RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE CENTRE UNIVERSITAIRE SALHI AHMED – NAAMA



#### INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES

DÉPARTEMENT DE TECHNOLOGIE

**MÉMOIRE** 

En vue de l'obtention du diplôme de Master en :

Énergies Renouvelables

**Option : Énergies Renouvelables en Électrotechnique** 

Intitulé :

# ÉTUDE D'UNE COMMANDE VECTORIELLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE À CAGE D'ÉCUREUIL

#### Présenté par :

- Bekkar Mohammed Abdelhak
- Hamzaoui Fatima El Zahra
- Hadjadj Douaa

Soutenu le : ... 29/06/2022..... devant le Jury :

Melle. Amara Zineb	MAB	Centre Universitaire Naâma Présider	nt
Mme. Medjadji Nassira	МСВ	Centre Universitaire Naâma Encadre	ur
M.Medjahed Idriss	МСА	Centre Universitaire Naâma Co-Encad	dreur
M. Amara Lahcen	Doctorant chercheur	Centre Universitaire Naâma Examin	ateur

Naama – Algérie - 2022

# Remerciements

Nous tenons à remercier dieu le tout puisant pour la volonté, la santé, la patience, qu'il nous àdonné durant toutes ces longues années d'études.

Nous remercie en particuliers notre encadreur Dr Medjadji.N et monsieur medjahed.I, qui nous inspiré le sujet et guidé à ce travail.

Sans oublier les ouvriers des moulins de Mrabet, qui avaient une large part pour réaliser notre étude nous avons appris d'eux des expériences pratiques que nous n'avons pas apprises à l'université, et pour leur chef, les ingénieurs Masmoudi et Meliani pour leur aide et leurs bon traitement.

Nous remercions fortement de département D'électrotechnique Qui nous a beaucoup aidés durant la Réalisation de notre mémoire.

Un grand merci pour toutes les personnes qui ont Contribué de

# Dédicaces

Je dédie notre travail à :

Y A ma chère famille :

A mon père Mebarak pour qui me soutient depuis ma naissance, A ma adorable mère Houria qui a souffert et sacrifier sa vie avec moi (merci maman), et leur encouragement. Avec un grand dédicace à ma tante Arbia et ma cousine Hadjer.

Mes frères Ahmed et sa femme et ses petits poussins Soulef, Abdenour,
 Yakine, a mon frère Hocine et sa femme, a Abdelwahabe et mon petit Khelifa et ma sœur
 Amina et sa fille serine.

Y Tous mes amis et mes collègues :

A mon ami Soufianne Gassmi, Youcef Belhadje, abdelbasset Kassemi a ma belle Nacera Chenni et sa maman Khaira et son frère saidou et Kawter Bourezge Aya Aissaoui, Walid et Laid. A mes chères collègues et compagnons de travail Bekkar Mohammed et Hadjadj Douaa merci pour chaque bon ou mauvais moment que nous avons vécu on a passé des belle souvenir avec vous, je ne vous oublierai pas.

Y Sans oublier mes chats.

Hamzaoui fatima.Z



Ce travail Je dédie

✔ A ma mére très bien aimée et A mes très chers parents qui ont fait tant de sacrifices pour ma réussite, leurs encouragements m'ont donné la force d'accomplir ce travail, que Dieu les gardes heureux à jamais,

♥ A ma chère sœur djoumana très bien aimée et à toute mes familles hadjadj et belkhir Sans oublier les petits poussins Nabil et hamza.

Y A mes frères Abd el rahmen, Mouadh et Khalil.

Je dédie toute mes amis Fatima, marwa, sihem, meriem, rania "Ahlam, zoulikha ,ikram, malika , hanaa et kaltoum.

🎔 À mes amis que mon stylo a oublié, et ils sont dans mon cœur.

✓ A mon frère et ma soeur qui ont partagé avec moi la peine de cette recherche mohammed et fatima.

hadjadj douaa

# Table des matières

Introduction générale1
Liste des symbolesxi
Teble des figuresix
Dedicaceiii
Remercimentii

## I. Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

I.1 Ir	ntroduction	2
I.2 D	éfinition de la machine asynchrone	2
I.3 C	onstitution du moteur as ynchrone	3
I.3.1	Stator (inducteur)	3
I.3.2	Rotor (induit)	4
I.3.3	Démarrage du moteur	6
I.3.4	Accélération du moteur	7
I.3.5	Moteur en charge	7
I.4 L	a modélisation du moteur asynchrone triphasé a cage d'écureuil	7
I.4.1	Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé	8
I.4.2	La transformation de Park	.11
I.4.3	Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère biphasé	.12
I.4.4	Mise en forme équation d'état	.13
I.5 N	Iodèle Matlab/Simulink de la machine asynchrone à caged'écureuil	.16

I.5.1 Modèle en forme d'équation élec	ctrique et magnétique dans le repère biphas 16
I.5.2 Modelé en forme équation d'éta	t17
I.5.3 Résultats de la simulation	
I.6 Conclusion	
II. Chapitre II : Modélisation e	t simulation d'onduleur triphasé
II.1 Introduction	
II.2 Définition d'onduleur	
II.3 Principe de fonctionnement d'ondu	leur triphaséà deux niveaux de tensions24
II.4 Les types d'onduleur	
II.4.1 Onduleur de courant	
II.4.2 Onduleur de tension	
II.5 La modélisation d'onduleur triphase	
II.6 Loi de Commande de l'onduleur	
II.6.1 Les modulations naturelles à fré	equence fixe (sinusoïdale)29
II.6.2 La modulation par hystérésis	
II.7 Alimentation d'un moteur avec un c	onduleur
II.8 Conclusion	

## III. Chapitre III :

## Application de la commande vectorielle par flux orienté rotorique

III.1	Introduction	
III.2	La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)	
III.3	Principe commande vectorielle à flux rotorique orienté :	40
III.3	3.1 Expression des flux :	41
III.3	3.2 Expression des tensions:	41
III.4	Méthodes de commande vectorielle des moteurs asynchron	nes43

III.5 Découplage ent	ré-sortie	44
III.5.1 Découplage	par compensation	45
III.6 Mode Défluxag	e	45
III.7 Régulation		46
III.8 Commande vec	torielle simplifier	47
III.9 Implantation de	a commande vectorielle	51
III.9.1 Régulateur d	le courant	51
III.10 Commande vec	torielle indirecte	51
III.12 Commande vec	torielle directe	56
III.12.1 Régulateur	du flux et la compensation	56
III.13 La discussion d	es résultats	61
III.13.1 Les conditio	ons de simulation	61
III.14 La variation de	sens de rotation en DFOC	62
III.15 Conclusion		63
Conclusion générale		64

# Table des figures

## Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

FIGURE.I. 1STATOR (INDUCTEUR)	3
FIGURE.I. 2. COUPLAGE TRIANGLE ET ETOILE	3
FIGURE.I. 3.SCHÉMA DE COUPLAGE	4
FIGURE.I. 4.ROTOR BOBINÉ	5
FIGURE.I. 5.ROTOR À CAGE D'ÉCUREUIL	5
FIGURE.I. 6. REPRÉSENTATION SCHÉMATIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE	8
FIGURE.I. 7REPRÉSENTATION SCHÉMATIQUE D'UN MODÈLE D'ÉQUATION D'ÉTAT	. 14
FIGURE.I. 8. LE FLUX STATORIQUE À VIDE	. 18
FIGURE.I. 9LE COURANT STATORIQUE A VIDE	18
FIGURE.I. 10.LA VITESSE DE ROTATION DU ROTOR A VIDE	. 19
FIGURE.I. 11.COUPLE ELECTROMA GNETIQUE A VIDE	. 19
FIGURE.I. 12LE FLUX STATORIQUEEN CHARGE	20
FIGURE.I. 13.LE COURANT STATORIQUEEN CHARGE	20
FIGURE.I. 14.LA VITESSE DE ROTATION DU ROTOR	
FIGURE.I. 15.COUPLE ELECTROMA GNETIQUE EN CHARGE.	21

### . Chapitre II : Modélisation et simulation d'onduleur triphasé

Figure.II. 1.Schéma de principe de l'onduleur. 23	
FIGURE.II. 2SCHÉMA ARCHITECTURENT D'ONDULEUR TRIPHASÉ.	25
FIGURE.II. 3.ONDULEUR DE COURANT ET SA FORME D'ONDES.	26
FIGURE.II. 4.ONDULEUR DE TENSION ET SA FORME D'ONDES.	26
FIGURE.II. 5LA VALEUR DE KA (1 POUR SA=1, -1 POUR SA=0).	31
FIGURE.II. 6.LES TENSIONS DE SORTIE D'ONDULEUR	32
FIGURE.II. 7.LA VALEUR DE KA (1 POUR SA=1, -1 POUR SA=0).	34
FIGURE.II. 8LES TENSIONS DE SORTIE D'ONDULEUR	35

Chapter e III : Approation acta communae recionente par juax oriente	rowigue
FIGURE III. 1STRATÉGIES DE COMMANDE VECTORIELLE DE MAS, EN BLEU LA STRATEC	RE UTILISE
DANS CE CHAPITRE.	
FIGURE III. 2.ANALOGIE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC LE MOTEUR À COURANT	CONTINU
	40
FIGURE III. 3.ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE SUR L'AXE (DQ)	41
FIGURE III. 4.PRINCIPE DE DÉFLIXA GE	46
FIGURE III. 5SCHÉMA DE PRINCIPE DU RÉGULATEUR PI	47
FIGURE III. 6.LA VITESSE ANGULAIRE ROTORIQUE $\omega r$ (FOC SIMPLIFIE)	48
FIGURE III. 7LE FLUX $\varphi dr$ ET $\varphi qr$ MESURE ET REFERENCE (WB) (FOC SIMPLIFIE)	49
FIGURE III. 8. LE COUPLE CEMESURE ET REFERENCE EN (FOC SIMPLIFIE)	49
FIGURE III. 9LE COURANT Ids MESURE ET REFERENCE EN (FOC SIMPLIFIE)	50
FIGURE III. 10LE COURANT Iqs MESURE ET REFERENCE EN (FOC SIMPLIFIE)	50
FIGURE III. 11.DÉCOUPLAGE PAR COMPENSATION.	51
FIGURE III. 13	53
FIGURE III. 12.LA VITESSE ANGULA IRE ROTORIQUE $\omega r$ (IFOC)	53
FIGURE III. 14.LE FLUX $\varphi dr$ ET $\varphi qr$ MESURE ET REFERENCE EN (IFOC)	54
FIGURE III. 15. LE COUPLE CE MESURE ET REFERENCE EN (IFOC).	54
FIGURE III. 16.LE COURANT IdsMESURÉ ET RÉFÉRENCE EN (A) EN (IFOC)	55
FIGURE III. 17. LE COURANT Iqs MESURE ET REFERENCE EN (A) EN (IFOC).	55
FIGURE III. 18. REGULATEUR DU FLUX ET COMPENSATION.	57
FIGURE III. 19. LA VITESSE ANGULAIRE ROTORIQUE $\omega r$ EN (DFOC).	58
FIGURE III. 20. FLUX $\varphi dr$ ET $\varphi qr$ MESURE ET REFERENCE EN (DFOC)	59
FIGURE III. 21.LE COUPLE CEMESURE ET LE COUPLE REFERENCE EN (DFOC)	59
FIGURE III. 22.LE COURANT IdsMESURE ET REFERENCE EN (A) (DFOC)	60
FIGURE III. 23.LE COURANT Iqs MESURE ET REFERENCE EN (DFOC)	60
FIGURE III. 24. LA VITESSE ANGULAIRE EN DOUBLE SENS (DFOC).	

