



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

جامعة وهران 2 محمد بن أحمد  
Université d'Oran 2 Mohamed Ben Ahmed  
-----  
معهد الصيانة و الأمن الصناعي  
Institut de Maintenance et de Sécurité Industrielle

**Département de Maintenance en Instrumentation**

## MÉMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de Master

**Filière :** Génie Industriel

**Spécialité :** ingénierie de la maintenance en instrumentation

### Thème

# Modélisation et commande de la machine asynchrone

Présenté et soutenu publiquement par :

**Nom ZABI**

**Prénom AHMED**

**Nom GASMI**

**Prénom TOUFIK**

Devant le jury composé de :

<b>Nom et Prénom</b>	<b>Grade</b>	<b>Etablissement</b>	<b>Qualité</b>
Mr. BEKACEM BELKACEM	MAA	IMSI-Univ d'oran 2	<b>Président</b>
Mr. ABDALLAH HAMIDA	MAA	IMSI-Univ d'oran 2	<b>Encadreur</b>
Mr. BOURAHLA BOUMEDIENE	MAB	IMSI-Univ d'oran 2	<b>Examinateur</b>

**Juin 2017**

## **REMERCIEMENT**

Je remercie, en premier lieu, Allah le tout puissant de mon avoir donné la volonté et la patience pour mener à bien ce modeste travail.

Je tiens à remercier très vivement notre encadreur **A. HAMIDA** pour m'avoir aidé tout au long de ce projet afin de rendre mon travail effectif et Les judicieux conseils qu'ils m'ont prodigués tout au long de ce projet m'ont permis de progresser dans mes études et d'achever ce travail dans les meilleures conditions.

Nos vifs remerciements aux membres du jury qui ont accepté de jugé notre travail.

J'adresse les chaleureux remerciements à l'ensemble des enseignants de IMSI qui ont contribué à notre formation.

Enfin, tous mes remerciements vont à mes familles et mes amis qui ont été nombreux à nous aider et à nous encourager



## DEDICACE

*Je dédie ce mémoire à: Mes chers parents pour leur encouragement.*

*Mes frères et mes sœurs*

*Et chacun de la famille "ZABI "*

*Tous mes amis sur tous:taha ,nad jib ,hocine ,nogri, l'aïd,  
smaïl, saïd, yazïd ,karim, feres, hamou,soufiane, hakou,  
moussa, aziz, sïdo, kamel,mohemmed,lhachemi,oussama  
,khaled*

*Mon encadreur*

*Mon cher binôme TOUFIK*

*A tous mes amis : de L'I.M.S.I*

*ZABI AHMED*





## DEDICACE

*Je dédie ce mémoire à:*

*Mes chers parents pour leur patience, leur encouragement  
et leur soutien moral et financier, qu'ils soient assurés de  
mon affection et mon profond respect.*

*Mes frères et mes sœurs chacune par son prénom*

*Et à tous ma famille*

*Tous mes amis sur tous: Ayoub, Boamama, Ibbib,  
Nasreddine, Nadjib, Taha, Aziz, Hammou, nogri, smail,  
laïd, Saïd, Houcine, Abdellah, Hachimi, Mohamed,  
Baghdad.*

*Mon encadreur*

*Mon cher binôme AHMED*

*A toute la promotion Master 2016/2017*

*GASMI TOUFIK*



# SOMMAIRE

REMERCIEMENT

DEDICACE

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

ACRONYMS ET SYMPOLES

<b>Introduction général.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Généralité sur les machines asynchrone et sa commande</b>	
I-1 Introduction .....	4
I-2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée .....	4
I-2-1 Définition .....	4
I-2-2 Constitution .....	5
I-2-3 Principe de fonctionnement .....	7
I-2-4 Avantages et Inconvénients de la machine asynchrone .....	7
I.3 Influence des états magnétique et thermique sur le comportement physique de la machine asynchrone.....	8
I.3.1 Effet thermique.....	8
I.3.2 Courants de Foucault et effet de peau .....	8
I.3.3 Effet magnétique .....	9
I.4 Commande de la machine asynchrone .....	10
I.4.1 Contrôle scalaire.....	10
I.4.1.1 Contrôle V/f .....	11
I.4.1.2 Contrôle du courant statorique et de la fréquence de glissement .....	11
I.4.2 Contrôle vectoriel.....	11
I.4.2.1 Contrôle direct de couple .....	11
I.4.2.2 Contrôle par flux orienté .....	12
I-5 Conclusion .....	13
<b>Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone</b>	
II-1 Introduction .....	15
II-2 Mise en équation de la machine asynchrone triphasée .....	15
II-3 Hypothèses simplificatrices.....	16
II-4 Equations électriques de la machine asynchrone .....	17

