



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



**Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued**

**Faculté de Technologie**

**Département de Génie Electrique**

**Mémoire de fin d'étude**

Présenté pour l'obtention du diplôme de

**MASTER ACADEMIQUE**

Domaine : *Sciences et Technologie*

Filière : *Electrotechnique*

Spécialité : *Commande Electrique*

***Thème***

**Commande Vectorielle d'une Machine  
Asynchrone à cage d'Ecureuil**

Dirigé par :

***Dr. BEKAKRA Youcef***

Réalisé par :

***- HAMMOUYA Brahim***

***- TOUATI HAMAD Al moatez Bellah***

**Année universitaire : 2021/2022**

# Remerciement

*Nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et la patience d'accomplir ce modeste travail .*

*nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur **Dr. Bekakra Youcef** pour suivi continuél tout le long de la réalisation de ce mémoire.*

*Nous tenons à exprimer nos gratitudes aux membres du jury, qui ont accepté d'examiner notre travail.*

*Nous remercions aussi tous les enseignants du département génie électrique et le chef de département.*

*Nous tenons également à remercier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis le primaire.*

*Nous remercions tous les personnes ayant aidé de loin ou de près à l'élaboration de notre travail.*

---

BRAHIM et MOATEZ

# **Dédicaces**

*Nous dédions cet humble acte à nos chers pères et mères,  
À nos frères et sœurs et à tous les membres de la famille.  
À nos collègues et à tous nos proches et amis,  
sans exception, À tous ceux qui nous ont  
aidés à mettre en œuvre ce message  
de près ou de loin...*

# Sommaire

# Sommaire

<b>SOMMAIRE</b> .....	<b>I</b>
<b>LISTE DES FIGURES</b> .....	<b>IV</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX</b> .....	<b>VI</b>
<b>NOTATIONS ET SYMBOLES</b> .....	<b>VII</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	<b>1</b>
<b>I.1 INTRODUCTION</b> .....	<b>3</b>
<b>I.2 DEFINITION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b> .....	<b>3</b>
<b>I.3 CONSTITUTION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE</b> .....	<b>3</b>
<b>I.3.1 STATOR (INDUCTEUR)</b> .....	<b>4</b>
<b>I.3.2 LE ROTOR</b> .....	<b>5</b>
<b>I.4 LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE</b> .....	<b>5</b>
<b>I.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE</b> .....	<b>6</b>
<b>I.6 MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE</b> .....	<b>6</b>
<b>I.6.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES</b> .....	<b>6</b>
<b>I.6.2 MODELISATION DE LA MAS DANS LE PLAN TRIPHASE ABC</b> .....	<b>7</b>
<b>I.6.3 LES EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REFERENTIEL (A, B, C)</b> .....	<b>8</b>
<b>a. Les équations électriques</b> .....	<b>8</b>
<b>b. Equations Magnétiques</b> .....	<b>9</b>
<b>c. Equations mécaniques</b> .....	<b>10</b>
<b>I.7 MODELE DE PARK</b> .....	<b>10</b>
<b>I.7.1 PRESENTATION DU MODELE</b> .....	<b>10</b>
<b>I.7.2 MATRICE DE PARK DIRECT</b> .....	<b>11</b>
<b>I.7.3 MATRICE DE PARK INDIRECT (INVERSE)</b> .....	<b>11</b>
<b>a. L'application aux équations électriques</b> .....	<b>12</b>
<b>b. L'application aux équations des flux</b> .....	<b>12</b>
<b>c. Equation mécanique</b> .....	<b>13</b>
<b>I.8 CHOIX DU REFERENTIEL</b> .....	<b>13</b>
<b>I.8.1 REFERENTIEL LIE AU STATOR</b> .....	<b>13</b>
<b>I.8.2 REFERENTIEL LIE AU ROTOR</b> .....	<b>14</b>
<b>I.8.3 REFERENTIEL LIE AU CHAMP TOURNANT</b> .....	<b>14</b>
<b>I.9 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b> ...	<b>14</b>
<b>CETTE REPRESENTATION DEPEND A PRIORI DE PLUSIEURS CHOIX</b> .....	<b>14</b>
<b>1. REFERENTIEL DE REPRESENTATION</b> .....	<b>14</b>

<b>I.10 ALIMENTATION DE LA MAS .....</b>	<b>15</b>
<b>I.10.1 ONDULEUR DE TENSION .....</b>	<b>15</b>
<b>I.10.2 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION .....</b>	<b>16</b>
<b>I.11 CONCLUSION .....</b>	<b>18</b>
<b>II.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>19</b>
<b>II.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS .....</b>	<b>19</b>
<b>II.2.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS .....</b>	<b>19</b>
<b>II.2.2 PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX .....</b>	<b>20</b>
<b>II.2.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION FLUX ROTORIQUE.....</b>	<b>20</b>
<b>II.3 STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE .....</b>	<b>21</b>
<b>II.3.1 DESCRIPTION.....</b>	<b>21</b>
<b>II.3.2 SYSTEME D'EQUATIONS LIEES AU FLUX ROTORIQUE .....</b>	<b>21</b>
<b>II.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....</b>	<b>22</b>
<b>II.4.1 AVANTAGES .....</b>	<b>22</b>
<b>II.4.2 INCONVENIENTS .....</b>	<b>22</b>
<b>II.5 STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DE FLUX ROTORIQUE .....</b>	<b>23</b>
<b>II.5.1 METHODE DIRECTE.....</b>	<b>23</b>
<b>II.5.2 METHODE INDIRECTE .....</b>	<b>23</b>
<b>II.6 BLOC DE DEFLUXAGE.....</b>	<b>25</b>
<b>II.7 ESTIMATION DE LA PULSATION <math>\omega_s</math> ET DE L'ANGLE <math>\theta_s</math> .....</b>	<b>25</b>
<b>II.8 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION .....</b>	<b>26</b>
<b>II.9 SYNTHESE DES DIFFERENTS REGULATEURS .....</b>	<b>27</b>
<b>II.9.1 REGULATION DU COURANT STATORIQUE <math>i_{sd}</math> ET <math>i_{sq}</math> .....</b>	<b>27</b>
<b>II.9.2 REGULATEUR DE VITESSE .....</b>	<b>29</b>
<b>II.10 STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR : .....</b>	<b>30</b>
<b>II.11 LA COMMANDE PAR HYSTERESIS : .....</b>	<b>30</b>
<b>II.11.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR HYSTERESIS : .....</b>	<b>30</b>
<b>II.11.2 ALIMENTATION PAR ONDULEUR DE TENSION CONTROLE EN HYSTERESIS :.....</b>	<b>31</b>
<b>II.11.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE PAR HYSTERESIS .....</b>	<b>32</b>
a)Avantage .....	32
b) Inconvénients .....	32
<b>II.12 STRUCTURES DE MLI .....</b>	<b>32</b>
<b>II.13 LA MLI SINUS-TRIANGLE.....</b>	<b>33</b>

II.13.1 EQUATION DE LA PORTEUSE .....	34
II.13.2 EQUATION DE LA REFERENCE .....	34
II.14 CONCLUSION .....	35
III.1 INTRODUCTION .....	36
III.2 SIMULATION DE LA MAS ALIMENTEE PAR UN RESEAU .....	36
III.2.1 RESULTATS DE SIMULATION A VIDE .....	38
III.2.2 RESULTATS DE SIMULATION EN CHARGE .....	39
A vide .....	40
En charge .....	40
III.3 SIMULATION DE LA MAS AVEC LA COMMANDE VECTORIELLE A HYSTERESIS .....	41
III.3.1 RESULTATS DE SIMULATION.....	41
III.3.2 INTERPRETATIONS DES RESULTATS : .....	42
III.4 SIMULATION DE LA MAS AVEC LA COMMANDE VECTORIELLE A MLI :...	43
III.4.1 RESULTATS DE SIMULATION .....	43
III.4.2 INTERPRETATIONS DES RESULTATS .....	44
III.5 SIMULATION AVEC VARIATION DE LA VITESSE .....	45
III.6 SIMULATIONS AVEC L'INVERSION DE VITESSE .....	46
III.7 CONCLUSION .....	47
CONCLUSION GENERALE .....	48
BIBLIOGRAPHIE .....	49
Annexe	
Résumé	

# **Liste des figures**

---

## Liste des figures

---

### Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone

**Figure (I.1) :** Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil

**Figure (I-2) :** Stator d'un moteur asynchrone

**Figure (I-3) :** Rotor à cage d'écureuil

**Figure (I-4) :** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

**Figure(I-5) :** principe de la transformation de Park applique à la MAS

**Figure (I-6) :** Schéma d'un onduleur de tension triphasé

### Chapitre II : Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI

**Figure (II-1) :** Principe de la commande vectorielle

**Figure (II-2) :** Orientation du flux rotorique sur axe d.

**Figure (II-3) :** Schéma fonctionnel de la commande vectorielle direct

**Figure (II-4) :** Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirect

**Figure (II-5) :** Bloc de dé fluxage

**Figure (II-6) :** Reconstitution des tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$

**Figure (II-7) :** Schéma de régulation de courant  $i_{sd}$

**Figure (II-8) :** Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

**Figure (II-9) :** Représentation de la logique de commutation et commande de courant par la technique à hystérésis

**Figure (II-10) :** Schéma de principe de la commande pour une alimentation en courant

**Figure (II-11) :** La commande MLI

**Figure (II-12) :** Principe de la commande MLI- ST

## **Chapitre III : Résultats de Simulation**

---

**Figure (III-1) :** Schéma de simulation de la MAS

**Figure (III-2) :** Bloc d'équation mécanique

**Figure (III-3) :** Transformation de Park

**Figure (III-4) :** schéma bloc du modèle de la machine asynchrone.

**Figure (III-5) :** Les résultats de la MAS à vide alimentée par un réseau

**Figure (III-6) :** Les résultats de la MAS en charge alimentée par un réseau

**Figure (III-7):** Schéma de simulation de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis Sous Matlab/Simulink

**Figure (III-8) :** Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis

**Figure (III-9) :** Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à MLI

**Figure (III-10) :** Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à MLI

**Figure (III-11) :** Simulation avec variation de vitesse

**Figure (III-12) :** Simulations avec l'inversion de vitesse

# **Liste des Tableaux**

---

## Liste des Tableaux

---

### Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone

**TAB. I -1** : les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone.

# **Notations et Symboles**

## Notations et Symboles

---

### Notations:

**MAS:** Machine Asynchrone

**MCC:** Machine Courant Continue.

**IGBT:** Insulated-gate bipolar transistor.

**GTO:** Gate Turn-Off.

**CVD:** Commande Vectorielle Directe.

**FOC :** Field Oriented Control.

**MLI :** Modulation de Largeur d'Impulsion.

**PI :** Proportionnel Intégral.

**IP :** Intégral Proportionnel.

**FTBO :** Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.

**FTBF :** Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

**FFT:** Fast Fourier Transform.

**THD:** Total Harmonic Distortion.

### Symboles:

**abc :** Axes liés aux enroulements triphasés.

**d q :** Axes de référentiel de Park (direct et quadrature).

**o :** Indice de l'axe homopolaire

**$\Omega$  :** Vitesse angulaire du champ magnétique.

**$N_s$ :** Fréquence de synchronisme du champ tournant.

**$\Omega_s$ :** Vitesse angulaire du stator.

**$\Omega_r$ :** Vitesse angulaire du rotor.

**$P$  :** Nombre de paires de pôles.

**$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  :** Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

**$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  :** Courants statoriques .

**$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$ :** Flux totalisés au stator.

**$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  :** Courants rotoriques .

**$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$ :** Flux totalisés au rotor .

**$R_s$  :** Résistance d'une phase statorique.

**$R_r$  :** Résistance d'une phase rotorique.

$[L_s]$  : Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$  : Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$ ,  $[M_{rs}]$  : Matrices des inductances mutuelles entre stator et rotor.

$l_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  : Angle électrique qui définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes de référence.

$M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondante du rotor.

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$f$  : Coefficient de frottement.

$[P(\theta)]$  : Matrice de Park.

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

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

$[X]$  : Vecteur d'états.

$[U]$  : Vecteur de commande.

$[A]$  : Matrice dynamique du système.

$[B]$  : Matrice d'application de commande.

$\theta_s$  : Position de stator (rad).

$\theta$  : Position entre l'axe statorique  $a_s$  et l'axe rotorique  $a_r$  (rad).

$\theta_r$  : Position électrique de rotor (rad).

$\omega_s$  : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

$\omega = P\Omega$  : Pulsation mécanique du rotor (rad/sec).

$\omega_r$  : Pulsation des courants rotoriques (rad/sec).

$f$  : Fréquence de la tension de référence (Hz).

$f_p$  : Fréquence de la porteuse (Hz).

$U_{dc}$  : Tension de bus continu (V).

$K_i$  : Gain intégral.

$K_p$  : Gain proportionnel.

$\tau_e$  : Constante de temps électrique.

$\tau$  : Constante de temps.

$\xi$  : Constante d'amortissement.

# **Introduction Générale**

# Introduction Générale

Depuis le début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position de précision . Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation...etc [1].

Par la suite, la machine asynchrone bénéficia d'une attention particulière dans les installations industrielles modernes, pour plusieurs raisons, notamment : son faible coût, sa masse réduite, sa robustesse et sa simplicité de fabrication et d'entretien. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques, mécaniques,...etc.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable[1] , l'évolution technologique notamment en matières de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques performants capables de délivrer des tensions, courants d'amplitude et de fréquence réglable.

La machine asynchrone « MAS » triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique[2]. Cet ensemble convertisseur- machine reste cependant restreint à la limite inférieure de gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation[3]. Les systèmes électriques d'actionnement et d'entraînement, utilisant des moteurs asynchrones alimentés par onduleur de tension, permettent actuellement d'atteindre des performances statiques et dynamiques très élevées grâce à l'emploi de stratégies évoluées de pilotage du moteur, comme la commande vectorielle.

Les développements récentes de l'électronique de puissance et de commande de la machine asynchrone permet d'avoir les mêmes performances que celles des machines à courant continu, que ce soit la commande vectorielle, la commande directe du couple. La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés

## Introduction Générale

---

au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard[4] .

La commande par orientation du flux rotorique permet de piloter la machine asynchrone de façon analogue à une machine à courant continu, cela à cause du découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformée de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique, par ailleurs, la commande vectorielle a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée où le couple et le courant pour imposer un couple sont d'une façon indépendante

### Plan et structure du mémoire :

Le présent mémoire est organisé de la manière suivante :

✎ **Le première chapitre:** nous présenterons, dans une première partie la modélisation de la machine synchrone à cage d'écurueil (MAS) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension .

✎ **Le deuxième chapitre :** présentera l'application du principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.

✎ **Le Troisième chapitre :** on présentera la simulation et l'interprétation des résultats d'alimentation directe de la machine par un réseau, ainsi que la simulation de la commande vectorielle de la MAS en hystérésis, et en MLI. Des tests de Simulation avec variation de vitesse et simulations avec l'inversion de vitesse.

# Chapitre I

## Modélisation de la Machine Asynchrone

## I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé et de sa transformation en un système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques ; ensuite nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [5].