#### Chapitre III : Application de la commande vectorielle par flux orienté rotorique

# Liste des symboles

Symbole	Nomenclature.
MAS	Moteur asynchrone.
ω	Pulsation.
Y	Couplage étoile.
Δ	Couplage triangle.
ω <sub>s</sub>	La vitesse angulaire de Synchronisme [Rad/s].
f.e.m	Force électromotrice [V].
Р	Nombre de paires de pôles.
f	Fréquence [Hz].
g	Glissement.
ω <sub>r</sub>	La vitesse angulaire rotorique[Rad/s].
v <sub>sa</sub> v <sub>sb</sub> v <sub>sc</sub>	Les tensions statoriques[V].
v <sub>ra</sub> v <sub>rb</sub> v <sub>rc</sub>	Les tensions rotorique [V].
R <sub>s</sub>	Résistance statorique[ $\Omega$ ].
R <sub>r</sub>	Résistance rotorique[ $\Omega$ ].
$I_{sa}I_{sb}I_{sc}$	Les courants statorique[A].
I <sub>ra</sub> I <sub>rb</sub> I <sub>rc</sub>	Les courants rotorique[A].
$\phi_{sa}\phi_{sb}\phi_{sc}$	Les flux statorique [Wb].
$\phi_{ra}\phi_{rb}\phi_{rc}$	Les flux rotorique [Wb].
L <sub>s</sub>	Inductance statorique [H].
L <sub>r</sub>	Inductance rotorique [H].
M <sub>s</sub>	Inductance mutuelle statorique[H].

M <sub>r</sub>	Inductance mutuelle rotorique[H]
θ	L'angle entre les axes rotorique et statorique [Rad]
C <sub>em</sub>	Le couple électromagnétique de la machine [Nm]
C <sub>st</sub> , C <sub>r</sub>	Le couple résistant (statique) a l'arbre de la machine[Nm]
J	Le moment d'inertie [Kgm <sup>2</sup> ]
f	Le coefficient de frottement[Nm/rad/s].
[P(θ)]	La matrice de Park.
[P(θ)] <sup>-1</sup>	La matrice inverse de Park.
d	L'axe direct.
q	L'axe quadratique.
θs	L'angle entre l'axe biphasé et l'axes triphasés [Rad].
V <sub>ds</sub>	La tension statorique direct [V].
V <sub>qs</sub>	La tension statorique quadratique [V].
V <sub>dr</sub>	La tension rotorique direct [V].
V <sub>qr</sub>	La tension rotorique quadratique [V].
I <sub>ds</sub>	Le courant statorique direct [A].
I <sub>qs</sub>	Le courant statorique quadratique [A].
I <sub>dr</sub>	Le courant rotorique direct [A].
I <sub>qr</sub>	Le courant rotorique quadratique [A].
φ <sub>ds</sub>	Le flux statorique direct [Wb].
φ <sub>qs</sub>	Le flux statorique quadratique [Wb].
φ <sub>dr</sub>	Le flux rotorique direct[Wb].
φ <sub>qr</sub>	Le flux statorique quadratique [Wb].

σ	Le coefficient de la fuite totale.
T <sub>s</sub>	Constante de temps statorique[s].
T <sub>r</sub>	Constante de temps rotorique[s].
AC	Courant alternative.
DC	Courant continue.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
PWM	Pulse Width Modulation.
Hf	Haute fréquence.
Bf	Base fréquence.
FOC	Le contrôle par orientation de flux (Field Oriented Control).
IFOC	Le contrôle indirect par orientation de flux.
DFOC	Le contrôle direct par orientation de flux.
CV-OF	La Commande vectorielle par orientation du flux.
PI	Régulateur proportionnel intégral.
U <sub>r</sub>	La commande de régulateur.
K <sub>p</sub>	Le coefficient proportionnel.
k <sub>i</sub>	Le coefficient intégral.
ε	L'erreur du comparateur.

#### **Introduction Générale**

Les machines asynchrones sont les plus utilisées dans l'industrie, et ceci grâce à ses qualités de robustesse mécanique, fiabilité, et son coût de fabrication réduit par rapport à l'ensemble des machines tournantes. Ils sont responsables de plus de 80% d'intervalle d'utilisation dans le domaine de la conversion d'énergie électromagnétique.

Le contrôle de ces machines est très difficile, à cause de la combinaison entre flux magnétique et le couple mécanique, ce qui rend le contrôle non linéaire.

Afin de simplifier la commande, nous considérons, ces machines comme des machines à courant continu CC, dans lesquelles le couple, et le flux sont indépendants.[1]

L'exploitation des machines AC est désormais une réalité industrielle, depuis les années 1980, beaucoup de laboratoires de recherche ont fait beaucoup d'études pour résoudre ce problème.

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques de commande ont été établies pour assurer un réglage désiré, ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques, parmi ces techniques, les boites classiques de type PI ou PID, sont des techniques de commande linéaire, couvrent une vaste gamme d'applications industrielles[1-4].

Dans ce but, nous avons réalisé ce mémoire qui à organisé en trois chapitres, après l'introduction générale, le premier chapitre est amené à présenter la modélisation et la simulation du modèle mathématique de la machine asynchrone, le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de la principes de fonctionnement de l'onduleur triphasé et sa commande MLI, puis dans le troisième chapitre, afin de développer une base sur la commande vectorielle, nous avons étudié les différentes notions fondamentales appliquées à la machine asynchrone comme un outil de commande de vitesse de la machine, enfin, ce travail est achevé par une conclusion générale.

# I. Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

#### I.1 Introduction

Plus de 60% de l'électricité consommée dans les pays industrialisés est convertie en énergie mécanique grâce à des entraînements utilisant des moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une machine asynchrone (MAS) facilite son étude et son contrôle dans différents modes de fonctionnement, qu'ils soient temporaires ou permanents.[5]

En premier lieu, le modèle mathématique de la machine asynchrone (Équations électriques et mécaniques) sera explicité dans le référence triphasé (a,b,c). Ensuite, grâce à une transformation Park, l'ordre du système sera réduit, cette transformation de Park, transforme la MAS en un nouveau modèle de référence biphasique (d,q),ensuite, une simulation numérique de différentes parties de MAS sera présenter.

La représentation d'une machine asynchrone par des équations basées sur le système triphasé donne un modèle dans lequel les équations ont des coefficients variables en fonction du temps. Afin de faciliter leur résolution, comme nous l'avons dit en dessus, un modèle appelé "Park transformation" est utilisé, qui consiste à convertir un système tridimensionnel en un système orthogonal bidimensionnel. Le développement d'un tel modèle est nécessaire pour l'étude à long terme du contrôle du flux, du contrôle des couples et de la régulation de la tension et de la vitesse.[6]

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par :

La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.

La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.

La mise sous forme d'équation d'état.

#### I.2 Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone, connue également sous le terme "anglo-saxon" de machine à induction, est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent.[7]

2

#### Chapitre I Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

#### I.3 Constitution du moteur asynchrone

Ce type du moteur est basé sur l'enroulement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant et comparant 2 armatures coaxiales l'une est fixe appelée stator et l'autre est mobile appelé rotor ; entre les deux armatures il y a l'entrefer.[7]

#### I.3.1 Stator (inducteur)

Il s'agit d'un anneau en tôle à enroulement triphasique similaire à celui d'une machine asynchrone. Cet enroulement est toujours relié à la source d'alimentation, c'est le primaire. L'enroulement est alimenté en mode triphasique à travers la plaque de bornes de la machine, ce qui permet de l'alimenter en couplage Y ou  $\Delta$ .



Figure.I. 1..Stator (inducteur).[7]



Figure.I. 2. Couplage triangle et etoile. [7]



Figure.I. 3.Schéma de couplage.

#### I.3.2 Rotor (induit)

C'est un anneau de tôle rainuré à l'extérieur, concentrique au stator et séparé de lui par un entrefer constant. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant ainsi le secondaire. Le courant dans ses enroulements est induit uniquement par le champ statorique, car le rotor n'est lié à aucune source électrique extérieure ; on distingue deux types de rotor :

#### I.3.2.1. Rotor à bagues (rotor bobiné)

Il s'agit d'un rotor avec pôles lisses qui a le même enroulement que le stator. Le couplage de cet enroulement est toujours en étoile ; le centre de l'étoile n'est pas accessible, mais les trois extrémités libres sont reliées à trois bagues calées sur l'arbre (bobinage triphasé), sur lequel appuyer trois balais (charbon) pour accéder aux phases rotoriques par un rhéostat qui sont utilisées pour assurer les meilleures conditions de démarrage possibles.



Figure.I. 4.Rotor bobiné.[7]

#### I.3.2.2. Rotor à cage d'écureuil (rotor en court-circuit)

L'enroulement est remplacé par des barres en cuivre ou en aluminium dans des encoches et réunies à leurs extrémités par deux couronnes en cuivre ou en Aluminium.

Généralement, ces barres sont inclinées afin de réduire les harmoniques de dentures. Le courant qui passe par une barre revient par la barre situéeà une distance polaire et il n'est pas nécessaire d'isoler les barres de la masse du rotor, car les courants induits s'établissent surtout dans les barres (résistivité différents : beaucoup plus faible pour le cuivre).



Figure.I. 5.Rotor à cage d'écureuil.[7]

Par comparaison avec les moteurs à bagues, les moteurs à cage ont l'avantage d'être robuste et de cout beaucoup plus faible ; mais ils présentent l'inconvénient qui est l'impossibilité de faire varier la résistance du rotor, ce qui rend défavorable les conditions de démarrage avec la tension. .[8]

La vitesse de synchronisme $\omega_s$  est calculé par

$$\omega_s = \frac{\omega}{P} \tag{I-1}$$

Pour  $\omega$  est la pulsation

$$\boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{2}.\boldsymbol{\pi}.\boldsymbol{f} \tag{I-2}$$

Donc

$$\omega_{\rm s} = \frac{2.\pi.f}{\rm P} \tag{I-3}$$

Le fonctionnement du moteur est caractérisé par l'écart relatif entre ces deux

vitesses ; il s'agit du glissement g défini par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \tag{I-4}$$

#### I.3.3 Démarrage du moteur

Au moment de l'alimentation pour brancher les enroulements du stator d'un moteur asynchrone sur une ligne triphasée, le rotor est encore en repos. Le champ tournant qui provient du stator coupe les conducteurs du rotor et il engendre des tensions dans ceux- ci.

Cette tension est alternative, car les conducteurs sont tantôt devant un pôle sud et tantôt devant un pôle nord du champ tournant. La fréquence de la tension dépend du nombre de pôles sud et nord passant devant un conducteur en une seconde ; lorsque le rotor est en repos, elle est toujours égale à la fréquence du réseau.

Les conducteurs étant court circuits à leurs extrémités, la tension induite fait circuler des courants. La résistance offerte est très faible et les courants sont intenses.