II-5 Transformation de PARK :.....	18
II-6 Modèle de PARK de la machine asynchrone triphasé .....	20
II-7 Choix du repère de référence .....	22
II-8 Présentation d'état de la machine asynchrone dans le repere $\alpha,\beta$ .....	23
II-9 Simulation du model dynamique de la machine asynchrone .....	24
II-8 Conclusion :.....	29

### **Chapitre III : Modélisation de L'onduleur**

III-1 Introduction .....	31
III-2 Définition de l'onduleur.....	31
III-3 Principe de fonctionnement d'un onduleur .....	31
III.4 Description de l'onduleur triphasé .....	32
III-4-1 Les composants de l'électronique de puissance .....	33
III-4-2 Choix des interrupteurs.....	34
III-5 Commande par hystérésis .....	34
III-6 Commande de modulation de largeur de l'(MLI) .....	35
III-6-1 Modulation de largeur de l'impulsion sinus triangle .....	37
III-7 Simulation de la technique MLI sinusoïdale- triangulaire .....	39
III-7-1 Résultats de simulation .....	39
III.8 Conclusion .....	42

### **Chapitre IV : Commande vectoriel de la machine asynchrone**

IV-1 Introduction .....	44
IV-2 La commande par orientation du flux .....	45
IV-3 Principe de base de la commande vectorielle .....	45
IV-4 Le bloc de défluxage .....	48
IV-5 Le choix de type d'orientation de flux.....	49
IV-5.1 Méthode de contrôle indirect du flux .....	49
IV-5.2 Méthode de contrôle direct du flux .....	49
IV-6 Découplage d'entrée sortie .....	49
IV-7 Organisation fonctionnelle de la commande .....	52
IV-8 Régulation .....	52
IV-8.1 Calcul du paramètre de régulateur de flux .....	53
IV-8.2 Calcul du paramètre de régulateur de couple .....	54
IV-8.3 Calcul du paramètre de régulateur de vitesse .....	55

IV-9 Simulation de la commande vectorielle .....	56
IV-9.1 Résultats des simulations .....	57
IV-9.2 Interprétation des résultats de la simulation .....	60
<b>IV.10 Conclusion</b> .....	<b>60</b>

## **ANNEXE**

## **BIBLIOGRAPHIE**

# LISTE DES FIGURES

<b>Chapitre I : Généralité sur les machines asynchrones et sa commande</b>	<b>N°</b>
Figure. (I-1) : representation d'une machine asynchrone.....	05
Figure. (I-2): Stator d'une machine asynchrone .....	05
Figure. (I-3) : Le rotor à cage d'écureuil.....	06
Figure. (I-4): rotor bobiné à bague. ....	06
Figure. (I-5) : Principe de fonctionnement.....	07
 <b>Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone</b>	
Figure (II.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	16
Figure (II.2) : Le modèle de la machine après transformation de Park.....	19
Figure (II.3) : Modèle de simulation de la machine asynchrone.....	25
Figure (II.4) : Fonctionnement à vide et en charge de la Machine asynchrone.....	28
 <b>Chapitre III : Modélisation de L'onduleur</b>	
Figure (III.1) : Symbole et signal d'un onduleur.....	31
Figure (III-2) : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi cycle .....	31
Figure (III.3) : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2ème demi cycle.....	32
Figure (III.4) : Signal complet de l'onduleur.....	32
Figure (III-5) : Onduleur de tension triphasé.....	33



Figure (III-6) : Schéma de principe de la commande par hystérésis.....	34
Figure (III-7) Etat des interrupteurs et tensions correspondantes dans le plan complexe .	35
Figure (III.8) : Modulation sinus triangulo.....	37
Figure (III.9) : Schéma bloc onduleur MLI sinusoïdal .....	39
Figure (III.10) : Schéma représentative de la M.L.I Sinusoïdal .....	40
Figure (III.11) : Les signaux des impulsions Ka, Kb, Kc de l'onduleur .....	40
Figure (III.12) : les tensions Va, Vb et Vc à la sortie de l'onduleur .....	41
Figure (III.13) : Machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI Sinusoïdal .....	42

