dents de stator. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- La non-fiabilité de la mesure du flux
- Problème de filtrage du signal mesuré.

- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température
- (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtres) [24].

### III.3.2. Contrôle indirect :

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence  $\phi_{rd}$ . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées [25].

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux points principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique. Le problème de cette méthode, elle utilise un circuit de commande compliqué et aussi la sensibilité d'estimation les paramètres de la machine et les variations de la température [26].

Donc après le passage par une transformation de Laplace, notre système est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t \cdot I_{sd} - \sigma \omega_s L_s I_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t \cdot I_{sq} + \sigma \omega_s L_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \phi_r \\ \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} = M \cdot I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M I_{sq}}{\phi_r T_r} \\ C_{em} = P \frac{M}{L_r} \phi_r \cdot I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{III.4})$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  et sur le flux et le couple, donc il est nécessaire de réaliser un découplage.

### III.4. Découplage entrée-sortie

Le but de ce découplage est de limiter autant que possible l'impact de l'entrée à une seule sortie. Dans ce cas, nous démontrons que le processus est modélisé comme un

ensemble de systèmes uni variés fonctionnent en parallèle. Ensuite, ces commandes ne sont pas interactives [28].

Parmi les différentes techniques de découplage utilisant des régulateurs, la compensation est la plus couramment utilisée.

### Découplage par compensation :

Ce découplage permet, tout d'abord, d'écrire des équations pour les moteurs et les composants de régulation. Définissez deux nouvelles variables de contrôle de manière simple  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_q \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Les deux compensation  $e_d$  et  $e_q$  sont donné par :

$$\begin{cases} e_d = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ e_q = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Tel que :

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad : \text{Constante de temps rotorique et statorique}$$

$e_d$  : C'est une FEM de rotation crée par  $I_{sd}$  ( la composante  $d$  sur  $q$  )

$e_q$  : C'est une FEM de rotation crée par  $I_{sq}$  Couplage non linéaire sur l'axe  $d$  .

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t \cdot I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

### III.5. Détermination de $\omega_s$ et $\Phi_r$ :

Les nombres d'états utilisés pour l'élaboration de la commande, c'est généralement difficile à obtenir, car des problèmes techniques (c'est le cas du flux) ou de coûts [20].

Le flux peut être reconstitué par :

Observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées, estimateurs utilisés en boucle ouverte.

Nous déduisons que les flux rotorique peuvent être estimés à partir des courants statorique et de la vitesse du rotor.

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Le module est donné par la relation suivante :

$$|\phi_{ra}| = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (\text{III.9})$$

Le déphasage de l'axe direct par rapport au stator est donné par :

$$\theta_s = \text{arctg} \left( \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \right) \quad (\text{III.10})$$

$$\text{Nous obtenons alors : } \omega_s = \omega + \frac{M I_{sq}}{T_r \phi_r} \quad (\text{III.11})$$

### III.6. La régulation :

Généralement, le but de la commande est de disposer d'un système performant.

Beaucoup des normes de performance peuvent être définies comme :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie)
- Sensibilité à la variation de paramètres.

À partir de ce point, pour atteindre l'objectif, différentes techniques de contrôle sont utilisées. Spécifications de commande, technologie classique ou avancée. Une des techniques classiques il réside dans l'utilisation de régulateurs PI proportionnels et intégraux, dont les coefficients sont calculés comme à partir des paramètres machine à contrôler [29], [30].

#### III.6.1. Caractéristiques des régulateurs

##### III.6.1.1. La stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si les réactions du système de régulation sont énergétiques sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger, une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à l'instabilité.

##### III.6.1.2. La rapidité

En général, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

### III.6.1.3. La précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

L'erreur entre la consigne et la sortie autrement dit entre la grandeur désirée et la grandeur mesurée doit être minimale ou nulle si c'est possible.

### III.6.2. Calcul des régulateurs

#### III.6.2.1. Régulateur de vitesse :

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

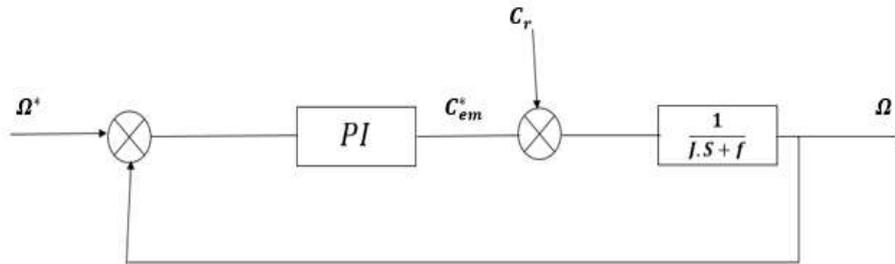


Fig.III.3 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Nous avons à partir du schéma fonctionnel :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em}^* - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{III.12})$$

$$\Omega = \frac{1}{J.S+f} (C_{em}^* - C_r) \quad (\text{III.13})$$

$$\Omega = \frac{1}{J.S+f} \frac{K_p.S+K_i}{S} (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{J.S+f} \quad (\text{III.14})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p}{K_i}S+1}{\frac{1}{K_i}S^2+\frac{K_p+1}{K_i}S+1} \Omega^* - \frac{\frac{S}{K_i}}{\frac{1}{K_i}S^2+\frac{K_p+1}{K_i}S+1} C_r \quad (\text{III.15})$$

La relation de la vitesse est une fonction de transfert de 2<sup>ème</sup> ordre.

Donc on peut écrire le dénominateur par la forme canonique suivante :

$$\frac{1}{\frac{S^2+2\xi}{\omega_n^2}+1} \quad (\text{III.16})$$

$$\text{On trouve : } \begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot J - f \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Pour un amortissement critique ( $\xi = 1$ ) et la pulsation  $\omega_n = 17 \text{ rad/s}$

### III.6.2.2. Régulateurs de courant :

Le découplage proposé par l'équation (III.7) permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s \cdot S} \\ \frac{I_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s \cdot S} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

L'expression associée aux régulateurs est :

$$PI(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \leftrightarrow PI(S) = K_i \frac{K_p S + 1}{S} \quad (\text{III.19})$$

La chaîne de régulation de courant peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

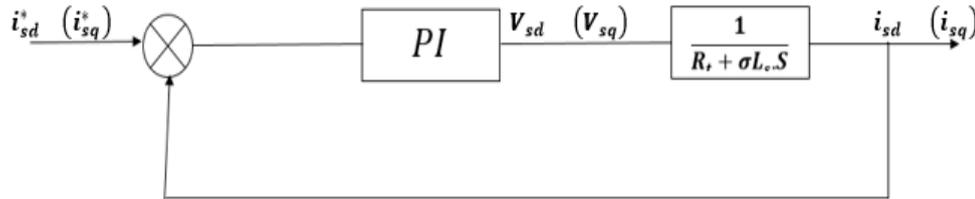


Fig.III.4 : Schéma fonctionnel de la régulation de courant

La fonction de transfert en boucle ouvert prend la forme suivant :

$$FTBO(S) = K_i \frac{K_p S + 1}{S} \frac{1}{\sigma L_s \cdot S + K_t} \quad (\text{III.20})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{\sigma L_s}{R_t} = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{III.21})$$

Donc la fonction de transfert en boucle ouverte sera écrite comme suit :

$$FTBO(S) = \frac{K_i}{K_t \cdot S} \quad (\text{III.22})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF(S) = \frac{FTBO}{FTBO + 1} = \frac{1}{\frac{K_t}{K_i \cdot S} + 1} \quad (\text{III.23})$$

$$\text{Avec: } \tau_I = \frac{R_t}{K_i}$$

Les coefficients de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_t = \frac{R_t}{\tau_I} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_I} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Numériquement : on choisit  $\tau_l = 0.01s$

### III.7. La simulation :

En implantant les régulateurs calculés dans le schéma bloc de la commande vectorielle à flux rotorique orienté représenté par la figure (Fig.III.5)