Les mêmes conducteurs du rotor portant ces courants se trouvent toujours dans le chemin du flux provenant du stator, ils sont alors soumis à des forces ainsi produites tendant à entraîner le rotor dans le sens de rotation du champ.[9]

6

#### I.3.4 Accélération du moteur

Toutes les forces agissent sur les conducteurs, créant un couple qui démarre rapidement le rotor lorsqu'il est libre de tourner. Lorsque le rotor accélère, la vitesse relative du champ tournant par rapport au rotor diminue. On constate alors que la valeur de tension et la fréquence induites dans les conducteurs du rotor diminuent, et le courant de démarrage augmente rapidement car la vitesse de coupure des lignes de flux diminue. La vitesse du rotor continue d'augmenter, mais n'atteint pas la valeur synchrone.[9]

#### I.3.5 Moteur en charge

Par rapport à une vitesse à vide (pas de charge mécanique), le moteur chargé ralentit légèrement et le courant du rotor augmente, ce qui donne un couple qui dépasse le couple de résistance. Lorsque le couple produit par le moteur est exactement égal au couple appliqué par la charge, la vitesse est stabilisée. Même à pleine charge, le rotor ne glisse que de 0,5 % pour les gros moteurs (1000 kW et plus) et de 3 % pour les petits moteurs (10 kW et plus).[9]

#### I.4 La modélisation du moteur asynchrone triphasé a cage d'écureuil

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permettent de simuler son fonctionnement en régimes transitoires et pérennant, d'après la modélisation au repère triphasé et biphasé, et l'application d'une charge mécanique sur le moteur (l'essai à vide et en charge)

Le modèle général de la machine asynchrone est obtenu en considérant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant et uniforme sur le périmètre des armatures, ainsi qu'un effet d'encoche négligé
- La distribution spatiale sinusoïdale des champs d'induction à l'intérieur
- Caractère magnétique linéaire (saturation négligée) et perméabilité constante
- Les effets de la température, de la peau, de l'hystérésis et du courant de Foucault sont tous négligés.
- Pertes ferromagnétiques négligés

Ces hypothèses ont les conséquences suivantes :

- l'additivité du flux,
- l'existence d'inductances autonomes;
- La variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et les enroulements du rotor en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques[8].

Les équations générales décrivant le fonctionnement des moteurs à courant alternatif dans un référentiel d-q se retrouvent dans la littérature technique consacrée aux machines électriques.[5]

I.4.1 Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé



(a) : schéma des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

(b) : Phase de stator avec force électromotrice.

#### Figure.I. 6.Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

#### Les équations électriques

En appliquant la loi de Faraday sur un des six enroulements statoriques ou rotoriques(Figure I.6), la loi des mailles pour le premier enroulement du stator s'exprime par laformule :

$$v_{sa} = R.I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \tag{I-5}$$

En déduit pour l'ensemble des phases statoriques ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) et rotoriques ( $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ ), respectivement exprimées dans les repères triphasés stator et rotor :

#### > Pour le stator

$$\begin{cases} \boldsymbol{v}_{sa} = \boldsymbol{R}_{s} \cdot \boldsymbol{I}_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ \boldsymbol{v}_{sb} = \boldsymbol{R}_{s} \cdot \boldsymbol{I}_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ \boldsymbol{v}_{sd} = \boldsymbol{R}_{s} \cdot \boldsymbol{I}_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \end{cases}$$
(I-6)

Ces équations (0-6) peuvent être réécrites en introduisant la notion matricielle (ici grandeurs entre crochets), ce qui se traduit par :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$
(I-7)

$$[\boldsymbol{v}_{sabc}] = [\boldsymbol{R}_s][\boldsymbol{I}_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\varphi}_{sabc}]$$
(I-8)

#### > Pour le rotor

Le rotor du moteur asynchrone à cage étant fermé sur lui-même (court-circuité), on prend  $v_r$ égale à zéro.[5]

$$\begin{cases} \boldsymbol{v}_{ra} = \boldsymbol{R}_r \cdot \boldsymbol{I}_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{v}_{rb} = \boldsymbol{R}_r \cdot \boldsymbol{I}_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{v}_{rd} = \boldsymbol{R}_r \cdot \boldsymbol{I}_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \boldsymbol{0} \end{cases}$$
(I-9)

Ou sous forme matriciel :

$$[\boldsymbol{v}_{rabc}] = [\boldsymbol{R}_r][\boldsymbol{I}_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\varphi}_{rabc}] = [\boldsymbol{0}]$$
(I-10)

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(I-11)

#### Les Equations magnétique

Le flux statorique et rotorique

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_s \\ [\boldsymbol{\varphi}_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_s & [\boldsymbol{M}_{sr}] \\ [\boldsymbol{M}_{rs}] & [\boldsymbol{L}_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_s \\ [\boldsymbol{I}_r] \end{bmatrix}$$
(I-12)

Avec

Chapitre I

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_s & \boldsymbol{M}_s & \boldsymbol{M}_s \\ \boldsymbol{M}_s & \boldsymbol{L}_s & \boldsymbol{M}_s \\ \boldsymbol{M}_s & \boldsymbol{M}_s & \boldsymbol{L}_s \end{bmatrix}$$
(I-13)

Matrice des boubinage au stator

 $M_{\rm S}$ : L'inductance mutuelle de couplage entre bobinage du stator.

 $L_s$ : L'inductance d'un seul bobinage.

$$\begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$
(I-14)

 $M_r$ : L'inductance mutuelle de couplage entre bobinage du rotor.

 $L_s$ : L'inductance d'un seul bobinage au rotor.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^{t} = [M_{sr}] \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$
(I-15)

 $\theta$ : L'angle entre les axes rotorique et statorique (Figure I.6)

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s] . [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s] . [I_{sabc}] + [M_{sr}] . [I_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] = [R_r] . [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r] . [I_{rabc}] + [M_{rs}] . [I_{sabc}]) \end{cases}$$
(I-16)

#### I.4.1.1. Les Equations mécanique

$$C_e - C_{st} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega$$
 (I-17)

 $C_e$ : Le couple électromagnétique de la machine. [Nm]

 $C_{st} = C_r$ : Le couple résistant (statique) a l'arbre de la machine.[Nm]

J: Le moment d'inertie.  $[Kgm^2]$ .

 $\Omega$ : La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

f: Le coefficient de frottement. [Nm/rad/s]

La vitesse électrique du rotor :  $\omega_r = P. \Omega$ 

P: Le nombre de paires de pôles.

Donc

$$C_e - C_{st} = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{f \cdot \omega_r}{P}$$
(I-18)

#### I.4.2 La transformation de Park

Soit une source triphasée

$$\begin{cases}
V_a = V_{max} \cdot sin(2\pi f) \\
V_b = V_{max} \cdot sin(2\pi f + \frac{2\pi}{3}) \\
V_c = V_{max} \cdot sin(2\pi f - \frac{2\pi}{3})
\end{cases}$$
(I-19)

#### I.4.2.1. La matrice de Park

$$[\boldsymbol{P}(\boldsymbol{\theta})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\boldsymbol{\theta}) & \cos(\boldsymbol{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\boldsymbol{\theta} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\boldsymbol{\theta}) & -\sin(\boldsymbol{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\boldsymbol{\theta} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(I-20)

L'application de la transformation de Park

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$
 (I-21)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$
(I.22)

$$\begin{cases} V_{d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_{a}(\cos(\theta) + V_{b}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{c}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \right) \\ V_{q} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_{a}(\sin(\theta) + V_{b}\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{c}\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \right) \end{cases}$$
(I-23)

#### I.4.2.2. La matrice de park inverse

$$[\boldsymbol{P}(\boldsymbol{\theta})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\boldsymbol{\theta}) & -\sin(\boldsymbol{\theta}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\boldsymbol{\theta} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\boldsymbol{\theta} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\boldsymbol{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\boldsymbol{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(I-24)

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix}$$
 (I-25)

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix}$$
(I-26)

D'après l'application de la transformation inverse de Park :

$$\begin{cases}
V_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_d \cos(\theta) - V_q \sin(\theta) \right) \\
V_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_d \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - V_q \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
V_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - V_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right)
\end{cases}$$
(I-27)

#### I.4.3 Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère biphasé

On utilise la transformation de Park pour modélisé le moteur dans un repère biphasé (d,q) tournant à la vitesse angulaire :

$$\omega_{\rm s} = \frac{\mathrm{d}\theta_{\rm s}}{\mathrm{d}t} \tag{I-28}$$

$$\omega_{\rm r} = \frac{{\rm d}\theta_{\rm r}}{{\rm d}t} = \omega_{\rm s} - \omega \tag{I-29}$$

I.4.3.1. Les Equations électrique

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_s \varphi_{ds} \end{cases}$$
(I-30)

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{\mathbf{r}}\mathbf{I}_{d\mathbf{r}} + \frac{d\varphi_{d\mathbf{r}}}{d\mathbf{t}} - (\omega_{s} - \omega)\varphi_{q\mathbf{r}} = \mathbf{0} \\ \mathbf{R}_{\mathbf{r}}\mathbf{I}_{q\mathbf{r}} + \frac{d\varphi_{q\mathbf{r}}}{d\mathbf{t}} - (\omega_{s} - \omega)\varphi_{d\mathbf{r}} = \mathbf{0} \end{cases}$$
(I-31)

I.4.3.2. Les Equations magnetique

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s . I_{ds} + M . I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s . I_{qs} + M . I_{qr} \end{cases}$$
(I-32)

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases}$$
(I-33)

$$[\mathbf{V}] = [\mathbf{I}] \cdot [\mathbf{R}] + [\mathbf{L}] [\mathbf{I}] + \boldsymbol{\omega}_{s} [\mathbf{A}_{1}] [\mathbf{I}] + (\boldsymbol{\omega}_{s} - \boldsymbol{\omega}) [\mathbf{A}_{2}] [\mathbf{I}]$$
(I -34)

Avec

$$\begin{bmatrix} V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}$$
(I -35)

$$[A_1] = \begin{bmatrix} 0 - L_s & 0 - M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_r & 0 - M \\ L_R & 0 & M & 0 \end{bmatrix}$$
(I-36)

Alors

$$[I] = [L]^{-1}([V] - [I][R] - \omega_s[A_1][I] - (\omega_s - \omega)[A_2][I])$$
(I-37)

#### I.4.3.3. Les Equations mécaniques

L'équation du couple électromagnétique du moteur est :

$$C_{em} = \frac{2}{3} \left[ \varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds} \right]$$
(I-38)

L'équation du mouvement, reliant les parties électrique et mécanique s'écrit comme suit :

$$J\frac{d\Omega}{dx} = C_{em} - C_r \tag{I-39}$$

#### I.4.4 Mise en forme équation d'état

Sous forme matricielle on peut écrire le système général d'équation comme suit

$$\frac{d}{dt}[\boldsymbol{X}] = [\boldsymbol{A}].[\boldsymbol{X}] + [\boldsymbol{B}][\boldsymbol{V}]$$
(I-40)

$$[V] = [C]. [X] + [D][U]$$
(I-41)

Avec

[A]: la matrice fondamentale qui caractérise le système.

- [B]: la matrice d'entrée.
- [C]: la matrice de sortie.
- [D]: la matrice de transmission direct.
- [U]: le vecteur de commande.
- [X] : le vecteur d'état.
- [Y]: le vecteur de sortie.



Figure.I. 7Représentation schématique d'un modèle d'équation d'état.

Pour obtenir le vecteur d'état pour le modèle du moteur, on remplacer les équations magnétiques (I-32), (I-33) dans les équations électriques (I-30), (I-31)

Avec

 $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ : Le coefficient de la fuite totale.

