

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة غرداية
Université de Ghardaïa

N° d'enregistrement
/...../...../...../...../.....



كلية العلوم والتكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
قسم الآلية و الكهروميكانيك
Département d'automatique et d'électromécanique
Mémoire de fin d'étude, en vue de l'obtention du diplôme

Master

Domaine: Sciences et Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité: Energie Renouvelable en électrotechnique

Thème

**Estimation de la vitesse d'une machine
asynchrone à cage**

Présenté par :

BOUDEBBOUS Abderrahmane

FARADJI Laid

Soutenu publiquement le 15/09/2022

Devant le jury composé de:

Prénom et nom	Grade	Univ-Ghardaia	Président
DJELLOULI Tahar	MAA	Univ-Ghardaia	Encadreur
Mohamed Allali	MAA	Univ-Ghardaia	Examinateur
Mouats Soufiane	MAA	Univ-Ghardaia	Examinateur

Année universitaire : 2021/2022

شكر و عرفان

الحمد لله رب العالمين، والصلاة والسلام على سيدنا محمد وعلى اله وصحبه أجمعين المبعوث رحمة للعالمين الى يوم الدين

فإننا نشكر الله وافر الشكر أن وفقنا وأعاننا على اتمام هذه الرسالة، ثم الى اهلنا الذين كانوا سندنا لنا طيلة مشوارنا الدراسي

كما نوجه آيات الشكر والعرفان بالجميل إلى الاستاذ و الدكتور "جلولي طاهر" المشرف على الرسالة كان لرحابة صدره وسمو خلقه وأسلوبه المميز على مساعدتنا في اتمام هذه الرسالة فجزاك الله الف خير

ونخص كذلك تشكراتنا الى الاساتذة الكرام الذين قبلو مناقشة مذكرتنا

وفي الاخير الشكر الجزيل لكل من كان له يد المساعدة من قريب او بعيد على اتمام هذا العمل

والحمد لله رب العالمين

« Remerciements et gratitude »

Louange à Allah, Seigneur de l'univers, Et que les prières et la paix soient sur notre maître Muhammad et sa famille et tous ses compagnons, qui a été envoyé comme une miséricorde aux mondes jusqu'au Jour du Jugement.

Nous remercions Dieu abondamment de nous avoir accordé le succès et l'aide nécessaires pour compléter ce mémoire , Puis à notre famille, qui nous a soutenus tout au long de notre parcours académique.

Nous exprimons également nos remerciements et notre gratitude au Dr : **DJELLOULI Tahar** le superviseur du message était pour son ouverture d'esprit, sa hauteur de caractère et son style distingué pour nous aider à compléter ce message, alors que Dieu vous récompense mille bons.

Nous adressons également nos remerciements aux honorables professeurs qui ont accepté la discussion de nos notes.

Et enfin, un grand merci à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Louange à Allah, Seigneur des mondes.

ملخص

يمثل هذا الملف رسالة تخرج لنيل درجة الماستر في ميدان علوم و التكنولوجيا تخصص طاقات متجددة في الكهرو تقني تحت موضوع محاكاة مغير السرعة لمحرك لاتزامني ثلاثي الطور على شكل قفص سنجاب من خلال التحكم المباشر في العزم (DTC) ، وتم تنفيذ استراتيجية التحكم المختارة مع وبدون ملتقط السرعة باستخدام تقنية نموذج مرجعي تقديري MRAS. عرضت دراسة عامة للمحرك اللاتزامني و نمذجته ، كما عرض دراسة الجانب النظري للتحكم المباشر في العزم ومرافقته بمحاكاة تطبيقه على المحرك . في النهاية تمت دراسة تقدير سرعة المحرك بنموذج مرجعي للنظام MRAS القائم على مقادير التدفق والعزم. كما أجريت اختبارات محاكاة تحت ظروف تشغيل مختلفة. النتائج التي تم الحصول عليها مرضية للغاية ، ولا سيما تتبع مسار السرعة المرغوب فيه مع وبدون ملتقط السرعة.

الكلمات المفتاحية: محرك لا متزامني ثلاثي الطور ، شكل قفص سنجاب، التحكم المباشر في العزم (DTC) ،

نمذجة المحرك، نموذج مرجعي تقديري MRAS

Résumé

Ce document représente un travail de fin d'étude pour l'obtention de diplôme de master en spécialité énergie renouvelable dans électrotechnique sous le thème : Estimation de la vitesse d'une machine asynchrone à cage d'écureuil par la commande directe du couple (DTC), 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, et de sa commande ont été étudiée. Le contrôle (DTC) est étudié. 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, commande directe du couple (DTC), Estimation de la vitesse, MRAS.

Abstract

This document represents an end-of-study work for obtaining a master's degree in renewable energy specialty in electrical engineering under the theme: Estimation of the speed of a squirrel-cage asynchronous machine by direct torque control (DTC), the chosen control strategy is made with and without speed sensor using a estimator: Model Reference Adaptive system (MRAS). The modeling of the motor and its control were studied. A development on the theory of state (MRAS) estimators is carried out, with an emphasis on the flux basis (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, Direct Torque Control (DTC), speed sensor, Model of Reference Adaptive system (MRAS).

Sommaires

Sommaires

Remerciements et gratitude.....	I-II
Résumé.....	III
Listes des tableaux.....	IV
Listes des figures.....	V-VI
Symboles et abréviation	VII-VIII
Introduction générale.....	1-2

Chapitre I : Notion sur la machine asynchrone

I.1. Introduction.....	3
I.2. Définition de la machine a synchrone	3
I.3. Description de la machine a synchrone	4
I.3.1. Stator (L'inducteur)	5
I.3.2. Rotor (L'induit).....	6
I.3.2.1. Rotor à cage d'écureuil	6
I.3.2.2. Rotor bobiné	7
I.3.3. Entrefer	7
I.4. Principe de fonctionnement de la MAS.....	8
I.5. Plaque signalétique.....	10
I.6. Glissement de la machine a synchrone	10
I.7. Schéma électrique équivalent	11
I.8. Variation de la vitesse	11
I.9. Utilisation de la machine asynchrone	12
I.10. Les avantages et les inconvénients de la MAS.....	12
I.10.1. Les avantages	12
I.10.2. Les inconvénients	12
I.11. Conclusion.....	13

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone

II.1. Introduction.....	14
II.2. Modélisation de la MAS.....	14
II.2.1. Hypothèse de simplifications	14
II.2.2. Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc.....	14

II.2.3. Equations générale de la machine asynchrone triphasée	15
II.2.3.1 Équations électriques.....	15
II.2.3.2. Équations magnétiques.....	16
II. 2.3.3. Équations mécaniques	16
II.3.Transformation du système triphasé vers biphasé	17
II.3.1. Interet des matrices de transformation	17
II.3.2. Modele de Park de la machine asynchrone	17
II.3.3.Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée.....	19
II.3.3.1.Equations électriques	19
II.3.3.2. Équations magnétiques.....	19
II.4. Expressions du couple électromagnétique.....	20
II.5. Choix du référentiel.....	20
II.5.1.Référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$).....	20
II.5.2. Référentiel lié au rotor (x-y).....	21
II.5.3. Référentiel lié au champ tournant (d-q).....	21
II.6. La machine asynchrone alimenté en tension	22
II.7. Representation d'état du modelé de la MAS	22
II.7.1. Modèle d'état de la MAS.....	23
II.7.2. Présentation d'état dans le repère lié au champ tournant.....	23
II.8.Simulation de la MAS.....	24
II.8.1. Résultat de simulation de la MAS.....	24
II.9.Conclusion.....	26

Chapitre III: Commande de la machine a synchrone (DTC)

III.1. Introduction.....	27
III.2. Principe de la commande directe du couple.....	27
III.2.1. Estimateurs du flux statorique.....	29
III.2.2. Estimation du couple électromagnétique.....	30
III.2.3. Élaboration du correcteur de flux.....	30
III.2.4. Élaboration du correcteur de couple	31
III.2.5. Choix du Vecteur Tension	32
III.2.6. Élaborations des Tables de Commutation	33
III.2.6.1.Table de Commutation avec séquences nulles.....	33

III.2.6.2. Table de commutation sans séquences nulles.....	34
III.3. Structure générale de la DTC.....	34
III.4. Résultats de simulations	35
III.5. Conclusion.....	37

Chapitre IV : Estimations de la vitesse

IV.1. Introduction.....	38
IV.2 .Présentation des observateurs.....	38
IV.2.1. Les observateurs linéaires.....	40
IV.2.2. Les observateurs non linéaires.....	40
IV.2.3. Les observateurs déterministes.....	40
IV.2.4. Les observateurs stochastiques.....	40
IV.3 .Présentations des estimateurs.....	41
IV.3.1. Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS).....	41
IV.3.1.1. Modèle de référence (tension).....	41
IV.3.1.2. Modèle ajustable (courant).....	42
IV.3.1.3 .Mécanisme d'adaptation.....	42
IV.3.2. Les types de système adaptatif à modèle de référence (MRAS).....	43
IV.3.2.1. MRAS basée sur le flux rotorique.....	43
IV.3.2.2. MRAS basée sur la force contre électromotrice (f.c.é.m).....	44
IV.3.2.3. MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive.....	45
IV.3.2.4. MRAS basée sur le courant statorique.....	46
IV.4. Les avantages et les inconvénients de MRAS basée sur le flux rotorique.....	47
IV.4.1. Les avantage.....	47
IV.4.2. Les inconvénients.....	47
IV.5. Résultats de simulation.....	48
IV.6. Conclusion.....	50
Conclusion générale	51
Bibliographie.....	
Annexe.....	

Listes des tableaux

Numéro	Titre	Page
(III.1)	table généralisée pour le choix de vectrices tension.	33
(III.2)	table de commutation définit par takachasgin avec les vecteurs nules.	34
(III.3)	table de commutation sans sequences nules.	34

Listes des figures

Numéro	Titre	Page
(I.1)	Le symbole en moteur [Fig (I.1.A)] ou en générateur [Fig (I.1.B)].	04
(I.2)	Générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.	05
(I.3)	Stator d'une MAS avec bobinage.	05
(I.4)	Symboles électrique du moteur asynchrone à rotor bobiné Fig (I.4.A) Et le moteur à cage d'écureuil Fig (I.4.B).	06
(I.5)	Rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil.	06
(I.6)	Rotor bobiné avec résistances extérieures.	07
(I.7)	Moteur asynchrone triphasé à cage.	08
(I.8)	Schéma Principe de fonctionnement de la MAS.	09
(I.9)	Plaque signalétique d'un moteur asynchrone.	10
(I.10)	schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone.	11
(II.1)	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	15
(II.2)	Modèle de Park de la MAS.	17
(II.3)	Représentation des axes de la machine.	18
(II.4)	Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.	22
(II.5)	Réponse du système de MAS.	25
(III.1)	Schéma de principe de la DTC appliquée à une machine asynchrone.	28
(III.2)	Vecteurs de tension et secteurs.	29
(III.3)	Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions.	31
(III.4)	Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.	32
(III.5)	Sélection du vecteur de tension selon la zone $N=i$.	33
(III.6)	Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC Classique).	35
(III.7)	La vitesse Ω .	36
(III.8)	Le couple électromagnétique C_{em} .	36
(III.9)	Le Courant statorique I_{sa} .	36

(III.10)	Le flux statorique Φ_S .	36
(IV.1)	Schéma de principe d'un observateur.	39
(IV.2)	Différentes stratégies d'estimation de la vitesse pour le moteur asynchrone.	39
(IV.3)	Schéma de principe de l'estimateur de MRAS.	41
(IV.4)	MRAS basée sur les flux rotoriques.	42
(IV.5)	MRAS basée sur la f.é.m.	45
(IV.6)	MRAS basée sur la puissance réactive.	46
(IV.7)	MRAS basée sur le courant statorique.	47
(IV.8)	Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur sur la MAS avec l'estimateur de MRAS.	49

Symbole	Notion
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de park.
α, β	Référentiel lié au stator.
x, y	Référentiel lié au rotor.
C_{em}	Couple électromagnétique (N.m).
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Les flux rotorique dans un système d'axes (d, q) (Wb).
ϕ_{sd}, ϕ_{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).
ω_s	Pulsation électrique statorique (rd/s).
ω_r	Pulsation électrique rotorique (rd/s).
M	Inductance mutuelle
L_s, L_r	Les inductances propres des statorique et rotorique (H).
f	Fréquence (Hz).
C_r	Couple résistant (N.m).
θ_s, θ_r	Position angulaire du stator et rotor
σ	Facteur de dispersion de Brondel
T_r, T_s	Constante de temps statorique et rotorique
R_s, R_r	Les résistances stators et du rotoriques (Ω).
g	Glissement (%)
Ω	Pulsation (vitesse) mécanique
P	Nombre de paires des pôles.
J	Moment d'inertie ($Kg.m^2$).
K_i, K_p	Paramètres du régulateur PI.
Ω_s	Pulsation (vitesse) de synchronisme

Fc	Fréquence de coupure.
n	Fréquence de rotation du champ tournant
τ_r	Constante de temps rotorique.
f _p	Fréquence de la porteuse.
M	Indice de modulation.
R	Indice de réglage en tention.

Abréviation	Notion
MAS	Machine asynchrone.
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple).
PI	Proportionnel - Intégrale.
BO	Boucle ouverte.
BF	Boucle fermée.
TF	Fonction de transfert.

INTRODUCTION

GENERALE

Les moteurs asynchrones à cage sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes telles que les chaînes de production et de fabrication industrielles et les véhicules électriques. Aussi ils sont à l'étude pour remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans différentes applications telles l'aérospatial, les ports de métro, etc..... Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : le faible coût de fabrication, leur simplicité d'entretien, leur robustesse et leur fiabilité par rapport aux autres types des moteurs.

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie du modèle de la machine asynchrone (MAS) impose un modèle non linéaire, fortement couplé entre ses variables au contraire à sa simplicité structurelle, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande [1].

Plusieurs stratégies de commande appliquées à la « MAS » à cage sont trouvées dans la littérature:

- La commande scalaire en faisant varier l'amplitude de la tension statorique et sa fréquence dans un rapport constant ($U/f = \text{cste}$). C'est une commande classique très limitée vue de la plage de variation de vitesse (il est nécessaire de faire appel à des petites variations autour du point de fonctionnement).

- 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 à excitation séparée. Cette commande présente une faible robustesse vis-à-vis aux variations des paramètres rotoriques et présence de transformation des coordonnées dépendent d'un angle estimé

- La commande directe du couple (DTC: Direct Torque Control), qui vient pour limiter les inconvénients majeurs de la commande vectorielle, en améliorant la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques rotoriques et en supprimant le capteur flux et le capteur angle.

La commande directe de couple a été introduite par Takahashi et Noguchi (1986) et Depenbrock (1988) spécialement pour la MAS [1]. Cette stratégie de commande consiste à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple électromagnétique. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur.

La DTC permet de calculer les grandeurs de contrôle à partir des grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique, ce qui améliore, spécialement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [2].

La présence de capteurs mécaniques conduit à une augmentation volumique et coûteuse du moteur, sans introduire les difficultés d'installation et les pertes de fiabilité dû aux vibrations et au défaillance, 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.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande DTC sans capteur mécanique d'une machine asynchrone. Par l'utilisation de MRAS commande adaptative par modèle de référence à flux rotorique pour commander le moteur asynchrone 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), en rappelant les éléments qui constituent la machine asynchrone à cage, le principe de son fonctionnement, son schéma équivalent, ses avantages et ses inconvénients.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil, 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 abc réel a un système biphasé dq fictif par la transformation de Park, 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.