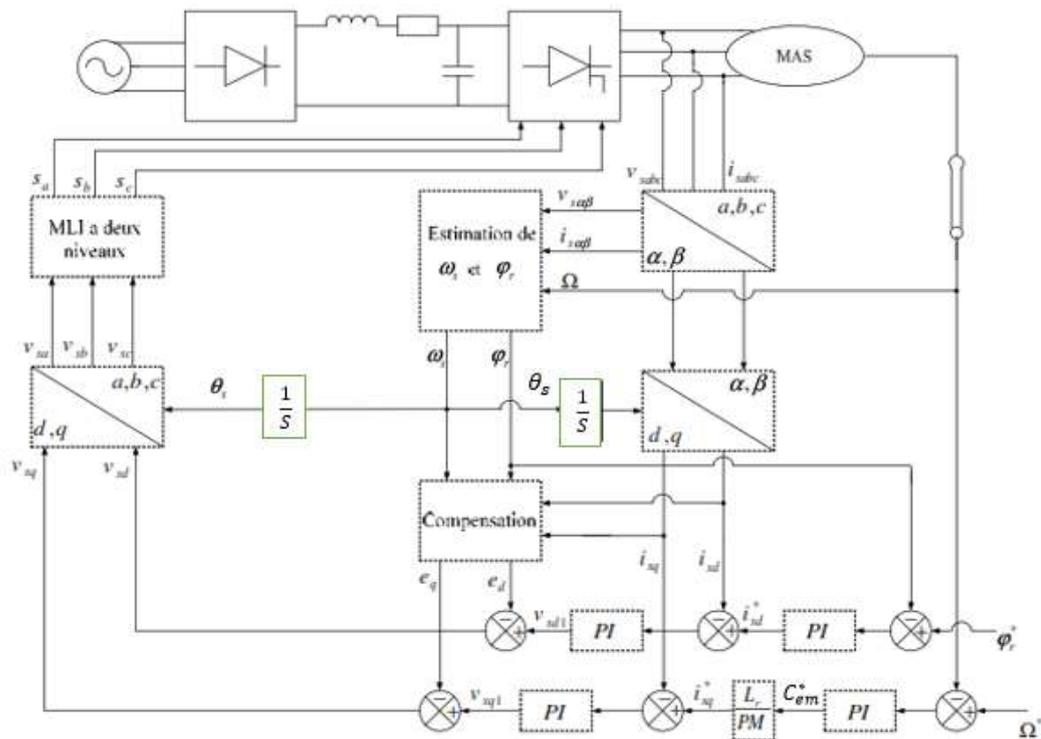


Fig.III.5 : Schéma globale de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS.

#### III.7.1. Résultats de simulation :

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté direct en tension de la machine asynchrone sous MATLAB/SIMULINK. On impose à la machine un couple charge ( $C_r = 10 \text{ N.m}$  à  $t = 0.6s$  et  $C_r = -10 \text{ N.m}$  à  $t = 1.2s$ ). Ces figures représentent l'évolution des vitesses (rotorique et mécanique), des courants ( $I_{sd}$  et  $I_{sq}$ ), des flux ( $\Phi_{rd}$  et  $\Phi_{rq}$ ) et du couple à vide et en charge (dans les deux cas, nous avons choisi la vitesse de référence constante puis variable).

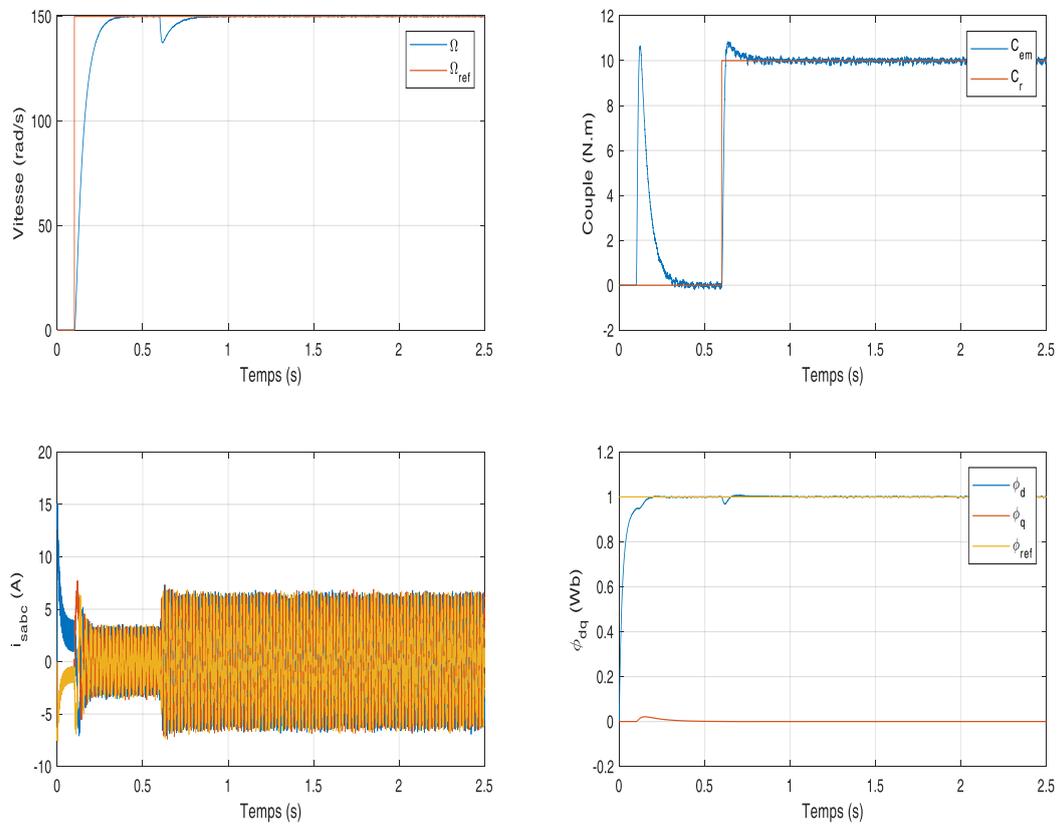


Fig.III.6 Résultats de simulation de la FOC :  
Démarrage à vide puis application d'une charge à  $t=0.6$ .