## **Chapitre IV : Commande vectorielle de la machine asynchrone**

Figure (IV.1) : Schéma de principe de la commande de vectorielle.....	44
Figure (IV.2) : Représentation de l'orientation du repère dq.....	46
Figure (IV-3) : Schéma-bloc de découplage par flux orienté.....	47
Figure (IV.4) : Reconstitution des tension VSd et VSq .....	50
Figure (IV.5) :Commande découplée - Expressions de ISd et ISq.....	51
Figure (IV.6) : Commande découplée - Expressions de et Ce.....	51
Figure (IV.7) : Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la MAS en tension.....	52
Figure (IV.8) : Schéma fonctionnel de régulation de flux.....	53
Figure (IV.9) : Schéma fonctionnel de régulation de couple.....	54
Figure (IV.10) :Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.....	55
Figure (IV.11) : schéma d'un contrôle vectoriel direct du flux d'une MAS alimenté en tension.....	56
Figure.(IV.12) : Le courant Ids et le flux rotorique avec ( $C_r = 20N.m$ ) à ( $t = 2.5 s$ ) et sans l'onduleur.....	57

Figure. (IV.13) : Le couple électromagnétique et le courant $I_{qs}$ avec ( $C_r = 20\text{N.m}$ ) à ( $t = 2.5\text{ s}$ ) et sans l'onduleur.....	58
Figure. (IV.14) : La vitesse de rotation avec ( $C_r = 20\text{N.m}$ ) à ( $t = 2.5\text{ s}$ ) et sans l'onduleur..	58
Figure (IV.15) : Résultats de simulation d'une CV-OFR de la MAS alimentée en tension avec ( $C_r = 20\text{N.m}$ ) à ( $t = 2.5\text{ s}$ ) et avec l'onduleur.....	59

## Acronyms et symboles

MAS : Machine Asynchrone.

MCC : Machine à Courant Continu.

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion.

PWM : Pulse Width Modulation .

DFOC : Direct Field Oriented Control.

FOC : Field Oriented Control.

PI : Proportionnel et Intégral

(d, q) : axes du repère tournant

( $\alpha\beta$ ) : axes correspondant au référentiel lié au stator

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$  : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements statoriques.

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements rotoriques.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique

$[L_{ss}]$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

$[L_{rr}]$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$ : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$m_s$  : Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

$m_r$  : Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

$l_m$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

$M$  : Inductance mutuelle cyclique

$\Omega$  : Vitesse de la machine.

$f$ : Coefficient de frottement visqueux.

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

$P$  : nombre de pôles

$C_r$  : Couple résistant.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$\theta_s$  : Position angulaire du stator

$\theta_r$  : Position angulaire du rotor

$\theta$  : Position angulaire électrique

[P] : est la matrice de transformation directe de Park.

$[P]^{-1}$  : est la matrice de transformation inverse de Park.

$\omega_s, \omega_r, \omega$  : Pulsation statorique, Pulsation rotorique, Pulsation mécanique du rotor.

x : variable d'état

u : variable d'entrée.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion

$T_s$  : Constante de temps statorique

$T_r$  : Constante de temps rotorique

A : matrice d'évolution d'état

B: matrice de commande

C : Matrice de mesure

$S_{1,2,3,4}$  : interrupteurs

$V_{DC}$  : Source de tension continue

$K_i$  : l'interrupteurs de onduleur

$A_r$ : Amplitude de la référence.

$A_p$ : Amplitude de la porteuse.

$m$ : L'indice de modulation.

r : coefficient de réglage

$f_p$  : la fréquence porteuse.

$f_r$  : La fréquence de référence

s : Opérateur dérivée de LAPLACE

$K_p$  : Facteur de proportionnalité

$K_i$  : Facteur intégral.

$\xi$  : Coefficient D'amortissement.

$\omega_n$  : pulsation de systeme

Les trois machines " à courant continu, synchrone et asynchrone "ont de tout temps servi les besoins de l'industrie. Traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et pour ces opérations les équipements sont complexes et coûteux.

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

Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes telles que la robotique et le véhicule. Aussi ils sont à l'étude pour remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans différentes applications telles l'aérospatial, les ports de métro, etc. Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : coût de fabrication basse, robustesse et fiabilité.

Contrairement aux deux moteurs cités plus hauts, les enroulements du moteur asynchrones sont court-circuités, et donc ne nécessitent pas d'alimentation externe.

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie impose à la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé au contraire à sa simplicité structurelle, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande. Le problème de complexité de la commande de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle est la commande vectorielle.

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matières de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation. [13]

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute

capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [54].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [55].