Le troisième chapitre présentera la commande directe du couple DTC de la MAS, dans cette commande, le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés seulement à partir des grandeurs électriques accessibles au stator, sans recours à des capteurs mécaniques.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la commande DTC 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 pour ce travail va résumer les principaux résultats que nous avons obtenus.

CHAPITRE I

Notion sur la machine asynchrone

I.1. Introduction :

La machine asynchrone (MAS) connue également sous le terme " anglo-saxon " de machine à induction, c'est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor.

Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse du rotor est différente de celle du synchronisme. La MAS est principalement utilisée dans les applications industrielles [3].

Ses principaux avantages sont : sa simple construction, son faible coût, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique. Elle est actuellement la plus répandue dans l'industrie en termes d'usage. Elle est utilisée dans le domaine d'entraînement à vitesse variable faisant appel à une commande spécifiée. Et pour ce fait, on a besoin d'un modèle mathématique.

Le modèle de la machine asynchrone est présenté traditionnellement en régime permanent. La machine est alimentée à une valeur efficace constante, et tourne à une vitesse constante. Ce modèle n'est plus valable si elle est alimentée par un onduleur dont il est basé sur le modèle transitoire (dynamique).

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), de l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elles étaient à l'origine uniquement utilisées en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elles sont de plus en plus souvent utilisées en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes.

Dans ce chapitre nous allons présenter des généralités sur la MAS en rappelant les éléments principaux qui constituent cette machine asynchrone.

I.2. Définition de la machine a synchrone :

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2 p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone $(60 f_s / \pi)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types [4]:

- **Les machines d'induction.**
- **Les machines à collecteur.**

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s [5].

- **Symboles MAS :**

La machine asynchrone peut être représentée par son symbole normalisé générale qui précise si elle fonctionne en moteur (Figure (I.1.A)) ou en générateur (Figure (I.1.B)) [4] :

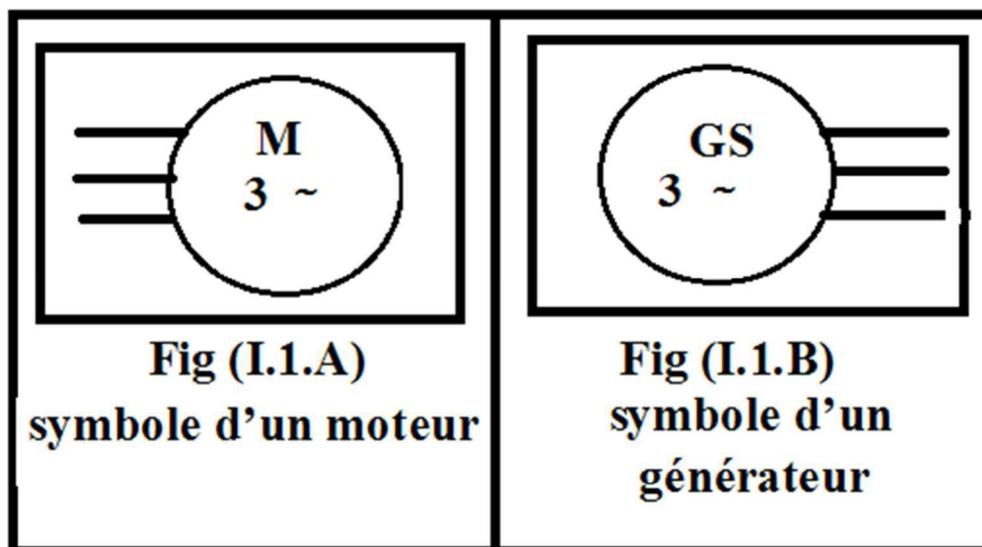


Figure (I.1) : Le symbole en moteur [Fig (I.1.A)] ou en générateur [Fig (I.1.B)].

I.3. Description de la machine asynchrone :

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif.

Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. N,

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes

Le stator d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone : trois enroulements couplés en étoile ou en triangle sont alimentés par un système de tensions équilibrées. Il va en résulter (Théorème de FERRARIS) la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine. La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est: $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$

Où ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique. P désigne également le nombre de paires de pôles du champ [6]

Le rotor de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator : bobinage triphasé au même nombre de pôles que celui du stator. Ces trois bobines sont couplées en étoile et court-circuitées sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit : bobiné

Mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité Figure (I.2). On peut alors montrer que ce rotor à cage d'écureuil se comporte comme un rotor bobiné. [7]

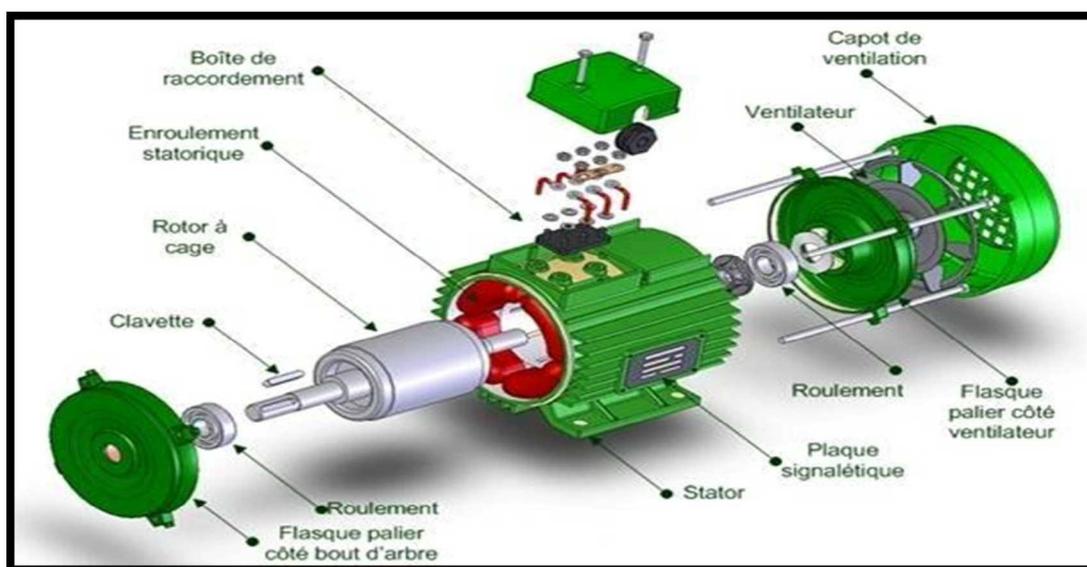


Figure (I.2) : Générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

I.3.1. Stator (L'inducteur) :

Il est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p paires de pôles.

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme [6] : $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ (I.1)

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en (rad/s).

ω : Pulsation des courants alternatifs en (rad/s). $\omega = 2\pi.f$

p : nombre de paires de pôles.

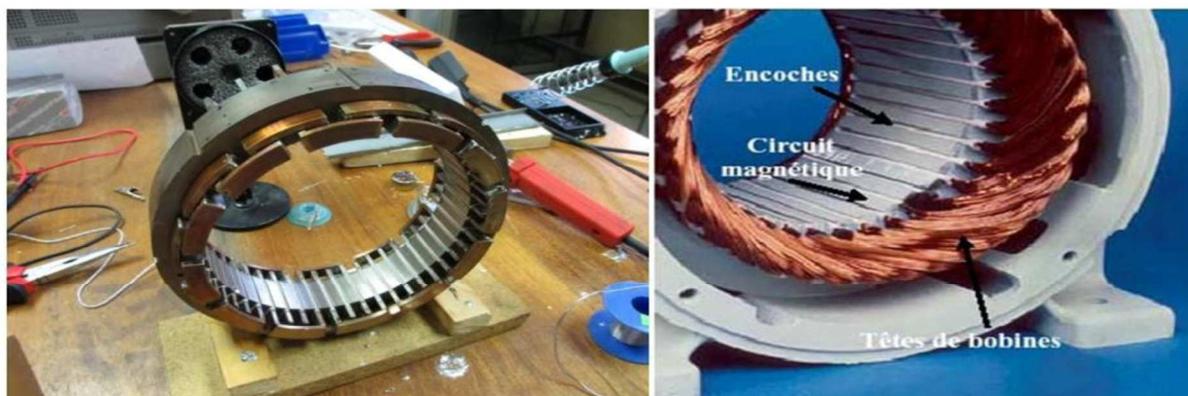


Figure (I.3) : Stator d'une MAS avec bobinage.

I.3.2. Rotor (L'induit) :

Le rotor n'est relié à aucune alimentation, il se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. On distingue deux types de rotor : à Cage d'écureuil et à rotor bobiné [9].

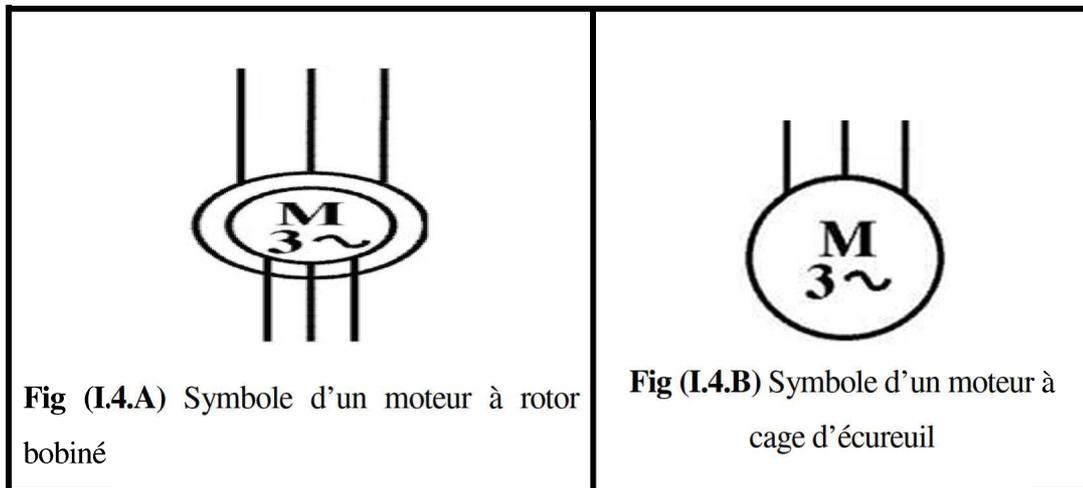


Figure (I.4) : Symboles électrique du moteur asynchrone à rotor bobiné Fig (I.4.A)

Et le moteur à cage d'écureuil Fig (I.4.B).

I.3.2.1. Rotor à cage d'écureuil :

C'est le plus fréquent. Ce type de rotor a été inventé par **Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski** en 1889. Il est constitué de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices très souvent en aluminium avec des extrémités court-circuitées par deux couronnes également conductrices, sa résistance électrique est très faible.

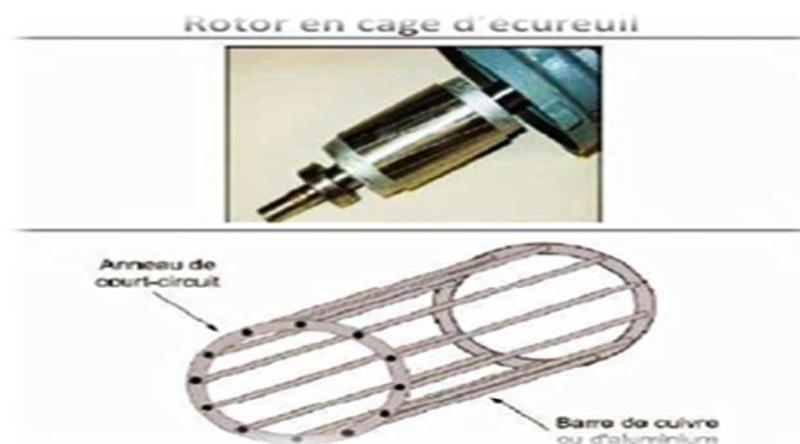


Figure (I.5) : Rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil.

I.3.2.2. Rotor bobiné :

- L'enroulement triphasé, relié en étoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais
- Permettent d'insérer des résistances dans le circuit du rotor lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement. [10] [11].

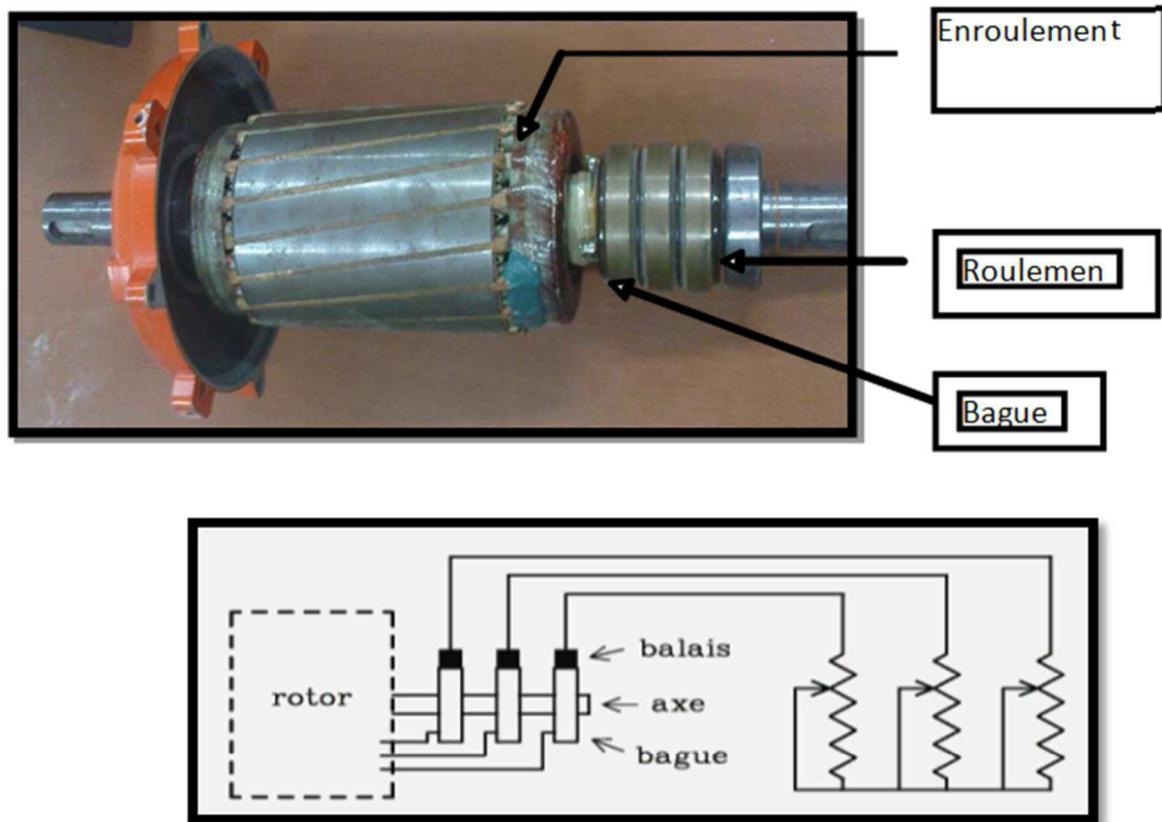


Figure (I.6) : Rotor bobiné avec résistances extérieures

I.3.3. Entrefer :

Les deux parties précédentes sont séparées par l'entrefer de faible épaisseur. Il permet le mouvement du rotor par rapport au stator. La grande perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques vis à vis de l'air permet de supposer que toute induction dans l'entrefer est normale au stator et donc radiale [12].