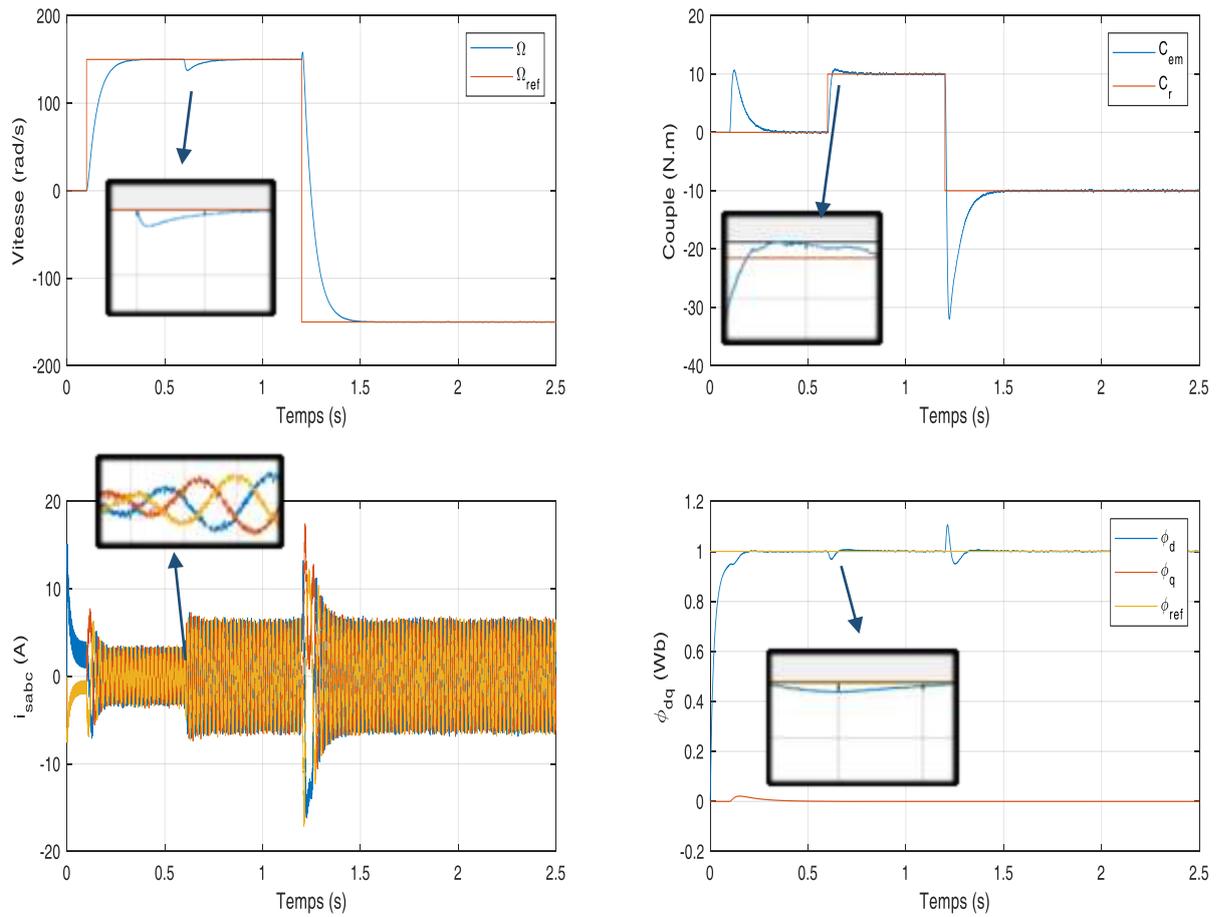


Fig.III.7 Résultats de simulation de la commande FOC : fonctionnement à vide et en charge suivi par l'inversion de sens de rotation à (t =1.2s).

### III.7.2. Interprétation des résultats de simulation :

Le système est soumis aux tests de suivi de la consigne à :

- La variation de la charge
- À l'inversion du sens de rotation

On remarque que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie (150 rad/s) sans dépassement.

Le flux rotorique s'établit à la valeur 1 Wb après un temps déterminé par le régulateur du flux, le dépassement n'affecte pas beaucoup le flux rotorique pendant le démarrage, ce dernier est léger.

L'introduction du couple de charge  $C_r=10$  N.m à ( $t=0.6$  s) diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne rapidement par l'effet de régulation.

Le couple électromagnétique a une valeur au démarrage égale 11 N.m. lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne, le couple électromagnétique oscille autour de zéro. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique augmente jusqu'à 10 N.m, le courant aussi augmente à sa valeur nominale. La différence est au niveau du flux qui est légèrement affecté, une influence négligeable par la variation du couple, c'est l'effet du découplage (orientation du flux rotorique), alors nous avons bien fait le découplage flux-couple.

On remarque que l'inversion du sens de rotation influe sur le couple développé. Le choix du régulateur est justifié, le dépassement n'est pas assez grand et la réponse est rapide. Le flux rotorique est légèrement affecté, une influence négligeable, ce qui montre la robustesse de la commande à l'inversion du sens de rotation et l'application d'une charge à ( $t=1.2$  s).

### III.8. Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone avec découplage par compensation des termes, en utilisant des régulateurs PI classique. Cette technique a rendu la commande de la machine asynchrone semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Elle est parfaite pour la machine avec des paramètres nominaux invariables, mais elle n'est pas robuste vis-à-vis aux variations paramétriques. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier le contrôle vectoriel de la MAS sans capteur mécanique de la vitesse, en l'estimant par la méthode MRAS.

***Chapitre IV***  
***Contrôle vectoriel sens capteur***  
***avec l'approche de MRAS***

## IV.1. Introduction :

Dans l'industrie les applications modernes utilisant les variateurs asynchrones de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont basées sur la technique du contrôle vectoriel à flux orienté la MAS [31]. Cela nécessite une parfaite connaissance de la vitesse ou la position du rotor de la machine à l'aide d'un capteur, les inconvénients à l'utilisation de ce capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples (installation, encombrement, vibration, ...ect) . De nombreuses études ont été faites pour éviter ce capteur tout en préservant le bon fonctionnement de la machine, ces études ont fait apparaître des différentes méthodes de la commande vectorielle sans capteur. Elles sont toutes fondées sur l'utilisation de certaines variables électriques, pour estimer la position du rotor, estimation en boucle ouverte, estimation en boucle ferme : modèle de référence adaptative du système, Luenberger (observateur), filtre de Kalman (observateur) [38].

Dans ce chapitre on va choisir un estimateur basé sur le système adaptatif à modèle de référence en anglais (Model Reference Adaptive System : MRAS). Cette approche a été formulée la premier fois par Schauder 1989, et prouvé que c'est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [33], [34].

## IV.2. Présentation des observateurs :

### IV.2.1. Généralités :

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées [39], [40].

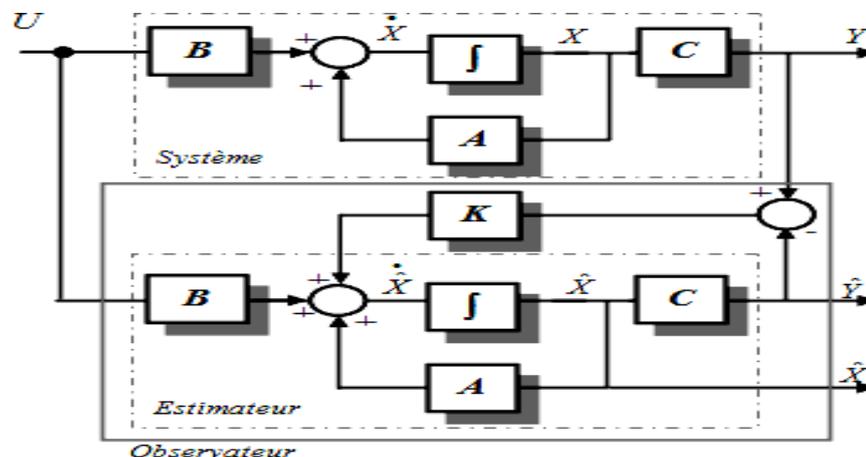


Fig.IV.1 : Schéma de principe d'un observateur.

L'observation se fait en deux phases, la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain  $G$ . donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

Nous dénombrons des observateurs déterministes et d'autres stochastiques, d'autre part, ils se départagent en observateurs linéaires et non linéaires [41].

Nous allons brièvement présenter les différentes catégories d'observateurs tout en citant les observateurs les plus utilisés. Il existe des variantes d'observateurs développés pour des systèmes spécifiques que nous ne présentons pas.

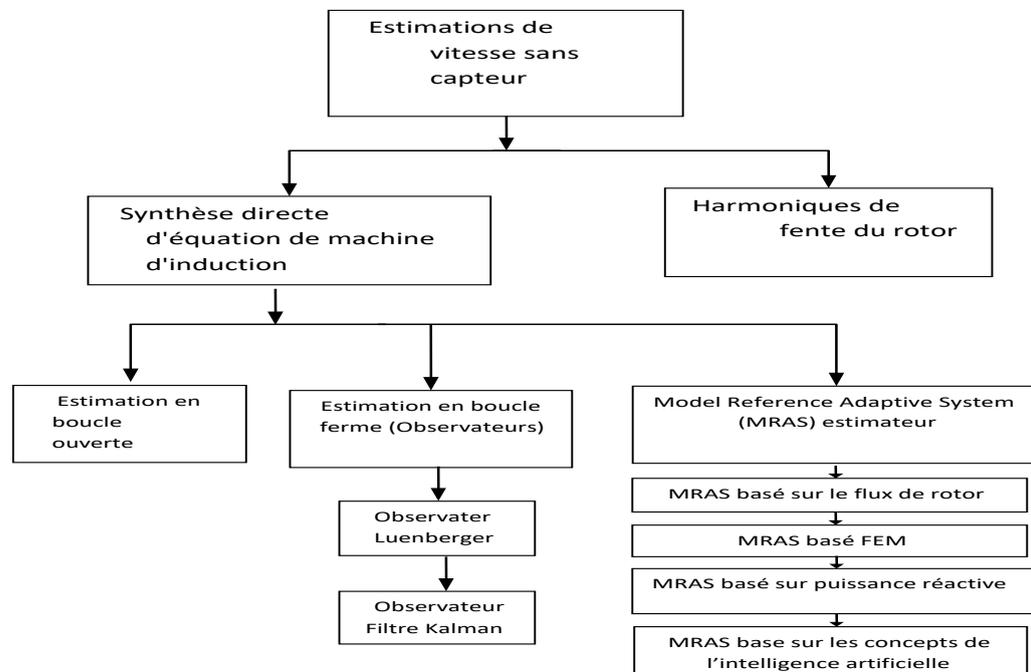


Fig.IV.2 : Différentes stratégies d'estimation de la vitesse pour le moteur asynchrone

## IV.2.2. Classification des observateurs :

### IV.2.2.1. Les observateurs linéaires :

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice  $A$  du système qui est linéaire et invariant dans le temps. Les observateurs de Luenberger et en mode glissant se basent sur cette approche.