Ce travail est structuré comme suit :

- Introduction générale
- Le premier chapitre présente les principes généraux sur la machine à induction, les différents phénomènes physiques pouvant intervenir sur ses paramètres électriques et magnétiques ainsi que les différentes techniques de contrôle.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et la simulation du moteur asynchrone.
- Le troisième chapitre est consacré à l'étude du l'onduleur de tension ainsi que ces différentes techniques de commande.
- Le quatrième chapitre présentera l'application du principe de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude

# *Chapitre I*

Généralité sur les machine asynchrone et sa commande

**I-1 Introduction :**

Les machines à courant continu (MCC) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

La machine asynchrone (MAS), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. TESLA, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement. [1]

Dans ce chapitre, il sera présenté les principes généraux sur la machine à induction, les différents phénomènes physiques pouvant intervenir sur ses paramètres électriques et magnétiques ainsi que les différentes techniques de contrôle.

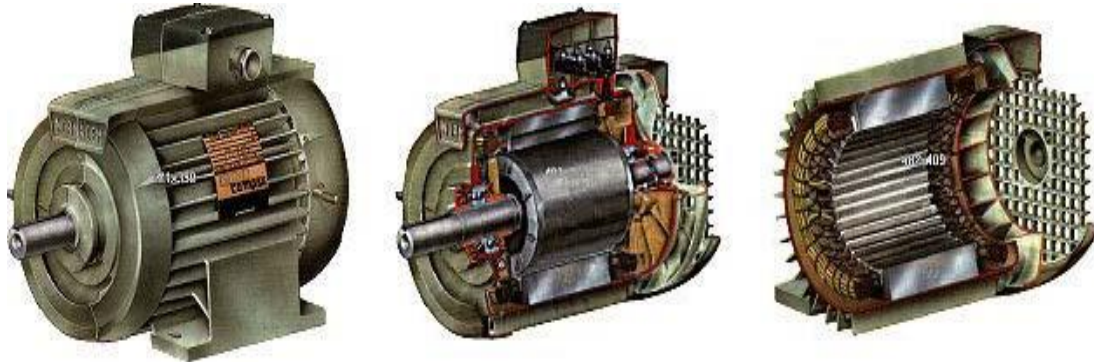
**I-2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée :****I-2-1 Définition :**

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. [1]



**I-2-2 Constitution : [2]**

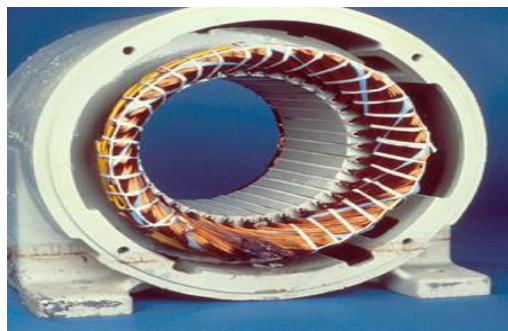
Le moteur d'induction triphasé (souvent appelé moteur asynchrone triphasé) comprend deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor.



**Figure.(I-1) : Representation d'une machine asynchrone**

➤ **Le stator :**

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte.



**Figure. (I-2): Stator d'une machine asynchrone**

➤ **Le rotor :**

Le rotor, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

- **Le rotor à cage d'écureuil ou rotor en court-circuit :**

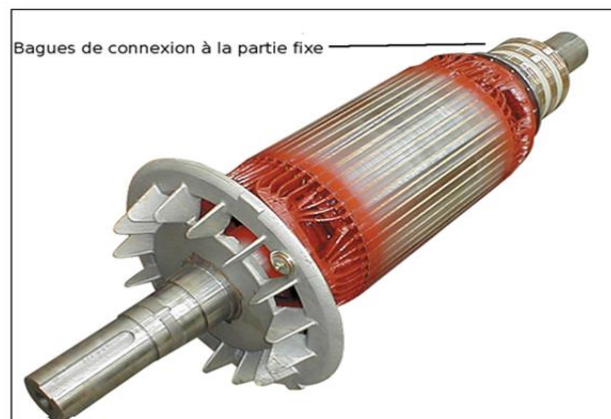
L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées ou rivées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil. Dans les moteurs de petite moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé.



**Figure.(I-3) : Le rotor à cage d'écureuil**

- **Le rotor bobiné :**

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités.



**Figure. (I-4): Rotor bobiné à bague.**

### I-2-3 Principe de fonctionnement :[3]

Le stator supporte trois enroulements, décalés de  $120^\circ$ , alimentés par une tension alternative triphasée.

Ces trois bobines produisent un champ magnétique variable qui a la particularité de tourner autour de l'axe du stator suivant la fréquence de la tension d'alimentation, ce champ magnétique est appelé champ tournant.

Le champ tournant (statorique) vient induire des courants dans le rotor. Leur interaction entraîne la rotation du rotor à une fréquence légèrement inférieure à celle du champ tournant.