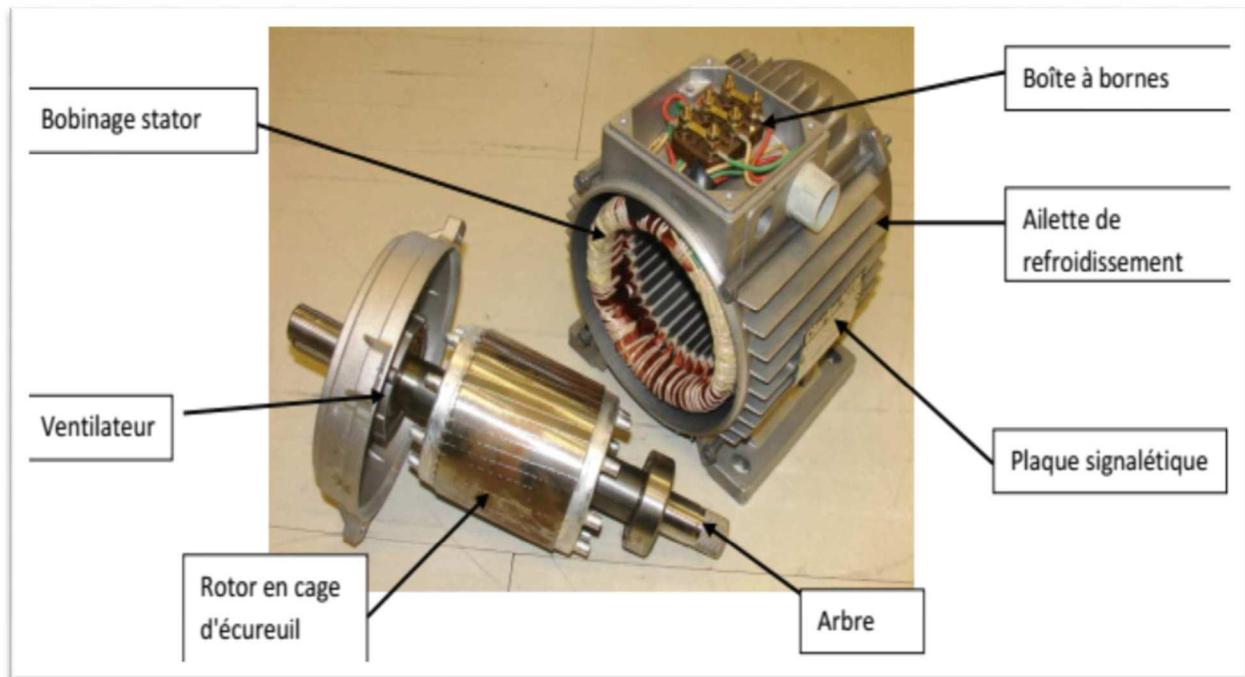


Figure (I.7) : Moteur asynchrone triphasé à cage.

I.4. Le principe fonctionnement de la machine asynchrone:

En alimentant les trois bobines statoriques déphasées de 120 degrés ou de $2\pi/3$ rad par un système alternatif triphasé, ceci permet de créer un champ magnétique tournant dans l'espace et dans le temps, il peut être considéré comme un champ constant qui tourne à la pulsation de synchronisme [11].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad [rd/s]$$

La vitesse à laquelle tourne ce champ magnétique dans l'entrefer est dite : **vitesse de synchronisme**, elle est directement proportionnelle à la fréquence, f , du réseau et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles, P .

$$N_s = 60 \frac{f}{P} \quad [tr/min]$$

Ce champ variable coupe les conducteurs rotorique ; et d'après la loi de **Faraday**:

$e = -\frac{d\Phi}{dt}$ (tout conducteur soumis à une variation du flux est un siège d'une f.e.m), et donc une force électromotrice induite apparaît, ce qui engendre des courants induits circulant dans les conducteurs rotoriques en court-circuit.

La loi de **Lenz** ($e = -\frac{d\Phi}{dt}$), explique que la f.e.m induite crée dans les conducteurs rotorique s'oppose à la cause qui lui a donné naissance, donc elle s'oppose à la variation du flux. Et pour cela le rotor va se mettre à tourner dans la même direction que le champ statorique pour tenter de le rattraper [13].

La rotation du rotor est engendrée par l'apparition des forces de **Laplace** (de Lorentz, pour le Anglo-Saxons), qui sont un résultat de l'interaction entre le champ tournant et les courants induits :

$$d\vec{F} = i \cdot d\vec{\ell} \wedge \vec{B}$$

Le rotor n'arrivera jamais à tourner à la même vitesse que le champ statorique, cet écart avec la vitesse de synchronisme joue un rôle fondamental et il est défini par un paramètre important dit : **glissement**.

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s} \quad , \quad \Omega = (1 - g) \Omega_s$$

Le glissement vaut 1 au démarrage et 0 à la vitesse de synchronisme. En fonctionnement normal, il est toujours faible : 7% pour les petites machines et pour les grosses machines jusqu'à 2%.

En fonctionnement normal, la fréquence des f.e.m. et des courants rotoriques est très faible, elle est donnée en fonction du glissement :

$$f_r = g \cdot f \quad [Hz] \quad \text{Avec :}$$

f : fréquence du réseau en hertz (Hz).

ω_s : Pulsation électrique du champ tournant en [rad/s].

N_s : vitesse de synchronisme en (tr/min).

N : vitesse de rotation du rotor en [tr/min].

Ω_s : vitesse mécanique synchrone de rotation du champ tournant en [rad/s].

Ω : vitesse mécanique de rotation du rotor en [rad/s].

P : nombre de paires de pôles.

g : glissement.

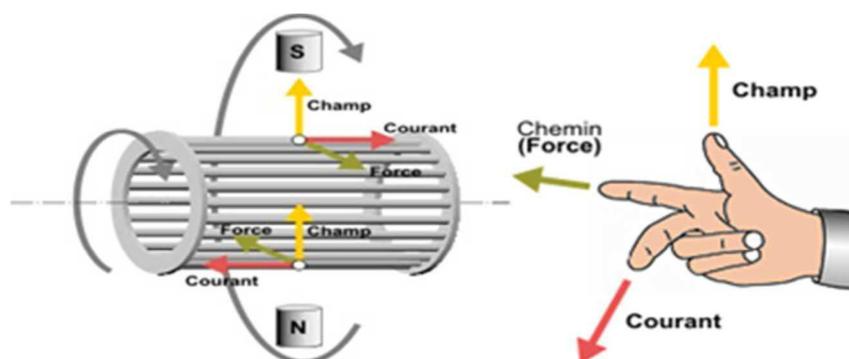


Figure (I.8) : Schéma Principe de fonctionnement de la MAS.

I.5. Plaque signalétique :

Chaque machine électrique dispose d'une plaque signalétique qui constitue une sorte de carte d'identité du moteur [14].

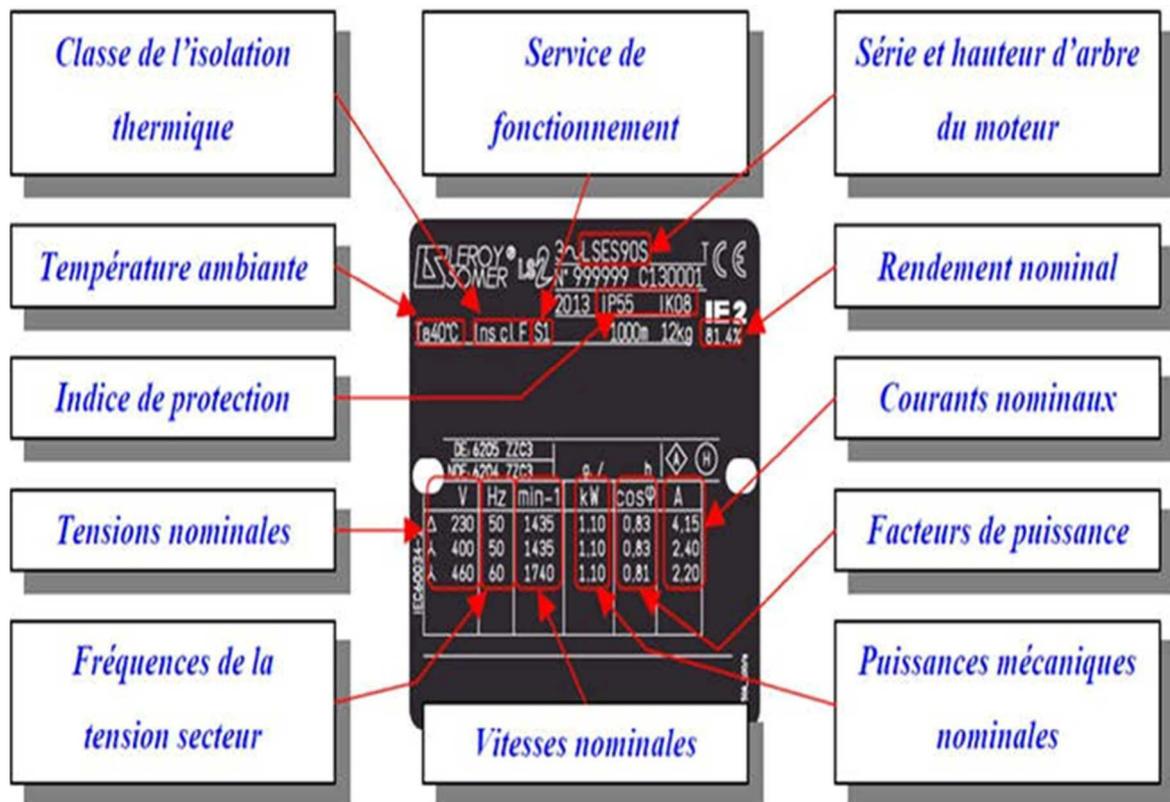


Figure (I.9) : Plaque signalétique d'un moteur asynchrone.

I.6. Glissement de la machine asynchrone :

Le glissement qu'on note « g » est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone construite avec le même stator.

Il est exprimé en pourcentage, il est défini par la relation ci-dessous :

$$\text{Soit: } g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} \tag{I.2}$$

$$\text{Ou : } \omega_m = \frac{2\pi N}{60} P \quad \text{et} \quad \Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

Avec :

n_s : vitesse de rotation de synchronisme (tr/mn)

n_r : vitesse de rotation du rotor (tr/mn)

Ω_r : vitesse angulaire réelle de la machine (rd/s)

Ω_s : vitesse de synchronisme (rd/s)

P: Nombre de paires de pôles.

g : glissement d'une MAS

I.7. Schéma électrique équivalent :

Pour établir un schéma électrocinétique équivalent des enroulements statoriques et rotoriques, il faut se baser sur les lois de base de l'électromagnétisme. On utilise les symétries des enroulements et du réseau d'alimentation triphasé pour ne s'intéresser qu'à un modèle équivalent ramené la phase de la machine.

Sur cette base, l'écriture du comportement de la machine tant sur le plan électrique qu'électromécanique est possible [15].

On peut considérer la MAS comme un transformateur à champ tournant. En résumé les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement [16].

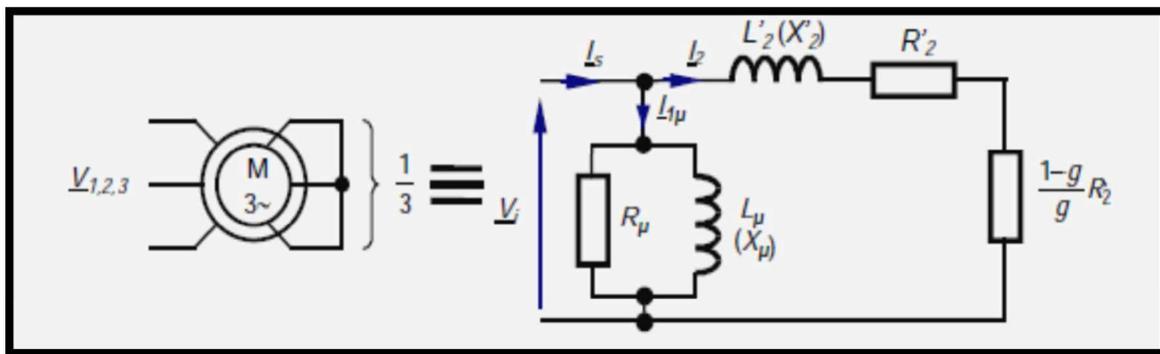


Figure (I.10) : Schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone.

Les valeurs maximales des courants se succèdent dans l'ordre **a-b-c**. On observe que, pour une telle séquence des phases, le champ tourne dans le sens horaire. Si l'on intervertit deux des fils de ligne alimentant le stator, la nouvelle séquence sera **a-c-b**.

En suivant un raisonnement analogue, on constaterait que le champ tourne à la vitesse synchrone dans le sens antihoraire, ce qui change le sens de rotation du moteur.

I.8.2. Variation de la vitesse :

Avec les progrès de l'électronique de puissance, beaucoup de moteurs sont pilotés par un variateur de ce type. L'avantage est que l'on maîtrise parfaitement et à tout instant la vitesse de rotation de l'arbre, en particulier au moment du démarrage, et en plus le variateur surveille courant, tension et échauffement du moteur. Le moteur asynchrone tourne à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme f/p . Il suffit donc de faire varier la fréquence d'alimentation du moteur pour commander sa vitesse.

La vitesse de rotation du champ dépend donc de la fréquence de la source qui alimente le moteur. La variation de la fréquence est assurée par un convertisseur statique, le plus utilisé c'est l'onduleur [17].

I.9. Utilisation de la machine asynchrone :

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine asynchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires...etc.), dans l'industrie (machines-outils), dans les applications domestiques (machine à laver, réfrigérateur,...etc.) dans les domaines spécialisés (auxiliaire dans les centrales électrique, machinerie dans les milieu explosif,...etc.), en électroménager (lave-linge) la vitesse des moteurs asynchrones n'est pas réglée par un onduleur, mais ces moteurs possèdent plusieurs bobinages. Il est alors possible de changer le nombre de paires de pôles et donc la vitesse. [18] Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes [19] [16].

I.10. Les avantages et les inconvénients de la MAS :

I.10.1. Les avantages :

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : elle est robuste, fiable, économique. Elle est également appréciée pour sa très bonne standardisation

Ilya plusieurs avantages dans le moteur asynchrone comme [20] :

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- Il tourne à vitesse variable différent de la vitesse synchrone.
- Il peut être varié la vitesse de rotation.
- Il est utilisée pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

I.10.2. Les inconvénients :

- L'inconvénient majeur du moteur asynchrone est relié à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme.
- Le courant de démarrage plus élevé (5 à 8 fois le courant nominal).
- Difficile de contrôler la vitesse [21].
- La vitesse dépend de la charge.
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

I.11. Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur la machine asynchrone qui présente une construction simplifiée d'un stator qui comporte des enroulements alimentés par un système de tension triphasé et d'un rotor non alimenté ainsi que les différents modes de fonctionnement (moteur, génératrice), en plus les schémas équivalents sont présentés, ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

Enfin, on déduit que le moteur asynchrone triphasé est le plus utilisé dans le domaine des entraînements électriques généralement, et le plus répandu dans le domaine industriel.

CHAPITRE II

**Modélisation de la machine
asynchrone**

II.1. Introduction :

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Le modèle classique de la machine asynchrone correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature biphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature [22].

Pour obtenir le modèle de notre système ; trois tâches doivent être accomplies choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité, ce qu'on va faire dans ce chapitre sous le titre: modélisation de machine asynchrone.

II.2. Modélisation de la machine asynchrone:

II.2.1. Hypothèses simplificatrices :

Pour mener à bien la modélisation de la machine, certaines hypothèses simplificatrices ont été faites [23].

- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Pertes ferromagnétiques négligées (pas de courants de FOUCAULT ni d'hystérésis) ;
- Pertes mécaniques négligées ;
- Influence de l'effet de peau négligée ;
- Les variations des caractéristiques dues à l'échauffement ne sont pas prises en compte ;

II.2.2. Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (II.1) et dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence [24].

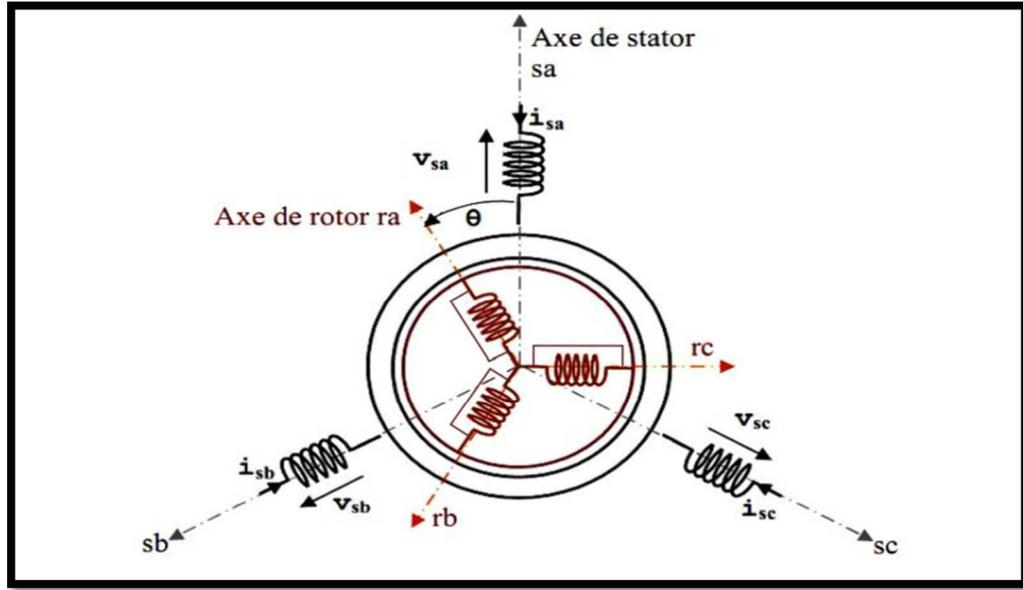


Figure (II .1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

II.2.3 Equations générale de la machine asynchrone triphasée :

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Lestrois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [25]:

II.2.3.1 Equations électriques :

Dans le cadre de ces hypothèses précédentes, et pour une machine équilibrée, les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotorique dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en figure (II .1) Les phases rotoriques sont court-circuit sur elles même. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

$$\text{On pose : } R_{sa}= R_{sb}= R_{sc}=R_s$$

$$R_{ra}=R_{rb}=R_{rc}=R_r$$

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotorique sont données par :

$$V = RI + \frac{d\phi}{dt} \tag{II.0}$$

Donc en déduisent pour l'ensemble des phases :

a. Phases statoriques

$$\begin{cases} V_{as} = R_s \cdot I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s \cdot I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s \cdot I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \tag{II.1}$$

Forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \tag{II.2}$$

$$\text{Ou : } [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (\text{II.3})$$

b. Phases rotoriques

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Ou : } [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Avec } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II.2.3.2. Équations magnétiques :

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

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Avec : } [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & Mr & Mr \\ Mr & L_r & Mr \\ Mr & Mr & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

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

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

II. 2.3.3. 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) :

$$C_{em} = P [I_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{rs}] [I_{rabc}] \quad (\text{II.11})$$

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

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (\text{II.12})$$

II.3. Transformation du système triphasé vers biphasé :

II.3.1. Intérêt des matrices de transformation :

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielle

Coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles.

Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [26]. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de PARK, PARK modifiée et de Concordia.

II.3.2. Modèle de Park de la machine asynchrone :

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle.

Redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Figure (II. 3) [27] :

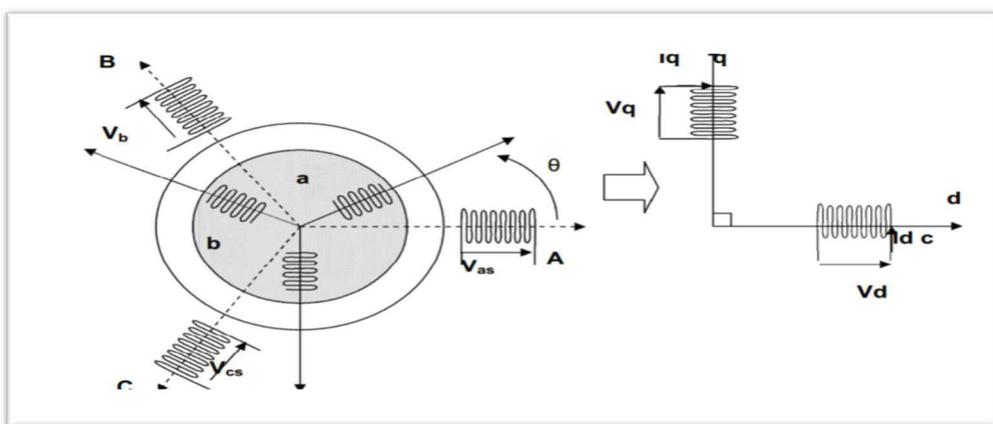


Figure (II. 2) : Modèle de Park de la MAS.

Afin d'aboutir à un modèle mathématique plus simple que le modèle réel du système, nous utiliserons des transformations orthogonales. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de Park. La figure (1.5) représente clairement cette transformation des axes réels « A, B, C » aux axes

« d et q » [28] [29] :

En effet, si l'on note par θ_s (resp. Par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotorique) (fig. I. 4), ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation [27]:

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (\text{II.13})$$

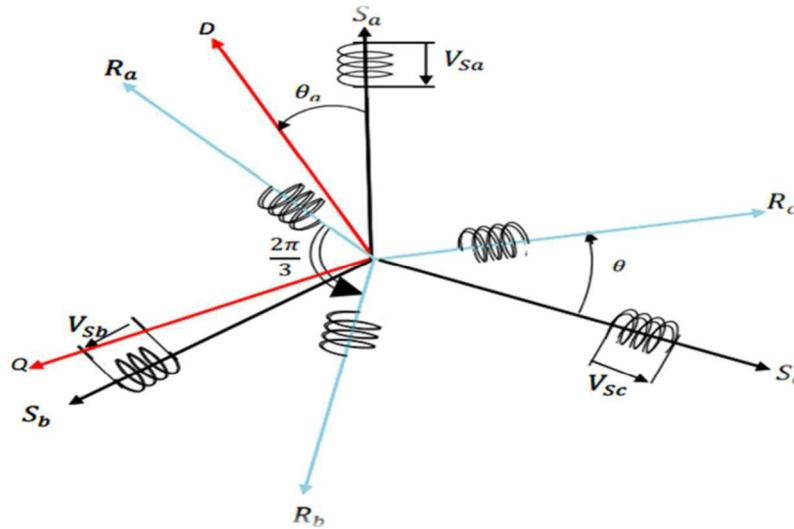


Figure (II.3) : Représentation des axes de la machine.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [30] :

$$X_{dq} = [p(\theta)] X_{abc} \quad (\text{II.14})$$

Tel que :

X : peut-être: la tension, le courant ou le flux;

$[P(\theta)]$: est la matrice de la transformation de Park définie par :

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

$[P(\theta)]^{-1}$: est la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Avec : L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

- $\theta = \theta_s$ pour le stator (angle entre s_a et O_d).

- $\theta = \theta_r$ pour le rotor (angle entre r_a et O_d).

II.3.3. Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée :

La figure (II.3), représentée le schéma tisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.

$$\text{Avec: } [\mathbf{V}_s]_{DQo} = [\mathbf{p}(\theta)] [\mathbf{V}_s]_{abc} \quad (\text{II.17})$$

$$[\mathbf{V}_r]_{DQo} = [\mathbf{p}(\theta)] [\mathbf{V}_r]_{abc} = 0 \quad (\text{II.18})$$

Par la suite, nous négligerons la composante homopolaire, définie par l'indice o, car nous considérons un système de tensions équilibrées.

II.3.3.1. Equations électriques :

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \Phi \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r; \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}; \quad (\omega_s - \omega_r) = \frac{d\Phi}{dt} = P\Omega \quad (\text{II.20})$$

II.3.3.2. Equations magnétiques :

L'application de la transformation de Park sur l'équation (II.8) donne : [10,12].

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M(I_{sd} + I_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M(I_{sq} + I_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que :

$$L_s = l_s - M_s : \text{Inductance cyclique statorique ;}$$

$$L_r = l_r - M_r : \text{Inductance cyclique rotorique ;}$$

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

II.4. Expressions du couple électromagnétique :

$$\text{On a :} \quad P_m = C_{em} \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II. 23})$$

$$\text{Avec :} \quad \omega = P \Omega$$

$$C_{em} = \frac{\omega}{\Omega} (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) = P (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II. 24})$$

II.5. 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 [31] :

II. 5.1. 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 :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Les équations des flux s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M_s \cdot I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M_s \cdot I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M_r \cdot I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M_r \cdot I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.27})$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.28})$$

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.5.2. Référentiel lié au rotor (x-y) :

C'est un référentiel immobile par rapport au rotor (x-y), il se traduit par la condition $\omega_{\text{obs}} = \omega_r$.

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot I_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s \cdot I_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega \phi_{sx} \\ 0 = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

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.5.3. Référentiel lié au champ tournant (d-q) :

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

Équation de tension :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Équation de flux :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + L_m \cdot I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + L_m \cdot I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + L_m \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

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 [33].

Ou ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

II.6. La machine asynchrone alimentée en tension :

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique Φ_R comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions V_{sd} , V_{sq} , comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, Figure (II.4). [32]

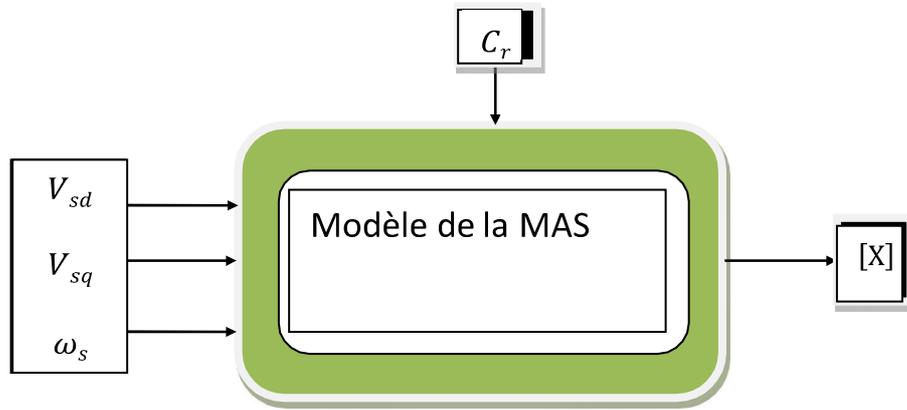


Figure (II.4) : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \text{ Ou } [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \text{ ou } [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \text{ ou } [X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

II.7. Représentation d'état du modelé 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) [34].

La représentation d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = (A) * (X) + (B) * (U) \\ Y = (C) * (X) + (D) * (U) \end{cases} \tag{II.32}$$

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.7.1 .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 : $[X] = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$

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

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

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f\Omega) \end{cases} \quad (II.33)$$

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad X = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \quad (II.34)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{T_r \cdot L_r}) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{T_r \cdot L_r}) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

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 [34].

Donc le système s'écrit :

$$\begin{cases} (\dot{X}) = (A) * (X) + (B) * (U) + Z \\ (Y) = (C) * (X) + (D) * (U) \end{cases} \quad (II.36)$$

II.7.2. Présentation d'état dans le repère lié au champ tournant :

Dont le but de simuler le démarrage de la machine, on fait une représentation modèle dans le repère lié au champ tournant (d-q).

Donc la représentation d'état est :

$$a1 = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{T_r \cdot L_r} \right) ; a2 = \omega_s ; a3 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} ; a4 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega ; a5 = \frac{L_m}{T_r} ; a6 = -\frac{1}{T_r} ;$$

$$a7 = \omega_s - \omega$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{\Phi}_{rd} \\ \dot{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a1 & a2 & a3 & a4 \\ -a2 & a1 & -a4 & a3 \\ a5 & 0 & a6 & a7 \\ 0 & a5 & -a7 & a6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

La matrice de transmission est nulle et la matrice de sortie est donnée par :

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ cette matrice donne le vecteur de sortie } Y$$

II.8. Simulation de la machine asynchrone :

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent d'étudier l'évolution des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur. Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

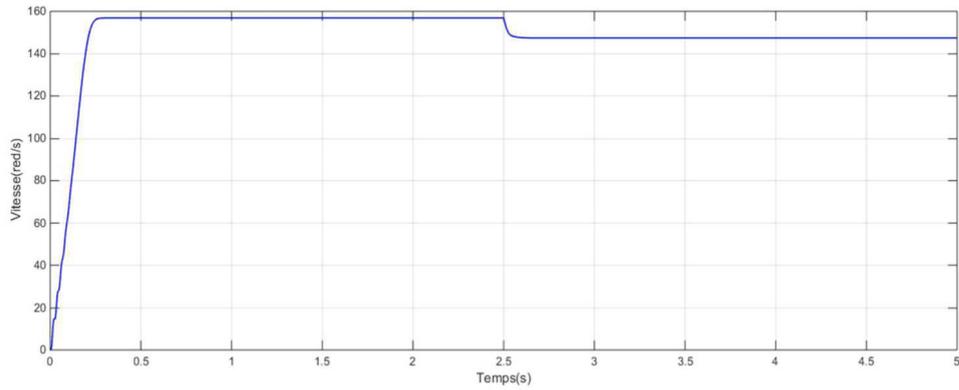
V_s : Valeur efficace de tension ; ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en **Annexe**

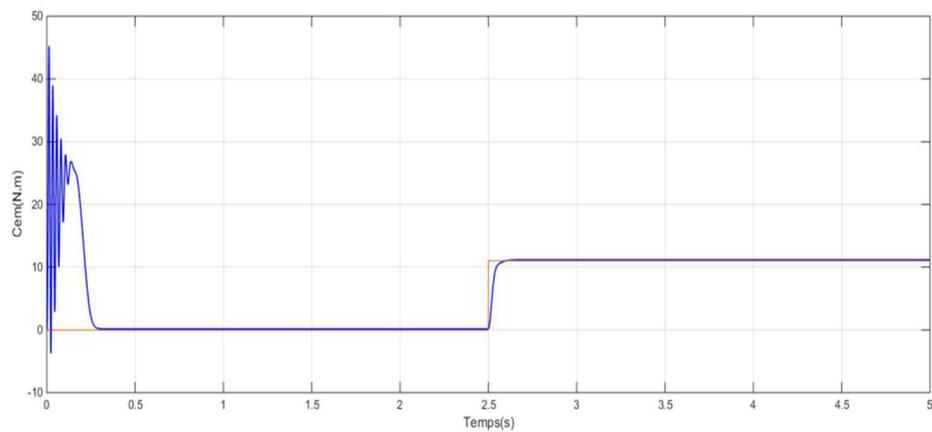
II.8.1. Résultats de simulation :

Les figures (II.5) ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement : démarrage à vide puis fonctionnement en charge.