## I.2 Définition de la machine asynchrone :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

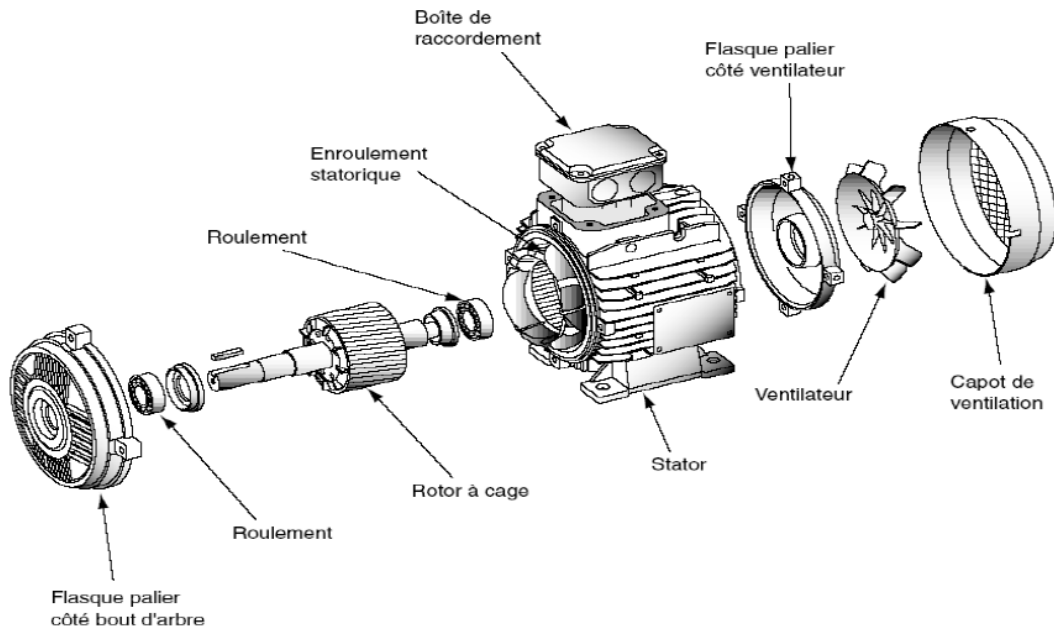
Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- ❖ Les machines à rotor bobiné.
- ❖ Les machines à cage.

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)  $f_s$  [6].

## I.3 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé:

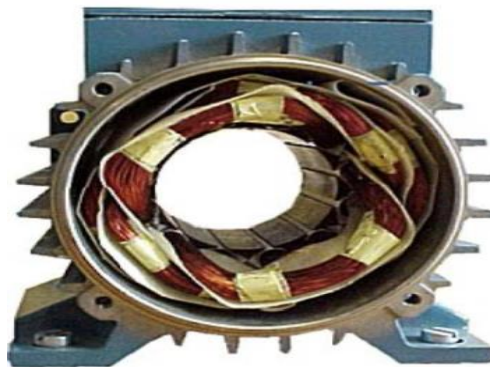
Un moteur asynchrone triphasé comporte deux parties principales : un stator ou inducteur et un rotor ou induit séparés par un entrefer de faible épaisseur [7].



**Figure I.1 :** Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil[8]

### I.3.1 Stator (inducteur):

C'est la partie fixe du moteur. Une carcasse en fonte ou en alliage léger referme une couronne de tôles minces (de l'ordre de 0.5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Les tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant. Le feuilletage du circuit magnétique réduit les pertes par cycle d'Hystérésis et par courants de Foucault. Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant. Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elles définit le nombre de paires de pôles du moteur, donc la vitesse du champ tournant.



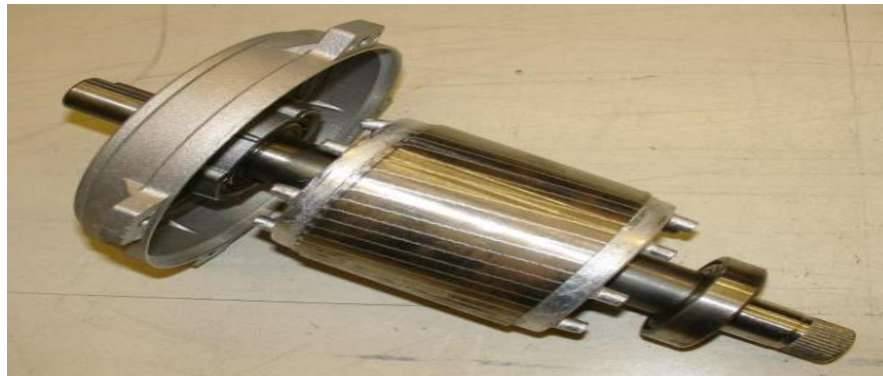
**Figure (I-2) :** Stator d'un moteur asynchrone

### I.3.2 Le rotor :

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator, le rotor de la machine asynchrone peuvent être deux types

- ❖ **Le rotor bobiné.**
- ❖ **Le rotor à cage d'écureuil:**

Les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les grosses machines ou d'aluminium pour les petits ces barres sont court-circuit à chaque extrémité par deux anneaux comme indique sur la figure (I.3)



**Figure (I.3) :** Rotor à cage d'écureuil[9]

### I.4 Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone:

est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que Le champ tournant [10].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de  $\Omega_r$  exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statorique tourne à la vitesse de synchronisme à  $\Omega_s$  exprimée en radians par seconde, mais la vitesse  $\Omega_r$  est généralement inférieure à  $\Omega_s$  et on a :

$$\Omega_s = w_s/p \quad (\text{I. 1})$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à  $\Omega_s$  et on note :

$$g = (\Omega_s - \Omega)/\Omega_s \quad (\text{I. 2})$$

- ✓  $\Omega$  : Vitesse angulaire du champ magnétique
- ✓  $\Omega_s$  : Vitesse angulaire du stator
- ✓  $\Omega_r$  : Vitesse angulaire du rotor
- ✓  $P$  : Nombre de paires de pôles.
- ✓  $g$  : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

## I.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE:

Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Avantages	Inconvénients
-La robustesse.	-Non découplage naturel.
-La simplicité de construction.	-Non linéarités.
-Leurs bas coûts.	
-Un rendement excellent.	

**TAB. I -1** : les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone [11].

## I.6 Modélisation d'une Machine Asynchrone:

### I.6.1 Hypothèses Simplificatrices:[12]

Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont:

- l'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- La parfaite symétrie de la machine.
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétique le long de l'entrefer (l'entrefer est constant).
- l'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

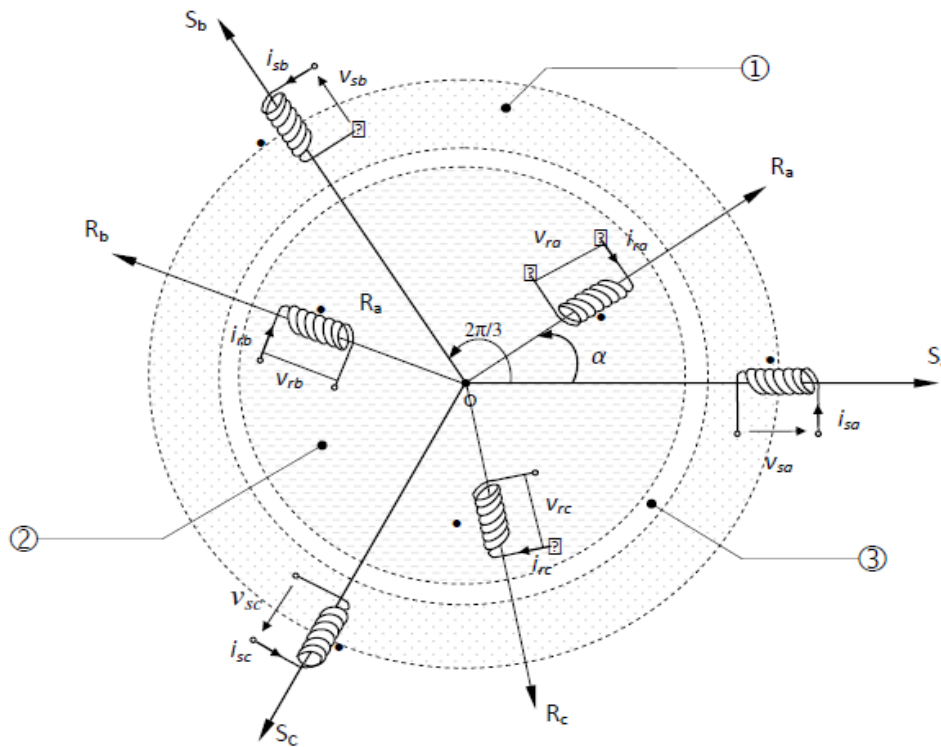
Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques [13].

### I.6.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :

On a représenté au stator trois bobinages, dont les axes sont décalés de  $120^\circ$ , et trois autres au rotor, parcourus chaque fois par un système de courants triphasé. Par convention, les bobinages sont alimentés par un système de tensions triphasé sinusoïdal direct[14] .

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (I.4)



**Figure ( I.4):** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

- 1- Partie fixe : Stator. 2- Partie mobile : Rotor. 3- Entrefer constant.

### I.6.3 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (A, B, C):

La figure(I.4) donne la structure de principe de la machine asynchrone triphasée. Elle comporte les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques. L'angle  $\alpha$  repère le décalage de l'axe de la phase rotorique (O a R) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique (OAS).

#### a. Les équations électriques:

En vertu de la loi de Faraday, nous pouvons écrire :

- pour les enroulements statoriques :

$$v_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \quad v_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \quad v_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \quad (\text{I. 3})$$

- et pour les enroulements rotoriques :

$$v_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = 0; v_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = 0; v_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = 0 \quad (\text{I. 4})$$

#### Ou sous forme matricielle :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [v_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Où :

- $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$  : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.
- $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants statoriques .
- $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$  : Flux au stator

- $i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Courants rotoriques .
- $\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$  : Flux au rotor .
- $R_s$  : Résistance d'une phase statorique.
- $R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

### b. Equations Magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent comme suit [15] :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

s'écrivent matricielle comme suit Pour le stator et Pour le rotor :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (I.9)$$

Tel que :

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$$

$$[\varphi_r] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$$

$$[i_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$$

$$[i_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

On désigne par :

$[L_s]$  : Matrice d'inductance statorique

$[L_r]$  : Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$  : Matrice d'inductance mutuelle.

Avec les matrices des inductances statoriques  $[L_s]$  et rotoriques  $[L_r]$  :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r M_r \\ M_r & l_r M_r \\ M_r M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$L_{r(s)}$  : Inductance propre des phases rotoriques (statoriques).

$M_{r(s)}$  : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

$M_{rs}$  : Inductance mutuelle ente une phase du rotor et une phase du stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$\theta$ : écart angulaire entre les axes des phases du stator « A » et du rotor « a » .

### c. Equations mécaniques:

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse,...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante[15]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.13)$$

Tel que:

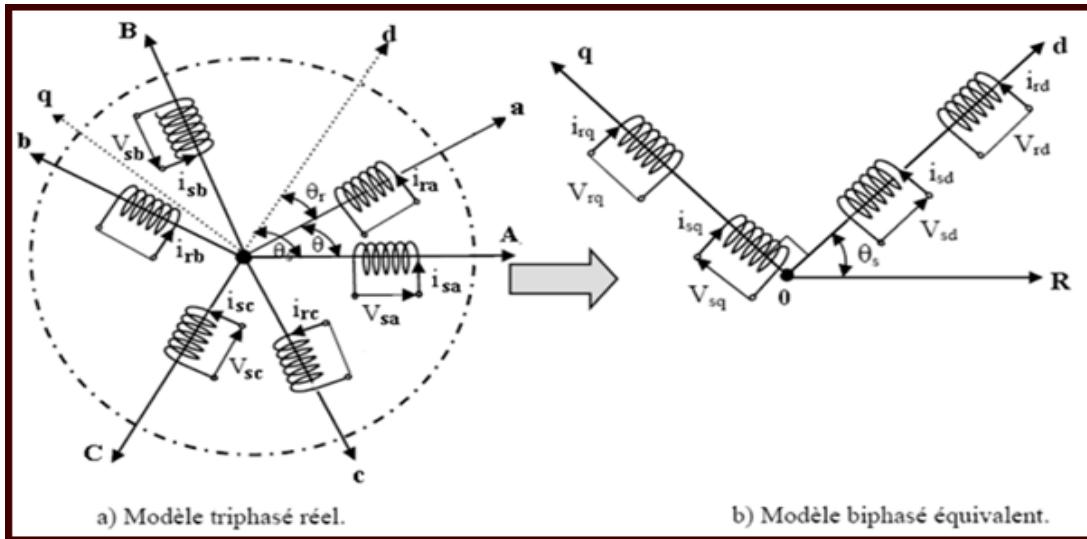
- ✓  $\Omega$  : Vitesse de la machine.
- ✓  $f$  : Coefficient de frottement.
- ✓  $J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.
- ✓  $C_{em}$  : Couple électromagnétique.
- ✓  $C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

## I.7 Modèle de Park

### I.7.1 présentation du modèle

La représentation de Park représente la projection des trois phases (a,b,c) de la machine sur un repère biphasé orthogonal (d,q,0) (Figure(I.5)) où d est l'axe directe, q l'axe en quadrature et 0 l'axe homopolaire (axe supplémentaire) perpendiculaire au plan (d,q).

En plus des simplifications considérées dans la modélisation triphasée, dans le modèle de Park la machine est supposée électriquement et magnétiquement équilibrée[16]



**Figure(I.5) :** principe de la transformation de Park appliquée à la MAS [17]

A partir de la conservation des forces magnétomotrices et des puissances dans les différents référentiels, le passage d’une représentation triphasée dans le repère (a,b,c) à une représentation biphasé dans le repère orthogonal (d,q,0) ; est réalisé en utilisant la matrice de transformation [P] de Park.

**I.7.2 Matrice de Park Direct :**

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [P(\theta)][V_{abc}] \\ [i_{dq0}] = [P(\theta)][i_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] = [P(\theta)][\varphi_{abc}] \end{cases} \tag{I.14}$$

La matrice de transformation de Park est défini comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

**I.7.3 Matrice de Park Indirect (Inverse) :**

Dans le cas d’un passage inverse, on à :

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [P(\theta)]^T[V_{abc}] \\ [i_{dq0}] = [P(\theta)]^T[i_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] = [P(\theta)]^T[\varphi_{abc}] \end{cases} \tag{I.16}$$

La matrice de transformation de Park inverse est définie comme suit :

$$[P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

En désignant par :

$\theta_s$  : L'angle électrique entre l'axe d et le stator.

$\theta_r$  : L'angle électrique entre l'axe q et le rotor.