#### **IV.2.2.2. Les observateurs non linéaires :**

Les systèmes peuvent être non linéaires (machine asynchrone). Dans ce cas des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté, deux approches se généralisent :

La linéarisation autour du point de fonctionnement : pour chaque instant de fonctionnement, le système est considéré linéaire et une réactualisation se fait à chaque pas de temps. Ceci implique une réactualisation des matrices de gain. L'observateur de Kalman à état Retardé est un filtre de Kalman à structure particulière qui prend en compte la réactualisation de la matrice  $A$ .

La construction du gain sur la base de la non-linéarité du système : c'est le cas de l'observateur Grand Gain. Cet observateur est synthétisé en prenant en compte la modélisation non linéaire du système.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [39], [40], [42].

#### **IV.2.2.3. Les observateurs déterministes :**

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur Luenberger.

#### **IV.2.2.4. Les observateurs stochastiques :**

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre Kalman illustre bien cette application. Le Filtre de Kalman est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs, de plus, les bruits d'état doivent être dé-corrélés des bruits de mesure. Le principe de base du Filtre de Kalman est la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation basée sur l'état [43].

### **IV.3. Présentations des estimateurs :**

#### **IV.3.1. Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) :**

La commande par le système adaptatif à modèle de référence est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant du signal à estimer alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de Landau, qui a utilisé le critère de Popov sur l'hyper stabilité, les deux modèles sont

comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation (régulateur PI) qui génère le signal désiré [35], la figure (IV.1) illustre cette définition.

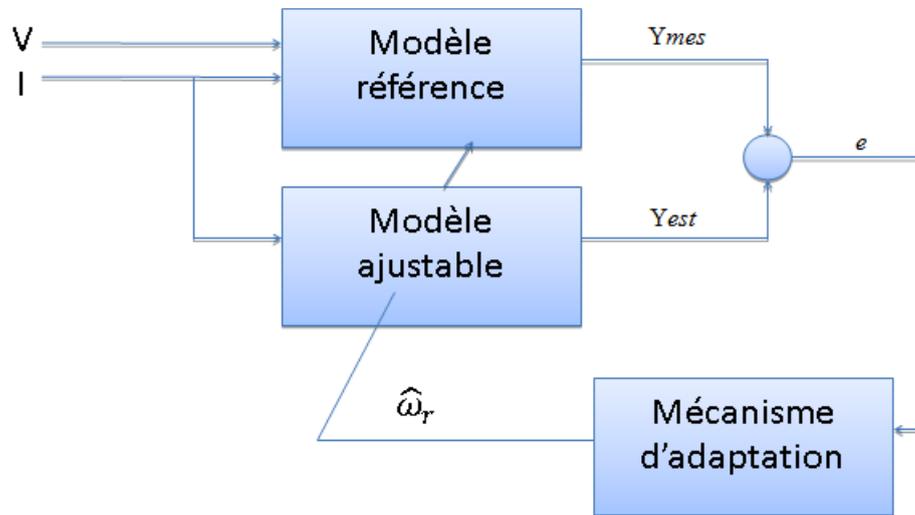


Fig.IV.3 : Schéma de principe de l'estimateur de MRAS.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable de sortie  $Y$ , tels que :

- MRAS basé sur le flux rotorique.
- MRAS basé sur l'estimation de la f.é.m.
- MRAS basée sur la puissance réactive instantanée.
- MRAS basé sur les courant statoriques.

#### IV.3.2. MRAS basée sur le flux rotorique :

Dans cette structure on utilise le flux rotorique de la MAS, et qui se base sur le modèle en tension choisi comme référence, et le modèle en courant qui sera le modèle adaptatif [32].

Le principe d'estimation par cette méthode repose sur la comparaison mutuelle des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence) et d'autre cote par un calcul dépendant explicitement de la vitesse (modèle adaptatif) [36].

Pour l'estimation de la vitesse, cette méthode propose la comparaison de l'estimation du flux résultant avec les équations statoriques, indépendantes de la vitesse et inversement, avec les équations rotoriques dépendantes de la vitesse [36].

L'objectif est de trouver la vitesse du modèle adaptatif afin d'assurer les résultats des deux estimations de flux rotorique identiques, ainsi les valeurs de la vitesse estimée convergent vers leur valeur réelle [37].

Le fonctionnement approprié de l'estimation est assuré par un choix judicieux de la fonction d'adaptation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence. Le schéma de cette méthode est illustré dans la figure (IV.4).

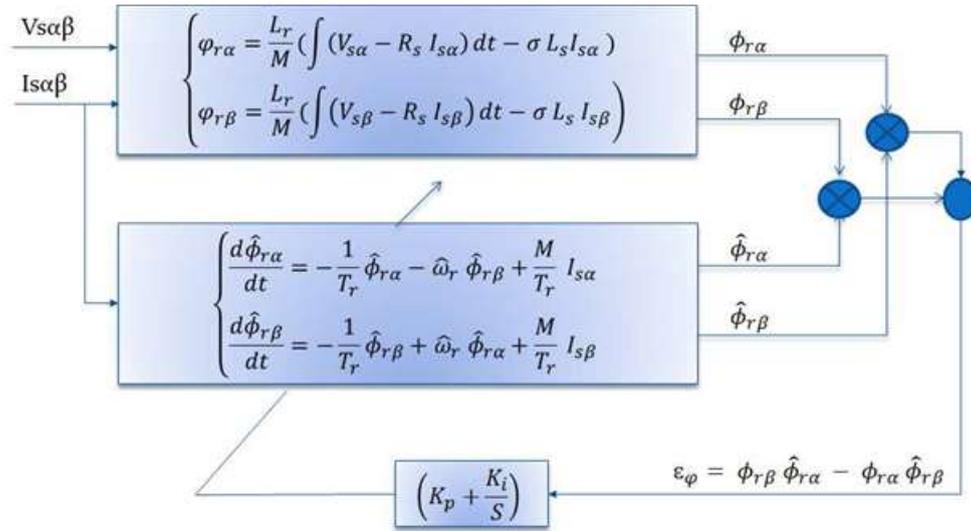


Fig.IV.4 : MRAS basée sur les flux rotoriques.

Les équations suivantes permettent d'estimer les composantes de  $\phi_{ref}$  dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques.

Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général est le suivant :

Equations des tensions :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \phi_s + j\omega_s \cdot \phi_s \quad (IV.1)$$

$$V_r = L_r \cdot I_r + \frac{d}{dt} \phi_r + j(\omega_s - \omega_r)\phi_r = 0 \quad (IV.2)$$

Equation des flux

$$\phi_s = L_s \cdot I_s + M \cdot I_r \quad (IV.3)$$

$$\phi_r = L_r \cdot I_r + M \cdot I_s \quad (IV.4)$$

$$\text{Avec: } L_m = M \text{ et } \omega_r = (\omega_s - \omega_m) \quad (IV.5)$$

L'erreur produit du décalage entre les sorties des deux estimateurs, est appliquée au modèle ajustable.  $\varepsilon = \hat{\phi} - \phi_{ref}$  (IV.6)

### IV.3.2.1. Modèle de référence(tension) :

Les composantes de  $\phi_{ref}$  et estimer à partir de la mesuré des courants et tension statoriques ( $I_s, V_s$ ). Pour cela nous devons utiliser les équations (IV.1), (IV.2), (IV.4), avec  $\omega_s = 0$ .