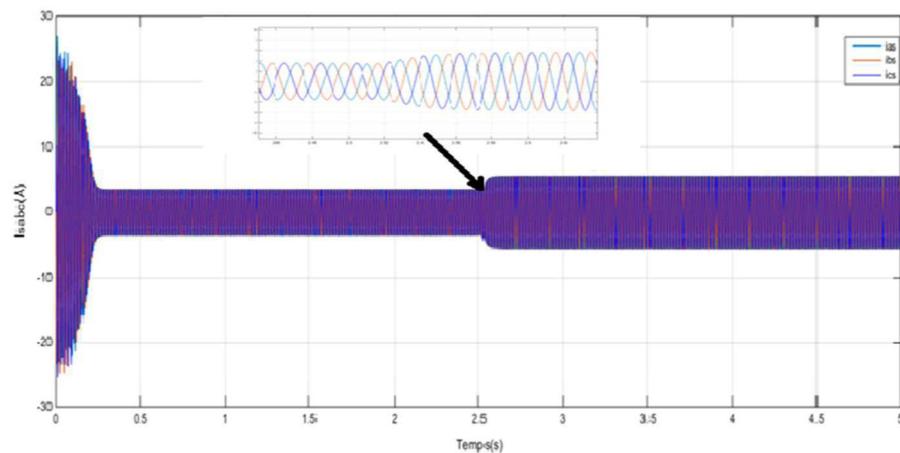
Avide : $C_r = 0$ N.m à $t=0$, En **Charge** : $C_r = 11$ N.m à $t = 2.5$



La vitesse rotation Ω



Le couple électromagnétique C_{em}



Les courants statoriques

Figure (II.5) : Réponse du système de MAS.

Les résultats de simulation représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (Ω), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants statoriques (I_{sa} , I_{sb} ou I_{sc})

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard [220/ 380V, 50Hz], à vide et après le démarrage on applique un couple de charge nominal de 11Nm. L'examen des courbes permet de constater que :

A vide :

- La courbe de la vitesse présente un accroissement presque linéaire dans le premier instant de démarrage de 0 à la vitesse plus que nominale, après un temps d'environ 0.2sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.
- La courbe du couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après 0.2s le couple se stabilise à une valeur proche de zéro.
- Les courants statoriques présentent des oscillations successives avec une amplitude maximale de (27 A) jusqu'à 0.2s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est restée constante à une valeur faible qui représente le courant à vide.

En charge :

Avec $t \in [1 \rightarrow 5]$ s : nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 11$ N.m) à l'instant ($t = 2.5$ s). Nous constatons que :

- La diminution de la vitesse de rotation après avoir reçu un couple de charge, la dégradation de cette vitesse de presque 157rad/sec à 147 rad/sec
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (11 N.m) appliqué.

Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur, dans le cas d'une charge ce courant prend une valeur nominale.

II.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exposé la modélisation de la machine asynchrone en triphasé puis en biphasé qui est basée sur la transformation de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier les équations dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

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

CHAPITRE III

**Commande de la machine a synchrone
(DTC)**

III.1. Introduction :

Le contrôle de la vitesse à fréquence de la tension d'alimentation statorique variable est assuré soit par [35]:

- ✓ Le contrôle scalaire qui consiste à varier l'amplitude de la tension statorique et sa fréquence dans un rapport constant.
- ✓ Le contrôle vectoriel, plus complexe à réaliser que le précédent, Cette technique est basée sur l'orientation de l'un des flux, rotorique, statorique ou d'entrefer. En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire : $\phi_{dr} = \phi_{ref}$, $\phi_{qr} = 0$.

Le but de la technique est d'arriver à commander la machine asynchrone Comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (courant d'excitation) et celle liée au couple (courant d'induit).

✓ Le contrôle direct du couple(En anglais Direct Torque Control: DTC) consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré-calculées du flux statorique et du couple. ce control sera présenté dans ce chapitre.

La Commande directe du Couple a été introduite en 1984 par Takahashi au Japon puis en Allemagne par Depenbrock (1985). Le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés seulement à partir des grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques.

Dans le présent chapitre, on présente les fondements et principe de la (DTC) appliquée à un moteur asynchrone à cage. On présente, également, les résultats de simulations suivis de leur interprétation.

III.2. Principe de la commande directe du couple :

La DTC consiste à sélectionner un vecteur de tension basé sur l'erreur entre les valeurs réelles du flux statorique et le couple électromagnétique. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir de ces mesures (grandeurs statoriques). En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur. A l'origine, la DTC était fortement basée sur le «sens physique » et sur une approche relativement expérimentale de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations) [37].

Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion.

La DTC est moins sensible aux variations des paramètres du moteur et fondée sur l'estimation du couple et du flux du stator afin qu'ils soient contrôlés directement de manière à les maintenir dans une bande d'hystérésis proche des valeurs de références.

Le schéma de principe de cette technique est montré par la figure (III.1) où sont représentés les estimateurs des flux et couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe ($\alpha \beta$) Le régulateur du flux et celui du couple, initialement proposés par Takahashi étaient à deux niveaux et à trois niveaux, respectivement [38].

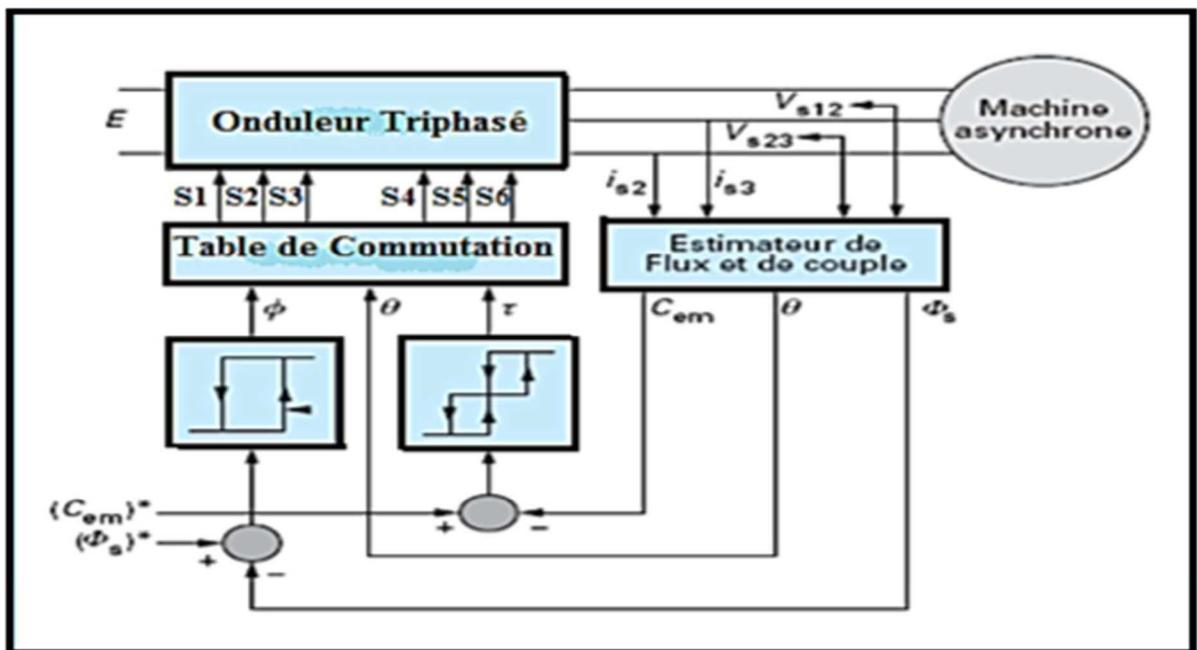


Figure (III.1) : Schéma de principe de la DTC appliquée à une machine asynchrone.

Les valeurs estimées du couple (C_{em}) et du flux statorique (ϕ_s) sont comparées respectivement à leurs valeurs de références (C_{em}^*) et (ϕ_s^*) ; Les résultats de la comparaison forment les entrées des comparateurs à cycle d'hystérésis. Par ailleurs, cette commande nécessite la connaissance de la position et du flux. Ainsi, les sorties des deux (2) comparateurs à hystérésis et la position du flux (le numéro du secteur du flux) constituent les entrées de la table de commutation qui définit les états de commandes des semi-conducteurs de l'onduleur voir figure (III.1) .La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha\beta$ en tenant compte de la représentation définie par la figure (III.2).

tenant compte de la représentation défini par la figure (III.2).

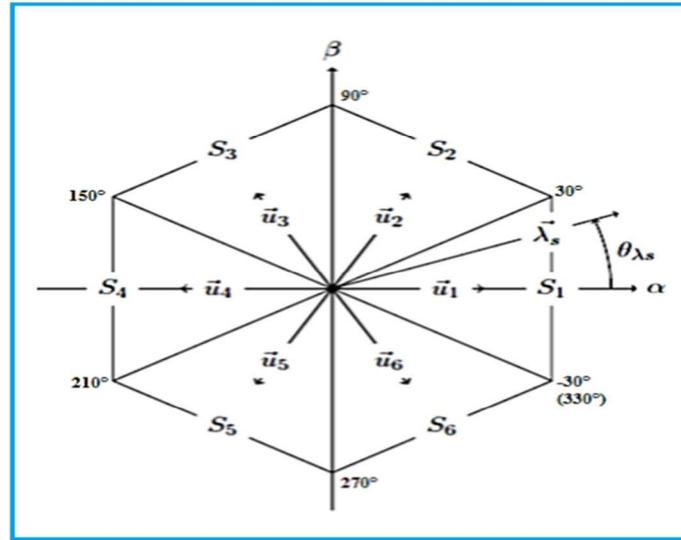


Figure (III.2) : Vecteurs de tension et secteurs.

Cependant, la commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e ($T_e \leq 50\mu s$) ;
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne ;
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique ;

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante

$$C_{em} = P(\Phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \Phi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (III.1)$$

III.2.1. Estimation du flux statorique :

La commande DTC se base sur une estimation du couple de la machine, aussi sur que une estimation du flux statorique de la machine, le flux statorique est donc donné par :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (III.2)$$

On obtient les composantes α , du vecteur Φ_s : $\Phi_s = \Phi_s \alpha + j \Phi_s \beta$

$$\begin{cases} \Phi_{sa} = \int_0^t (V_{sa} - R_s I_{sa}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.3)$$

Les composant ($I_{s\alpha}$) du vecteur courant sont obtenus par l'application de la transformation de Concordia aux courant mesurés I_{sa} , soit :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \Phi_{sa} \\ I_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (III.4)$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée

Concordia (où, S_a, S_b, S_c) les états de chaque bras de l'onduleur.

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_0 \left(\left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

On écrit le module du flux statorique et sa phase comme :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{sa}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.6})$$

$$\Phi_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{sa}} \quad (\text{III.7})$$

La commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique. Cependant, elle présente des problèmes à basse vitesse, la nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple et les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes [36].

III.2.2. Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\Phi_{sa}, \Phi_{s\beta}$ et les grandeurs calculées du courant $I_{sa}, I_{s\beta}$:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_{sa} I_{sa} - \Phi_{s\beta} I_{s\beta}) \quad (\text{III.8})$$

III.2.3. Élaboration du correcteur de flux :

Lorsque le flux se trouve dans la zone i , V_{i+1} et V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, V_{i+2} et V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux. Ce qui montre que le choix du vecteur de tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur. La sortie du correcteur de flux est une variable booléenne [36]:

- $\Delta\Phi=1$: lorsque l'erreur du flux est positif.
- $\Delta\Phi=0$: lorsque l'erreur du flux est négatif.

Pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro. En effet, avec ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une zone de correction circulaire. L'erreur est calculée à partir de l'équation [39].

$$\varepsilon = \theta_{sref} - \theta_s \quad (\text{III.9})$$

Cette erreur 4 voir la figure (III.3) doit être maintenue à l'intérieur de la bande d'hystérésis $\Delta\Phi_s$ du correcteur:

$$|\theta_{sref} - \theta_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (\text{III.10})$$

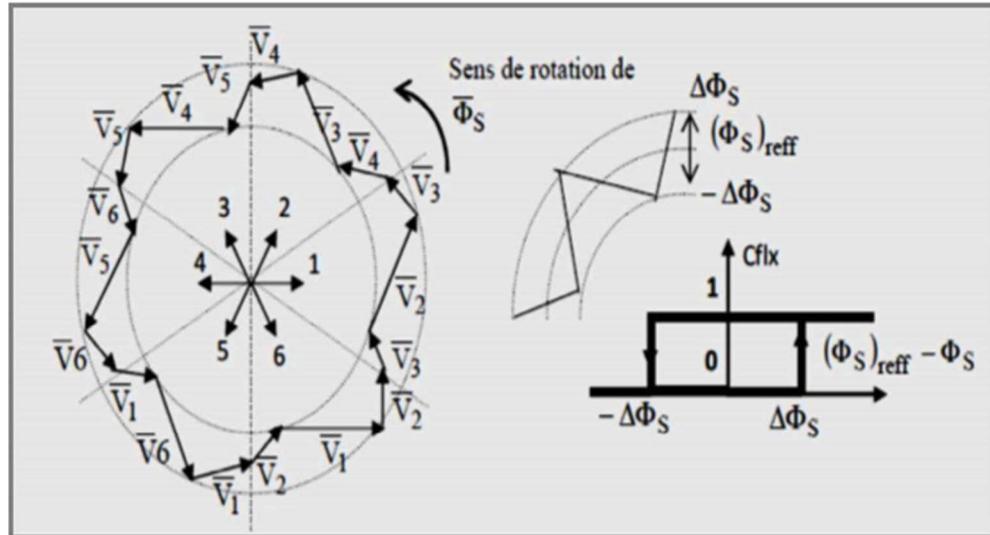


Figure (III.3) : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions.

III.2.4. Élaboration du correcteur de couple :

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites avec $C_{e.ref}$ la référence du couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur, cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à un contrôleur à trois niveaux

Figure (III.4). Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité, il est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de Φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation, ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux Φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nul, cependant ce correcteur est plus simple à implanter de plus en sélectionnant correctement, les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur

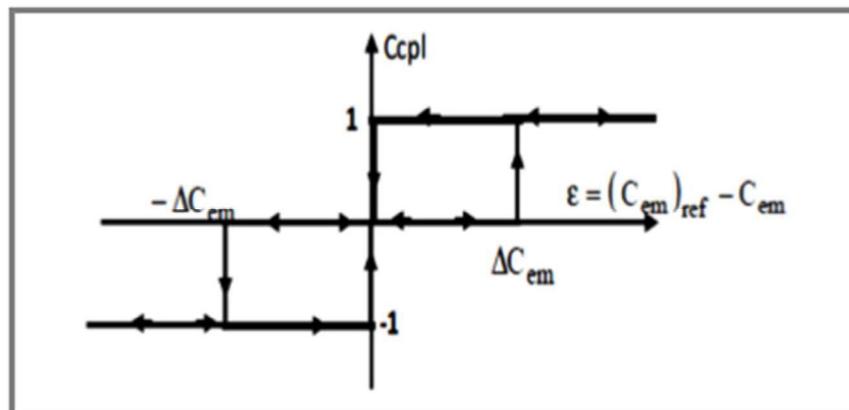


Figure (III.4) : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

III.2.5. Choix du Vecteur Tension :

Le choix le vecteur de tension statorique V_s dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe ($\alpha\beta$), de la variation souhaitée pour le module du flux ϕ_s , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux. L'espace d'évolution du flux est divisé en six zones appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (III.5).

• Lorsque le flux ϕ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- Si V_{1+i} est sélectionné alors ϕ_s croît et croît C_e ;
- Si V_{1-i} est sélectionné alors ϕ_s croît et décroît C_e ;
- Si V_{2+i} est sélectionné alors ϕ_s décroît et croît C_e ;
- Si V_{2-i} est sélectionné alors ϕ_s décroît et décroît C_e ;
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné la rotation de ϕ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé.