### a. L'application aux équations électriques:

Pour le stator en applique les transformations de Park à l'équation (I. 15) on obtient :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Pour le rotor en applique les transformations de Park à l'équation (I. 15) on obtient :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

On a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s : \text{Vitesse angulaire des axes (d , q) dans le repère statorique.}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r : \text{Vitesse angulaire des axes (d , q) dans le repère rotorique.}$$

$$\text{Et } \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega = P\Omega$$

### b. L'application aux équations des flux :

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d , q , o et les flux d'axes a , b , c :

$$[\varphi_s]_{d,q,0} = [P(\theta_s)][\varphi_s]_{a,b,c} \quad \text{et} \quad [\varphi_s]_{d,q,0} = [P(\theta_s)][\varphi_s]_{a,b,c}$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

✚ **Stator :**

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sa} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

### ✚ Rotor :

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

Avec :

$L_s = l_s - M_s$  : L'inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : L'inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

### c. Equation mécanique:

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électrique (courant, tension, flux) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse) l'équation du mouvement définie comme suit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.22)$$

En substituant l'expression du couple électromagnétique nous déduisons l'équation mécanique suivant:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = [1.5 * P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sa} - \Phi_{ra} i_{sd}) - C_r - f\Omega] \quad (I.23)$$

## I.8 Choix du référentiel :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (d ,q) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part a la technique de commande[13].

### I.8.1 Référentiel lié au stator :

Ce référentiel, appelé souvent stationnaire, est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et caractérisé par la relation suivante[18] :

$$\frac{d\theta_s}{dx} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dx} = \frac{d\theta}{dx} = -\omega$$

### I.8.2 Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante et caractérisé par la relation suivante [19]:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dx} = \omega$$

### I.8.3 Référentiel lie au champ tournant:

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dx} = \omega_s - P\Omega$$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques.

Dans notre étude le modèle a été exprimé dans le repère (d ,q) lié au champ tournant[20].

## I.9 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone:

Cette représentation dépend a priori de plusieurs choix :

1. référentiel de représentation.
2. variables d'états.
3. grandeurs de commande avec le type d'alimentation.

Le choix du référentiel de représentation du modèle est conditionne par les objectifs que l'on veut atteindre Plusieurs variables d'états de la machine peuvent être choisies. Par conséquent plusieurs variantes pour le choix du vecteur d'état sont possibles.

Le modèle utilisé où tous les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans le repère (d - q), et qui est donné par :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{I.24}$$

Avec:

$$\begin{cases} [U] = [v_{sd} \ v_{sq} \ 0 \ 0]^T : \text{Vecteurs de commande.} \\ [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \varphi_{rd} \ \varphi_{rq}]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T : \text{Vecteurs d'état.} \end{cases}$$

Ou :

[A]: Matrice d'évaluation.

[B]: Matrice de commande.

A partir de l'équation (I.21) on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (I.25)$$

En remplaçant les expressions des courant  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  de l'équation (I.21) par leurs valeur dans les équations (I.20), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I.26)$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-18) et (I-19), on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} + \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \omega_s i_{sd} - \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} - \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec :

$$[A] = [A_1][X] + [A_2][X][\omega_s] + [A_3][X][\omega] \quad (I.28)$$

On aura :

$$[B] = \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & a_2 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

## I.10 Alimentation de la MAS:

### I.10.1 Onduleur de tension:

L'onduleur de tension triphasé (figure (1.6)) permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des

interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage, Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors, des IGBT ou des GTO associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [21].

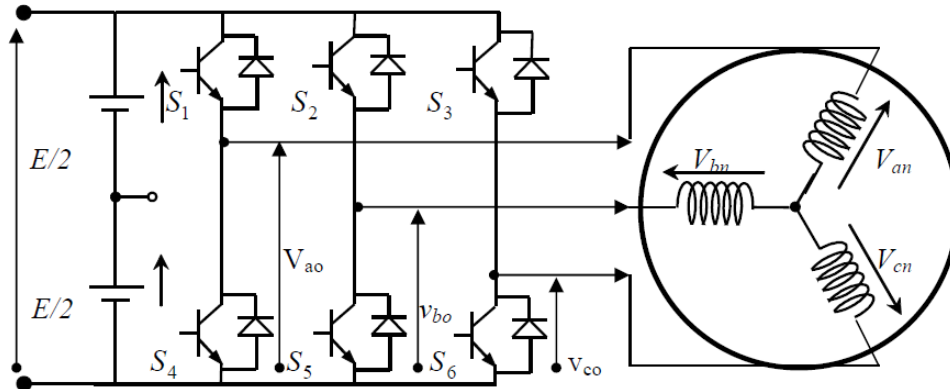


figure (1.6) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

### I.10.2 Modélisation de l'onduleur de tension:

Les hypothèses simplificatrices :

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

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définis par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ):

- $S_i = 1$  le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$  le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions  $V_{io}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  et en tenant compte du point fictif "o".

On a, donc:

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.29)$$

$V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence "o" les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

$V_{no}$  : est la tension de neutre de la charge par rapport au point "o".

On a : ( $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ )

Donc on tire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.31})$$

En remplace (I.31) dans (I.30) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

**I.11 Conclusion:**

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équation d'état de la machine. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, le chapitre suivant est concerné à la commande de la MAS.

# Chapitre II

Commande Vectorielle de la MAS avec  
un onduleur à hystérésis et à MLI

## **II.1 Introduction :**

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de BLONDEL sur la théorie de la réaction des deux axes. Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu MCC à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

Dans ce but, BLASCHKE (1971) et HASSE ont proposé une méthode de contrôle vectoriel de la machine asynchrone. Et dans ce sens, la commande vectorielle dite aussi 'commande à flux orienté' devient d'une importance majeure puisqu'elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine [22].

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

- Méthode directe développée par BLASCHKE.
- Méthode indirecte développée par HASSE.

Dans ce chapitre, on va appliquer la commande vectorielle à la MAS avec un onduleur à hystérésis et à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

## **II.2 Commande Vectorielle de la MAS :**

### **II.2.1 Principe de la commande vectorielle de la MAS :**

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre le courant et le flux, naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant producteur de flux et le courant producteur de couple). Dans notre cas le découplage se fait entre la puissance active et réactive du stator. La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes ( $d-q$ ) où l'un de ces axes coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ce repère nous permet d'avoir deux composantes directe et en quadrature, l'une de flux statorique et l'autre de courant rotorique [23].

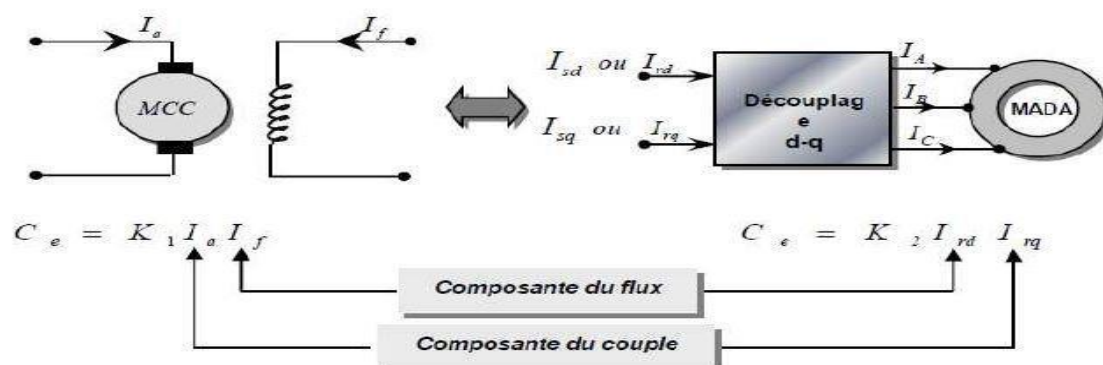


Figure (II-1) : Principe de la commande vectorielle[5]

### II.2.2 Procède d'orientation du flux :

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère. Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statorique, rotorique ou entrefer) [24]. Il existe trois types de référentiel :

1. Orientation du flux rotorique:  $\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq} = 0$
2. Orientation du flux statorique:  $\varphi_{sd} = \varphi_s, \varphi_{sq} = 0$
3. Orientation du flux d'entrefer :  $\varphi_{gd} = \varphi_g, \varphi_{rg} = 0$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [25].

### II.2.3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique:

Dans ce cas, le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse  $\Omega_s$ , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique[26].

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\varphi_{rd} = \varphi_r = cst, \varphi_{rq} = 0 \quad (II-1)$$

On remplace les équations (II-1) précédentes dans l'équation du couple on obtient:

$$C_{em} = 1.5 \cdot P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{II-2})$$

On remplace les équations (II-1) précédentes dans les équation (I-19) on obtient:

$$v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{II-3})$$

On détermine l'équation du courant rotorique suivant :

$$i_{rd} = -\frac{1}{R_r} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{II-4})$$

On remplace l'équation (II.4) dans l'équation (I.21), on trouve :

$$\phi_r = -\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + M i_{sd} = -T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + M i_{sd} \quad (\text{II-5})$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Donc :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \dot{\phi}_r = \frac{M i_{sd} - \phi_r}{T_r} \quad (\text{II-6})$$

## II.3 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:

### II.3.1 Description:

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statorique ( $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ) et la vitesse du champ tournant  $\omega_s$ .

### II.3.2 Système d'équations liées au flux rotorique:

On pourrait exprimer les tensions statorique en fonction des courants statorique :

$$v_{sd} = \left( R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \quad (\text{II-7})$$

$$v_{sq} = \left( R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \dot{\phi}_r \quad (\text{II-8})$$

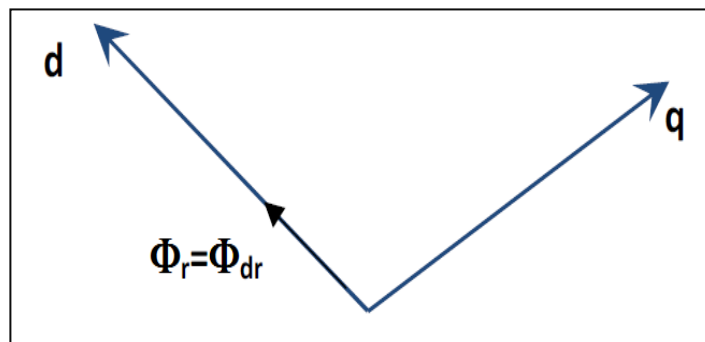
l'écriture en équation d'état, conduit au système suivant :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = - \left( \frac{1}{\sigma T_s} \right) + \left( \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \quad (\text{II-9})$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = - \left( \frac{1}{\sigma T_s} \right) + \left( \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} - \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \quad (\text{II-10})$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \quad (\text{II-11})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} C_{em} - \frac{1}{j} C_r - \frac{f}{j} \Omega \quad (\text{II-12})$$



**Figure (II.2)** Orientation du flux rotorique sur axe d.

## II.4 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle:

### II.4.1 Avantages :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase[27] [28].

### II.4.2 Inconvénients :

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP .).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constant de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont

responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.

- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur [27] [28].

### II.5 Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique :

Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes:

La première "**méthode directe**" a été initiée par **F.BLASCHKE** .

La seconde connue sous le nom "**méthode indirecte**" a été introduite par **K.HASS**.

#### II.5.1 Méthode directe:

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

1. la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
2. l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [3].

#### II.5.2 Méthode indirecte :

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor [29].

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constante de temps rotorique [30].

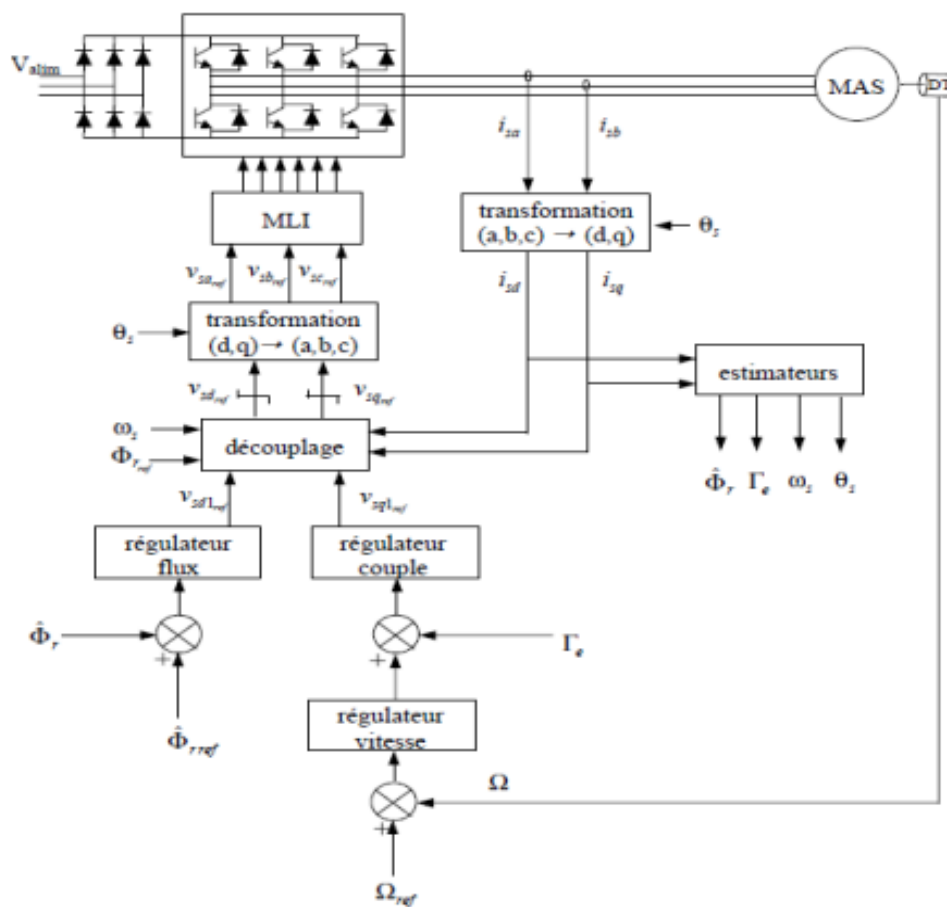


Fig. (II.3) Schéma fonctionnel de la commande vectorielle direct

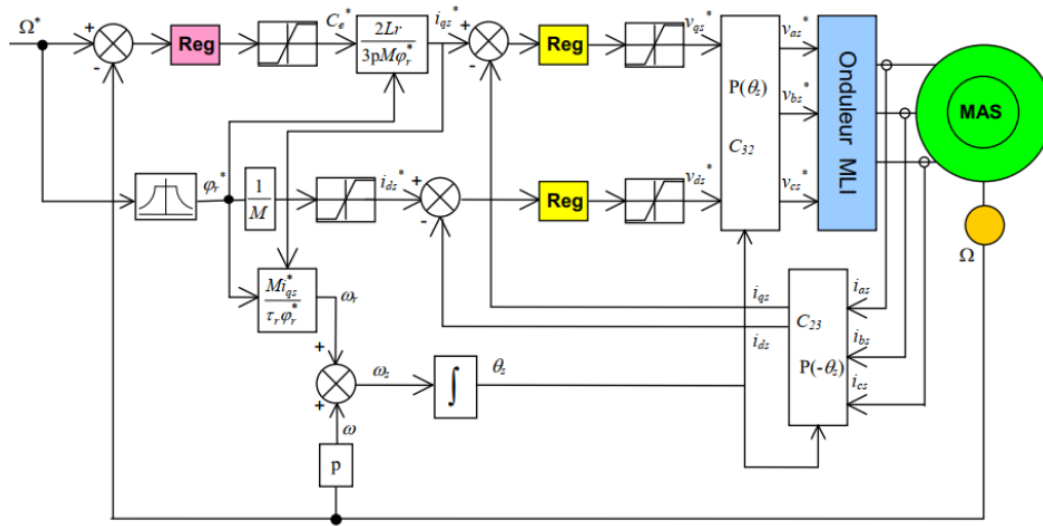


Fig. (II.4) Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirect [31]

## II.6 Bloc de défluxage :

Les opérations toutes vitesses caractérisant le fonctionnement de la MAS sont réalisées par un bloc de défluxage figure (II-3). Ce dernier est défini par la non-linéarité suivante : [32]

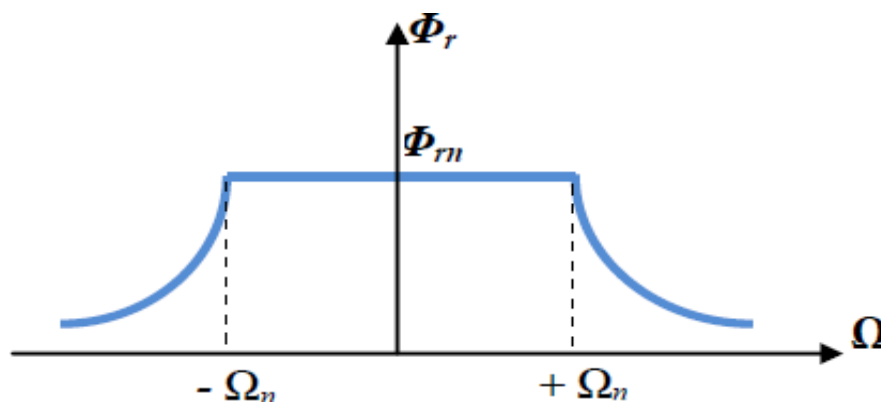
$$\varphi_r = \begin{cases} \varphi_{rn} & \text{Si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_{rn} \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{Si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Avec :

$\varphi_{rn}$  =Flux rotorique nominal.