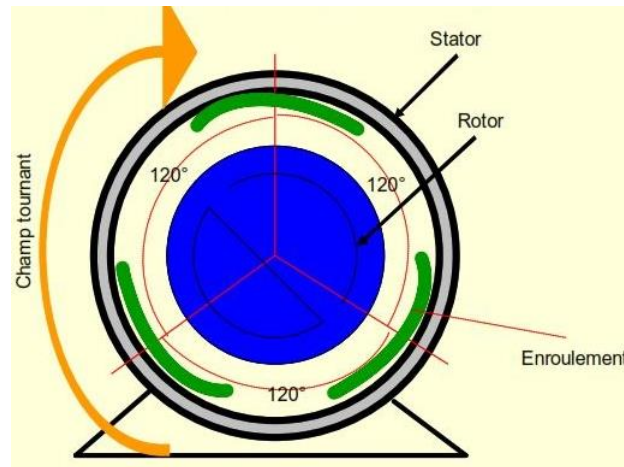


Figure. (I-5) : Principe de fonctionnement

### I-2-4 Avantages et Inconvénients de la machine asynchrone :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>• La robustesse.</li> <li>• La simplicité de construction.</li> <li>• Leurs bas coûts.</li> <li>• Un rendement excellent.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Couplage naturel.</li> <li>• No linéarités.</li> </ul>

### **I.3 Influence des états magnétique et thermique sur le comportement physique de la machine asynchrone :**

#### **I.3.1 Effet thermique :**

Dans les machines électriques, les pertes d'énergie électrique et mécanique se produisent par leur transformation d'énergie en énergie thermique, ce qui chauffe certaines parties de la machine [4]. Cette chaleur peut influencer, les limites de fonctionnement, la protection de la machine ainsi que l'isolation du bobinage [5].

Les matériaux organiques utilisés pour l'isolation du bobinage statorique sont l'objet de détériorations dues à la chaleur excessive générée par le bobinage lors du passage du courant dans les conducteurs. Cette chaleur est fonction du carré du courant.

Quoique le bobinage statorique et son isolation sont conçus pour un bon fonctionnement. Il en est des situations où la température du bobinage peut excéder sa limite maximale [6]. Ces conditions incluent les conditions de surcharge transitoire. La charge admissible d'une machine est déterminée par la température admissible des isolants utilisés [4].

Le défaut dans l'isolation du bobinage dégrade les performances du moteur et éventuellement conduit au défaut du moteur.

Un accroissement excessif de la température peut également influencer de façon négative la partie mécanique de la machine.

La connaissance de la température du rotor du moteur asynchrone permet la surveillance du moteur, sa protection et un fonctionnement basé sur la limite de température de la machine. Cependant, la mesure de la température est une tâche difficile et coûteuse [7] [8]. Par conséquent, la manière la plus appropriée pour l'acquisition de cette température est l'estimation basée sur les modèles de la machine. Pour l'estimation de cette température certains auteurs proposent des schémas combinés basés sur des modèles de l'estimation des paramètres électriques et du modèle thermique, [6] [9] [10].

#### **I.3.2 Courants de Foucault et effet de peau :**

Les variations des flux de fuite dans les barres de la cage rotorique avec les courants, induisent des courants parasites, des courants de Foucault qui par leurs effets, s'opposent à ces

variations. Cela entraîne une perturbation dans la distribution des lignes de courant dans les barres qui se concentrent dans la partie extérieure (proche de l'entrefer) formant ainsi une pellicule surfacique. Ce phénomène de diffusion est nommé "effet Kelvin" plus connu sous le terme "d'effet de peau". Il en résulte une réduction de la section de passage du courant et donc un accroissement de la résistance.

L'augmentation de la résistance, lorsque la fréquence des courants croît, est la conséquence la plus connue de ce phénomène ; ce n'est cependant pas la seule. En effet, une seconde conséquence est la diminution de l'inductance de fuite lorsque la fréquence augmente. Le phénomène est également fortement amplifié lorsque la profondeur de l'encoche est plus grande. Il peut donc entraîner une variation importante des paramètres de la machine et une majoration des pertes donc de l'échauffement de la machine.

### **I.3.3 Effet magnétique :**

Le circuit du moteur est constitué d'un matériau ferromagnétique dans lequel l'inductance ne varie plus linéairement avec le champ magnétique pour les valeurs élevées de celui-ci : c'est le phénomène de saturation. La saturation se manifeste principalement au niveau des dents du circuit magnétique au stator comme au rotor.