Le niveau d'efficacité de vectrices tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de la zone, les vecteurs V_{1+i} et V_{2-i} sont perpendiculaires à ϕ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux ϕ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs V_{1-i} et V_{2+i} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de ϕ_s en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{3+i} ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

La vectrice tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur est déduite des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur ϕ_s . Un estimateur de ϕ_s en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

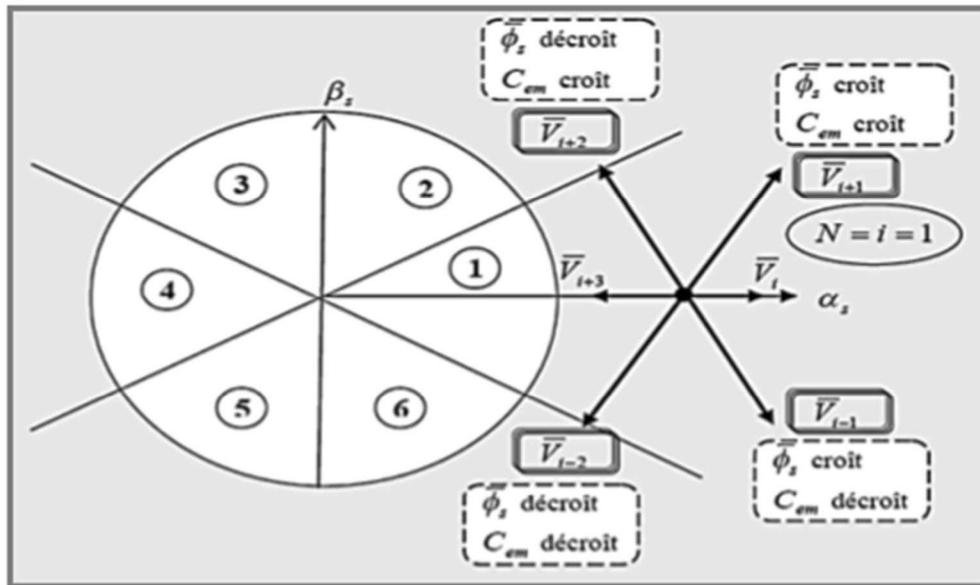


Figure (III.5) : Sélection du vecteur de tension selon la zone N=i.

III .2.6. Élaborations des Tables de Commutation :

III .2.6.1 Table de Commutation avec séquences nulles :

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables et K_ϕ , K_c et le secteur du flux statorique. L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{1+i} , V_{2+i} , V_{1-i} , V_{2-i} qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur S_i est montrée sur le tableau suivant [39] :

Vecteur V_K	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
ϕ_s	↗	↘	↗	↘
C_{em}	↗	↗	↗	↘

Tableau (III.1) : Table généralisée pour le choix de vectrices tensions.

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère l'exemple où, $K_\phi=1$, $K_c=1$, $S_i=1$. Le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux. On dispose des six tensions actives. Sur la figure (III.6), nous voyons que les tensions V_1 , V_2 et V_6 ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que V_2 , V_3 et V_4 ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle θ et donc le couple.

On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension V_2 est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. On peut ainsi envisager les différents cas. On choisit une séquence nulle toutes les fois où $K_c=0$, c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre V_0 et V_7 est fait pour réduire la fréquence de commutation. En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par Takahashi [40]

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
0	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (III.2) : Table de commutation défini par Takahashi avec les vecteurs nuls.

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

III.2.6.2. Table de commutation sans séquences nulles :

Dans ce cas, on n'utilise que les séquences actives. Cette stratégie est plus simple à mettre en œuvre et permet d'éviter le caractère aléatoire lorsque la machine fonctionne en régime générateur. La table suivante illustre cette modification.

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (III.3) : Table de commutation sans séquences nulles.

III.3. Structure générale de la DTC :

Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) est représentée sur la figure (III.6) suivante.

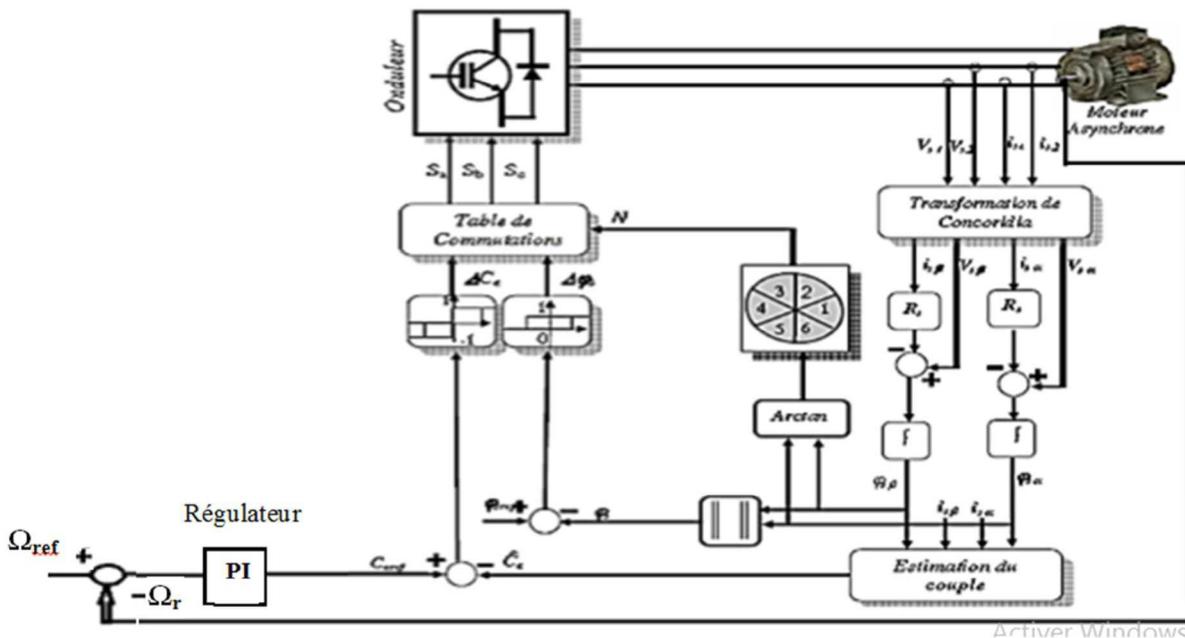


Figure (III.6) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC Classique).

Les différentes parties de cette structure ont fait l'objet d'un programme de simulation à l'aide d'un Matlab / Simulink grâce auquel, on a pu présenter les résultats relatifs à différentes grandeurs pour une référence de vitesse donnée.

III.4. Résultats de simulation :

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (III.7) qui montre clairement que la vitesse suit sa référence et aussi on remarque un bon rejet de la perturbation due à la variation de la charge. La figure (III.8), montre la superposition des trois (3) couples : couple de charge, couple estimé et le couple électromagnétique.

On remarque que ce dernier suit correctement le couple estimé et évolue selon les conditions de charge et de référence. La figure (III.9) montre les allures des courants de phases a,b,c respectivement. Finalement la figure (III.10) illustre l'allure du flux de la machine.

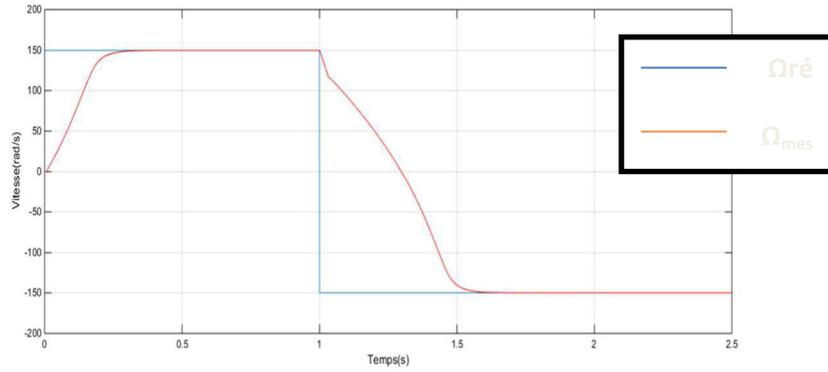


Figure (III.7) : La vitesse Ω .

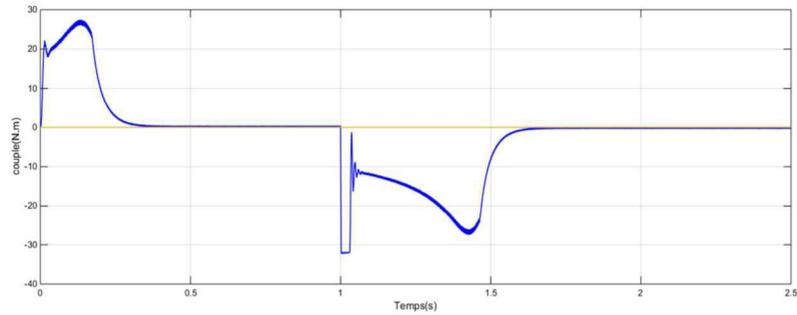


Figure (III.8) : Le couple électromagnétique C_{em} .

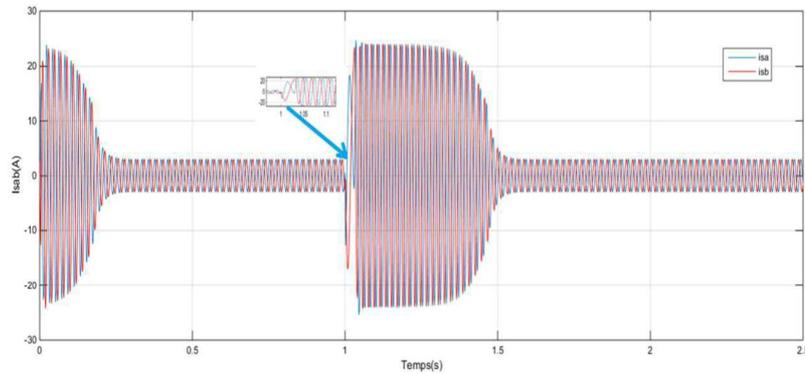


Figure (III.9) : Le Courant statorique I_{sa} .

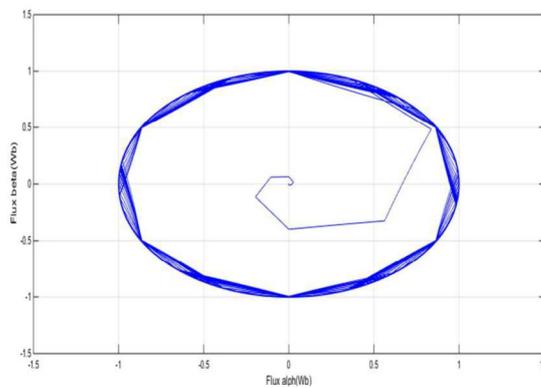


Figure (III.10) : Le flux statorique Φ_S .

III.5. Conclusion :

La commande directe du couple a fait l'objet de ce chapitre. En commençant par des notions de sa théorie, on a détaillé la structure de commande, puis nous avons développé un programme de simulation sous le logiciel Matlab grâce auquel on a analysé les grandeurs électriques et mécanique de la machine.

La comparaison des résultats obtenus par celles qui ont été déjà obtenus par d'autres travaux a montré que la DTC appliquée à la commande de la MAS présente des avantages par rapport à celles obtenues avec la commande vectorielle classique. Ces avantages sont :

- Sa structure est simple par rapport à la commande vectorielle.
- Il n'est pas nécessaire d'effectuer un découplage entre flux et couple.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la vitesse.
- Avoir un comportement du couple meilleur que celui de la commande vectorielle lors des régimes transitoires.

Néanmoins, la DTC présente des inconvénients qui sont :

- Provoque des oscillations de flux et du couple, ce qui nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour les réduire. Cependant une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation.
- Fréquence de commutation variable et difficile à contrôler du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis.

Les résultats de simulation obtenus valident cette stratégie de commande DTC qu'elle est considérée comme une commande robuste vis à vis aux variations paramétriques sauf la résistance statorique.

CHAPITRE IV

Estimations de la vitesse

IV.1. Introduction :

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont basées sur les techniques d'orientation et/ou du contrôle du flux de la MAS. Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques (courants, tensions, flux) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Toutefois, la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles d'un capteur physique.

De nombreuses idées ont été appliquées en vue de résoudre ce problème. L'une des premières techniques utilisées pour estimer la vitesse est basée sur la mesure des valeurs instantanées des tensions, et des courants) alimentant la machine asynchrone.

Les techniques d'estimation de vitesse du moteur d'induction proposées dans la littérature [42], [41] peuvent généralement être classifiées comme suit :

- Synthèse directe des équations d'état ;
- Modèle de référence adaptatif du Système;
- Observateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielles;
- Filtre de Kalman (EKF) et l'observateur adaptatif de flux de vitesse (observateur de Luenberger);
- Observation basée sur l'analyse des Harmoniques ;
- Injection de signal auxiliaire sur le rotor saillant ;

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 [43], [44].

IV.2. Présentation des observateurs :

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des Information concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur [45].

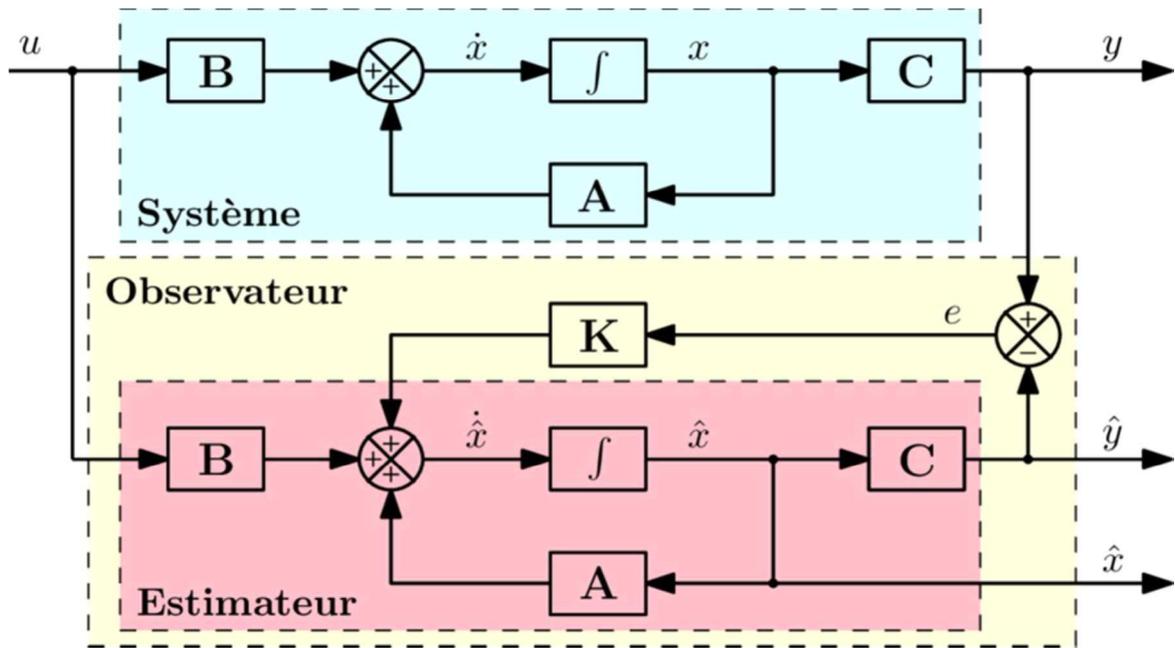


Figure (IV.1) : Schéma de principe d'un observateur.