L'expression (IV.4) permet d'identifier  $I_r$  on a :

$$\hat{I}_r = \frac{1}{L_r} (\phi_{ref} - M \cdot I_s) \quad (IV.7)$$

En reportant (IV.7) dans (IV.3), il vient :

$$\hat{\phi}_s = L_s \cdot I_s + M \left( \frac{1}{L_r} (\phi_{ref} - M \cdot I_s) \right) \quad (IV.8)$$

$$\text{Ou encore : } \hat{\phi}_s = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{ref} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_s \quad (IV.9)$$

$$\text{Avec le coefficient de dispersion : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \quad (IV.10)$$

A partir de l'expression (IV.10) on obtient donc :

$$\hat{\phi}_s = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot I_s \quad (IV.11)$$

En reportant (IV.11)

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \left( \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot I_s \right) \quad (IV.12)$$

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \phi_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \cdot I_s \quad (IV.13)$$

$$\frac{d}{dt} \cdot \phi_{ref} = \frac{L_r}{M} \cdot (V_s - R_s \cdot I_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \cdot I_s) \quad (IV.14)$$

$$\text{Ou encore : } \frac{d\phi_{ref}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_s - R_s \cdot I_s - \sigma \cdot L_s \frac{dI_s}{dt}) \quad (IV.15)$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt}) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt}) \end{cases} \quad (IV.16)$$

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} \left[ \int (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt - \sigma \cdot L_s \cdot I_{s\alpha} \right] \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} \left[ \int (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt - \sigma \cdot L_s \cdot I_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (IV.17)$$

### IV.3.2.2. Modèle ajustable (courant) :

Pour trouver l'équation du Modèle Ajustable, nous exprimons  $I_r$  (équation (IV.4)) tel que :

$$\hat{I}_r = \frac{1}{L_r} \cdot (\hat{\phi}_r - M \cdot I_s) \quad (IV.18)$$

Puis nous exprimons aussi  $\frac{d}{dt} \hat{\phi}$  (équation (IV.2) et l'équation (IV.17)), ainsi nous avons :

$$\frac{R_r}{L_r} \cdot (\hat{\Phi}_r - M \cdot I_s) - j \cdot \hat{\omega}_r \cdot \hat{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r = 0 \quad (\text{IV.19})$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \hat{\Phi}_r + \frac{R_r}{L_r} \cdot M \cdot I_s + j \cdot \hat{\omega}_m \cdot \hat{\Phi}_r \quad (\text{IV.20})$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r = \left( -\frac{1}{T_r} + j \cdot \hat{\omega}_m \right) \cdot \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \cdot I_s$$

On peut tirer le modèle ajustable :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M \cdot I_{s\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \cdot \hat{\phi}_{r\beta}) \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M \cdot I_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\omega}_r \cdot \hat{\phi}_{r\alpha}) \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

L'erreur issue de la différence entre ces deux modèles est introduite (produit croisé) alors dans le mécanisme d'adaptation. Elle est donnée par l'expression suivante [32] :

$$\varepsilon\phi = \hat{\phi}_{r\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \cdot \phi_{r\alpha} \quad (\text{IV.22})$$

#### IV.3.2.3. Mécanisme d'adaptation :

Le mécanisme d'adaptation est très important, car il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée vers la référence, que nous choisissons est un régulateur PI. Pour minimiser l'erreur entre les deux modèle (Référence et Ajustable).

$$\begin{cases} \varepsilon\phi = \phi_{r\alpha} \cdot \hat{\phi}_{r\beta} - \phi_{r\beta} \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\omega}_r = \left( Kp + \frac{Ki}{s} \right) \cdot \varepsilon\phi \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

#### IV.3.3. MRAS basée sur la force contre électromotrice (f.c.é.m) :

Cette technique de MRAS basée sur l'estimation de la force contre électromotrice est proposée pour résoudre le problème de la stabilité à la variation de la résistance statorique [18]. Les équations pour le moteur asynchrone dans l'armature stationnaire peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} e_{m\alpha} = \dot{L}m \cdot I_{m\alpha} \cdot S = \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_{r\alpha} \cdot S = V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \cdot I_{s\alpha} \cdot S \\ e_{m\beta} = \dot{L}m \cdot I_{m\beta} \cdot S = \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_{r\beta} \cdot S = V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot I_{s\beta} \cdot S \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

$$\text{Avec: } \dot{L} = \frac{M^2}{L_r}$$

Si on emploie la F.c.é.m au lieu du flux rotorique qui a été employé dans le schéma de MRAS précédente, alors un nouveau système de MRAS est obtenu [18].

La figure (IV.4) illustre la nouvelle structure du nouveau MRAS pour l'estimation de vitesse. Deux estimateurs indépendants sont configurés pour estimer les composants de la f.c.é.m [18].

L'estimateur donné par les équations (IV.24) peut être considéré comme un modèle de référence du moteur à induction et n'introduit pas de vitesse  $\hat{\omega}_r$  par contre celui qui est donné par les équations (IV.25) peut être considéré en tant que modèle ajustable parce qu'il dépend de la vitesse  $\hat{\omega}_r$ . Le modèle ajustable est donné par [18] :

$$\begin{cases} \hat{e}_{s\alpha} = \frac{L_r^2}{L_r} (-T_r \cdot \hat{\omega}_r \cdot (I_{m\beta} - I_{m\alpha}) + I_{s\alpha}) \\ \hat{e}_{s\beta} = \frac{L_r^2}{L_r} (-T_r \cdot \hat{\omega}_r \cdot (I_{m\alpha} - I_{m\beta}) + I_{s\beta}) \end{cases} \quad (IV.25)$$

$I_{m\alpha}$  et  $I_{m\beta}$  calculée comme suit [18] :

$$\begin{cases} \frac{dI_{m\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot I_{m\alpha} - \hat{\omega}_r \cdot I_{m\beta} + \frac{1}{T_r} I_{s\alpha} \\ \frac{dI_{m\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot I_{m\beta} - \hat{\omega}_r \cdot I_{m\alpha} + \frac{1}{T_r} I_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.26)$$

L'erreur entre les sorties des deux estimateurs est alors employée pour conduire un mécanisme d'adaptation qui produit de l'estimation pour le modèle ajustable. [18]

$$e_m = \hat{e}_{m\alpha} \cdot e_{m\beta} - e_{m\alpha} \cdot \hat{e}_{m\beta} \quad (IV.27)$$

Finalemnt le mécanisme d'adaptation est donné par :

$$\hat{\omega}_r = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot e_m \quad (IV.28)$$

Le MRAS à base de la (F.c.é.m) est donnée par la figure suivante :

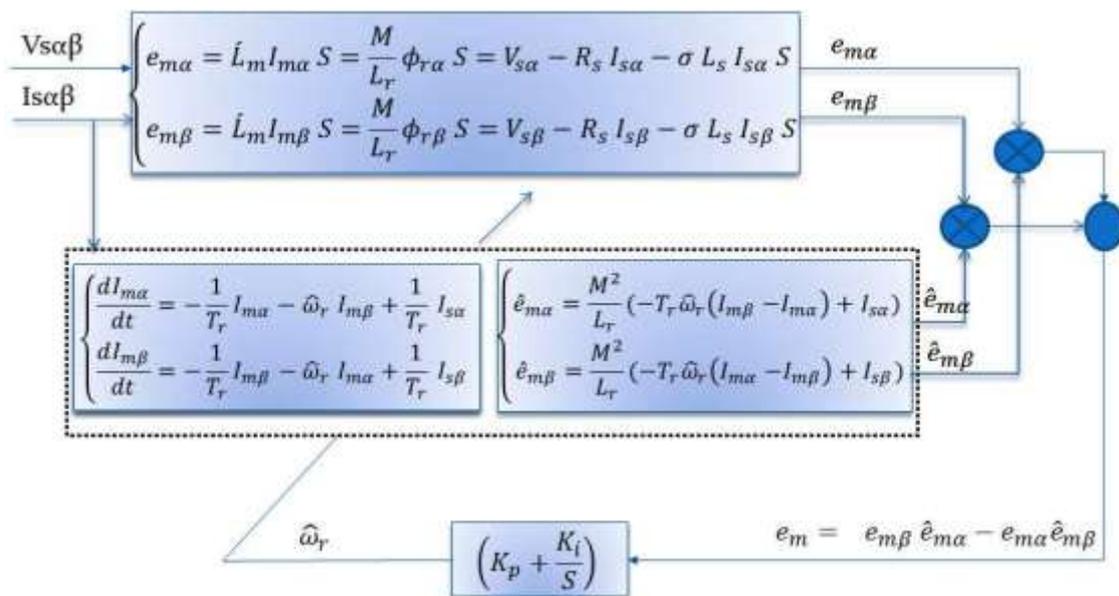


Fig.IV.5 : MRAS basée sur la f.é.m.