$\Omega_n$  = Vitesse de rotation nominale.

Le bloc de défluxage est représenté par la figure(II.5).



**Figure (II.5) :** Bloc de dé fluxage

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale.

Ce bloc permet en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excède la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper synchrones [33].

## II.7 Estimation de la pulsation $\omega_s$ et de l'angle $\theta_s$ :

On a besoin d'estimer l'angle  $\theta_s$  position du stator nécessaire pour effectuer les transformations directe et inverse de Park.

Nous déduisons l'expression de la vitesse du référentiel d'axes (d, q) par rapport au rotor  $\omega_r$  en fonction de  $I_{sq}$  et  $\hat{\phi}_r$  :

$$\hat{\omega}_r = \frac{M}{T_r \hat{\phi}_r} I_{sq} \quad (\text{II-14})$$

Et par conséquence en utilisant la relation  $\omega_s = \omega_r + p\Omega$  il vient:

$$\omega_s = \frac{M}{T_r \hat{\phi}_r} I_{sq} + p\Omega \quad (\text{II-15})$$

Et :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II-16})$$

### II.8 Découplage par compensation:

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage. Définissons deux nouvelles variables de commande ( $v_{sd1}$ ) et ( $v_{sq1}$ ) telle que ( $v_{sd1}$ ) réagisse que sur ( $i_{sd}$ ) et ( $v_{sq1}$ ) sur ( $i_{sq}$ ) [34].

Définissons deux nouvelles variables de commandes  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$  comme suit:

$$v_{sd} = v_{sd1} - E_d \quad (\text{II-17})$$

$$v_{sq} = v_{sq1} - E_q \quad (\text{II-15})$$

Avec :

$$E_d = \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sq} \quad (\text{II-18})$$

$$E_q = -\omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sd} - \omega \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (\text{II-19})$$

Les tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$  (Fig. II-6) :

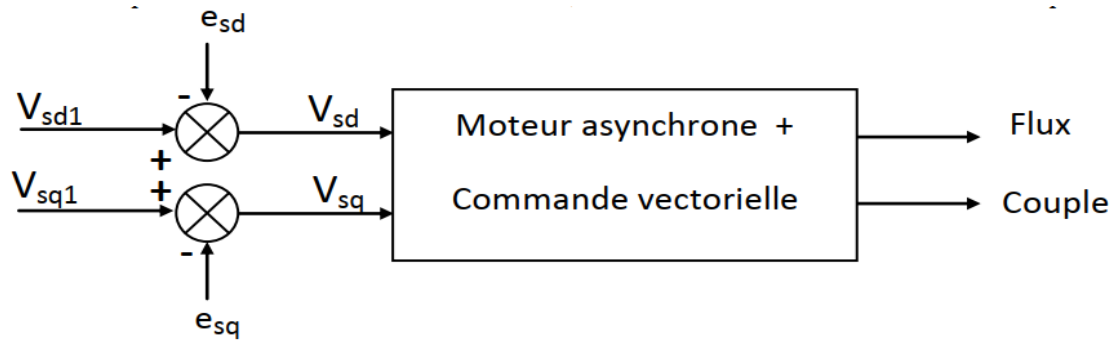


Fig. (II-6) Reconstitution des tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$

## II.9 Synthèse des différents régulateurs :

L'objectif de la commande, en générale, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation : temps de montée ; temps de réponse ; dépassement ; stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- Sensibilité à la variation des paramètres.

A partir de ces points, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander. Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent [35].

### II.9.1 Régulation du Courant Statorique $i_{sd}$ et $i_{sq}$ :

Pour les courants, direct et de quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques munit de régulateurs définis par les paramètres ( $K_{pd}$ ,  $K_{id}$ ) et ( $K_{pq}$ ,  $K_{iq}$ ) [36].

Considérons l'axe direct, la relation (II-14) et par l'annulation de  $E_d$  par le terme de compensation:

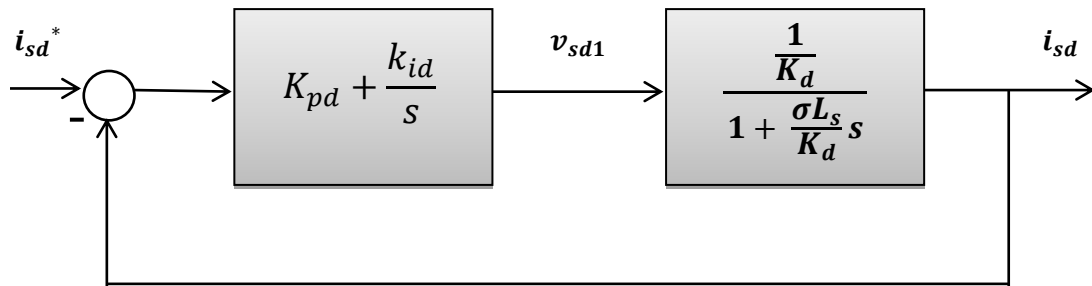
$$v_{sd1} = v_{sd} + E_d = \left( R_s + \frac{M^2}{L_r L_r'} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = (K_d + \sigma L_s S) i_{sd} \quad (\text{II-20})$$

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd1}} = \frac{\frac{1}{K_d}}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_d} s} \quad (\text{II-21})$$

Où:

$$K_d = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad (\text{II-22})$$

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant direct est représenté par la figure suivante :



**Figure( II.7) :** Schéma de régulation de courant  $i_{sd}$

Le régulateur PI à une fonction de transfert donnée par :

$$G(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (\text{II-23})$$

La fonction transfert en boucle ouverte du système est donc:

$$FTBO(s)_{i_{sd}} = k_{id} \left( \frac{K_{pd} s + 1}{s} \right) \frac{\frac{1}{K_d}}{\frac{\sigma L_s}{K_d} s + 1} \quad (\text{II-24})$$

Par compensation des pôles on obtient :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{\sigma L_s}{K_d} \quad (\text{II-25})$$

Alors:

$$FTBO(s)_{i_{sd}} = \frac{K_{id}}{K_d s} \quad (\text{II-26})$$

Donc on boucle fermée:

$$FTBF(S)_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sdref}} = \frac{\frac{k_{id}}{k_d s}}{1 + \frac{k_{id}}{k_d s}} = \frac{1}{1 + \frac{K_d}{K_{id}} s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (II-27)$$

Avec:

$$\tau = \frac{K_d}{K_{id}} \quad (II-28)$$

De l'expression (II-23) et (II-26) on a :

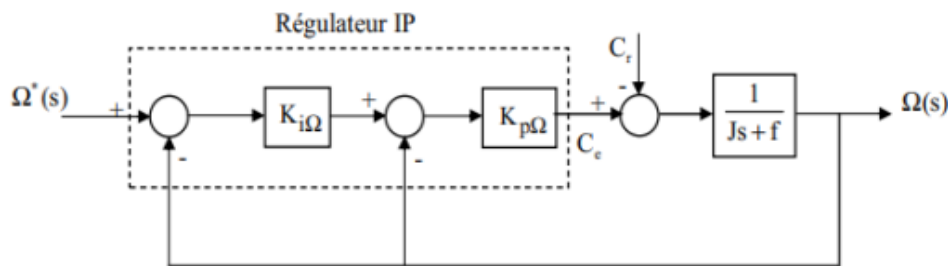
$$\begin{cases} K_{id} = \frac{K_d}{\tau} = \left( R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) / \tau \\ K_{pd} = K_{id} \frac{\sigma L_s}{K_d} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (II-29)$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est  $\tau = \frac{K_d}{K_{id}}$ . Nous avons choisi  $\tau = 0.001 \text{ sec}$ , pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

On adoptera le même régulateur pour la boucle de régulation de la composante  $i_{sq}$ , en remplaçant l'indice (d) par l'indice (q) puisque les fonctions de transfert restent identiques pour les deux boucles [17].

### II.9.2 Régulateur de vitesse:

La boucle externe de régulation de vitesse sera définie par les paramètres ( $K_{p\Omega}$ ,  $K_{i\Omega}$ ). On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, La figure ( II.8) montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :



**Figure (II.8):** Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

La fonction de transfert couple-vitesse est donnée par :

$$FT_{\Omega,ce} = \frac{1}{f + Js} \quad (II-30)$$

D'où nous pouvons déduire l'expression de la vitesse de rotation :

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega^*(S)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} S + \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} S^2} \quad (II-30)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique  $\left(\frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}S + \frac{1}{\omega_n^2}S^2}\right)$ , nous avons à résoudre le système d'équation

suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d'amortissement ( $\xi$ ) et de la pulsation naturelle ( $\omega_n$ ) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{\omega_n K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

## II.10 Stratégies de Commande de l'Onduleur :

Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec une faible taux d'harmonique.

La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [37] et la commande par hystérésis.

Dans ce qui suit nous allons présenter le principe et étudier les deux commandes par hystérésis et commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

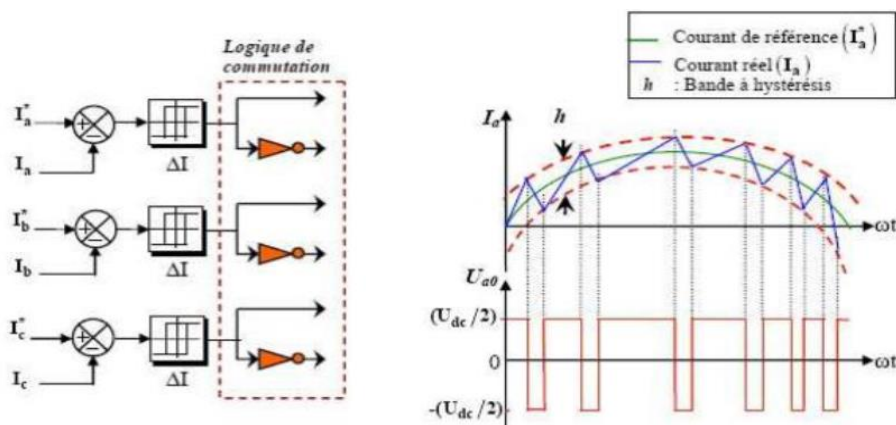
## II.11 La Commande par Hystérésis :

### II.11.1 Principe de la Commande par Hystérésis :

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant [32]. Ce contrôle du courant par hystérésis consiste à maintenir le courant dans une bande

enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure II.9 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à

l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont .



**Figure (II.9) :** Représentation de la logique de commutation et commande de courant par la technique à hystérésis

Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence, chaque contrôleur impose une commutation aux interrupteurs du bras de l'onduleur correspondant et le maintien à l'intérieur de sa bande d'hystérésis  $\Delta I$  dont l'affinement donne qualité de l'onde et provoque des fortes commutations du composant [38].

Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques  $S_i (i = a, b, c)$  de l'onduleur sont définies en termes d'états logiques correspondants de la façon suivante :

$$\begin{cases} S_i = -1 & \text{si } I_i \geq I^* + \Delta_i \\ S_i = +1 & \text{si } I_i \leq I^* - \Delta_i \\ S_i = S_{i-1} & \text{si } I_i = I^* \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

Avec:

$I_i (i = 1,2,3)$  : Les courants des phases statoriques ( $I_a, I_b, I_c$ )

$I_i^* (i = 1,2,3)$ : Les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur

$\Delta_i$  : La bande d'hystérésis. Elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs contrôlés et à minimiser suffisamment les harmoniques des courants.

### II.11.2 Alimentation par Onduleur de Tension Contrôlé en Hystérésis :

Le principe de cette méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soit limitées dans une bande encadrant les références des courants ( $I_{max}$  et  $I_{min}$ ). Ce

contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références de courants, la sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant s'écarte de la valeur

### **II.11.3 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis :**

#### **a)Avantage :**

Cette méthode est facile à mettre en œuvre, elle ne dépend pas du type de charge et ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine [39].

#### **b) Inconvénients :**

Pendant les régimes transitoires, l'erreur du courant n'est pas strictement limitée, les valeurs des courants peuvent sortir de la bande d'hystérésis en raison de l'indépendance des trois régulateurs face au couplage imposé par l'onduleur. Celui-ci n'autorise ainsi que le contrôle effectif de deux tensions parmi trois.

La fréquence de commutation est variable ce qui exige un aménagement particulier dans le contrôle des commutations (butées sur les durées du blocage et de conduction des semi-conducteurs du convertisseur).

Le contrôleur d'hystérésis produit des subharmoniques inférieures involontaires.

La fréquence de commutation produit des pertes et spécialement dans les basses modulations [40].

### **II.12 Structures de MLI :**

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques [1].