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

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

Apres l'arrangement des équations, on aboutit à :

#### Chapitre I Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

$$\begin{cases}
\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_{s}\sigma}I_{ds} + \left(\omega_{r} + \frac{1}{\sigma}\omega\right)I_{qs} + \frac{M}{L_{s}T_{r}\sigma}I_{dr} + \frac{M}{L_{s}\sigma}\omega I_{qr} + \frac{1}{L_{s}\sigma}V_{ds} \\
\frac{dI_{qs}}{dt} = -\left(\omega_{r} + \frac{1}{\sigma}\omega\right)I_{ds} - \frac{1}{T_{s}\sigma}I_{qs} - \frac{M}{L_{s}\sigma}\omega I_{dr} + \frac{M}{L_{s}T_{r}\sigma}I_{qr} + \frac{1}{L_{s}\sigma}V_{qs} \\
\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_{r}T_{s}\sigma}I_{ds} - \frac{M}{L_{r}\sigma}\omega I_{qs} - \frac{1}{T_{r}\sigma}I_{dr} + \left(\omega_{r} - \frac{M^{2}}{L_{s}L_{r}\sigma}\omega\right)I_{qr} - \frac{M}{L_{s}L_{r}\sigma}V_{ds} \\
\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_{r}\sigma}\omega I_{ds} + \frac{M}{L_{r}T_{s}\sigma}I_{qs} + \left(-\omega_{r} + \frac{M^{2}}{L_{s}L_{r}\sigma}\omega\right)I_{dr} - \frac{1}{T_{r}\sigma}I_{qr} - \frac{M}{L_{s}L_{r}\sigma}V_{qs}
\end{cases}$$
(I-42)

On suppose que le vecteur d'état est la matrice des courants :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qe} \end{bmatrix}$$
(I -43)

Et la matrice A est:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & \left(\omega_r + \frac{1}{\sigma}\omega\right) & \frac{M}{L_sT_r\sigma} & \frac{M}{T_s\sigma}\omega \\ -\left(\omega_r + \frac{1}{\sigma}\omega\right) & -\frac{1}{T_s\sigma} & -\frac{M}{L_s\sigma}\omega & \frac{M}{L_sT_r\sigma} \\ \frac{M}{L_rT_s\sigma} & -\frac{M}{L_r\sigma}\omega & -\frac{1}{T_r\sigma} & \left(\omega_r - \frac{M^2}{L_sL_r\sigma}\omega\right) \\ \frac{M}{L_r\sigma}\omega & \frac{M}{L_rT_s\sigma} & \left(-\omega_r + \frac{M^2}{L_sL_r\sigma}\omega\right) & -\frac{1}{T_r\sigma} \end{bmatrix}$$
(I-44)

On peut simplifie la matrice [A] comme la suite

$$[A] = [A_1] + \omega[A_2] + \omega_r[A_3]$$
(I-45)

Pour

$$[A] = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{s}\sigma} & 0 & \frac{M}{L_{s}T_{r}\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{s}\sigma} & 0 & \frac{M}{L_{s}T_{r}\sigma} \\ \frac{M}{L_{r}T_{s}\sigma} & 0 & -\frac{1}{T_{r}\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_{r}T_{s}\sigma} & 0 & -\frac{1}{T_{r}\sigma} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sigma} & 0 & \frac{M}{L_{s}\sigma} \\ -\frac{1}{\sigma} & 0 & -\frac{M}{L_{s}\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_{r}\sigma} & 0 & -\frac{M^{2}}{L_{s}L_{r}\sigma} \end{bmatrix} + \omega_{r} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$
(I-46)

Et le vecteur de commande est

$$[\boldsymbol{U}] = [\boldsymbol{V}] = \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_{ds} \boldsymbol{V}_{qs} \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}$$
(I-47)

Et la matrice d'entrée

$$[\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{s}\sigma} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{1}{L_{s}\sigma} \\ -\frac{M}{L_{s}L_{r}\sigma} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\frac{M}{L_{s}L_{r}\sigma} \end{bmatrix}$$
(I -48)

L'équation de puissance et de couple

$$\boldsymbol{P}_{m} = \left(\boldsymbol{\varphi}_{ds}\boldsymbol{I}_{qs} - \boldsymbol{\varphi}_{qs}\boldsymbol{I}_{ds}\right) \left(\frac{d(\boldsymbol{\theta}_{s} - \boldsymbol{\theta}_{r})}{dt}\right) \tag{I-49}$$

La puissance mécanique est aussi égale à  $C_e \Omega$  ou à $C_e \omega/P$ , on en tire l'expression du couple :

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{e}} = \boldsymbol{P}(\boldsymbol{\varphi}_{ds}\boldsymbol{I}_{qs} - \boldsymbol{\varphi}_{qs}\boldsymbol{I}_{ds}) = \frac{PL_r}{M}(\boldsymbol{\varphi}_{dr}\boldsymbol{I}_{qs} - \boldsymbol{\varphi}_{qr}\boldsymbol{I}_{ds})$$
(I 50)

#### I.5 Modèle Matlab/Simulink de la machine asynchrone à caged'écureuil

Le but de cette simulation est de valider le modèle du moteur à induction, et analyser le comportement des machines lorsqu'elles sont alimentées directement depuis le réseau, représente le modèle Matlab/Simulink du moteur asynchrone par les équations précédentes. Il se compose d'une alimentation triphasée, bloc de conversion abc/dq et bloc modèle d'état du moteur à induction. [5]

Grâce à MATLAB Simulink, nous avons deux modèles du MAS à cage, un modèle en forme d'équation électrique et magnétique dans le repère biphasé et un autre modèle en forme équation d'état.

#### I.5.1 Modèle en forme d'équation électrique et magnétique dans le repère biphasé

On alimente ce modèle avec une source triphasé, après on ajoute la transformation de Park pour simplifie le systèmedans un repèrebiphasé, puis on va modélise les équations précèdent comme la suite :

L'annexe.A.1représente le modèle SIMULINK du moteur asynchrone décrit par les équations (I-35), (I-36) et (I-37).

L'annexe.A.2représenteLa transformation de Park est réalisée à partir de l'équation (I-23).

L'annexe.A.3représenteLa transformation de Park inverse est réalisée à partir de l'équation(I -27).

Programme demodèledumoteur est dans l'annexe .A.4.

#### I.5.2 Modelé en forme équation d'état

C'est une modélisation du moteur celons ce que on a fait pour les équations de l'espace d'état, la simulation est fait par les équations (I -51), (I -52) et (I -53).

Programme Modelé en forme équation d'état Annexe. A.5.

Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage dans l'espace d'état Annexe. A.6.

#### I.5.3 Résultats de la simulation

Les figures suivantes montrent les résultats de la simulation du processus de démarrage à vide du moteur asynchrone, suivi de l'application d'une charge de 10 Nm après une seconde.

Les figures suivantes représentent respectivement les courbes du courant, le flux, la vitesse et le couple dans les deux essais.

## Chapitre I Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil















#### Chapitre I Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Les figures (I.8...I.15) montrant les résultats de la simulation d'un moteur asynchrone paramétré expérimentalement avec le moteur démarrant sans charge et appliquant ensuite une charge nominale de 10 Nm après une seconde. Le moteur est entraîné par une onde sinusoïdale avec une tension triphasée de 240V d'amplitude et fréquence de 50Hz. Lors du démarrage, il y a un fort appel de courant jusqu'à 20A D'amplitude nécessaire pour générer le couple. Par conséquent, ce couple atteint un couple de démarrage de 27 Nm puis se stabilise à une valeur quasi nulle en régime établi à vide après quelques oscillations. De même, l'introduction d'un couple de charge entraîne une réduction de la vitesse de rotation, tout comme le flux rotorique.

Lorsque le moteur tourne à vide, la vitesse du moteur augmente progressivement jusqu'à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. Diminuer ensuite lorsque la charge est introduite.

Cela rend le contrôle en boucle fermée nécessaire et peut compenser cette différence. Les résultats de cette simulation montrent clairement le couplage fort qui existe entre les différentes variables (couple, flux), indiquant le comportement non linéaire des machines asynchrones.

#### I.6 **Conclusion**

Ce travail présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction, Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.

L'étape d'identification des paramètres du moteur est très importante pour sa commande, car les paramètres ne sont généralement pas donnés par le constructeur. Les modèles mathématiques et les paramètres du moteur ont été vérifiés par simulation et comparaisons expérimentales, et comme l'onduleur est un élément essentiel dans la phase de contrôle, il existe toujours une modélisation de l'onduleur alimentant la machine. Pour ce dernier, le chapitre suivant estconsacré à la modélisation et à la sélection de méthodes pouvant fournir de bonnesperformances pour éliminer la chute de vitesse du moteur dans le cas d'application d'une charge

22
# II. Chapitre II : Modélisation et simulation d'onduleur triphasé

# II.1 Introduction

Le but de l'électronique de puissance est de concevoir des convertisseurs statiques capables de fournir l'énergie électrique appropriée à la source et à son récepteur associé. Il permet également d'étudier la conversion de l'énergie électrique à l'aide de convertisseurs qui utilisent des dispositifs statiques (semi-conducteurs), qui sont souvent des dispositifs contrôlables (contrôler le transfert d'énergie entre la source et le récepteur). Ils convertissent et ajustent le signal électrique disponible à la source d'entrée dans un formulaire adapté au récepteur d'alimentation (charge). Un onduleur est un convertisseur statique capable de gérer le transfert d'énergie entre une source d'énergie continue et un récepteur qui nécessite un autre type d'onde avec le contrôle approprié.

L'émergence et le développement de la fonction onduleur, ainsi que son utilisation répandue aujourd'hui, sont dus au développement d'une technologie de commutation semiconducteur contrôlable et puissante, ainsi que l'utilisation au développement, et la mise en œuvre de techniques de modulation pour assurer le contrôle du transfert d'énergie.[11]

Ce chapitre discutera le fonctionnement des onduleurs, le modèle mathématique d'onduleur et sa simulation et des stratégies de modulation appropriées.

# II.2 Définition d'onduleur

Les onduleurs de tension existent dans divers domaines d'application de l'électronique de puissance, notamment dans le domaine de la variation de vitesse des moteurs à courant alternatif. Les onduleurs sont des convertisseurs statiques qui fournissent une conversion AC vers DC.



# Figure.II. 1.Schéma de principe de l'onduleur.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, la tension d'entrée doit être coupée et appliquée au récepteur dans les deux directions, pour cela les interrupteurs qui composent l'onduleur doivent être contrôlés. Ceci est très important car il détermine le type de tension de sortie. Le développement rapide des conducteurs de tension au cours des dernières années est dû, d'une part, au développement des composants semi-conducteurs entièrement contrôlables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, à l'utilisation presque universelle des techniques connues sous le nom :la modulation de largeur d'impulsion.[12]

# II.3 Principe de fonctionnement d'onduleur triphaséà deux niveaux de tensions

L'onduleur triphasé à deux niveaux est composé d'une source continue de tension et de six interrupteurs montés sur un pont. Un redresseur à diode triphasée est couramment utilisé pour maintenir une tension constante. Ceci est couramment utilisé dans MLI pour alimenter les récipients équilibrés triphasés avec tension et fréquence variables. Chacune des trois tensions montrées dans le diagramme est formée par une onde bistable avec les valeurs +E et -E. Cependant, il y a une différence de 32  $\pi$  entre les deux. Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, la tension d'entrée doit être coupée et appliquée au récepteur dans les deux directions. En raison des entrefers d'ouverture et de fermeture, des interrupteurs d'un ondulateur de tension alimenté par une source de tension parfaite appliquent une tension alternative continue formée par deux niveaux de fentes rectangulaires à sa sortie. La fréquence de fonctionnement est définie par la commande du commutateur.[12]



Figure.II. 2Schéma architecturent d'onduleur triphasé.