Elle va avoir pour effet de modifier la forme d'onde de flux résultant  $\Phi_m$  dans l'entrefer puisqu'elle n'est plus proportionnelle à l'onde de champ. Elle provoque en effet une diminution de la perméabilité magnétique au niveau des dents, qui peut être grossièrement assimilé à une variation de largeur de l'entrefer.

L'onde de flux  $\Phi_m$  est alors aplatie [11]. La nouvelle courbe  $\Phi_m$  contient alors tous les harmoniques impairs en particulier le 3. Les harmoniques d'espace se déplacent tous à la même vitesse que le fondamental puisque l'onde ne se déforme pas en tournant. Il en résulte l'induction du courant harmonique dans le rotor et l'apparition de f.c.e.m dans les phases du stator.

La conséquence directe de ce phénomène est une diminution de la valeur des inductances et une majoration des pertes donc de l'échauffement de la machine. En conclusion, nous pouvons dire que la variation de l'état magnétique et l'existence des courants de Foucault participent avec la variation de la température, à l'évolution des paramètres en particulier les paramètres rotoriques.

## **I.4 Commande de la machine asynchrone :**

Le but de cette partie n'est pas de donner des outils complets et précis sur l'utilisation des diverses commandes, mais plutôt de décrire quelques architectures du contrôle de la machine asynchrone.

Le contrôle en boucle ouverte de la machine avec fréquence variable fournit un entraînement à vitesse variable satisfaisant si le moteur fonctionne à couple constant et ne nécessite pas un réglage rigoureux de la vitesse. Quand l'entraînement nécessite une réponse rapide et un contrôle précis du couple et de la vitesse, le contrôle en boucle ouverte n'est pas satisfaisant. Cependant, un contrôle en boucle fermée devient indispensable quand le fonctionnement dynamique a un important effet sur le système. Le couple électromagnétique comme déjà mentionné précédemment, dépend du flux d'entrefer et de la vitesse, cette relation n'est pas linéaire ce qui rend le contrôle de la machine asynchrone compliqué.

Plusieurs techniques de contrôle sont proposées dans la littérature, nous trouvons principalement deux grandes familles de contrôle :

- Contrôle scalaire : (a) Contrôle tension/fréquence (V/f). (b) Contrôle du courant statorique et de la fréquence de glissement.
- Contrôle vectoriel : (a) Contrôle par flux orienté (b) contrôle direct du couple.

### **I.4.1 Contrôle scalaire :**

La commande scalaire, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Cette commande est ce, nonobstant ses inconvénients vis-à-vis ses performances, beaucoup utilisé dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt bon marché. Mais néanmoins il existe dans la littérature des travaux qui visent à son amélioration en utilisant des techniques modernes tel que l'optimisation des régulateurs par logique floue, ou par l'adjonction d'algorithme stabilisant, tout en restant simples à mettre en œuvre [26][14] .

**I.4.1.1 Contrôle V/f :**

Le principe de cette stratégie de contrôle est d'agir sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique telle que le rapport V/f reste constant, ce qui permet de faire varier le couple du moteur et donc sa vitesse pour un couple résistant constant.

**I.4.1.2 Contrôle du courant statorique et de la fréquence de glissement :**

Dans la technique de régulation de courant, les références triphasées des courants sont comparées aux valeurs instantanées des courants de la machine, l'erreur est l'entrée des régulateurs et du bloc logique de la MLI. L'amplitude des courants de référence est obtenue à partir du générateur de fonction. La fréquence des courants statorique est obtenue à partir du capteur et du signal de la fréquence de glissement. La fréquence de glissement est fournie par le régulateur de vitesse.

**I.4.2 Contrôle vectoriel :**

La commande vectorielle offre la possibilité d'utiliser la machine asynchrone dans des applications avec de grandes performances.

**I.4.2.1 Contrôle direct de couple :**

Le contrôle direct de couple a été introduit par Depenbrock en 1987 sous la terminologie suivante : Direct Self Control (DSC)[15]. L'idée de ce type de commande est de rechercher à tous les instants une combinaison des interrupteurs assurant des objectifs de flux et de couple [16][17]. L'utilisation de plusieurs convertisseurs offre un plus grand nombre de combinaisons [4218]. Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations de couple et du bruit acoustique [19] [20]. Appliquée, au tout début, à la machine asynchrone, la commande directe de couple s'applique également aux machines synchrones à aimants permanents [21] ou une extension de la commande à la zone de champ affaiblissant peut-être effectuée [22].