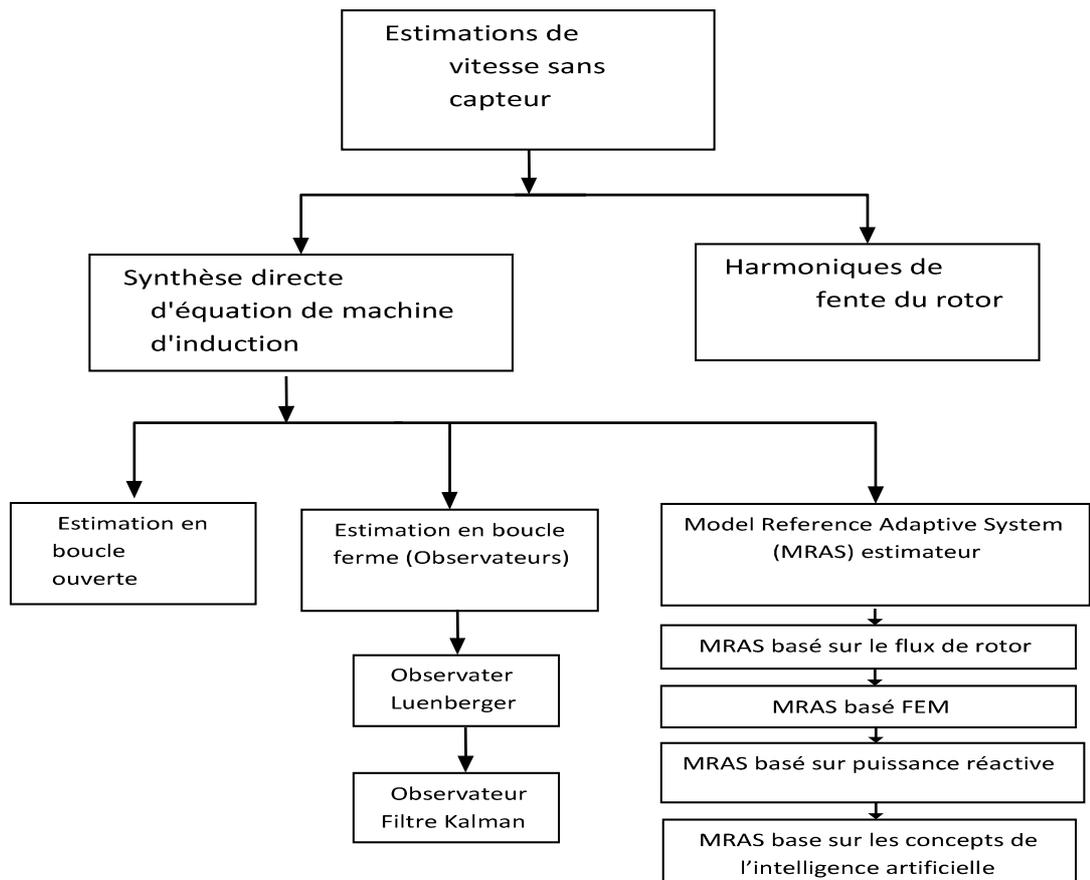


Figure (IV.2) : Différentes stratégies d'estimation de la vitesse pour le moteur asynchrone [46]

On distingue les types d'observateurs suivants :

IV.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. 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 [46].

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 [47], [48].

IV.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.2.4. 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 de 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 décorrélés 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 [49].

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 [37], la figure (IV.1) illustre cette définition.

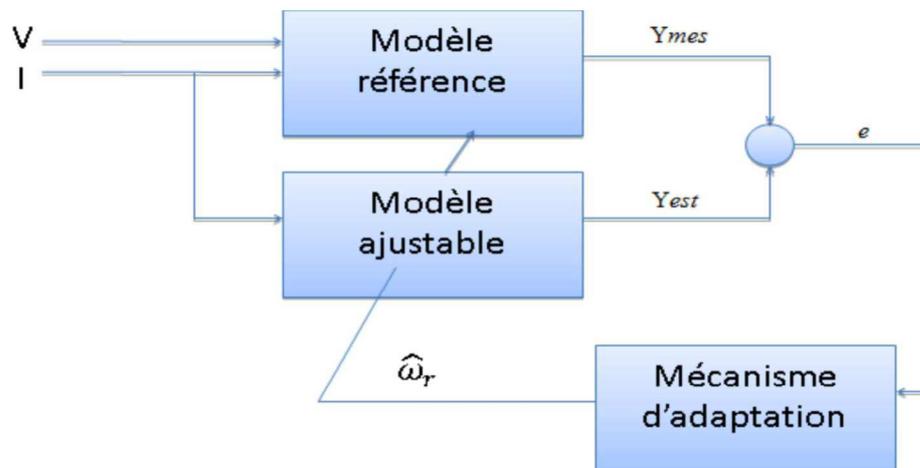


Figure (IV.3) : Schéma de principe de l'estimateur de MRAS.

IV.3.1.1. Modèle de référence (tension) :

Les composantes de ϕ_{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.19), (IV.20), (IV.22),

Avec : $\omega_s = 0$.

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

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

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

$$\hat{\phi}_s = L_s \cdot I_s + M \left(\frac{1}{L_r} (\phi_{ref} - M \cdot I_s) \right) \quad (IV.2)$$

$$\text{Ou encore : } \hat{\phi}_s = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{ref} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_s \quad (IV.3)$$

$$\text{Avec le coefficient de dispersion : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r \cdot I_s} \quad (IV.4)$$

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

$$\hat{\phi}_s = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot I_s \quad (IV.5)$$

En reportant

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \left(\frac{M}{L_r} \cdot \phi_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot I_s \right) \quad (IV.6)$$

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \phi_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \cdot I_s \quad (IV.7)$$

$$\frac{d}{dt} \cdot \phi_{ref} = \frac{L_r}{M} \cdot (V_s - R_s \cdot I_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \cdot I_s) \quad (IV.8)$$

$$\text{Ou encore : } \frac{d\phi_{ref}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_s - R_s \cdot I_s - \sigma \cdot L_s \frac{dI_s}{dt}) \quad (IV.9)$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt}) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt}) \end{cases} \quad (IV.10)$$

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} [\int (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt - \sigma \cdot L_s \cdot I_{s\alpha}] \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} [\int (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt - \sigma \cdot L_s \cdot I_{s\beta}] \end{cases} \quad (IV.11)$$

IV.3.1.2. Modèle ajustable (courant) :

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

$$\hat{I}_r = \frac{1}{L_r} \cdot (\hat{\Phi}_r - M \cdot I_s) \quad (IV.12)$$

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

$$\frac{R_r}{L_r} \cdot (\hat{\Phi}_r - M \cdot I_s) - j \cdot \hat{\omega}_r \cdot \hat{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r = 0 \quad (IV.13)$$

$$\frac{d}{dt} \cdot \hat{\Phi}_r = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \hat{\Phi}_r + \frac{R_r}{L_r} \cdot M \cdot I_s + j \cdot \hat{\omega}_m \cdot \hat{\Phi}_r \quad (IV.14)$$

$$\frac{d}{dt} \cdot \hat{\Phi}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j \cdot \hat{\omega}_m \right) \cdot \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \cdot I_s \quad (IV.15)$$

On peut tirer le modèle ajustable :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M \cdot I_{s\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \cdot \hat{\phi}_{r\beta}) \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M \cdot I_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\omega}_r \cdot \hat{\phi}_{r\alpha}) \end{cases} \quad (IV.16)$$

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 [51]:

$$\varepsilon\phi = \hat{\phi}_{r\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \cdot \phi_{r\alpha} \quad (IV.17)$$

IV.3.1.3. 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 modèles (Référence et Ajustable).

$$\begin{cases} \varepsilon\phi = \phi_{r\alpha} \cdot \hat{\phi}_{r\beta} - \phi_{r\beta} \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\omega}_r = \left(Kp + \frac{Ki}{s}\right) \cdot \varepsilon\phi \end{cases} \quad (IV.18)$$

IV.3.2. Les types de système adaptatif à modèle de référence (MRAS) :

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable de sortie Y, telle 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.3.2.1. 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 [51].

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) [52].

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 [52].

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 [53]

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).

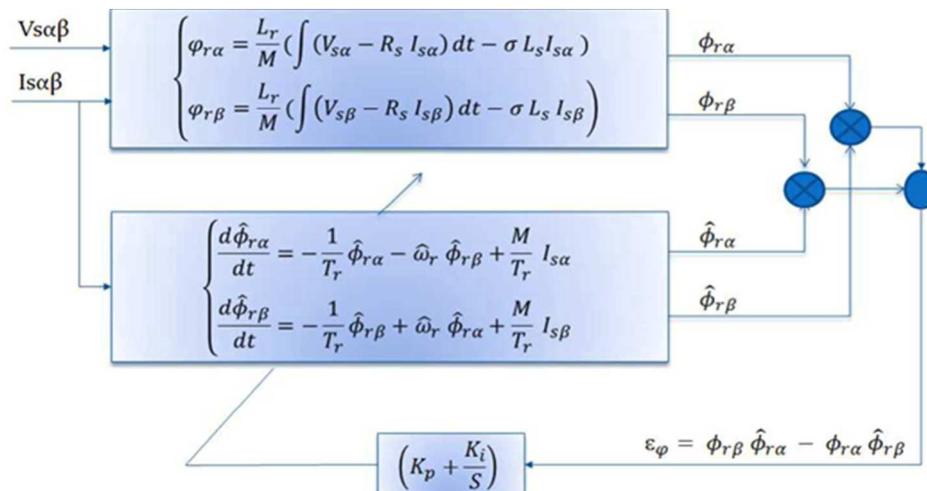


Figure (IV.4): MRAS basée sur les flux rotoriques.

Les équations suivantes permettent d'estimer les composantes de ϕ_{ref} dans le repère (α, β) , 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 :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \phi_s + j\omega_s \cdot \phi_s \quad (IV.19)$$

$$V_r = L_r \cdot I_r + \frac{d}{dt} \phi_r + j(\omega_s - \omega_r) \phi_r = 0 \quad (IV.20)$$

Equation des flux :

$$\phi_s = L_s \cdot I_s + M \cdot I_r \quad (IV.21)$$

$$\phi_r = L_r \cdot I_r + M \cdot I_s \quad (IV.22)$$

$$\text{Avec: } L_m = M \text{ et } \omega_r = (\omega_s - \omega_m) \quad (IV.23)$$

L'erreur produit du décalage entre les sorties des deux estimateurs, est appliquée au modèle ajustable.

$$\varepsilon = \hat{\phi} - \phi_{ref}$$

IV.3.2.2. 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 [50].

Les équations pour le moteur asynchrone dans l'armature stationnaire peuvent être exprimées comme suit :

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

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

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 [50].

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. [50]

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 $\hat{\omega}$ 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 $\hat{\omega}$. Le modèle ajustable est donné par [50] :

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

$I_{m\alpha}$ 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 [50].

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

Finalement 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 :

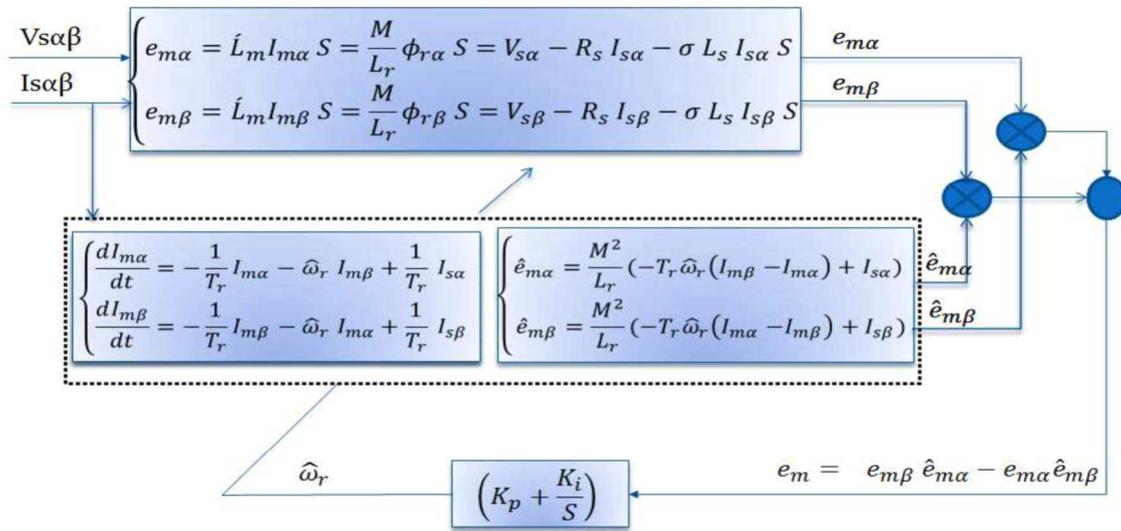


Figure (IV.5) : MRAS basée sur la f.é.m.

IV.3.2.3. 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 [54,51].

Ce type de MRAS est basé sur l'estimation de la puissance réactive donnée par [54] :

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

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 [48] :

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

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

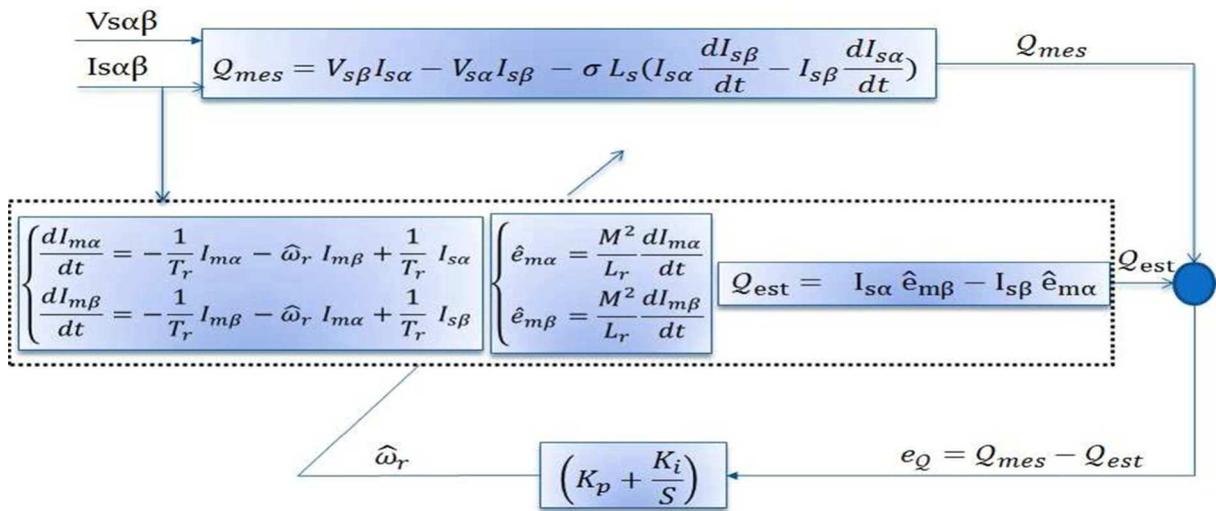


Figure (IV.6) : MRAS basée sur la puissance réactive.

IV.3.2.4. 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 [50].