# II.4 Les types d'onduleur

# II.4.1 Onduleur de courant

Comme le montre la figure II.3 un onduleur de courant combine une source CC et une charge de tension CA. Calculez la forme onde du courant de départ. L'impédance interne d'une alimentation est définie comme le fait que le courant qui la traverse n'est pas affecté par les variations de tension à ses bornes, en particulier les variations brusques de tension causées par les interrupteurs. Une source d'alimentation continue applique un courant à l'entrée du convertisseur et, par conséquent, un courant de commutation à sa sortie.[11]



Figure.II. 3.Onduleur de courant et sa forme d'ondes.

### II.4.2 Onduleur de tension

Un onduleur de tension combine une source de contrainte CC avec une charge CA, comme le montre la figure II.4 :Onduleur de tension. Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue de faible intensité qui n'a aucun effet sur les variations possibles du courant consommé et qui est fourni sur une charge de type alternatif en appliquant la tension entrante à la tension de sortie. [11]



Figure.II. 4.Onduleur de tension et sa forme d'ondes.

# II.5 La modélisation d'onduleur triphasé

Selon Schéma architecture d'onduleur (figure II.2) on a :

$$V_{ao} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, pourS_a = 1\\ -\frac{V_{dc}}{2}, pourS_a = 0 \end{cases} \rightarrow V_{ao} = K_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} pour \qquad K_a = 1ou - 1 \tag{II. 1}$$

$$V_{bo} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, pourS_{b} = 1\\ -\frac{V_{dc}}{2}, pourS_{b} = 0 \end{cases} \rightarrow V_{bo} = K_{b} \cdot \frac{V_{dc}}{2} pour \qquad K_{b} = 1 \text{ ou} - 1 \qquad (II. 2)$$

$$V_{co} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, pourS_{c} = 1\\ -\frac{V_{dc}}{2}, pourS_{c} = 0 \end{cases} \rightarrow V_{co} = K_{c} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad pour \qquad K_{c} = 1 \text{ ou} - 1 \qquad (II. 3)$$

A conduction d'équilibre :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = \mathbf{0} \tag{II. 4}$$

D'après la figure II.1 :

$$\begin{cases} V_{oa} + V_{an} = V_{on} \\ V_{ob} + V_{bn} = V_{on} \\ V_{oc} + V_{cn} = V_{on} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} -V_{ao} + V_{an} = V_{on} \\ -V_{bo} + V_{bn} = V_{on} \\ -V_{co} + V_{cn} = V_{on} \end{cases}$$
(II. 5)

Donc

$$\begin{cases} V_{an} = V_{on} + V_{ao} \\ V_{bn} = V_{on} + V_{bo} \\ V_{cn} = V_{on} + V_{co} \end{cases}$$
(II. 6)

La somme des équations (II.6) est comme suite :

$$3.V_{on} - (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \tag{II. 7}$$

A cause d'équation (II.4)

Donc

$$V_{on} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})$$
(II. 8)

On remplaçant l'équation (II.8) dans (II.6) :

$$\begin{cases}
V_{an} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) + V_{ao} \\
V_{bn} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) + V_{bo} \\
V_{cn} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) + V_{co}
\end{cases}$$
(II. 9)

Apres simplification

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co} \end{cases}$$
(II. 10)

On peut écrire l'équation (II.10) se forme matricielle comme suite

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_{an} \\ \boldsymbol{V}_{bn} \\ \boldsymbol{V}_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_{ao} \\ \boldsymbol{V}_{bo} \\ \boldsymbol{V}_{co} \end{bmatrix}$$
(II. 11)

D'après les équations (II.1), (II.2) et (II.3) :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_a \frac{V_{dc}}{2} \\ K_b \frac{V_{dc}}{2} \\ K_c \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix}$$
(II. 12)

Donc

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix}$$
(II. 13)

Pour obtenir les valeurs de courant de sortie d'onduleur il faut alimente une charge inductive avec sa tension de sortie V, donc :

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}.\,\mathbf{I} + \mathbf{L}\frac{\mathbf{d}\mathbf{I}}{\mathbf{d}\mathbf{t}} \tag{II. 14}$$

$$\mathbf{L}\frac{\mathrm{d}\mathbf{I}}{\mathrm{d}\mathbf{t}} = \mathbf{V} - \mathbf{R}.\,\mathbf{I} \tag{II. 15}$$

 $Donc \ :$ 

$$I = \int (V - R. I) \cdot \frac{1}{L}$$
(II. 16)

Alors on peut simuler ce modèle sous MATLAB et l'ajoute dans le modèle d'onduleur pour avoir les courbes de courants.

# II.6 Loi de Commande de l'onduleur

La conversion continu-alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui voutain si effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et la fermeture(rapport cyclique) de chaque interrupteur donc par la modulation des impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI, en Anglais PWM)[13].Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de la sinusoïde parle contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquence élevée.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.

La technique de contrôle PWM permet la génération d'une tension alternative avec une tension fondamentale proche de la tension de référence et repousse les harmoniques restantes vers les hautes fréquences pour un filtrage facile.[14]

Le système de conversion représenté sur la Figure II.1 est commandé de différentes manières pour fournir une tension sinusoïdale à la charge (MAS triphasé). En fait, deux familles de stratégies de contrôle ont été comparées dans cette perspective.

# II.6.1 Les modulations naturelles à fréquence fixe (sinusoïdale)

L'implémentation la plus courante consiste à comparer un signal triangulaire High La fréquence (HF) est appelée la porteuse et elle détermine la période de hachage du signal de référence La basse fréquence (BF) est appelée modulation et sa fréquence fondamentale est à la fréquence souhaitée. Ce résultat de cette comparaison est le signal de commande injecté dans le

bras de l'onduleur pour contrôler son interrupteur. Cette méthode peut être obtenue de manière simple Temps de marche de chaque commutateur  $[\underline{11}, \underline{15}]$ 

Cette modulation est basée sur une commande indirecte, où la régulation en courant définit une tension de référence que le modulateur doit reproduire en valeur moyenne sur la période de découpage. Ces stratégies sont bien connues et largement étudiées dans la littérature. [16]

# Simulation d'onduleur triphasé commande par MLI sinusoïdale

D'après le modèle matricielle d'onduleur triphasé l'équation (II.13) on a fait sa simulation sous Matlab/Simulink, L'annexe.B.1 est représenté la Simulation d'onduleur triphasé commandé par MLI sinusoïdale.

Pour obtenir les résultats du courant il faut utilise le modèle d'inductance. Les résultats de simulation est comme la suit :



Figure.II. 5La valeur de Ka (1 pour Sa=1, -1 Pour Sa=0).



32

Après avoir fait la simulation du modèle matricielle d'onduleur triphasé (équation II. 13) sous logiciel MATLAB Simulink, et après l'application de la commande MLI sinusoïdale qui a fait par la comparaison entre le signal de référence sinusoïdale et le signal de porteuse de haute fréquence, nous avons les résultat de cette simulation qui montre:

Le signal de la valeur du Ka (Figure II.6) est égale a 1 pour Sa=1 et égale -1 pour Sa=0, ce dernier explique le fonctionnement des interrupteurs pour le point a comme la suite:

- ➤ Ka=1...Sa=1... l'interrupteur Ka1 fermé et l'intercepteur Ka2 ouvert.
- ≻ Ka=-1...Sa=0... l'interrupteur Ka1 ouverte l'intercepteur Ka2 fermé.

C'est la même chose pour les autres intercepteurs.

Apres l'application du signal de commande K sur le modèle matricielle d'onduleur triphasé (équation II. 13) pour le commander la variation rapide de ce signale va créer le signale de tentions de sortie d'onduleur pour  $V_{dc}$ égale 300V.

On remarquant que les valeurs moyenne de signale de tension du sortie d'onduleur est un signal sinusoïdale, et sa c'est la conversion continue/alternative.

# II.6.2 La modulation par hystérésis

La modulation d'hystérésis est basée sur une commande directe, où le contrôle du courant à travers la bande d'hystérésis associée à la stratégie de commande définit directement la commande d'arrêt de l'onduleur. De telles solutions sont connues mais peu développées dans la littérature, notamment en ce qui concerne leurs performances énergétique.[16, 17]

#### Simulation d'onduleur triphasé commande par MLI hystérésis

On a fait cette commande par la comparaison du courants de sortie d'onduleur avec les signales références sous MATLAB SIMULINK dans l'annexe.B.2

On lancer la simulation pour obtenir les résultats suivante :



Figure.II. 7.La valeur de Ka (1 pour Sa=1, -1 Pour Sa=0).



Figure.II. 8Les tensions de sortie d'onduleur.

Dans ce cas, la modulation par hystérésis d'un onduleur est fait par le contrôle de signal du courants de sortie d'onduleur par sa comparaison avec un signale référence ce forme sinusoïdale, nous avons les résultats de cette simulation qui montre:

Le signal de la valeur du Ka (Figure II.9) est égale a 1 pour Sa=1 et égale -1 pour Sa=0, ce dernier explique le fonctionnement des interrupteurs pour le point a comme la suite:

- ► Ka=1...Sa=1... l'interrupteur Ka1 fermé et l'intercepteur Ka2 ouvert.
- ≻ Ka=-1...Sa=0... l'interrupteur Ka1 ouverte l'intercepteur Ka2 fermé.

C'est la même chose pour les autres intercepteurs. Apres l'application du signal de commande K sur le modèle matricielle d'onduleur triphasé (équation II. 13) pour le commander la variation rapide de ce signale va créer le signale de tensions de sortie d'onduleur pour  $V_{dc}$ égale 300V. On remarquant que les valeurs moyenne de signale de tension du sortie d'onduleur est un signal sinusoïdale, et sa c'est la conversion continue/alternative.

# II.7 Alimentation d'un moteur avec un onduleur

L'alimentation d'un moteur dans le modèle précédent se fait par un Source de tension sinusoïdale équilibrée (donc démarrage direct). Pour la suite de notre étude, il est alimenté par un onduleur de tension, qui alimente le stator du moteur avec une tension triphasée, carrée, de largeur variable mais dont la composante fondamentale est une sinusoïde, ce qui permet de réaliser la variation de vitesse du moteur[18].

# II.8 Conclusion

L'onduleur est un élément très important pour faire une commande d'un moteur asynchrone car il est le passage entre le circuit de puissance et le circuit de commande, et il a fait la conversion DC/AC d'après plusieurs types de modulation largeur d'impulsion(MLI) selon un signal référence provenir de notre commande.

Ce chapitre traite l'onduleur triphasé en générale, et son modèle matricielle et simulation sous MATLAB, et il s'applique deux types de commande modulation largeur d'impulsion (MLI sinusoïdale et MLI hystérésis) pour obtenir des bons résultats de simulation. Les résultats de simulation montrent que la commande MLI sinusoïdale est la plus proche du signale de référence que la commande MLI hystérésis, car la valeur moyenne de la tension de sortie est presque sinusoïdale.