#### IV.3.4. MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive :

La technique MRAS basée sur la puissance réactive est proposée par J. Holtz pour fournir une amélioration par rapport à la technique basée sur le flux rotorique [23,32].

Ce type de MRAS est basé sur l'estimation de la puissance réactive donnée par [23] :

$$Q_{ems} = V_{s\beta} \cdot I_{s\alpha} - V_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot \left( I_{s\alpha} \cdot \frac{dI_{s\beta}}{dt} - I_{s\beta} \cdot \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (IV.29)$$

La F.c.é.m induite dans le modèle ajustable est donnée par [18] :

$$\begin{cases} \hat{e}_{m\alpha} = \frac{L^2}{L_r} \frac{dI_{m\alpha}}{dt} = \frac{L^2}{L_r} \left( -\frac{1}{T_r} \cdot \hat{\omega}_r \cdot I_{m\beta} - I_{m\alpha} + I_{s\alpha} \right) \\ \hat{e}_{m\beta} = \frac{L^2}{L_r} \frac{dI_{m\beta}}{dt} = \frac{L^2}{L_r} \left( -\frac{1}{T_r} \cdot \hat{\omega}_r \cdot I_{m\alpha} - I_{m\beta} + I_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (IV.30)$$

$I_{m\alpha}$  et  $I_{m\beta}$  calculée comme suit [18] :

$$\begin{cases} \frac{dI_{m\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot I_{m\alpha} - \hat{\omega}_r \cdot I_{m\beta} + \frac{1}{T_r} \cdot I_{s\alpha} \\ \frac{dI_{m\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot I_{m\beta} - \hat{\omega}_r \cdot I_{m\alpha} + \frac{1}{T_r} \cdot I_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.31)$$

La puissance réactive dans le modèle ajustable est [18] :

$$Q_{ems} = I_{s\alpha} \cdot \hat{e}_{m\beta} - I_{s\beta} \cdot \hat{e}_{m\alpha} \quad (IV.32)$$

Afin d'estimer la vitesse de rotation. Ce mécanisme d'adaptation est donné par l'expression suivant :

$$\begin{cases} e_Q = Q_{mes} - Q_{est} \\ \hat{\omega}_r = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot e_Q \end{cases} \quad (IV.33)$$

L'estimateur MRAS basée sur la puissance réactive est donné par la figure suivante :

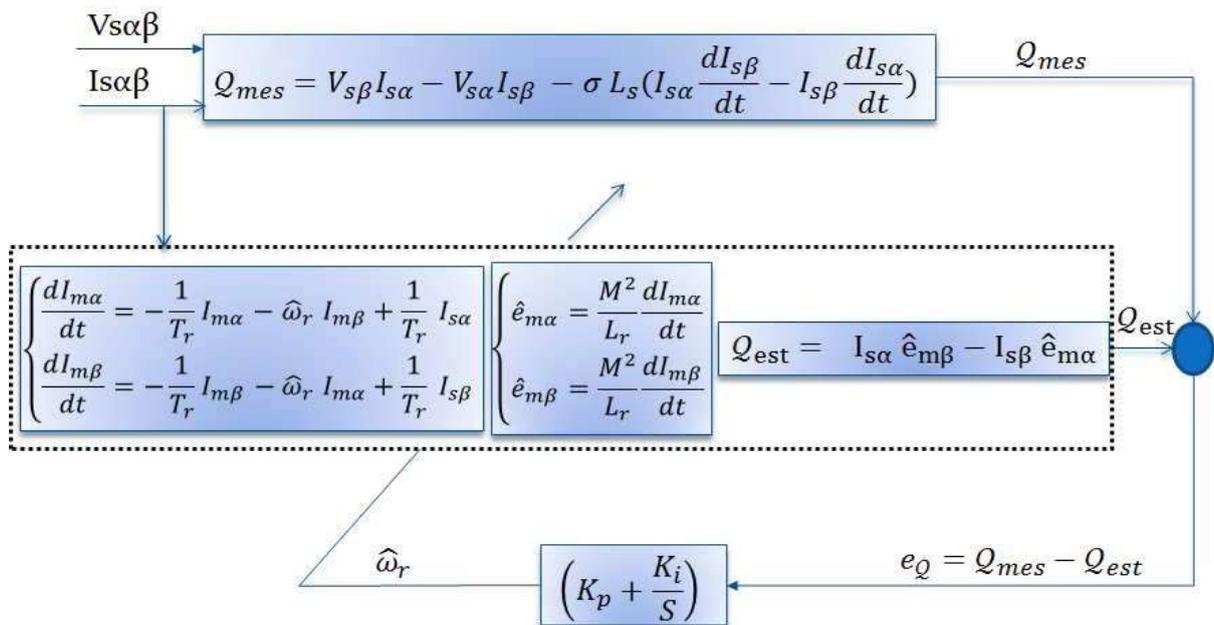


Fig.IV.6 : MRAS basée sur la puissance réactive.

### IV.3.5. MRAS basée sur le courant statorique :

La technique de MRAS basée sur le courant statorique utilise ce dernier comme variable d'état pour l'estimation de vitesse. Cette technique proposée par Peng non seulement peut produire l'estimation rapide de vitesse mais offre également une bonne exécution d'une commande sans capteur de vitesse [18].

Le courant statorique est interprété par les équations (IV. 34) du moteur à induction :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \frac{1}{M} (\Phi_{r\alpha} + \omega_r \cdot T_r \cdot \Phi_{r\beta} + T_r \cdot S \cdot \Phi_{r\alpha}) \\ I_{s\beta} = \frac{1}{M} (\Phi_{r\beta} + \omega_r \cdot T_r \cdot \Phi_{r\alpha} + T_r \cdot S \cdot \Phi_{r\beta}) \end{cases} \quad (\text{IV. 34})$$

En utilisant la vitesse estimée, le courant statorique peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \hat{I}_{s\alpha} = \frac{1}{M} (\Phi_{r\alpha} + \hat{\omega}_r \cdot T_r \cdot \Phi_{r\beta} + T_r \cdot S \cdot \Phi_{r\alpha}) \\ \hat{I}_{s\beta} = \frac{1}{M} (\Phi_{r\beta} + \hat{\omega}_r \cdot T_r \cdot \Phi_{r\alpha} + T_r \cdot S \cdot \Phi_{r\beta}) \end{cases} \quad (\text{IV. 35})$$

On fait la différence entre les deux courants :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} = \frac{T_r}{M} \Phi_{r\beta} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} = \frac{T_r}{M} \Phi_{r\alpha} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{cases} \quad (\text{IV. 36})$$

L'équation (IV. 36) est multipliée par le flux rotorique, ce qui donne :

$$(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha})\Phi_{r\beta} + (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta})\Phi_{r\alpha} = \frac{T_r}{M} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (\text{IV. 37})$$

L'erreur de la vitesse rotorique est comme suit :

$$(\omega_r - \hat{\omega}_r) = [(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha})\Phi_{r\beta} + (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta})\Phi_{r\alpha}] \frac{M}{T_r} \cdot \frac{1}{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)} \quad (\text{IV. 38})$$

De l'équation (IV. 37), l'erreur de l'estimation de vitesse peut être calculée du courant du stator et le flux de rotor. Cette erreur est alors appliquée à un contrôleur PI qui contrôlera la vitesse estimée en annulant cette erreur [32].