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

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

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

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

On fait la différence entre les deux courants :

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

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

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

L'erreur de la vitesse rotorique est comme suit :

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

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. [51]

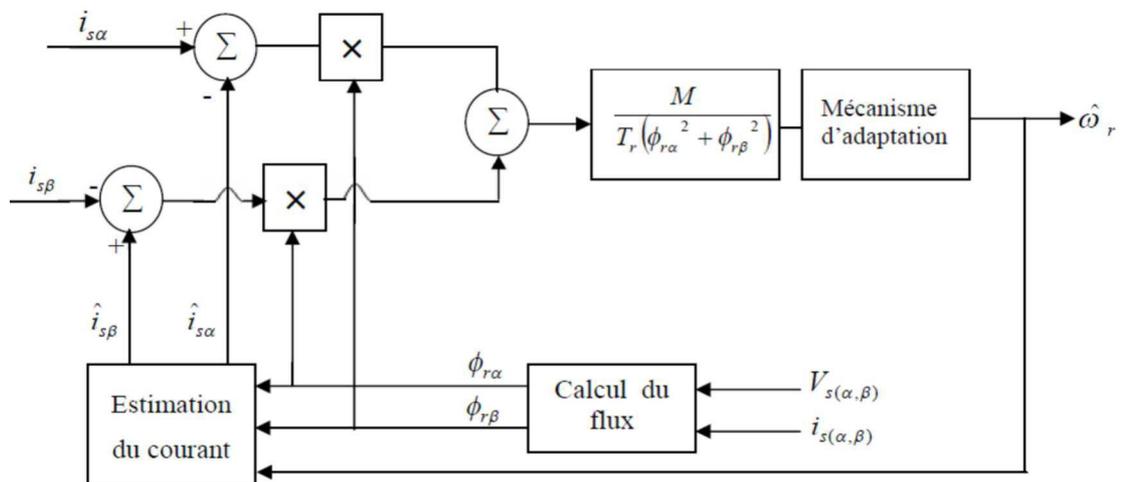


Figure (IV.7) : MRAS basée sur le courant statorique.

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 (IV.7) et celle qui a été utilisée pour la simulation.

IV.4. Les avantages et les inconvénients de MRAS basée sur le flux rotorique :

Cette technique présente quelques avantages et inconvénients qui sont :

IV.4.1. Les avantage :

- Simple.
- Facile à régler les gains d'adaptation.

IV.4.2. Les inconvénients :

- Faible performance à basse vitesse.
- Sensible aux variations des paramètres du modèle du MAS.

IV.5. Résultats de simulation :

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 rotorique pour démontrer l'efficacité et la robustesse de cette commande avec l'estimateur MRAS proposé, dans les régimes de fonctionnement suivant :

Essai à vide

à l'instant $t = 0.1s$ pour une vitesse de référence 150 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 avec une petite erreur statique .
- Ainsi que le cercle du flux reste dans la bande à hystérésis prend une valeur de référence 1 Wb
- Le courant et le couple de démarrage prennent des valeurs maximales, puis se stabilisent vers leurs valeurs minimales (très faibles à vide) .

Essai en charge

avec $C_r = 10\text{Nm}$ et inversion de sens de rotation à l'instant $t = 1.2s$, on remarque que :

- La vitesse estimée suit l'évolution de la vitesse réelle avec un dépassement moins important vis-à-vis des changements de vitesse.
- Le couple et le courant subissent des pics lors du régime transitoire puis se stabilisent vers leurs valeurs nominales, comme dans la commande DTC avec capteur.

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

Donc, les résultats d'estimation sont satisfaisants et l'estimateur MRAS reste stable même pour une référence de vitesse inversée.

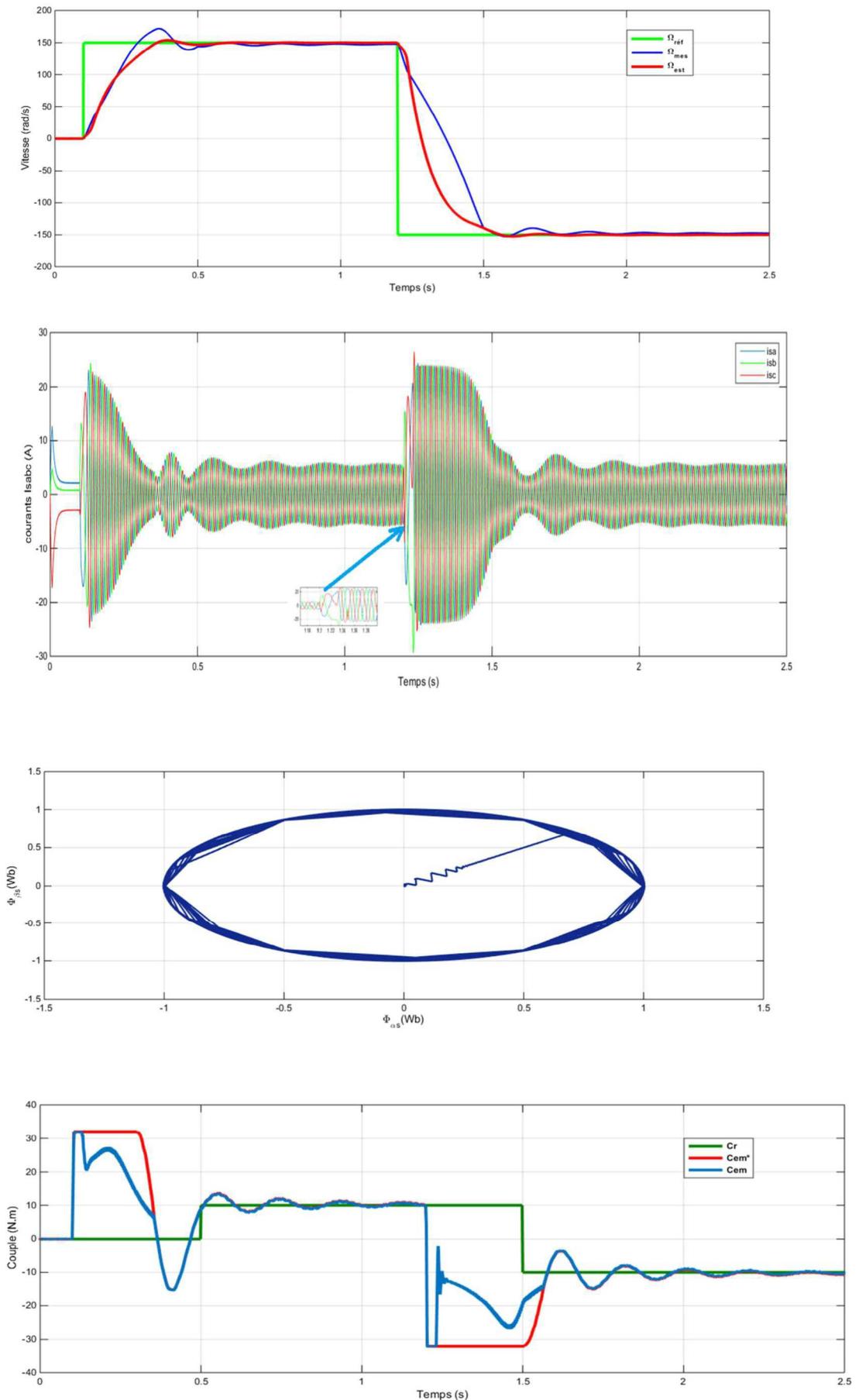


Figure (IV.8) : Résultats de simulation de la DTC par l'estimateur de vitesse MRAS

IV.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté trois structures d'estimation de la vitesse de rotation et des flux rotoriques d'une MAS triphasée, à cette estimation changé le capteur de vitesse à la commande direct du couple (DTC), On a utilisé la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse de rotation, afin d'avoir une meilleure appréciation d'estimateur MRAS. Pour cela, des résultats de simulation de cet estimateur ont été présentés.

L'estimateur MRAS donne des bonnes performances dynamiques et statiques à la vitesse, la qualité d'estimation se dégrade à faible vitesse.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Ce mémoire nous a offert la possibilité d'étudier et de simuler la stratégie de contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone à cage d'écurueil. 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 au premier chapitre par des généralités sur la machine utilisée on a exposé sa structure, son principe de fonctionnement son domaine d'application, son schéma équivalent et ses avantages ainsi ses inconvénients.

Dans le deuxième chapitre on a étudié le comportement dynamique et statique de la machine asynchrone on a rappelé du modèle mathématique de cette machine en triphasé associée à son modèle biphasé, dans un repère lié au champ tournant en utilisant la transformation de Park. à la fin de ce chapitre on a validé le modèle de la MAS par une série de simulation.

Ensuite dans le troisième chapitre, on a étudié le principe de la commande directe de couple DTC (direct torque control) de la MAS, dans cette méthode de contrôle, le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés seulement à partir des grandeurs électriques accessibles au stator, sans recours à des capteurs mécaniques. 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 l'estimation de la vitesse par le modèle de référence adaptatif du système MRAS c'est la commande sans capteur de vitesse fondée sur l'introduction de cet estimateur de vitesse 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 intéressant de ce type d'estimateur qui permet d'estimer la vitesse de rotation et les composantes de flux rotorique.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] : B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, «Commande de la machine a induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.
- [2] : Akkouchi Kamel « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » Thèse de magister, Université Annaba.
- [3] : H. ADDAD, « commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone », 2015.
- [4] : Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master, Université –Msila.
- [5] : cours, « moteur asynchrone triphasé », chapitre12, école polytechnique Montréal. 21/11/2002.
- [6] : Patrick BRUNET « Introduction à la commande vectorielle des machines. Asynchrones ». LTEG Henri BRISSON. 25 Avenue Henri BRISSON. 18108 VIERZON
- [7] : Un article de Wikipédia, M.I, Explorer, l'encyclopédie libre "Machine asynchrone"
- [8] : N.Lourci et R.Ameur, « Modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à Structure NPC, Application à la machine asynchrone », PFE, ENP 1998.
- [9] : Tamrab et Hanene « Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone » Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006. [10] : H. Ney, « Electro système », première STI - édition Nathan technique 1996.
- [11] : cours, « moteur asynchrone triphasé », chapitre12, école polytechnique Montréal. 21/11/2002.
- [12] : cours, « machine asynchrone triphasé, principe, fonctionnement et structure interne » MAS1-fct-constitution.doc.
- [13] : S.CANAT « Contribution à la modélisation dynamique d'ordre non entier de la machine asynchrone à cage » Thèse doctorat, Toulouse 2005.
- [14] : Site internet, WWW.MELEEC.ORG, extraie Mars 2018
- [15] : J. Châtelain, "Machines électriques. Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique", Presse polytechnique romande, Éd. Georgi 1983, (réédité par Dunod, 1993).
- [16] : T.Amar, GH. Brhim, « étude et simulation d'un onduleur triphasé à point thèse ourgla. Compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle.
- [17] : Th. WLIDI, G. SYBILLE, « électrotechnique »4^e édition, de boek, 2005.

- [18] : Guide technique à l'usage des professeurs d'électrotechnique, « Démarrage des moteurs asynchrones » centre de mutualisation et de recherche pédagogique en technologie et sciences industrielles de l'académie de Poitiers.
- [19] : T. DJELLOULI, « Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer », Mémoire de magister, université Dr yahia FARES, Médéa, 2010.
- [20] : Elkheir Merabet " Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile " Mémoire de Magister en Electrotechnique Université de Batna 2008.
- [21] : Z.Ait Ouali, , « Application de FPGA à la commande d'un moteurasynchrone » mémoire magister, université Mouloud Mammerie de Tizi-Ouzou ,2015
- [22] : R.Toufouti, « Contrôle Directe Du Couple De La Machine Asynchrone », Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Constantine, 2003.
- [23] : K. Idjdarene, « Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes », Thèse en cotutelle entre l'Université de Bejaia, Algérie et l'Université Lille 1, France, 2010.
- [24] : Tamrabet Hanene " Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [25] : Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [26] : L.Edouard, « Méthodologie Multi Modèles Pour L'identification Et La Commande De Machine Asynchrone », Thèse de doctorat, École normale supérieure Paris-Saclay, 2000.
- [27] : A.Pujol, « Improvements In Direct Torque Control Of Induction Motors », Thèse de doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.
- [28] : J.P. Caron, J.P. Hautier: "Modélisation et Commande de la machine asynchrone", Edition Technip, France 1995.
- [29] : Jean. Paul Louis : "Modélisation des machines électriques en vue de leur commande ", Lavoisier, Paris 2004.
- [30] : M.Moussaoui & S. Rebbouh, « Commande Adaptative A Modèle De Référence. Application a Un Moteur Asynchrone, », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Université de M'sila, 2002.
- [31] : ZAOUAKABDELWAHAB et ELFODDAMOHAMMED, « commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone », phdthesis, université ahmeddraïaadrar, 2018.
- [32] : HAMMIABILAL ET HACINIALAEDDINE, « étude comparative de différentes méthodes de freinage des moteurs asynchrones », mémoire de master, université de jijel, 2020.

- [33] : LEBSIRELAID, GUIBECHELAKHDAR, ET BENLAOUDAABDELKARIM, « commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique », mémoire de fin d'étude, universite de mohamedboudiaf- m'sila, 2012.
- [34] : Zaidi Saida , " Commande non linéaire du moteur à induction ", thèse de magister ,Université deBatna.
- [35] : I.Takahashi, T.Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Trans.Ind.Applicat.,vol. IA-22, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
- [36] : Depenbroak 88. "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4. Oct. 1988.
- [37] : Jun Zhang "Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System" Doctor of Philosophy thesis, The University of New South Wales Aug 2006.
- [38] : Jamel Belhadj"Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone- Structures d'observation - Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs" Thèse de Doctorat Université de Tunis El-Manar, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis 2001.
- [39] : Ismail El Hassan "Commande Haute Performance d'un Moteur Asynchrone sans Capteur de Vitesse par Control Directe du Couple " Thèse de Doctorat INP de Toulouse 1999.
- [40] : Isao Takahashi, Youichi Ohmori "High-Performance Direct Torque Control of Induction Motor", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 25, No. 2, Mar/Apr 1989 p 257-264.
- [41]: **B. K.Bose**, « Modern Power Electronics and AC drives » Prentice-all, Inc.2002, PP.573-574.
- [42]: **B. Akm**, « State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors », a thesis submitted to the graduate school of natural and applied sciences of the middle east technical university, August, 2003 .
- [43]: M. RASHED ET A. F. STRONACH, « a stable back-emf/ras-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.
- [44] : Y. BENDAHA, « contribution à la commande avec et sans capteur mécanique d'un actionneur électrique », mém. magister en univ. oran, 2013.
- [45] : B. Houssini, «Prototypage rapide a base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé le moteura induction», Université du Québec, 2010.[46] : P.VAS, « Sensorless Vector and Direct Torque Control » Oxford University press .1998

- [47] : T. BENRAHBIA, « observation et commande vectorielle sans capteur mécanique applique au moteur asynchrone », mémoire en vue de l'obtention du titre de magistère de l'université d'Oran, soutenue le 04 /08/2008.
- [48] : A.BEN FERDIA « Commande non linéaire d'un moteur synchrone aaimant permanent » mémoire en vue de l'obtention du titre de magister de l'université de Batna, soutenue en 2006.
- [49] : 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.
- [50] : M. BEN HALIS ET S. FAR, « application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone pentaphasée », phdthesis, univ m'sila, 2020.
- [51] : M. ATIG, « différentes structures mras pour l'estimation de la vitesse du moteur asynchrone. », phdthesis, université mohamedboudiaf des sciences et de la technologie-mohamedboudiaf, 2011.
- [52] : S. CHEKROUN, M. ZERIKAT, ET A. MECHERNENE, « commande sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone basee sur l'approche mras avec estimation simultanee de la resistancestatorique et de la vitesse rotorique ».
- [53] : A. R. HARON ET N. R. N. IDRIS, « simulation of mras-based speed sensorless estimation of induction motor drives using matlab/simulink », in 2006 iee international power and energy conference, 2006, p. 411-415.
- [54] : S. CHAOUCH, « commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse », phdthesis, batna, université el hadj lakhder. Faculté des sciences de l'ingénieur, 2005.

Annexe :

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée (MAS)

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	$P = 2$