Pour cela, on va utiliser l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale dans le prochain chapitre pour faire la commande vectorielle du moteur asynchrone.

# III. Chapitre III : Application de la commande vectorielle par flux orienté rotorique

# **III.1 Introduction**

Afin de rendre disponibles les moteurs asynchrones pour les systèmes à vitesse variable, il Doit être contrôlé par un processus externe permettant d'ajuster au maximum la tension en réponse aux variations des consignes de vitesse et de couple de charge[19-21] Le principe du contrôle vectoriel de flux a été introduit en 1972 par F,Balaschke[10]. Historiquement, il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les moteurs alternatifs, notamment les moteurs synchrones [4][22]. Le principe de commande est alors appliqué aux moteurs asynchrones. Cette méthode basée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple machine est aujourd'hui la méthode la plus utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, des machines-outils ou de la robotique [23]. Ce type de contrôle s'effectue dans un référentiel tournant [24].

L'objectif de la commande par champ, FOC (Field Oriented Control) en anglais, est d'arriver à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur Flux  $\varphi$ et de la grandeur Courant I. Il s'agira donc de chercher la quadrature entre I et  $\varphi$ , naturellement découplée pour une machine à courant continu (courant d'excitation – producteur de flux –, et courant d'induit – producteur de couple –). La méthode de flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q), répétitif tournant biphasé orienté sur r (Flux rotorique) ou  $\Phi$  s  $\Phi$  (Flux statorique) et un type de commande qui permet de découpler le couple et le flux.



Figure III. 1Stratégies de commande vectorielle de MAS, en bleu la stratégie utilisé dans ce chapitre.

Les stratégies de la commande vectorielle prenait en compte la grandeur des variables de contrôle est leur phase. La grandeur et la position des vecteurs de courant et de flux sont donc toujours connues ce qui assure un découplage parfait des composants du couple et permet ainsi d'obtenir des performances dynamiques très élevées.

La commande à flux orienté (Field Oriented Control FOC) divisée en trois sous méthode, selon l'orientation du flux (stator, entrefer, rotor), cette méthode est basée sur le modèle inverse de la machine.

#### III.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)

L'examen de l'expression du couple d'une machine asynchrone montre qu'il résulte d'une Différence des produits de deux termes en quadrature, flux rotoriques et courants les stators, qui sont un couplage complexe entre les grandeurs de la machines.

Le contrôle de la direction du flux a pour but de découpler les grandeurs responsables L'aimantation de la machine et la génération de couple. Mathématiquement, la loi Le contrôle consiste à établir un ensemble de transformations à convertir d'avoir Double non-linéarité structurelle des systèmes linéaires pour assurer l'indépendance entre les créations Le flux magnétique et le couple sont générés dans des moteurs à courant continu excités séparément.

Le contrôle de la direction du flux consiste à moduler le flux à travers les composantes du courant et du couple par un autre composant. Pour cela, il faut choisir un système d'axes "d, q". Un choix judicieux L'angle d'orientation de la référence "d, q" provoque l'alignement de l'axe "d" sur le résultat de l'écoulement. [25]



Figure III. 2. Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu
[30]

Pour le MCC, le couple est contrôler par le courant d'alimentation  $I_a$  et le flux est contrôler par le courant d'excitation $I_f$ .

En parallèle pour le MAS, le couple est contrôler par le courant  $I_{qs}$  et le flux est contrôler par le courant $I_{ds}$ .

#### III.3 Principe commande vectorielle à flux rotorique orienté :

Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants :

$$Ce = \frac{PM}{L_r} \left( I_{qr} \cdot I_{ds} - I_{dr} \cdot I_{qs} \right)$$
(III-1)

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture du couple électromagnétique

$$Ce = \frac{PM}{L_r} \left( \varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds} \right)$$
(III-2)

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ( $\varphi_{qr}I_{ds}$ ), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une Machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le

repère dq de manière à annuler la composante de flux en quadrature ( $\varphi_{qr}$ ). C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d).[26]

Et donc d'avoir :

$$\boldsymbol{\varphi}_{qr} = \mathbf{0} \operatorname{Et} \boldsymbol{\varphi}_{r} = \boldsymbol{\varphi}_{dr}$$
 Figure.III.2

Le couple s'écrit alors :

$$Ce = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs})$$
(III-3)



#### III.3.1 **Expression des flux :**

Cote stator :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s.I_{ds} + M.I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s.I_{qs} + M.I_{qr} \end{cases}$$
(III-4)

Cote rotor:

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases}$$
(III-5)

#### III.3.2 **Expression des tensions:**

Coté rotor :

$$\begin{cases} R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\varphi_{qr} = \mathbf{0} \\ R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\varphi_{dr} = \mathbf{0} \end{cases}$$
(III-6)

Coté stator :



$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_s \varphi_{ds} \end{cases}$$
(III-7)

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.[6]

Avec

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{Le coefficient de la fuite totale}$$
  
$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \text{Constante de tempe statorique.}$$
  
$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{Constante de tempe rotorique.}$$

La modélisation des machines de cette manière réduit le nombre que nous avons Besoin de savoir pour simuler le fonctionnement de la machine. En effet, seulement Les valeurs instantanées de la tension statorique et du couple résistant doivent être déterminées les imposer à la machine. Nous n'avons donc pas besoin de connaître la valeur de l'impulsionStator ou glissement, comme dans le cas des modèles écrits sous forme d'équationsRotation synchrone du référentiel.

Pour le logiciel de simulation que nous avons développé dans les deux chapitres précédents, nous voulons Séparez la section "Modèle de machine" de la section "Contrôle et régulation". De nos points de vue Il est judicieux d'essayer de répliquer le plus fidèlement possible le modèle expérimental, Rendez la simulation proche de la réalité.

Par conséquent, les seules données échangées entre les deux parties du logiciel sont lorsque l'entrée modèle, les tensions $V_{as}$ , $V_{bs}$ , $V_{cs}$  et couple résistant en sortie, on trouve les Courants  $I_{as}$ ,  $I_{bs}$  et vitesse mécanique.

De plus, ce modèle n'introduit que quatre paramètres ( $R_s$ ,  $\tau_s$ ,  $\tau_r$ ,  $\sigma$ ). Si l'on souhaite obtenir la valeur des courants rotoriques, il faudra rajouter un cinquième paramètre. A défaut de connaître les paramètres par un calcul de champs, une hypothèse souvent utilisée fixe  $L_r=L_s$ , elle est appelée hypothèse d'Alger.

42

#### III.4 Méthodes de commande vectorielle des moteurs asynchrones

Le but de la commande vectorielle est de pouvoir commander un moteur asynchrone comme moteurs à courant continu à excitation indépendante avec découplage naturel entre contrôle la quantité de flux magnétique, le courant de champ et les quantités liées au couple, la courante armature. Ce découplage permet d'obtenir une réponse en couple très rapide.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varphi}_d = \boldsymbol{\varphi} \\ \boldsymbol{\varphi}_q = \boldsymbol{0} \end{cases}$$

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.[6]

En imposant, $\varphi_{qr} = 0$ , les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\varphi_r = \varphi_{dr}$$

D'après l'équation (III-6) :

$$\begin{cases} R_{\rm r} I_{d_{\rm r}} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \mathbf{0} \\ R_{\rm r} I_{qr} + (\omega_{\rm s} - \omega)\varphi_{dr} = \mathbf{0} \end{cases}$$
(III-11)

Et l'équation (III-5) :

$$\begin{cases} I_{d_r} = \frac{\varphi_{dr} - MI_{ds}}{L_r} = \mathbf{0} \\ I_{qr} = \frac{MI_{qs}}{L_r} \end{cases}$$
(III-12)

Se réconcilier l'équation de courant (III-12) dans (III-11) on trouve :

$$\begin{cases} R_{\rm r}(\frac{\varphi_{dr} - MI_{ds}}{L_{\rm r}}) + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \mathbf{0} \\ R_{\rm r}(-\frac{MI_{qs}}{L_{\rm r}}) + (\omega_{\rm s} - \omega)\varphi_{dr} = \mathbf{0} \end{cases}$$
(III-13)

Puis on simplifie l'équation (III-13) :

$$\begin{cases} \varphi_r + \tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} = MI_{ds} \\ (\omega_s - \omega) = \frac{MI_{qs}}{T_r \varphi_{dr}} \end{cases}$$
(III-14)

D'après l'equation (III-7) et (III-12) Obtenez une équation électrique spéciale dans Stator suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases}$$
(III-15)

Avec : 
$$C_e = P \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs}$$
 (III.16)

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + \sigma L_s)I_{ds} + P\frac{M}{L_r}\varphi_{dr} - \omega_s\sigma L_sI_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + \sigma L_s)I_{qs} + \omega_s\frac{M}{L_r}\varphi_{dr} + \omega_s\sigma L_sI_{ds} \end{cases}$$
(III.17)

Le bloc FOC (Field Oriented Control) est défini par les équations suivantes :

D'après l'équation (II-3):

$$\mathbf{I}^*_{\mathbf{qs}} = \mathbf{C}^*_{\mathbf{e}} \frac{\mathbf{L}_{\mathbf{r}}}{\mathbf{PM}\boldsymbol{\varphi}^*_{\mathbf{dr}}}$$
(III.18)

D'après l'équation (III.14):

$$\varphi_{dr} = MI_{ds} \tag{III.19}$$

D'après l'équation (III.19):

$$\mathbf{I}^*_{\mathbf{ds}} = \frac{1}{M} \boldsymbol{\varphi}^*_{\mathbf{dr}} \tag{III.20}$$

#### III.5 Découplage entré-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation. [27]

#### III.5.1 Découplage par compensation

#### En régime permanant

Dans le régime permanant les courants  $I_{qs}$  et  $I_{ds}$  et le flux  $\varphi_{dr}$  sont des constants alors

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = 0 \qquad \frac{dI_{qs}}{dt} = 0 \qquad \frac{dI_{ds}}{dt} = 0$$

Donc :

D'après l'équation (III.17) et On réécrit l'équation puisqu'elle est dans le régime permanant

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases}$$
(III-21)

Et d'après les relations précédentes (III.18) et (III.19), (III.20), on trouve

$$\begin{cases} V_{ds}^{*} = R_{s}I_{ds}^{*} - \omega_{s}^{*}\sigma L_{s}I_{qs}^{*} \\ V_{qs}^{*} = R_{s}I_{qs}^{*} + \omega_{s}^{*}\frac{M}{L_{r}}\varphi_{dr}^{*} + \omega_{s}^{*}\sigma L_{s}I_{ds}^{*} \end{cases}$$
(III-22)

On réécrit l'équation (III-25) sous forme matrice

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}^*_{\ \mathbf{d}\mathbf{s}} \\ \mathbf{V}^*_{\ \mathbf{q}\mathbf{s}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\mathbf{s}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\mathbf{s}} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}^*_{\ \mathbf{d}\mathbf{s}} \\ \mathbf{I}^*_{\ \mathbf{q}\mathbf{s}} \\ \boldsymbol{\phi}^*_{\ \mathbf{d}\mathbf{r}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\boldsymbol{\sigma}\mathbf{L}_{\mathbf{s}} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\sigma}\mathbf{L}_{\mathbf{s}} & \mathbf{0} & \frac{\mathbf{M}}{\mathbf{L}_{\mathbf{r}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}^*_{\ \mathbf{d}\mathbf{s}} \\ \mathbf{I}^*_{\ \mathbf{q}\mathbf{s}} \\ \boldsymbol{\phi}^*_{\ \mathbf{d}\mathbf{r}} \end{bmatrix}$$
(III-23)

Nous avons représenté ces équations (III.18) et (III.19), (III.20), (III.22) et (III.23) dans matlab comme un programme dans l'annexes.B.1.