Le principe montré dans la fig. II-11 consiste à comparer chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer (ondes modulantes) par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). Les intersections des ondes modulantes avec l'onde triangulaire, déterminent les impulsions de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) de l'onduleur

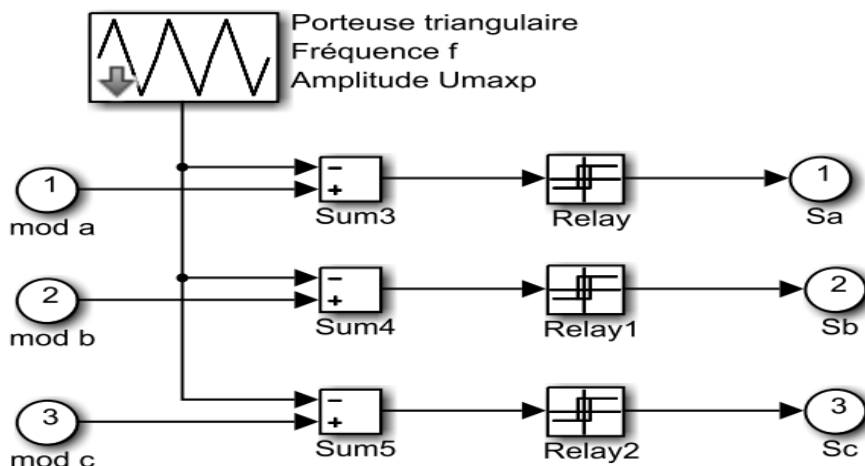


Fig. II-11 La commande MLI

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion

### II.13 La MLI sinus-triangle :

est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme Sinusoidal à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure (II.12) [1]

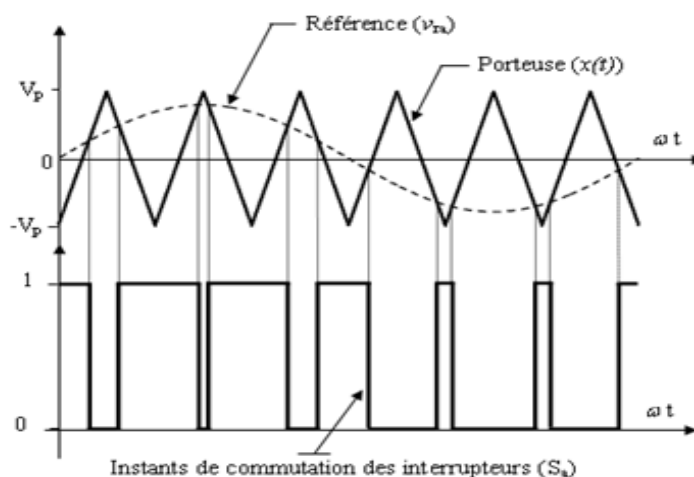


Figure II.12 : Principe de la commande MLI- ST

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation :  $m = \frac{f_p}{f_r}$

•Le taux de modulation :  $r = \frac{v_{mr}}{v_{mp}}$

Avec:

$f_p$  : Fréquence de modulation.

$f_r$ : Fréquence de référence.

$v_{mr}$ : Amplitude de tension de référence.

$v_{mp}$  : Valeur de crête de l'onde de modulation.

### II.13.1 Equation de la porteuse :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{mp} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{mp} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

Où:

$$T_p = \frac{1}{f_p}$$

### II.13.2 Equation de la référence:

Les signaux de référence forme un système tel que :

$$\begin{cases} v_{ar} = v_m \sin(\omega t) \\ v_{br} = v_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cr} = v_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

L'algorithme de commande :

$$\begin{cases} \text{si } v_{ar} > v_p(t) & s_a = 1 & \text{si non } & s_a = 0 \\ \text{si } v_{br} > v_p(t) & s_b = 1 & \text{si non } & s_b = 0 \\ \text{si } v_{cr} > v_p(t) & s_c = 1 & \text{si non } & s_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

## **II.14 Conclusion :**

Exposée dans ce chapitre, la commande vectorielle permet un découplage entre le couple et le flux dans les machines asynchrones grâce à une orientation du flux rotorique. Ceci conduit à les contrôler de manière congénère à celles des machines à courant continu à excitation séparée (avec un flux constant).

nous avons fait la commande de la machine asynchrone par le control vectoriel indirect à flux rotorique orienté en utilisant un régulateur de vitesse et un régulateur de flux rotorique, la machine est toujours alimenté par la cascade redresseur-filtre- onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis et MLI.

Dans le prochain chapitre, les résultats de simulation sont représentés sous le logiciel Matlab/Simulink.

# **Chapitre III**

## **Résultats de Simulation**

### III.1 Introduction:

Après avoir établie les équations qui modélise le moteur asynchrone il faut utiliser un outil informatique pour la simulation. Dans le but de visualiser le 'comportement' de ce moteur et c'est pour ça qu'on a introduit le logiciel **MATLAB** dans notre travail.

Dans ce travail, nous présenterons le principe de simulation d'une machine électrique : le moteur asynchrone à cage d'écurueil et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée

directement par le réseau standard .

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, nous élaborons les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé sous Matlab , on a appliqué les deux commandes vectorielles à hystérésis et à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) à la MAS.

### III.2 Simulation de la MAS Alimentée par un Réseau :

Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

On va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz et sans l'application de perturbation ( $C_r = 0$ ), et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.5).

La figure (III.6) représente l'évolution des paramètres de la machine asynchrone de l'essai en charge après un démarrage à vide.

Les tensions d'alimentation ont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent présentées comme suite :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sqrt{2} \cdot v_s \sin(\omega_s \cdot t) \\ v_{sb} = \sqrt{2} \cdot v_s \sin(\omega_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = \sqrt{2} \cdot v_s \sin(\omega_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Avec :

$v_s$  =Valeur efficace de tension.

$\omega_s$  =Pulsation d'alimentation.

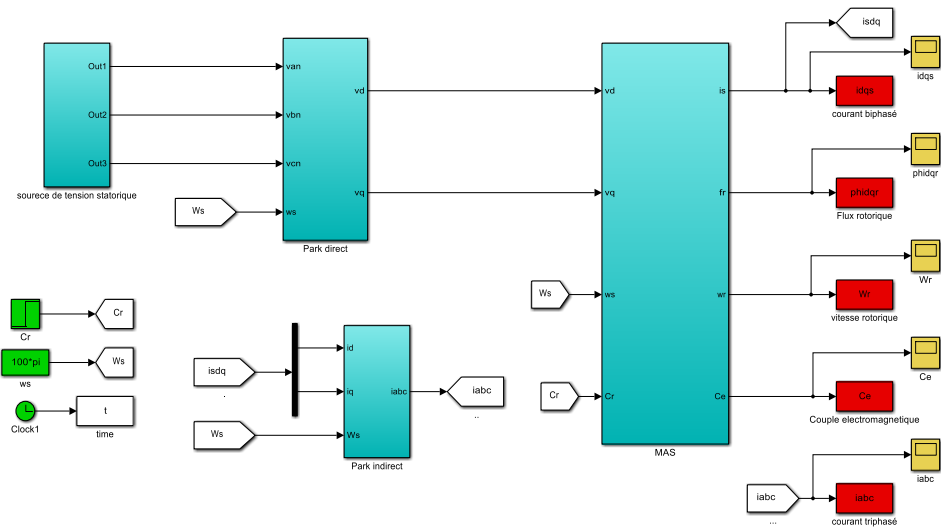


Figure (III.1) : Schéma de simulation de la MAS

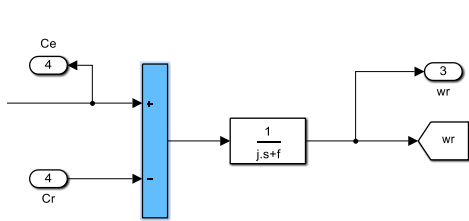


Figure (III.2) : Bloc d'équation mécanique

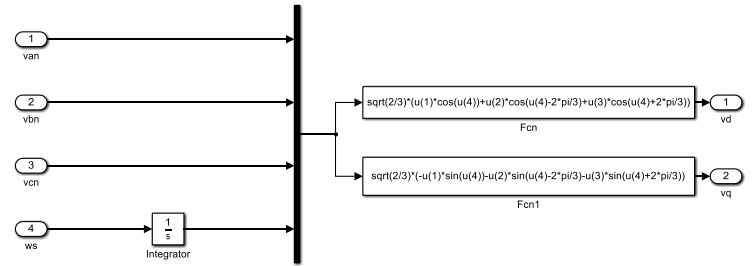


Figure (III.3) : Transformation de Park

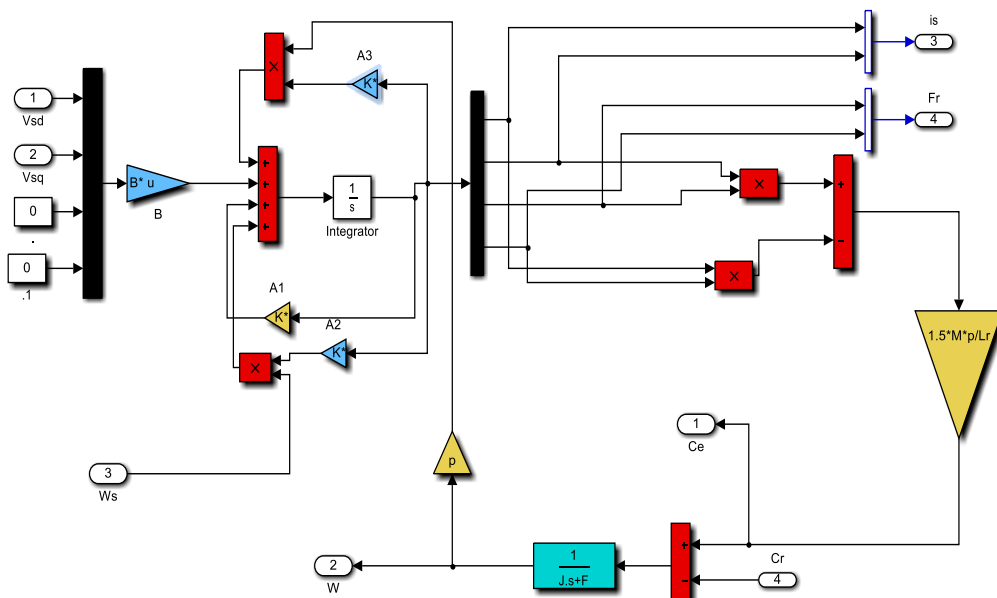
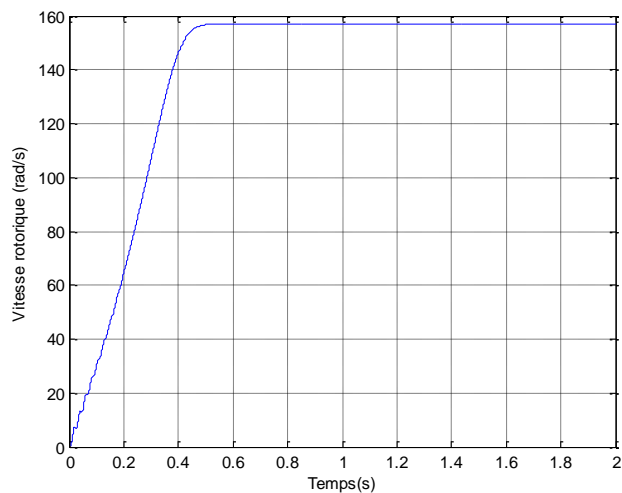
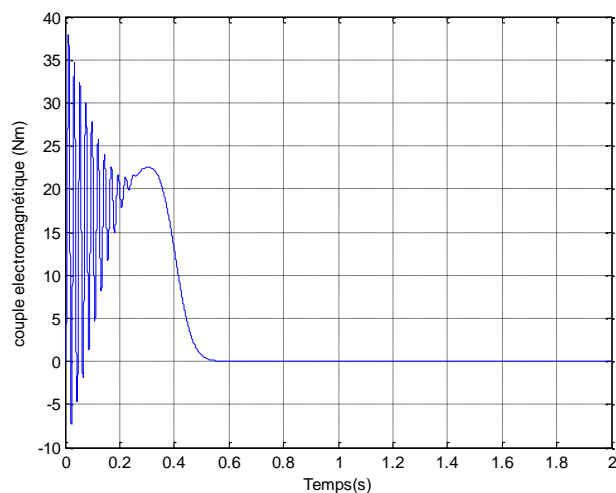


Figure (III.4) : schéma bloc du modèle de la machine asynchrone.

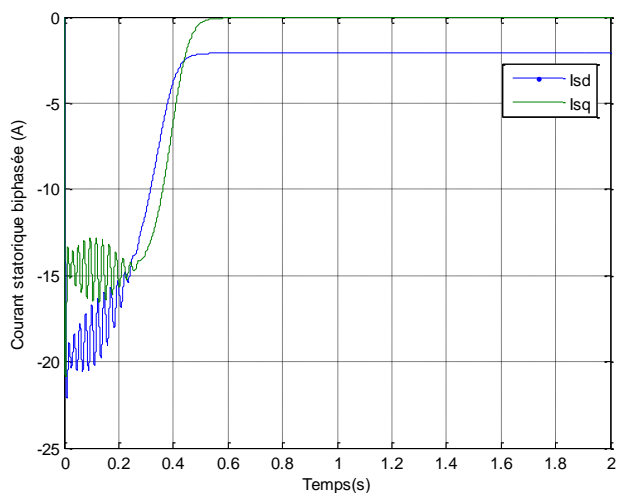
### III.2.1 Résultats de Simulation à Vide :



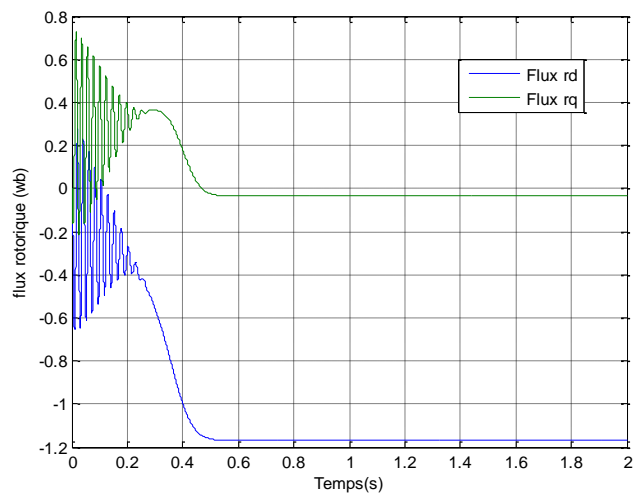
(A)



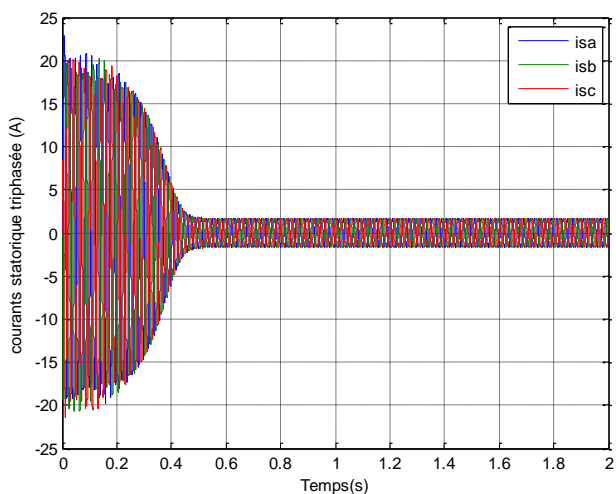
(B)