### I.4.2.2 Contrôle par flux orienté :

Quant à la commande vectorielle abrégé FOC, avec ses deux formes, directe DFOC et indirecte IRFOC, elle dépasse largement par ses capacités la précédente lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, car depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par Hasse (IRFOC) et Blaschke (DFOC), elle est toujours mise à jour avec les nouveaux techniques qui se présentent.

Le principe de la FOC repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux rotorique, statorique, ou ce de l'entre-fer, afin de produire deux composantes du courant, selon l'axe d (composante qui contrôle le flux), et celle de l'axe q (composante qui contrôle le couple).

Le problème majeur de la technique FOC à régulateurs proportionnel intégral (PI) est qu'elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine, surtout les constantes de temps rotorique  $T_r$  et statorique  $T_s$  [25], sur ce fait tous les chercheurs qui ont suivi les formes de bases de la FOC ont eu pour soucis de la désensibiliser en la rendant robuste et fiable vis-à-vis des variations paramétriques malheureusement inévitables. D'innombrables travaux ont été mis en œuvre, parmi eux ce qui ont proposé l'identification en-ligne (on-line) de la constante de temps statorique  $T_s$ , et rotorique  $T_r$  pour le calcul juste de la vitesse angulaire du glissement, et du fait ont contribué énormément à la l'amélioration de la réponse dynamique du couple et de la vitesse [26][27].

En terme de robustesse envers les incertitudes dont les variations paramétriques et les perturbations externes, [28] a introduit l'application des régulateurs à mode de glissement pour la commande de la MAS, méthode qui a fait ses preuves, et depuis, plusieurs travaux ont suivi [29][30], mais qui avaient le problème du phénomène de broutement (chattering) dû à la discontinuité de la commande, toutefois ce phénomène est parfaitement maîtrisé par l'introduction de commande douce, intégrale ou par l'utilisation de techniques à base de logique floue. [31] [32] [33]



Il est intéressant de mentionner qu'il y a des travaux qui associent dans la même commande des régulateurs à mode glissant et des régulateurs proportionnels intégrales PI. [34] [35] [36]

### **I-5 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques généralités sur la machine électrique et sa commande. Le premier point est consacré à la machine asynchrone où nous avons présenté les différentes structures de la machine ainsi que les différents phénomènes influençant sa partie électrique ou mécanique.

Le deuxième point a concerné la présentation des différentes commandes de la machine asynchrone. Nous avons présenté deux principales stratégies de contrôle.

Le chapitre suivant est consacré au développement de la modélisation de la machine à induction dans le repère de Park. Cette modélisation est nécessaire pour le contrôle vectoriel.

# *Chapitre II*

Modélisation de la machine asynchrone

**II-1 Introduction :**

En général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres, trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes. On doit développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. Les progrès de l'informatique et de génie logiciels permettent de réaliser les modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier les différents effets qui peuvent accompagner, généralement les variations de vitesse, les variations de charge... etc. [1]

Pour obtenir le modèle d'un tel système, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle
- Déterminer ses paramètres
- Et enfin vérifier sa validité

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation non linéaire de Park d'une machine asynchrone. Ensuite, il sera procédé à la validation par simulation du modèle de la machine.

**II-2 Mise en équation de la machine asynchrone triphasée :**

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière sur ce système.

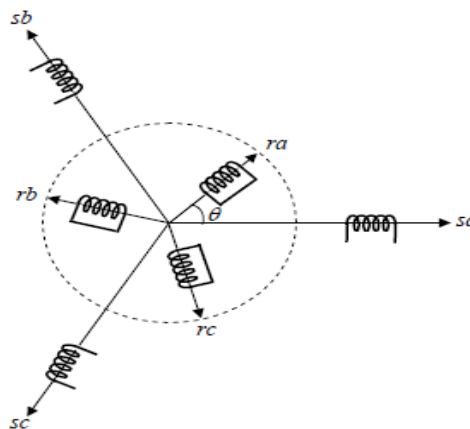
La machine asynchrone n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, .....etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile et d'autre part, leur incidence sur le comportement

de la machine est considérée comme négligeable. Dans certaines conditions ceci nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

La machine asynchrone figure. (II-1) possède 6 enroulements (3 au stator et 3 au rotor) couplés magnétiquement, son modèle mathématique est un système de six équations différentielles à coefficients fonctions périodique du temps. La résolution est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

Pour remédier à ce problème on utilise la transformation de PARK qui est un changement convenable des variables, ceci permet de détourner cette difficulté. [37] [38] [39]



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

### II-3 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et la géométrie propre est très complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplifications :

- Entrefer constant.
- Les courants homopolaires ne peuvent circuler (pas de neutre utilisé)
- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligées. [37] [38] [39]

**II-4 Equations électriques de la machine asynchrone :**

Soit une machine asynchrone triphasé au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure. (II-1) et dont les phases sont repérées respectivement A, B, C et a,b,c, l'angle électrique  $\alpha$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » choisit comme axes de référence.