#### III.6 Mode Défluxage

De nombreuses applications, notamment la traction électrique, nécessitent Survitesse de puissance constante. Cependant, afin d'assurer une telle opération, dans le cas du variateur Lors de l'utilisation d'un moteur asynchrone à vitesse variable, une entrée haute tension est nécessaire. Pour Le contournement de cette exigence de tension réduit le flux de référence à des vitesses élevées. aussi, Afin d'optimiser le besoin en courant d'excitation d'un moteur à induction, il est nécessaire de flux pour fournir à la machine le flux nécessaire pour générer un couple maximal Contrôle vectoriel des machines asynchrones 48 Ne viole pas les contraintes thermiques imposées aux machines et aux composants puissance du convertisseur[28, 29]

45

Le principe du défluxage est de maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et En la modifiant dans une plage de vitesse supérieure à la vitesse nominale.

$$\Phi_{r_{ref}} = \begin{cases} \Phi_{r_{nom}}, & |\omega| \le \omega_{nom} \\ \frac{\omega_{r_{nom}} \omega_{nom}}{|\omega|}, & |\omega| \ge \omega_{nom} \end{cases}$$



Figure III. 4. Principe de déflixage.

 $\Phi_{r ref}$ : Flux rotorique de référence.

 $\Phi_{r nom}$ : Fluxrotorique de nominal

 $\omega_{ref}$ : Vitesse de référencé.

 $\omega_{nom}$ : Vitesse de rotation nominale.

# III.7 **Régulation**

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [<u>30</u>, <u>31</u>]à savoir :

- 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 de paramètres.



Figure III. 5Schéma de principe du régulateur PI.

Soit :  $U_r = \left(K_p + \frac{k_i}{s}\right)\varepsilon$ Ou bien :  $P.I \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1+ST_2}{ST_2}$ Avec :  $K_p = \frac{T_1}{T_2}$  et  $T_1 = \frac{1}{T_2}$ 

# III.8 Commande vectorielle simplifier

On a appliqué la commande simplifier avec un seul régulateur PI pour de la vitesse, sans introduisant les régulateurs du courant et du flux. Le schéma simulation de cette technique est représenté dansl'annexe.C.2.

Les résultats obtenus :



Figure III. 6.La vitesse angulaire rotorique  $\omega_r$  (FOC simplifié).





#### III.9 Implantation de la commande vectorielle

Les performances de la commande vectorielle dépendent de la précision avec laquelle la pulsation statorique est calculée. Pour la réalisation de la commande vectorielle deux méthodes sont envisageables : la méthode directe et la méthode indirecte.

Dans la méthode directe, le flux est régulé par contre-réaction; la pulsation statorique est calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

La méthode indirecte se caractérise par l'absence de régulation de flux; la pulsation statorique est reconstituée à l'aide de la pulsation de glissement de référence.

#### III.9.1 Régulateur de courant

 $V_{ds}$ <sup>c</sup>est la tension de sortie de regulateurs de courant  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ . Donc nous pouvons représenter la commande découplée, cette commande consiste à faire une régulation de courant en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie de correcteur des courant Comme la suite :



Figure III. 11.Découplage par compensation.

#### III.10 Commande vectorielle indirecte

Dans la commande indirecte, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation

rotorique $\omega_r$ . En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées [33].

La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux. Le flux est imposé dans ce cas  $parI_{ds}$ , de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation (III.17) Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas, on tient compte de la constante de temps rotorique  $\tau_r$ .

$$\theta_{s} = \int \left( P\Omega + \frac{I^{*}_{qs}}{\tau_{r}I^{*}_{ds}} \right) dt \quad \text{Ou} \quad I^{*}_{ds} = \frac{\varphi_{r}^{*}}{M}$$

Dans les deux cas, l'amplitude et la phase de flux rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer; il en résulte une dégradation des performances de la commande [33].

La simulation de la commande vectorielle indirect IFOC est dans l'annexe. C.5.

# Chapitre III

Les résultats obtenus :







#### III.12 Commande vectorielle directe

La commande vectorielle directe permet le contrôle de flux et du couple électromagnétique par contre-réaction. Elle exige la détermination de la position et du module de flux. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système.

Une première possibilité consiste à mettre des capteurs de flux dans l'entre fer et de mesurer directement les composantes directe et en quadrature de manière à en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux captés sont entachés des harmoniques d'encoche et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. La précision de la définition de flux dépend des paramètres inductifs, affectés par la saturation du circuit magnétique. Dans la majorité des cas, on ne dispose pas de capteurs de flux. On fait donc appel à des estimateurs ou à des observateurs à partir des mesures effectuées sur le montage.[32]

#### III.12.1 Régulateur du flux et la compensation

Le contrôleur du flux est basé sur un régulateur de type PI. Il permet de contrôler la dynamique et l'erreur en régime permanent du flux rotorique. Il agit sur l'erreur entre le flux rotorique estimé or et la référence de flux qui est donné par la notion de défluxage. Pour assurer un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application des charges additives.


Figure III. 18. Régulateur du flux et compensation.

On représente la commande vectorielle décret DFOC est dans l'annexe.C.3.

# Chapitre III

Les résultats obtenus :







### III.13 La discussion des résultats

### **III.13.1** Les conditions de simulation

Pour évaluer les performances pour les trois techniques de la commande en vitesse, nous avons effectué des simulations numériques sous Simulink MATLAB pendant un temps de simulation t = 6 s

- Démarrage à vide avec application de la vitesse référence de 0 à 314,16 Rad/s (3000 Tr/min).

- Application d'un couple de charge nominal de 5 N.m à l'instant t=2s.

Application d'une valeur fixe du flux rotorique $\varphi_{dr}$  par la notion de défluxage, le flux ne dépasse pas 0.9 Wb.

- Elimination de la charge à l'instant t = 4s.

Les résultats de simulation montrant l'évolution des grandeurs caractéristiques de la machine lors d'un démarrage à vide il y a des oscillations dans le régime transitoire, mais grâce à la commande le temps de repense est très rapide.

Pour les trois méthodes utilise dans notre commande vectorielle, (simplifie, direct et indirect) l'allurede la vitesse rotorique mesure est correspondant a la vitesse référence que on a déjà imposé au notre système, sauf les moments d'utilisation de couple résistant il y a un petit dépassement et une réponse très rapide grâce a le contrôle de la vitesse par un régulateur PI.

Les commandes directe et indirecte a une bonnerésultat de simulation contrairement à la commande simplifie car ces deux commandes élimines les oscillations de la vitesse parce qu'il provoque une vibration dans le moteur, ce dernier est grâce a le contrôle du courant statorique par des régulateur PI, et l'utilisation de découplage par compensation Pour le courant statorique, et le même pour la résultat du courant qui correspond a sa valeur référence.

Grace à découplage entre le flux et le couple, le contrôle de flux référence est contrôler le courant statorique directe, et le contrôle de ce dernier est contrôler le flux du moteur, la même chose pour le couple qu'est contrôle le courant statorique quadratique qu'est contrôler le couple et la vitesse du moteur.

61

Le flux  $\varphi_{dr}$  est correspondanta sa valeur référence qu'est ne dépasse pas 0.9 Wb, au contraire pour le flux  $\varphi_{qr}$  qu'est nulle parce que on prendra l'orientation sur l'axe directe, et sa seulement sur la commande directe.

Pour la commande directe on a utilisé un régulateur PI pour contrôler le flux qu'est mesurépar un capteur de flux, le flux mesurer est correspondant a le flux référence grâce à ce contrôle, au contraire pour la commande indirecte.

III.14 La variation de sens de rotation en DFOC



Figure III. 24. La vitesse angulaire en double sens (DFOC).

Le contrôle de vitesse est propre car la vitesse mesure est correspondant la vitesse référence malgré on a varié la vitesse référence a le sens inverse.

On peut utiliser cette commande comme un variateur de vitesse ou l'inversion de sens de rotation du moteur, et cette utilisation est très importance dans la vie industrielle.

# III.15 Conclusion

La stratégie de la commande vectorielle consiste à piloter la machine suivant deux axes : un axe de flux et un axe de couple. Trois méthodes d'orientation du flux rotorique ont été développées (directe, indirecte, simplifiée), chacune de ces méthodes nous a permis de pouvoir contrôler la machine asynchrone et rendre son comportement proche d'une machine à courant continu en maintenant parfaitement le découplage entre le couple et le flux, en facilitant ainsi la commande de la vitesse de la machine.

On à conclure que la commande direct a des bons résultats grâce a le control de tous les grandeurs par des régulateurs PI.

D'après le teste de faire la variation de vitesse référence, on à conclue que notre commande est fiable surtout la commande directe car le graphe de vitesse mesurée est correspond leur valeur référence et l'erreur entre eux est nulle. [33].

## Conclusion générale

D'une technologie simple, la machine asynchrone, est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques, notamment pour des applications a vitesse constante. Tous les progrès de l'électronique de puissance associent aux commandes modernes autopilotées ont permis d'envisager des applications en vitesse variable de manière efficace, ce qui était auparavant réservé exclusivement au moteur à courant continu et plus récemment au moteur asynchrone.

Vu l'utilisation des machines asynchrone les chercheurs ont pensé aux méthodes et des techniques de commande moderne qui servent à améliorer les performances de la commande d'une MAS. Dans ce travail, on a étudié différentes méthodes du contrôle Vectoriel : simplifier, DFOC et IFOC pour contrôler la vitesse du moteur asynchrone

Le premier chapitre a montré que le modèle de la MAS est fortement complexe inhérent au couplage qui existe entre les variables internes comme le couple électromagnétique et le flux, d'où la nécessité d'utilisation des hypothèses simplificatrices pour "idéaliser" le modèle de la machine asynchrone.

Le second chapitre est consacré pour la modélisation de l'onduleur de tension, commandé par une MLI Sinusoïdale et MLI hystérésis, l'alimentation de la machine par cet onduleur donne des résultats similaires à ceux du comportement réel de la machine.

Le troisième chapitre, on a introduit, les principes techniques de la commande vectorielle, ces technique sont montré ses efficacités dans le découplage entre le couple électromagnétique et le flux et d'aboutir à un contrôle compatible à celui d'une machine DC à excitation séparée, à l'aide d'un régulateur classique du type PI qui a permis de maîtriser les régimes transitoires suite aux perturbations imposées (inversion de la consigne, application et élimination de la charge...).Avec un bon rejet des perturbations, un temps de réponse et un dépassement plus performant

Pour améliorer ce travaille, au future on peut introduire des régulateurs plus performants qui se basent sur des algorithmes de commandes modernes telle que la logique flou, les réseaux de neurones.

64

# ANNEXES

Annexes (A)



Figure A 1Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage.



Figure A 2 Bloc de transformation biphasé-triphasée.