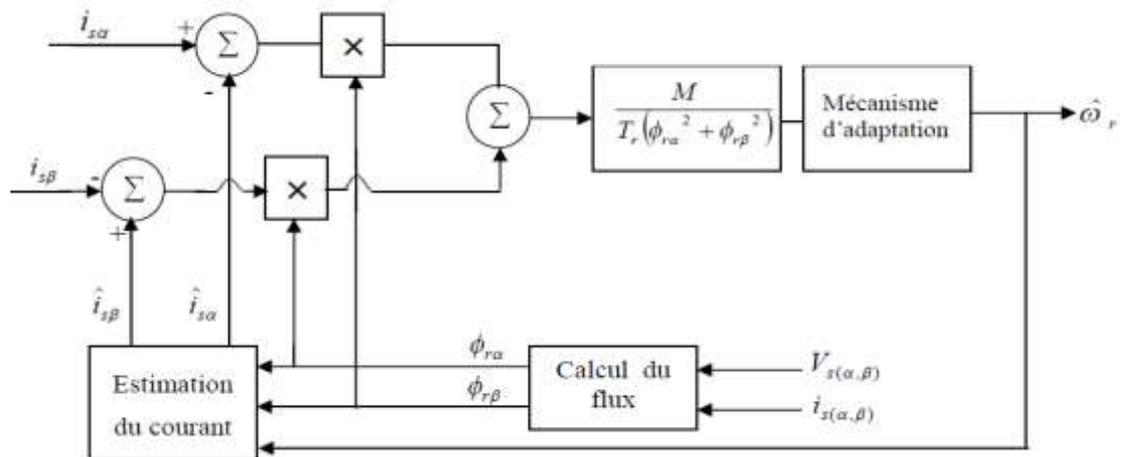


Fig.IV.7 : MRAS basée sur le courant statorique [18].

La structure de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone par selon le principe MRAS basée sur le flux rotorique est montrée dans la figure (Fig.IV.7) et celle qui a été utilisée pour la simulation.

#### IV.4. Résultats de simulation :

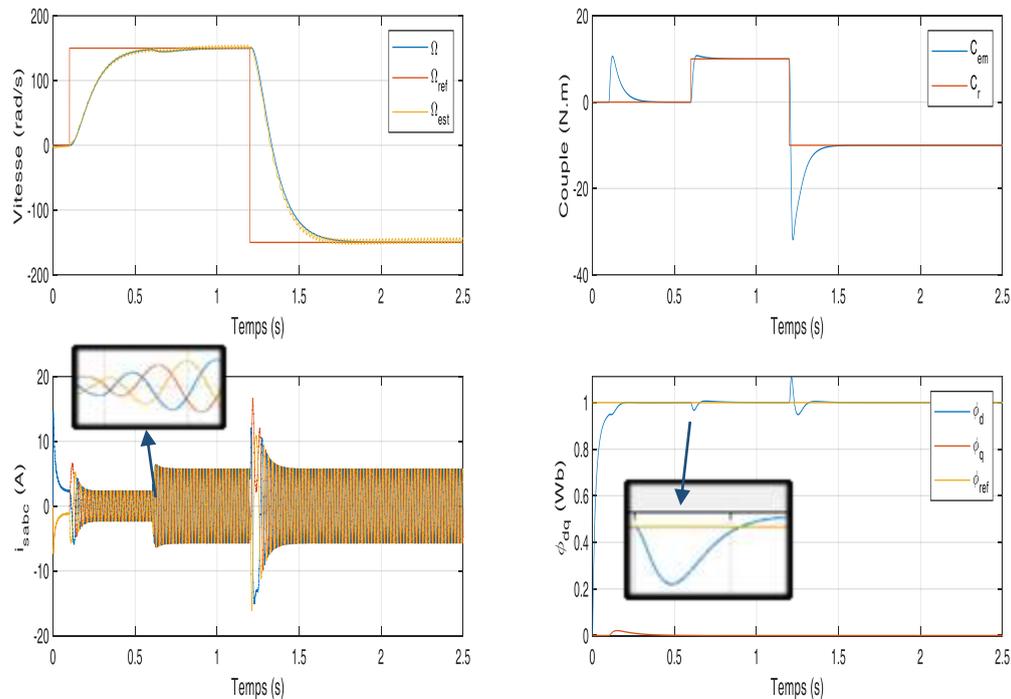


Fig.IV.8 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur par l'estimateur de MRAS.

##### IV.4.1. Interprétation des résultats :

Les figures (IV.8) illustrent les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine asynchrone utilisant un estimateur MRAS-RF basé sur le modèle du flux pour démontrer l'efficacité et la robustesse de cette commande avec l'estimateur MRAS proposé, dans les régimes de fonctionnement suivant :

Essai à vide avec variation de charge  $C_r = 10\text{N.m}$  à l'instant  $t = 0.6\text{s}$  pour une vitesse de référence  $150\text{ rad/s}$ , d'après ces résultats on remarque que :

- La vitesse estimée par MRAS suit la référence et converge vers la vitesse réelle du moteur.
- Ainsi que le flux rotorique estimé converge vers les valeurs nominales, et il donne presque les mêmes résultats de la commande vectorielle.
- Le courant de démarrage prend une valeur maximale, puis décroît rapidement vers la valeur nominale.

Essai avec une charge  $C_r = -10\text{Nm}$  et inversion de sens de rotation à l'instant  $t = 1.2\text{s}$  en remarque que :

- La vitesse estimée et confondu sur la vitesse réelle et suit son évolution avec un dépassement moins important vis-à-vis des changements de la vitesse.
- Le flux converge vers la valeur nominale, et il ne possède presque aucun changement.
- Le couple et le courant en quadrature subit des pics lors du passage d'un régime d'entraînement à un autre, comme dans la commande vectorielle FOC.

On remarque aussi, que dans le régime transitoire l'erreur statique très faible.

D'après la figure (IV.7), on constate que la vitesse estimée par l'estimateur MRAS converge vers celle du moteur, ainsi que le flux rotorique. Donc, les résultats d'estimation sont satisfaisants et l'estimateur MRAS reste stable même pour une référence de vitesse inversée.

#### **IV.5. Conclusion :**

Dans ce chapitre on a étudié l'estimateur basé sur la technique MRAS-FR. Cette technique est exploitée pour la commande de la machine asynchrone afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur mécanique.

Pour des raisons de coûts, encombrement et fiabilité, la commande sans capteur est développée pour l'avantage de l'élimination du capteur mécanique de vitesse.

Les résultats de simulation montrent malgré que la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone par la technique MRAS basé sur le flux rotorique est sensible aux variations paramétriques, elle présente quelques avantages :

- Simple et demandant moins d'efforts de calcul.
- Une bonne poursuite de la vitesse de référence.
- Démarrage sans dépassement.
- La rapidité.
- Rejet rapide des perturbations, avec une faible chute de vitesse.

L'action intégrale de l'estimateur est suffisante pour nous fournir la vitesse estimée. Toutefois, une action proportionnelle sera ajoutée afin d'augmenter la dynamique de l'estimateur lors d'une variation de la vitesse. Le choix du gain  $K_i$  détermine la bande passante de l'estimateur donc son temps de réponse. Nous avons intérêt à augmenter ce gain pour accélérer la réponse de l'estimateur, mais un gain trop élevé peut conduire à un fonctionnement instable.

# *Conclusion générale*

## Conclusion générale

Ce mémoire nous a offert la possibilité d'étudier et de simuler la technique de contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette étude a été faite avec et sans capteur mécanique de vitesse lorsque la vitesse est estimée à partir des grandeurs mesurables par la technique de commande adaptative par modèle de référence MRAS.

Pour cette raison, d'abord on a commencé par le premier chapitre et on a présenté et définie la machine utilisée, et dans le deuxième chapitre on a étudié les comportements dynamiques et statiques de la machine asynchrone on a commencé par rappel du modèle mathématique de cette machine associée à son onduleur contrôlé par la technique MLI dans un repère lié au champ tournant en utilisant la modélisation linéarisée de la transformation de Park. Après ça on a simulé l'association MAS avec son alimentation.