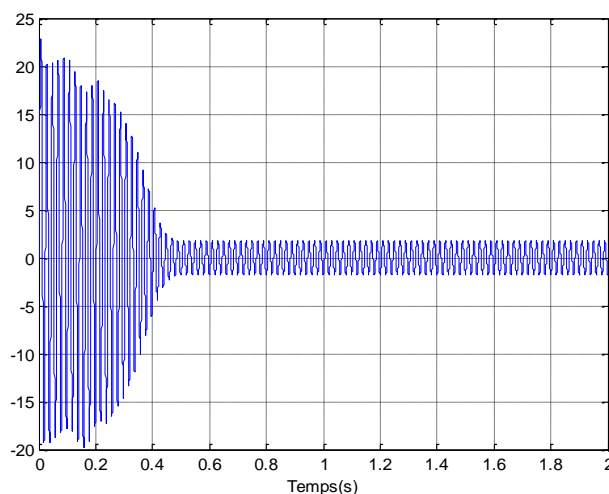
(C)



(D)



(E)



(F)

Figure (III.5): Les résultats de la MAS à vide alimentée par un réseau

III.2.2 Résultats de Simulation en Charge :

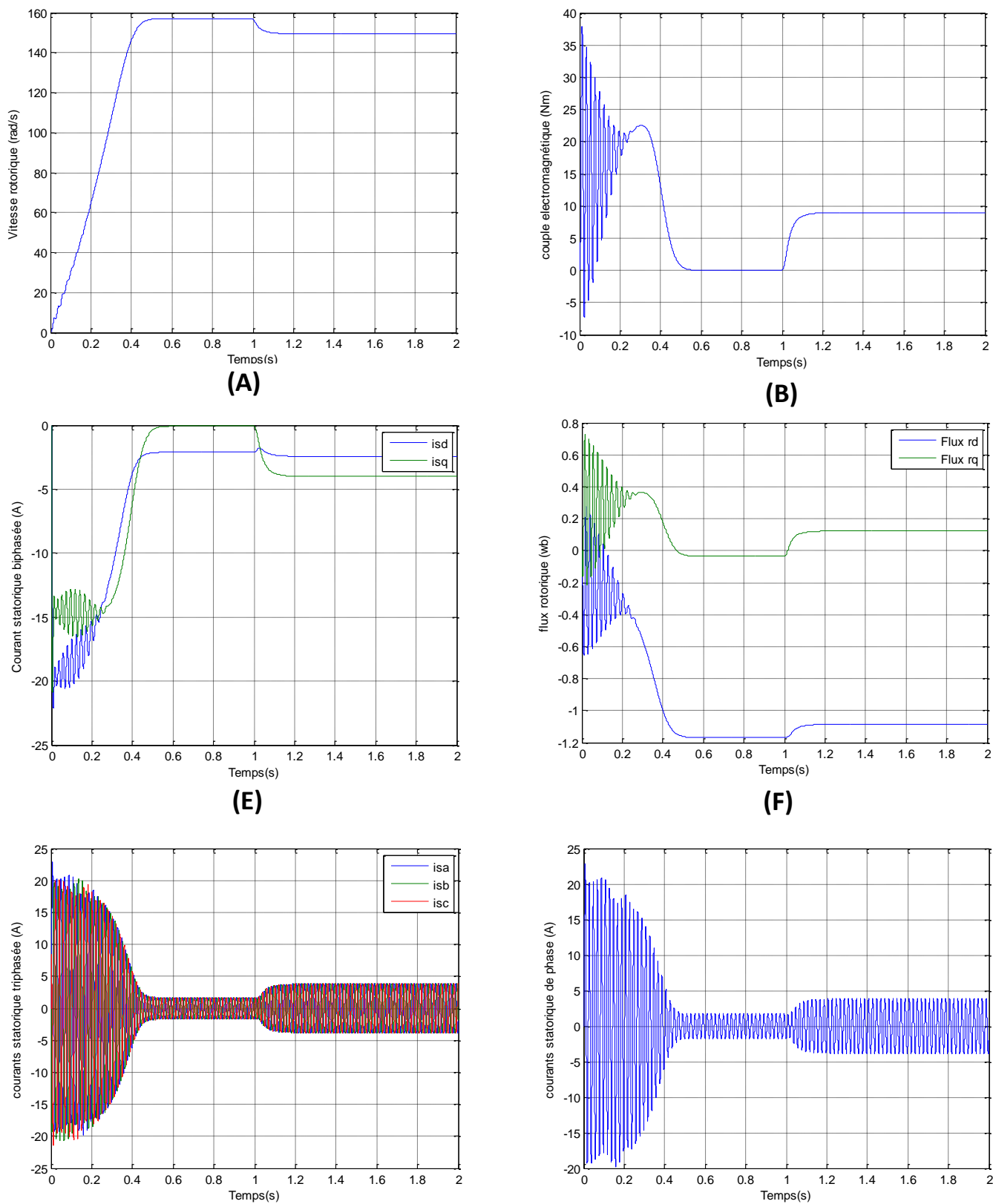


Figure (III.6): Les résultats de la MAS en charge alimentée par un réseau

### III.2.3 Interprétations des Résultats :

#### A vide :

Toutes les courbes des différentes grandeurs (courant, flux, vitesse, couple) obtenues par la simulation présentent un régime transitoire caractérisé par des fortes pulsations pour toutes les grandeurs, et un régime permanent qui nous donne une valeur plus au moins stable de ces dernières.

#### ➤ **La vitesse :**

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse figure (III.5) augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 157 rad/s très proche de celle du synchronisme à  $t= 0.5s$  début du régime permanent.

#### ➤ **Le couple électromagnétique :**

Au début atteint sa valeur maximale de 37.5N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à  $t= 0.5s$  sa valeur minimale de 0N.m, puisque le moteur n'est pas chargé.

#### ➤ **Les flux rotoriques :**

L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique; en fin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d et q ) se stabilisent respectivement à 0.086 Wb et -1.123Wb (tend vers une valeur nulle).

#### ➤ **le courant statorique :**

Au démarrage le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de **23A** jusqu'à **0.5sec**, après ce temps elle diminue à **2.70A**.

#### En charge :

En appliquant la charge  $C_r=9$  N.m (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant  $t=1s$  , on constate que la vitesse et les courants selon (d et q ) diminuent et se stabilisent respectivement à 149.4rd/s,  $I_{ds}=-2.42(A)$ , et  $I_{qs}=-4(A)$ .

Par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique se stabilise à  $C_e = 9.5$  N. m légèrement supérieur au couple de charge.

### III.3 Simulation de la MAS avec la Commande Vectorielle à Hystérésis :

Le schéma ainsi obtenu est appelé commande indirecte par flux orienté par hystérésis classique est donné par la Fig. IV.4 ci-après. La sortie du régulateur de courant impose la valeur de référence du courant de phase de la machine ( $I_q^*$ ). Par la transformation de Park, on obtient les valeurs de référence des courants de phases  $i_{aref}$ ,  $i_{bref}$  et  $i_{cref}$  et chaque courant de phase mesuré  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  est contrôlé indépendamment par un régulateur à hystérésis. Les sorties des régulateurs à hystérésis constituent les signaux de commande des transistors de l'onduleur.

pour cela nous avons simulé l'ensemble machine-onduleur à vide puis en charge à partir de l'instant  $t = 4\text{sec}$  sous un couple résistant de valeur  $C_r = 9.5 \text{ N.m}$  (Figure III.7).

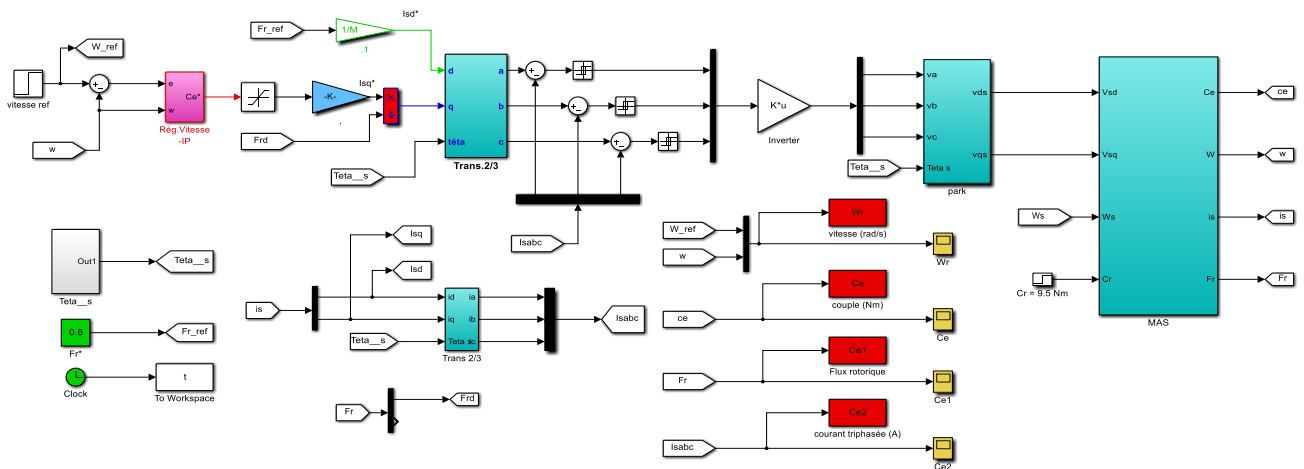
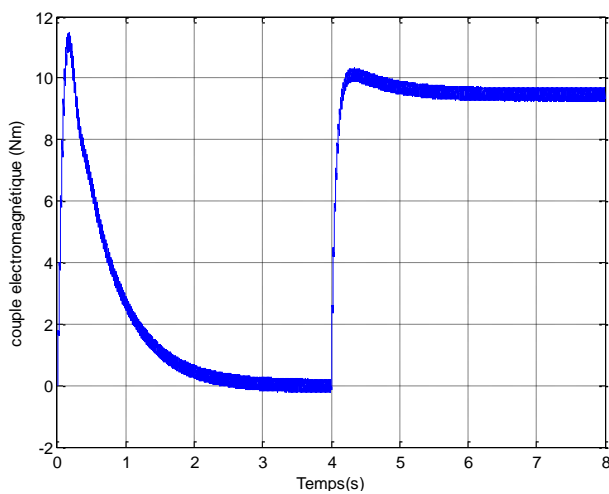
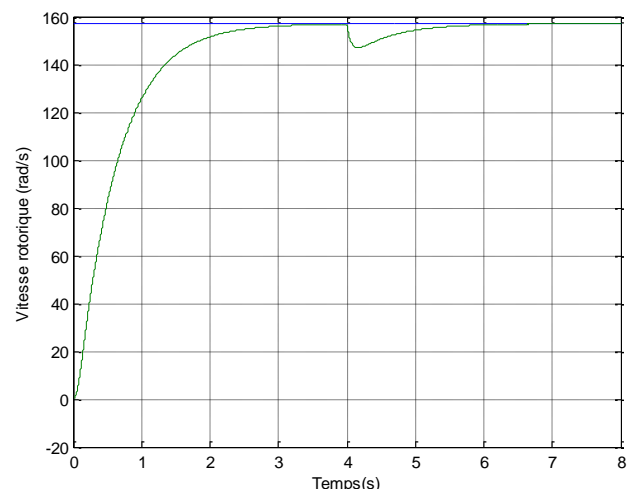


Figure III.7 : Schéma de simulation de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis sous Matlab/Simulink

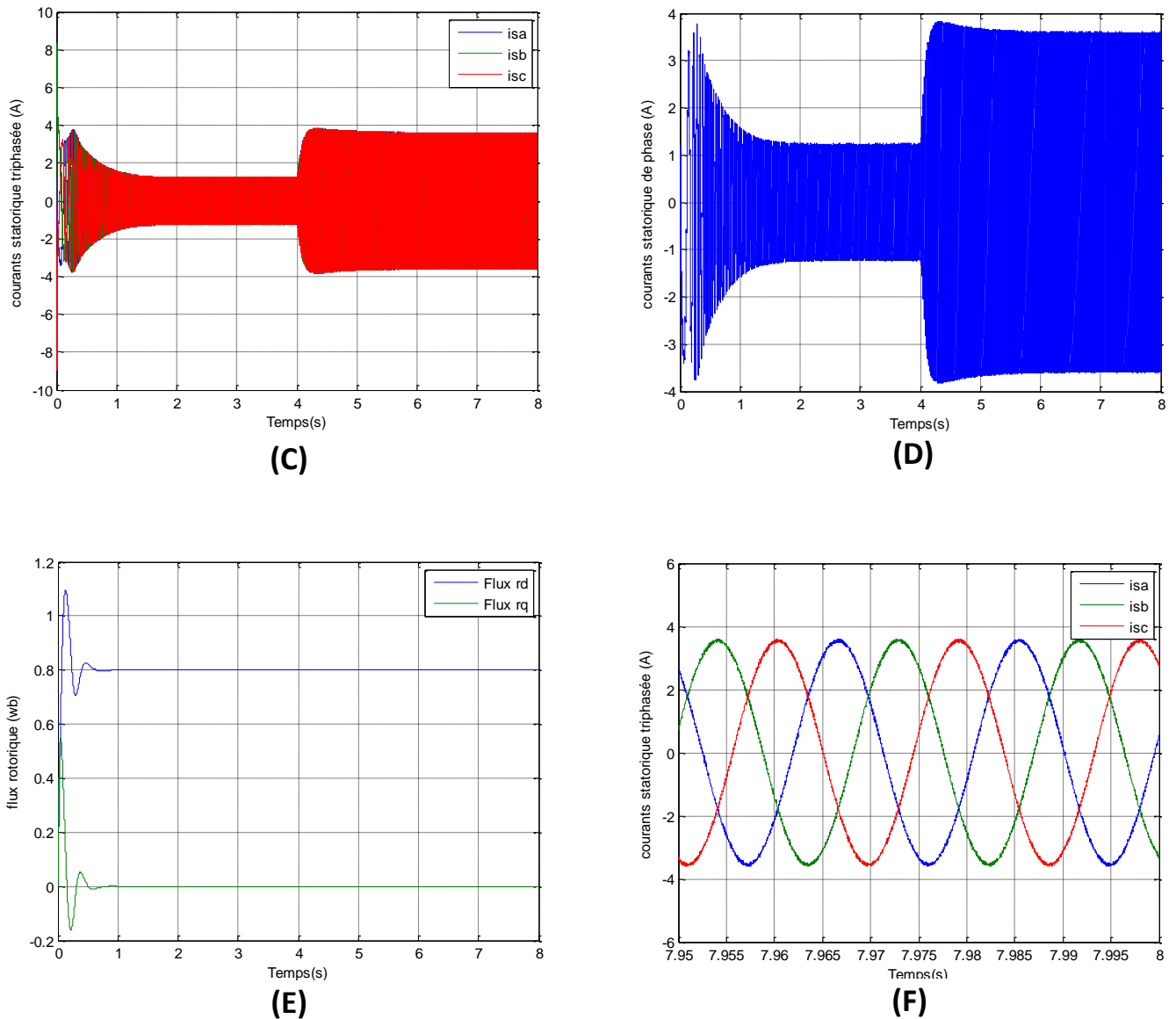
#### III.3.1 Résultats de simulation:



(A)



(B)



**Figure III.8 :** Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis

### III.3.2 Interprétations des Résultats :

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 157(rad/s). La figure (III.8) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable, car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Après l'application de la charge à l'instant  $t=4$  s ( $C_r=9.5$  Nm), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence, le couple et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique  $C_e$  et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $I_{sq}$  à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ( $\Phi_{rq} = 0$ ) Nous constatons

également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.