Figure A 3Blok de transformation parck inverse.

clc;	
clear;	
Rr=3.805;	
J=0.031;	
f=0;	
p=2;	
Rs=4.85;	
M=0.258;	
Ls=0.274;	
Lr=0.274;	
R=[Rs000;0	Rs 0 0; 0 0 Rr 0; 0 0 0 Rr]
L=[Ls O M O ; O	Ls O M; M O Lr O; O M O Lr]
A1=[0 -Ls 0 -M;	Ls 0 M 0 ; 0 0 0 0 ;0 0 0 0]
A2 = [0 0 0 0;0 0	0 0;0 -M 0 -Lr;M 0 Lr 0 ]

Figure A 4Programme de modèle du moteur.

cle:
clear;
Pr=3.805;
J=0.031;
f=0;
p=2;
Rs=4.85;
X=0.258;
Ls=0.274;
Lr=0.274;
R=[Fs 0 0 0 ; 0 Fs 0 0; 0 0 Fr 0; 0 0 0 Fr]
L=[Ls 0 M 0 ; 0 Ls 0 M; M 0 Lr 0; 0 M 0 Lr]
sig <mark>=</mark> 1-M^2/(Ls*Lr)
Tr <mark>e</mark> lr/Rr
Ts <mark>a</mark> Ls/Rs
B.[1/(Ls*sig) 0 0 0; 0 1/(Ls*sig) 0 0; -H/(Ls*Lr*sig) 0 0 0; 0 -H/(Ls*Lr*sig) 0 0]
A1=[-1/(Ts*sig) 0 M/(Ls*Tr*sig) 0; 0 -1/(Ts*sig) 0 M/(Ls*Tr*sig); M/(Lr*Ts*sig) 0 -1/(Tr*sig) 0; 0 M/(Ls*Ts*sig) 0 -1/(Tr*sig)]
A2 [0 1 0 0; -1 0 0 0 ; 0 0 0 1 ; 0 0 -1 0]
A3 [0 1/sig 0 K/(Ls*sig); -1/sig 0 -K/(Ls*sig) 0 ; 0 -K/(Lr*sig) 0 -K^2/(Ls*Lr*sig) ; K/(Lr*sig) 0 K^2/(Ls*Lr*sig) 0]
C=[Ps 0 0; 0 Ps 0]
D=[O -sig*Ls O; sig*Ls O M/Lr]
T=[2/3 -1/3 -1/3; -1/3 2/3 -1/3; -1/3 -1/3 2/3]
fpor=5000
v <u>=</u> 400

Figure A 5Programme Modelé en forme équation d'état.



Figure A 6Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage dans l'espace d'état.

ANNEXES (B)



Figure B. 1Simulation d'onduleur triphasé commandé par MLI sinusoïdale.



Figure B. 2Simulation d'onduleur triphasé commandé par MLI hystérésis.

# ANNEXES (C)

clc;
clear;
Rr=3.805;
J=0.031;
f=0;
p=2;
Rs=4.85;
M=0.258;
Ls=0.274;
Lr=0.274;
R=[Rs 0 0 0 ; 0 Rs 0 0; 0 0 Rr 0; 0 0 0 Rr]
L=[Ls 0 M 0 ; 0 Ls 0 M; M 0 Lr 0; 0 M 0 Lr]
sig=1-M^2/(Ls*Lr)
Tr <mark>=</mark> Lr/Rr
Ts <mark>=</mark> Ls/Rs
B=[1/(Ls*sig) 0 0 0; 0 1/(Ls*sig) 0 0; -M/(Ls*Lr*sig) 0 0 0; 0 -M/(Ls*Lr*sig) 0 0]
A1=[-1/(Ts*sig) 0 M/(Ls*Tr*sig) 0; 0 -1/(Ts*sig) 0 M/(Ls*Tr*sig); M/(Lr*Ts*sig) 0 -1/(Tr*sig) 0; 0 M/(Ls*Ts*sig) 0 -1/(Tr*sig)]
A2=[0 1 0 0; -1 0 0 0; 0 0 0 1; 0 0 -1 0]
A3=[0 1/sig 0 M/(Ls*sig); -1/sig 0 -M/(Ls*sig) 0 ; 0 -M/(Lr*sig) 0 -M^2/(Ls*Lr*sig) ; M/(Lr*sig) 0 M^2/(Ls*Lr*sig) 0]
C=[Rs 0 0; 0 Rs 0]
D=[O -sig*Ls O; sig*Ls O M/Lr]
T=[2/3 -1/3 -1/3; -1/3 2/3 -1/3; -1/3 2/3]
fpor=5000
V=300

Figure C. 1 Programme de la simulation de la commande.



Figure C. 2 Simulation de la commande vectorielle DFOC.



Figure C. 3Simulation de la commande décret DFOC.



Figure C. 4 Simulation de la commande vectorielle indirecte IFOC

- 1. DE GENERATRICES, C., ASYNCHRONES POUR L'UTILISATION DE L'ENERGIE EOLIENNE-Machine asynchrone à cage autono. 2003.
- 2. Peresada, S., A. Tilli, and A. Tonielli, *Indirect stator flux-oriented output feedback control of a doubly fed induction machine*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003. **11**(6): p. 875-888.
- 3. Drid, S., Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation. Contribution to the Modeling and Robust Control of a Double Feed Flux Induction Machine with Optimized Feed Structure: Theory and Experimentation), PhD Thesis, University of Batna, Algeria, 2005.
- 4. Grellet, G. and G. Clerc, *Actionneurs électriques*1997: éditions Eyrolles.
- 5. Doumbia, M.L. and A. Traoré, *Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/simulink*. MSAS, Bamako, July, 2002: p. 8-12.
- 6. Baghli, L., Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, 1999, Université Henri Poincaré-Nancy I.
- 7. M.MASMOUDI, *Moulin Merabet Naama*. Magazin des moteurs, 2022.
- 8. Kamal, M.B., *Conception de la commande d'une machine asynchrone*. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran « Mohamed Boudiaf », 2015.
- 9. Bendemmagh, W., Commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone à base des logiciels SIMPLORER et MATLAB, 2018.
- 10. Blaschke, F., *The principle of field orientation as applied to the new transvektor closedloop control system for rotating field machines.* Siemens review, 1972. **34**(1).
- 11. Berkoune, K., Approche mathématique pour la modulation de largeur d'impulsion pour la conversion statique de l'énergie électrique: application aux onduleurs multiniveaux, 2016, Université Paul Sabatier-Toulouse III.
- 12. Miloudi, A., *Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone*, 2006, PhD Thesis, University of Mohamed Boudiaf of Oran, Algeria.
- 13. Benaïdja, N., *Identification et commande de la machine asynchrone par les techniques du softcomputing*, 2018.
- 14. Sakharuk, T., et al., *Modeling of PWM inverter-supplied AC drives at low switching frequencies.* IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002. **49**(5): p. 621-631.
- 15. Tedjini, H., Y. Meslem, and M. Rahli, *Contrôle non linéaire avancé du redresseur MLI triphasé en absorption sinusoïdale de courant*. Acta Electrotehnica, 2008. **49**(3): p. 231-300.
- 16. LE MOIGNE, P., P. DELARUE, and S. FERNANDEZ, *Modulation naturelle par hystérésis d'un onduleur de tension triphasé 2 niveaux*.
- 17. Le Moigne, P., P. Delarue, and S. Fernandez. Modulation par hystérésis de courant à mémoire d'état d'un onduleur triphasé deux niveaux-comportement électrique. in Symposium de Génie Électrique 2014. 2014.
- 18. Abed, K., *Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asybchrone.* 2010.
- 19. Chaouch, S., Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse, 2005, Batna, Université El Hadj Lakhder. Faculté des sciences de l'ingénieur.

- 20. Faqir, A., Commande à structure variable d'un entraînement à machine asynchrone soumis à un environnement mécanique variable, 2003, Amiens.
- 21. Cruz, P. and J.R. Rivas. Induction motor space vector control using adaptive reference model direct and indirect methods. in ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 00TH8543). 2000. IEEE.
- Jeon, S.H., K.K. Oh, and J.Y. Choi, *Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors*. IEEE Transactions on industrial electronics, 2002. 49(3): p. 653-664.
- 23. Wai, R.-J. and K.-M. Lin, *Robust decoupled control of direct field-oriented induction motor drive*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005. **52**(3): p. 837-854.
- 24. Toufouti, R. and H. Benalla, *Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone*, 2008, Constantine: Université Mentouri Constantine.
- 25. Lokriti, A., Y. Zidani, and S. Doubabi. *Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliques pour la commande vectorielle a flux rotorique oriente d'une machine asynchrone.* in 8ème Conférence Internationale de MOdélisation et SIMulation-MOSIM'10. 2010. Citeseer.
- 26. Abdallah, K., *Commande véctorielle de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil*, 2010, Université Mouloud Mammeri.
- 27. Boussiala, B., *Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur a trois niveaux «application sur la machine heptaphasée»*, 2010, Ecole nationale polytechnique d'Alger.
- 28. Vidal, P.-E., *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*, 2004.
- 29. AKKARI, N., contribution à l'amelioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation, 2010, Université de Batna 2.
- 30. !!! INVALID CITATION !!!
- 31. Meziane, S. and H. Benalla, *Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone*, 2009, Université Mentouri Constantine.
- 32. Allam, M., et al., *Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dédiée à une application éolienne*. Journal of Advanced Research in Science and Technology, 2014. **1**(2): p. 88-100.
- 33. Aguglia, D., *Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vie de sa commande vectorielle*2004: Université Laval.

### Résumé

Dans le cadre de ce projet, nous nous intéressons à l'étude et à l'analyse des performances de la vitesse du moteur asynchrone et de la commande de couplage avec l'orientation de rotation du flux rotor. Ce mémoire se concentre sur un nouveau schéma de contrôle pour un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de modulation de couple (MLI), Les résultats de ces régulateurs sélectionnent directement les composants appropriés de la tension vectrice par modulation vectorielle, démontrant l'efficacité de la méthode de contrôle proposée. La vitesse et le débit du moteur sont contrôlés sur une large plage de fonctionnement.

#### Mots clés

Machine asynchrone, Commande vectorielle, Découplage du flux, onduleur

ملخص

في هذا العمل، نحن مهتمون بدراسة وتحليل أداء التحكم في السرعة وعزم الدوران مع توجيه التدفق الدوار المحرك غير متزامن تقدم هذه المذكرة على وجه الخصوص مخطط تحكم جديد المحرك غير متزامن يتم تغذيته بواسطة ماكس تعديل يتكون هذا التحكم من منظمى مستقلين، ينظمان تدفق الجزء المتحرك والسرعة، وتختار مخرجات (MLI). عرض النبضة هذه المنظمات بشكل متر مكونات ناقل الجهد المناسب من خلال تعديل المتجه، وتظهر النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة العددية فعالية الطريقة المقترحة له يامر. يتم تنظيم سرعة المحرك والتنفق عبر تطبيق تشغيل واسع

. الكلمات المفتاحية

الة غير متزامنة. تحكم الشعاعي. فصل التنفك محول

### Summary

We're interested in studying and analyzing the performance of asynchronous motor speed and coupling control with rotor flux rotational orientation in this project. This memory focuses on a new control scheme for an asynchronous motor fed by a torque modulation ondulator (MLI). The outputs of these regulators select directly the appropriate components of the vectrice tension via a vectorial modulation, demonstrating the efficacy of the proposed method of control. The motor's speed and flow are controlled throughout a wide operating range.