Ensuite dans le troisième chapitre, on a étudié le principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique (FOC) de la machine asynchrone pour assurer le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Les tests par simulation ont prouvé que cette commande permet de faire fonctionner la MAS avec de bonnes performances.

Dans le quatrième chapitre, on a abouti à l'étude de la commande vectorielle sans capteur de vitesse fondée sur l'introduction d'un estimateur de vitesse à la commande adaptative par modèle de référence MRAS basée sur le flux rotorique, celle-ci associée à la machine alimentée en tension.

Le choix d'une telle approche (MRAS) à flux rotorique est justifié uniquement par raison de simplicité de la structure de commande.

Enfin des résultats et des tests effectués par simulation (MATLAB/SIMULINK) ont montré un cas de robustesse très intéressante de ce type d'estimateur qui permet d'estimer la vitesse de rotation et les composantes de flux rotorique.

**Annexe :**

Les paramètres de la machine asynchrone triphasé (MAS)

Les paramètres	
Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kw}$
Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 6.5 \text{ A}$
Résistance enroulement statorique	$R_s = 4.85 \text{ A}$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805 \text{ A}$
Inductance enroulement statorique	$L_s = 0.2740 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.2740 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.031 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ N.ms/rd}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$

- [1] H. ADDAD, « commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone », 2015.
- [2] BEKKOUCHE BOUBEKEUR ET DJABOREBBIMED.WALID, « commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone », mémoire de fin d'étude, université kasdi merbah ouargla, 2018.
- [3] OTHMANI AHMED MEHDI, « commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif », mémoire de fin d'étude, université badji mokhtar-annaba, 2019.
- [4] A. GUETTAB, « effet de l'alimentation sur la détection des défauts des moteurs asynchrones à cage onduleur par analyse spectrales », phd thesis, université de chlef-hassibabenbouali.
- [5] R. MERAD, « outils de diagnostic appliqués à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil », magister en electrotechnique, université de constantine, 2006.
- [6] D. ABDESLAM, « analyse et construction d'un moteur asynchrone à rotor à cage », phd thesis, alger, ecole nationale polytechnique, 2006.
- [7] A. TARIQ, A. AMOKRANE, ET A. MASSINISSA, « conception d'un moteur asynchrone triphase à cage d'écureuil alimente par un convertisseur de fréquence », phd thesis, université mouloud mammeri, 2008.
- [8] LEBSIRELAID, GUIBECHELAKHDAR, ET BENLAOUDA ABDELKARIM, « commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique », mémoire de fin d'étude, universite de mohamed boudiaf- m'sila, 2012.
- [9] M. H. ADIL ET M. N. ABDELKADER, « modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil », mémoire de fin d'étude, université djilali bounaama-khemis miliana, 2015.
- [10] AIT MIHOUB MOHAMEDOU HOCINE, « methode globale de diagnostic des machines asynchrones a cage d'écureuil », mémoire de fin d'étude, universite de mohamed boudiaf- m'sila, 2016.
- [11] HAMI LEKHMISSI ET ROUBIRAMZI, « etude, caractérisation et commande d'une mas », mémoire de fin d'étude, univrsite badji mokhtar annaba, 2018.
- [12] DJIDJEKH IMAD EDDIN, « etude comparative des différents types de bobinage d'un moteur asynchrone triphasé à cage », mémoire de fin d'étude, université mohamed khider de biskra, 2018.
- [13] L. YAMINA, « étude sur les différents types de démarrage des machines asynchrone triphasé ».

- [14] HAMMIA BILAL ET HACINI ALAEDDINE, « étude comparative de différentes méthodes de freinage des moteurs asynchrones », mémoire de master, université de jijel, 2020.
- [15] RAHAL HOUCINE ET HAMOUDA SALIM, « commande sans capteur mécanique d'une machine asynchrone », mémoire de master, université a. m. oulhadj - bouira, 2017.
- [16] ZAOUAK ABDELWAHAB et ELFODDA MOHAMMED, « commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone », phd thesis, université ahmed draïaadrar, 2018.
- [17] H. TAMRABET, « robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », phd thesis, université de batna 2, 2006.
- [18] M. BEN HALIS ET S. FAR, « application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone », phd thesis, univ m'sila, 2020.
- [19] A. DISSA, « contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire », phd thesis, université de batna 2, 2010.
- [20] B. NOUR EL ISLAM ET B. MIMOUNA, « commande par backstepping d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux », mémoire de master, université de ouargla, 2017.
- [21] A. ESSADKI, A. OUKASSI, M. MAAROUFI, ET M. CHERKAOUI, « orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimenté en courant. Estimation du flux rotorique », 2000.
- [22] S. KHELFA, « commande vectorielle d'une machine à induction : impacts de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », thèse de magister, université de batna, 2001.
- [23] S. CHAOUCH, « commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse », phd thesis, batna, université el hadj lakhder. Faculté des sciences de l'ingénieur, 2005.
- [24] S. DAMKHI, « commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la sfg (signal flow graphs) de holtz », thèse de magister, université de batna, 2008.
- [25] DIEDHIOU TIDJINI, « estimation de la vitesse et des résistances statorique et rotorique pour la commande par orientation du flux d'une machine asynchrone », mémoire de master, université badji mokhtar- annaba, 2018.
- [26] ALIA SALIM ET GUEDDASMAIL, « commande vectorielle d'une machine à induction », mémoire de master, université echahid hamma lakhdar d'el-oued, 2018.
- [27] CHEKIMA DJAMEL, « commande d'un moteur asynchrone par logique floue », université d'el-oued, 2014.

- [28] BECHOUCHE ALI, « implémentation de la commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone avec observation du flux », mémoire de magister, université tizi-ouzou, 2009.
- [29] J. CROWE ET AL., PID control: new identification and design methods. springer, 2005.
- [30] K. OGATA, modern control engineering. prentice hall, 2010.
- [31] J. P. CARON ET J. P. HAUTIER, modélisation et commande de la machine asynchrone. technip, 1995.
- [32] M. ATIG, « différentes structures mras pour l'estimation de la vitesse du moteur asynchrone. », phd thesis, université mohamed boudiaf des sciences et de la technologie-mohamed boudiaf, 2011.
- [33] M. RASHED ET A. F. STRONACH, « a stable back-emfmras-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation », iee proc.-electr. power appl., vol. 151, n° 6, p. 685-693, 2004.
- [34] Y. BENDAHA, « contribution à la commande avec et sans capteur mécanique d'un actionneur électrique », mém. magister en univ. Oran, 2013.
- [35] C. SCHAUDER, « adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers », in conference record of the ieee industry applications society annual meeting, 1989, p. 493-499.
- [36] S. CHEKROUN, M. ZERIKAT, ET A. MECHERNENE, « commande sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone basée sur l'approche mras avec estimation simultanée de la résistance statorique et de la vitesse rotorique »
- [37] A. R. HARON ET N. R. N. IDRIS, « simulation of mras-based speed sensorless estimation of induction motor drives using matlab/simulink », in 2006 ieee international power and energy conference, 2006, p. 411-415.
- [38] L. GHAOUTI, M. BOURAHLA ET N. BOUCHTATA « commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par estimateur de filtre de kalman étendu »
- [39] T. BOUMEGOURA, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic », thèse en vue de l'obtention du titre de docteur de l'école doctorale électronique,
- [40] T. BENRAHBIA, « observation et commande vectorielle sans capteur mécanique appliquée au moteur asynchrone », mémoire en vue de l'obtention du titre de magistère de l'université d'Oran, soutenue le 04 /08/2008
- [41] P.VAS, « Sensorless Vector and Direct Torque Control » Oxford University press .1998

- [42] A.BEN FERDIA « Commande non linéaire d'un moteur synchrone a aimant permanent » mémoire en vue de l'obtention du titre de magister de l'université de Batna, soutenue en 2006.
- [43] S. BACHIR « Commande au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique » thèse en vue de l'obtention du titre de docteur de l'université de Poitier
- [44] Y. ZOUAOUI, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », Mémoire de magister en université de Sétif, 2010.
- [45] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, « Commande de la machine à induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.