### III.4 Simulation de la MAS avec la Commande Vectorielle à MLI :

D'après les résultats de simulation de la Commande Vectorielle à Hystérésis de la machine asynchrone. Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs ,on effectuer la simulation de la commande en vitesse par régulateur IP de la MAS.

Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique , la commande rapprochée est réalisée par la technique MLI Sinus-Triangle (Figure III.9) .

La figure III.8 , suivant montrent les performances de la commande lors d'un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge de valeur 9.5 N.m à t= 4s .

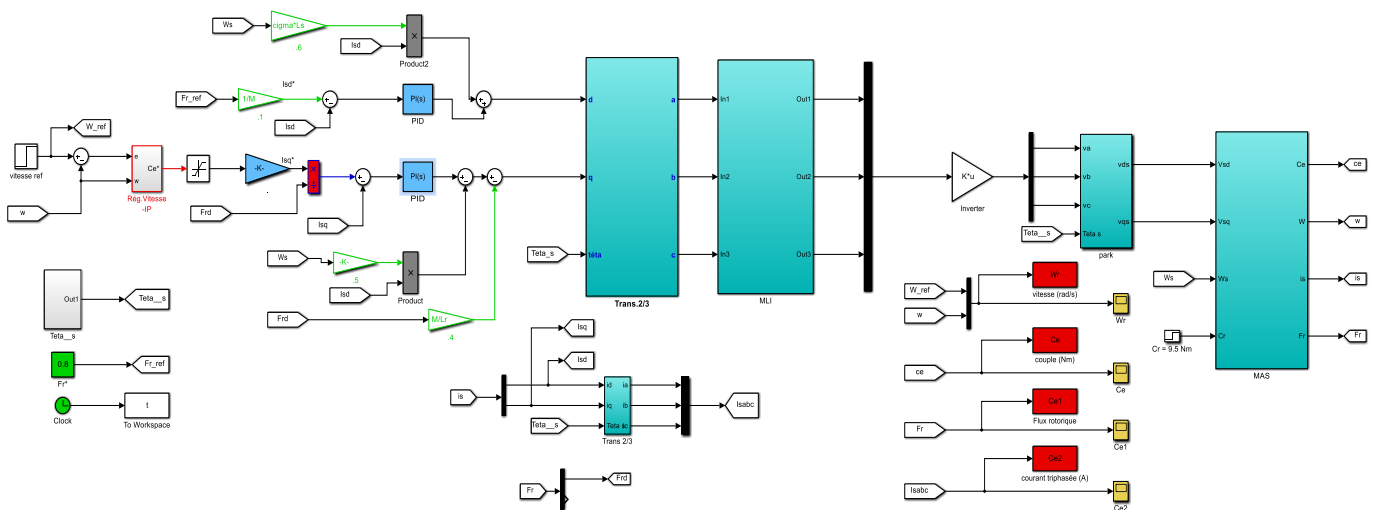
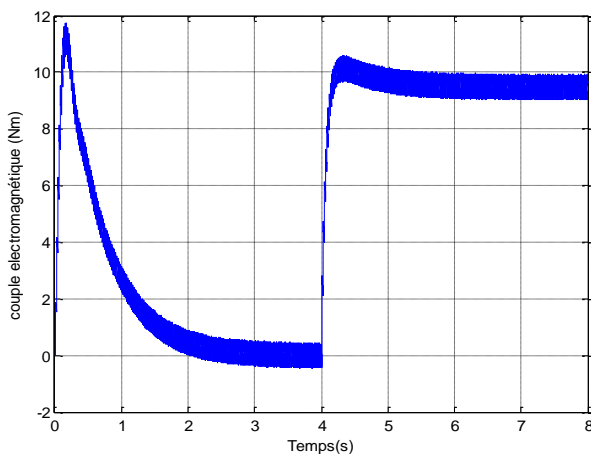
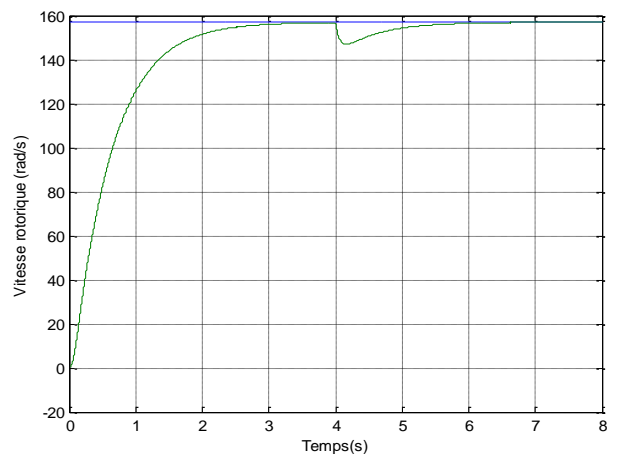


Figure III.9 : Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à MLI

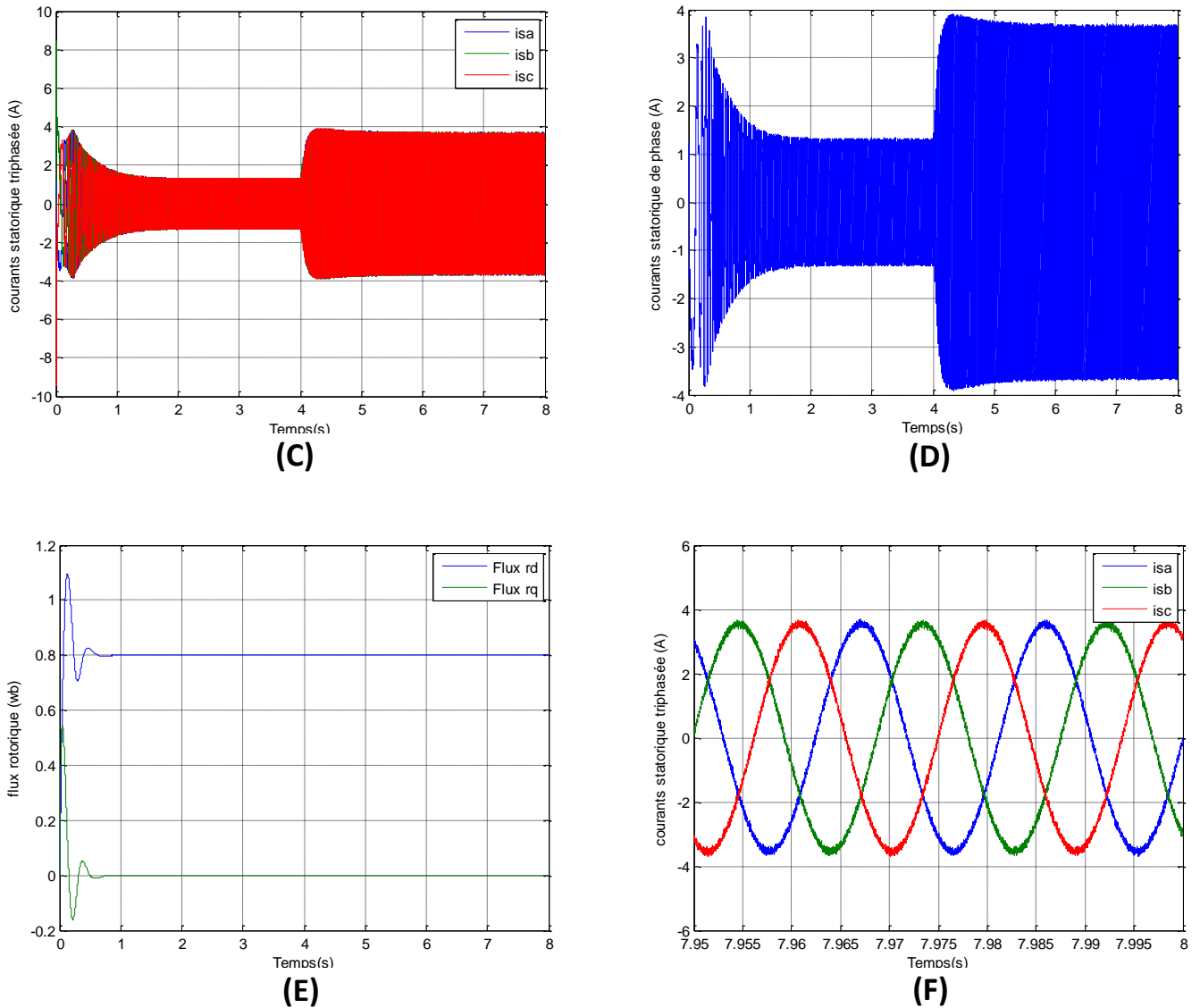
#### III.4.1 Résultats de simulation :



(A)



(B)



**Figure III.10 :** Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à MLI

### III.4.2 Interprétations des Résultats :

Les remarques les plus importantes sont :

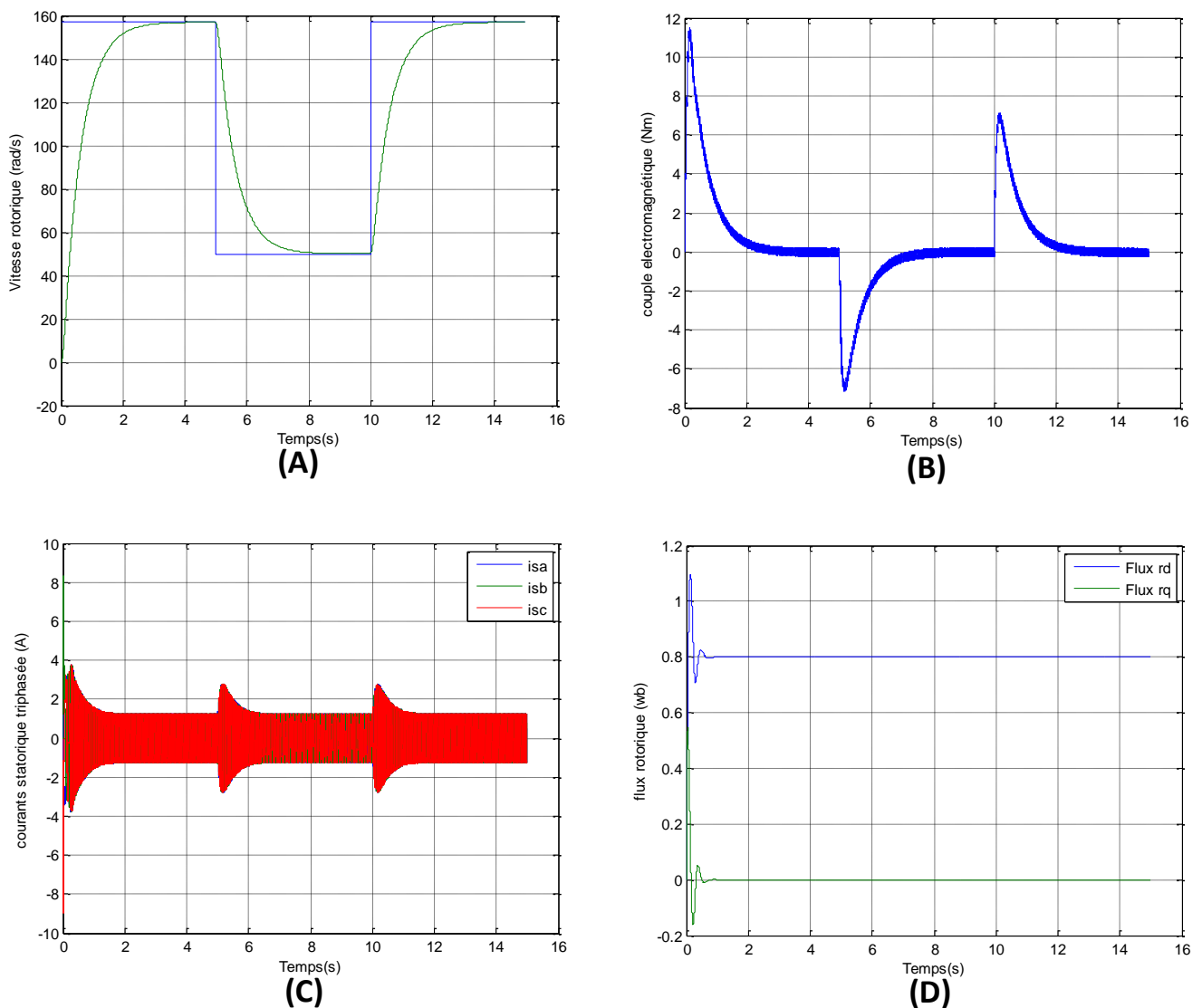
- Une augmentation des harmoniques sur les allures des courants statorique par rapport à la commande vectorielle à hystérésis.
- Une augmentation de band au niveau du couple électromagnétique par rapport à son homologue en commande vectorielle à hystérésis

### III.5 Simulation avec variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega$  réf = 157, 50, 157 rad/s) de la fig. (IV.13) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste.

Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.



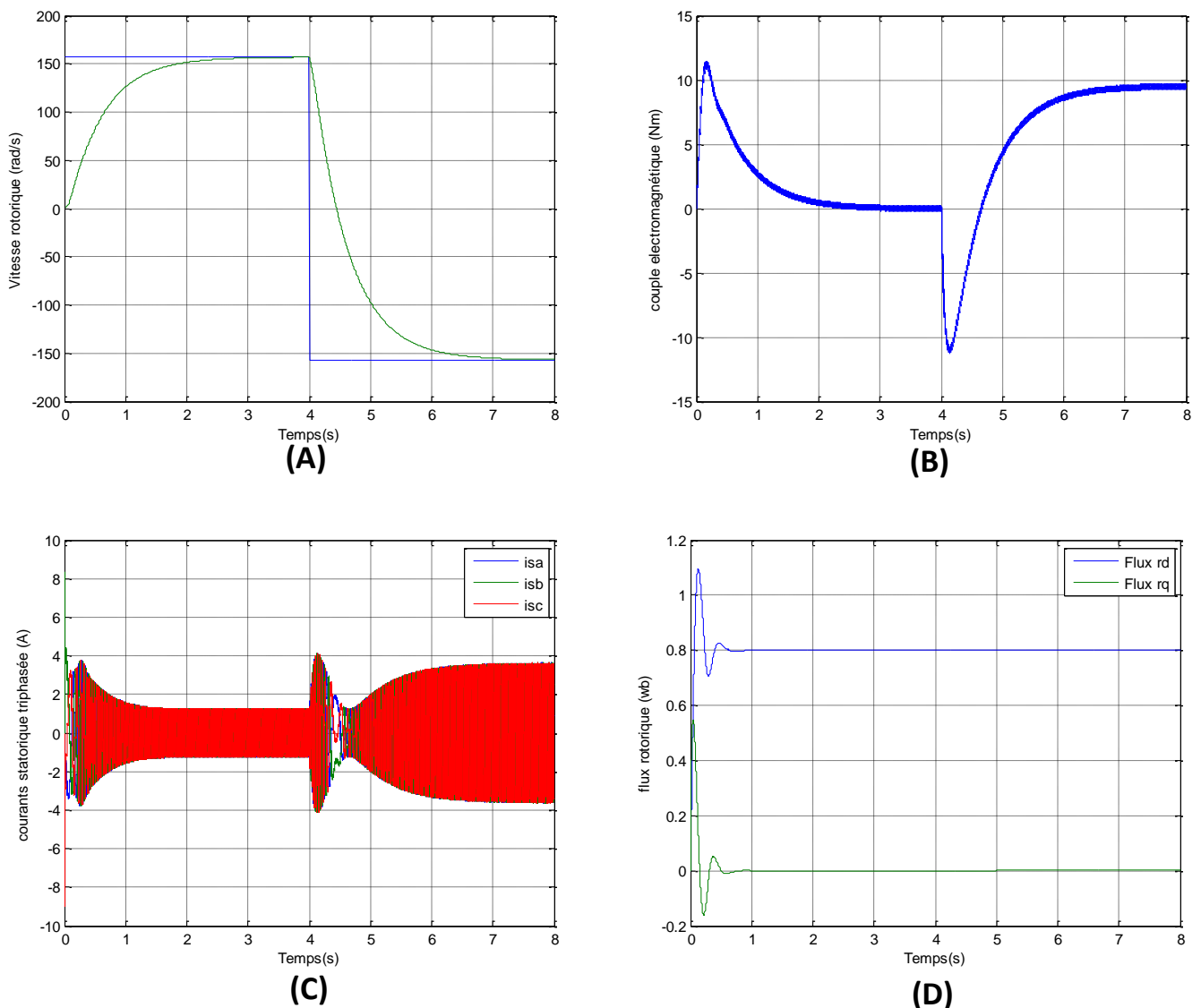
(Figure III.11) : Simulation avec variation de vitesse

### III.6 Simulations avec l'inversion de vitesse:

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s à  $-157$  rad/s) avec une charge, les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre.

Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.



(Figure III.12) : Simulations avec l'inversion de vitesse

**III.7 Conclusion :**

Après la modélisation de la machine asynchrone dans le repère (d, q) par l'utilisation du modèle de Park, les simulations montrent la validité de ce modèle (machine + alimentation), en alimentant la machine, on retrouve les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant et du flux rotorique et la vitesse.

Les résultats de simulation de la commande vectorielle à hystérésis et celle à MLI sont présentés dans ce chapitre.

Les résultats de simulation, nous conduisent à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

# **Conclusion Générale**

## **Conclusion Générale**

**L**a commande d'une machine asynchrone peut se faire suivant plusieurs techniques, chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à l'autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, auxquelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être prises en compte.

La première partie de ce travail a été consacrée à la présentation des généralités sur la machine asynchrone et l'étude de la modélisation par la transformation de PARK avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces dernières dépendent du positionnement de repère de PARK.

La deuxième partie l'étude de la commande vectorielle au dernier chapitre a été présentée. La commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique est une technique de commande permet d'acquérir des performances dynamiques comparables à celle obtenues par la machine à courant continu.

Pour la commande vectorielle, méthode répondue dans les publication internationales qui l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone a une structure similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

En continuité à ce travail, on propose quelques perspectives qui se traduisent par l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques floues, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue, l'utilisation des onduleurs multi niveaux.

# **Annexe**

---

**Données du moteur asynchrone (MAS):**

---

✚ **Valeurs nominales :** 1.5 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.8/2.2 A

✚ **Paramètres :**

$R_s$  (Résistance du stator) = 5.35  $\Omega$

$R_r$  (Résistance du rotor) = 4.05  $\Omega$

$L_s$  (Inductance du stator) = 0.5763 H

$L_r$  (Inductance de rotor) = 0.5763 H

$M$  (Inductance mutuelle) = 0.556 H

$P$  (Nombre des paires de pôles) = 2

✚  **Constantes mécaniques :**

$J$  (Inertie de rotor) = 0.0498 kg.m<sup>2</sup>

$F$  (Coefficient de frottement) = 0.00 I.S.

✚ **Données de la matrice d'état :**

$$a1 = -(1/(\sigma \cdot T_s) + (M^2)/(\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r))$$

$$a2 = M/(\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r)$$

$$a3 = M/(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)$$

# **Bibliographie**

---

---

**Bibliographie**

---

- [1] **Toufouti Riad** «contribution de la commande direct du couple de la machine asynchrone» thèse doctorat, Université Constantine ,2008.
- [2] **M. KADJOUJ**<<Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimant Permanent>>, Thèse de doctorat, Université de Batna, 2003
- [3] **DJABOREBBI Amina** << Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 26/06/2013
- [4] **BIOU ABDELKRIM**<<Etude comparative de la commande vectorielle et la commande directe du couple de la machine asynchrone>> Mémoire de Master, UNIVERSITE FERHAT ABBAS — SETIF, 29 / 06 /2011
- [5] **Alia Salim , Guedda Smail** <<Commande Vectorielle d'une Machine à Induction>> Mémoire de Magister, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, Mai 2018.
- [6] **MANSOURI Mohammed Ikbal, CHENNOUF Rachid** <<Commande vectorielle avec Observateur interconnecté pour la machine asynchrone>> Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued, Juin 2021.
- [7] **Mr. LOUNI Amar ,Mr. ALLOUCHENE Madjid**<<IDENTIFICATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL>> Mémoire de Master, UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI OUZOU, 2012.
- [8] **LEBSIR Elaid , GUIBECHE Lakhdar , BENLAOUDA Abdelkarim** << Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique >> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE DE M'SILA, 2012.
- [9] **ADRAR Walid ,GUENDOZ Walid** << RÉGULATION EN COURANT D'UN ONDULEUR DE TENSION >> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITÉ ABDERRAHMANE MIRA-BEJAIA, 2018.
- [10] **TOUARI NOUFEL,KHIARI NESREDDINE**<<Application de la méthode du gradient pour l'estimation des paramètres d'une machine asynchrone>> Mémoire de Master, UNIVERSITE SAAD DAHLAB de BLIDA, 2020.
- [11] **CHEKIMA Djamel** << Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue >>, Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université d'EL-Oued, 23-24 Juin 2014.
- [12] **Tarek BENMILOU**<<COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE AVEC COMPENSATION DES EFFETS DES VARIATIONS PARAMETRIQUES>> SUJET DE DOCTORAT, Université Mohamed BOUDIAF de ORAN,13 Décembre 2012.

- [13] **HADDAD Salah, CHARIF Mourad**<<Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone>> Diplôme d'ingénieur , UNIVERSITE DE M'SILA, 2006.
- [14] **Zouaoui Yamina** << Commande par mode glissant de courants statoriques de la machine asynchrone >>, Mémoire de MAGISTER ACADEMIQUE, Université FERHAT ABBAS DE SETIF, 03 Mars 2010.
- [15] **ZATOUT Ibtissem**<< Commande des systèmes non linéaire avec application sur de la machine asynchrone >>, Mémoire de MAGISTER ACADEMIQUE, Université FERHAT ABBAS DE SETIF, 05 Janvier 2011.
- [16] **BENHENNAYA Nora** << Modélisation et Surveillance de la Machine Asynchrone par les Relations de Redondance Analytique >>, Mémoire de MAGISTER ACADEMIQUE, Université FERHAT ABBAS DE SETIF, 02 juin 2016.
- [17] **Himer Hamza Toufik**<<Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone>> Mémoire de Master, UNIVERSITE DE M'SILA, 2012.
- [18] **MAHBOUB Mohamed abd elbasset**<< Modélisation et commande d'un system éolien à base d'une génératrice double alimentée sans balais >>, Mémoire de MAGISTER ACADEMIQUE, Université FERHAT ABBAS DE SETIF, 18 juin 2012.
- [19] **Allal houssyn**<<MODELISATION ET COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION POUR UN SYSTEME D'ENERGIE EOLIENNE>> Mémoire de Master, UNIVERSITE DE M'SILA, JUIN 2016.
- [20] **BENAISSA Zakaria. BENNENI Samir** << COMMANDE VÉCTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ÉTOILE >> Diplôme d'ingénieur , UNIVERSITE DE M'SILA, 2008.
- [21] **Bellabaci Nouredine. Ben Salem Ibrahim**<< Commande vectorielle du moteur asynchrone sans capteur mécanique>> Diplôme MASTER , UNIVERSITE d'El-Oued, 2021.
- [22] **Allal houssyn**<< MODELISATION ET COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION POUR UN SYSTEME D'ENERGIE EOLIENNE>> Diplôme MASTER , UNIVERSITE DE M'SILA, juin 2016.
- [23] **GUASMI Abdenour, GUELMINE Said**<< Modélisation et commande du système de conversion éolienne basé sur une GADA>> Diplôme de Master, UNIVERSITE DE M'SILA, 2017.
- [24] **MEHDI BAGHLI, OUSSAMA MERAD BOUDIA**<< COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE BASEE SUR L'APPROCHE DEMODES GLISSANTS AVEC

OBSERVATEURS DEFLUX ET DE VITESSE>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2013.

[25] **LOTFI BAGHLI** <<Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques >> Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy I, 14 Janvier 1999.

[26] **AOUFI Ahmed** << Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage>> Mémoire de MAGISTER ACADEMIQUE, Université Mohamed Khider – Biskra, 27/10/2011.

[27] **AMIRI MOHAMMED, ALI DAHMANE OUSSAMA**<< Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen, 04 / 07 / 2017.

[28] **DEBAL Abdellah** << COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP EN UTILISANT LA TECHNIQUE MLI VECTORIELLE>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Labri Ben M'Hidi-Oum El-Bouaghi, 14/07/2021.

[29] **Gabriel BUCHE** << COMMANDE VECTORIELLE DE MACHINE ASYNCHRONE EN ENVIRONNEMENT TEMPS REEL Matlab/Simulink>> Mémoire de Diplôme d'ingénieur C.A.N.M, CENTRE REGIONAL ASSOCIE DE GRENOBLE (C.U.E.F.A), 07 mars 2001.

[30] **CHEBABHI Moqrane, HAFFAF Adil**<< Commande d'une Machine à Induction Par la Méthode  $H_\infty$ >> Mémoire de Diplôme d'ingénieur, UNIVERSITE DE M'SILA, 2007.

[31] **MAAOUCHE Amer ,HEDROUG Bachir** <<Commande vectorielle d'une machine électrique asynchrone triphasé>> Mémoire de Magister, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, Septembre 2021.

[32] **N. Akkari** <<Contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation>>. Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[33] **HADJAM MIMIA** <<Etude Comparative des Différentes Commandes par Accélération du Champ d'une Machine à Induction >> Mémoire de Magister, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2011.

[34] **Djalab Lazhar Aichouche Faouzi** << COMMANDE NON LINÉAIRE D'UNE MACHINE À INDUCTION>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE DE M'SILA, 2008.

[35] **MEHDI BAGHLI, OUSSAMA MERAD BOUDIA**<< COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE BASEE SUR L'APPROCHE DEMODES GLISSANTS AVEC OBSERVATEURS DEFLUX ET DE VITESSE>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2013.

[36] **BENIKHLEF Fethallah**<< Apport de la logique floue et des algorithmes génétiques à l'optimisation de la commande IFOC d'un moteur asynchrone triphasé>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 11 octobre 2013.

[37] **HAMDOUD HAMZA**<< COMMANDE VECTORIELLE PAR LA LOGIQUE FLOU DE LA MACHINE TRIPHASE ASYNCHRONE >> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE SAAD DAHLAB de BLIDA, 2013.

[38] **TLIBA Yazid, NETTARI Faouzi**<<Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone alimenté en Courant et en Tension>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued, Septembre 2020.

[39] **Chebabi kamilia**<< Etude d'une loi de commande En Courant par hystérésis à bande Adaptative pour un onduleur de tension >> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Mohamed Khider – Biskra, 2019.

[40] **BRAHIMI MOHAMED EL AMINE, BABAH AZMI** <<Commande par MLI Vectorielle d'un Onduleur Alimentant un Moteur à Cage>> Mémoire de L'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat, Université de M'sila, 2008.

# Résumé

## Résumé

De jour en jour la machine asynchrone continue de substituer la machine à courant continu dans divers applications industrielles, et ce grâce au développement de la commande des MAS. Grâce à son faible coût, sa simplicité de construction et sa robustesse, la machine asynchrone est devenue de plus en plus attractive dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable. Dans ce mémoire, on présente au premier lieu une modélisation de la machine asynchrone à cage dans le référentiel  $(d, q)$  lié au champ tournant en vue de sa commande. Vu que le modèle de la machine est fortement couplé, nous avons opté pour une commande vectorielle par flux orienté à base de régulateurs linéaires de type PI.

La technique de la commande vectorielle appliquée à la MAS peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse.

L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse PI classique permet d'obtenir une bonne performance.

Enfin, ce travail est un prolongement des études réalisées sur la MAS et a besoin d'une continuation dans plusieurs directions.

## ملخص

من يوم لآخر ، تستمر الآلة غير المتزامنة في استبدال آلة التيار المستمر في مختلف التطبيقات الصناعية ، وذلك بفضل تطوير التحكم في الآلة غير المتزامنة وذلك لانخفاض التكلفة وبساطة التصنيع والمتانة أصبحت الآلة الغير المتزامنة هي الأكثر استعمالا في المجالات ذات السرعات المتغيرة. في هذه المذكرة نقوم في البداية بعرض نموذج الآلة الغير المتزامنة في المرجع المرتبط بالحقل الدوار لغرض التحكم فيها. نظرًا لأن نموذج الماكينة مقترن بالعزم، فقد اخترنا التحكم الشعاعي من خلال التدفق الموجه بناءً على منظم السرعة (تناسبي وتكاملي).

تقنية التحكم الشعاعي المطبقة على الآلة الغير متزامنة تمكننا من السيطرة على صعوبة التعديل ، كما تسمح بالفصل بين التدفق وعزم الدوران الكهرومغناطيسي كما تعمل على تحسين السرعة الديناميكية .

تقنية التحكم الشعاعي مع منظم السرعة (تناسبي وتكاملي ) من النوع الكلاسيكي يسمح بالحصول على اداء جيد. أخيرًا ، يعد هذا العمل امتدادًا للدراسات التي أجريت على الآلة غير المتزامنة ويحتاج إلى استمرار في عدة اتجاهات.

### Abstract

From day to day , the asynchronous machine continues to replace the DC machine in various industrial applications , as development controlled into the asynchronous machine , and then for low cost and simplified manufacturing . Now , it has become the asynchronous machine is the most commonly used in the fields that are variable –speed. In this memoir , at he beginning we are doing presentation about the example of asynchronous machine in reference related to rotary (field) domain for the purpose with control , because the example of machine connected to intent , we chose vector control technique through Field Oriented Control based in speed regulator.

The vector control technique applied to the MAS can control the difficulty of its adjustment. It makes it possible to ensure the decoupling between the flux and the electromagnetic torque and improves the dynamics of the speed.

The combination of vector control with a conventional PI speed controller ensures good performance.

Finally, this work is an extension of the studies carried out on MAS and needs a continuation in several directions.

### Mots clés :

Moteur Asynchrone (MAS), commande vectorielle alimentée en courant et en tension, technique de l'hystérésis, technique MLI.

### كلمات مفتاحية:

محرك غير متزامن ، التحكم الشعاعي المغذى بالتيار والجهد ، تقنية التباطؤ ، تقنية تعديل عرض النبض.

### Key words:

Asynchronous Motor, vector control fed with current and voltage, hysteresis technique, PWM technique.