Les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent, en tenant compte des hypothèses simplificatrices cité précédemment :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.1)$$

**Rs, Rr** désignent les résistances par phase du stator et du rotor. Ou de manière plus raccourcie:

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + (d/dt) [\Phi_{sabc}] \quad (II.2)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] + (d/dt) [\Phi_{rabc}] \quad (II.3)$$

Les équations électromagnétiques de liaison entre le stator et le rotor sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} (\Phi_s) = (L_{ss}) (I_s) + (M_{sr}) (I_r) \\ (\Phi_r) = (L_{rr}) (I_r) + (M_{rs}) (I_s) \end{array} \right. \quad (II.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (II.6) , \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

(Lss) = matrice d'inductances statoriques

(Lrr) : matrice d'inductances rotoriques.

L'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique (matrice de couplage rotor- stator) s'écrit :

$$[\mathbf{Msr}] = [\mathbf{Mrs}]^T = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

La machine est définie par 5 inductances :

- 1) l'inductance propre d'une phase statorique **ls**.
- 2) l'inductance propre d'une phase rotorique **lr**.
- 3) l'inductance mutuelle entre phase statorique **Ms**.
- 4) l'inductance mutuelle entre phase rotorique **Mr**.
- 5) l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique

$$[\mathbf{Msr}] = [\mathbf{Mrs}]^T$$

**Lm** : maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

En remplaçant (I.4) et (I.5) dans (I.2) et (I.3) on obtient :

$$[\mathbf{Vsabc}] = [\mathbf{Rs}] \cdot [\mathbf{Isabc}] + (d/dt) ([\mathbf{Lss}] \cdot [\mathbf{Isabc}] + [\mathbf{Msr}] \cdot [\mathbf{Irabc}]) \quad (\text{II.9})$$

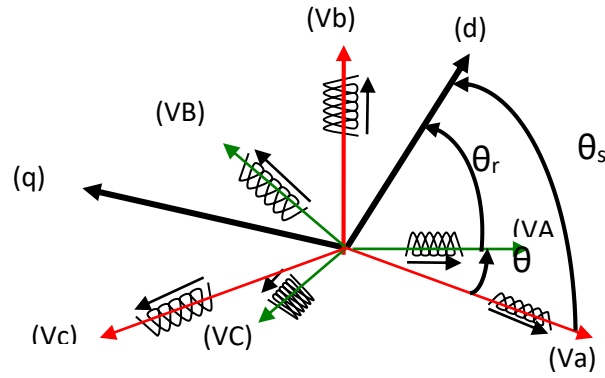
$$[\mathbf{Vrabc}] = [\mathbf{Rs}] \cdot [\mathbf{Irabc}] + (d/dt) ([\mathbf{Lrr}] \cdot [\mathbf{Irabc}] + [\mathbf{Mrs}] \cdot [\mathbf{Isabc}]) \quad (\text{II-10})$$

Le modèle de la machine contient des éléments variables en fonction de l'angle de rotation  $\theta$  traduisant la non linéarité du modèle de la machine asynchrone. Une solution pour obtenir des coefficients constants consiste à appliquer une transformation mathématique au système et cette transformation est plus connue sous le nom de transformation de PARK. [37] [38] [39]

### **II-5 Transformation de PARK :**

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé en système biphasé équivalent, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), ce dernier consiste à remplacer tout enroulement statoriques par deux enroulements, l'un sur l'axe (d) et l'autre sur l'axe (q).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (U, V) est dite transformation de PARK, Figure (II.2). [42]



Figure(II.2) : Le modèle de la machine après transformation de Park.

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trois bobines, statoriques et rotoriques, à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects, en termes de flux, de couple et de courant.

[P] La matrice de Park, définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II - 11)$$

Le changement des variables de 3 vers 2 correspond aux courants, tensions et flux est défini par la transformation tel que :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_o \end{bmatrix} \quad (II-12)$$

Où : x est une grandeur statorique ou rotorique « tension, courant et flux ».

La matrice inverse de Park est définie par :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II-13)$$

Donc, la transformation inverse se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_o \end{bmatrix} = [P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Avec :  $\theta_s$  L'angle de rotation du repère (d, q).

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  de cette transformation normalisée est choisi comme une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété :

$$[P]^T = [P]^{-1}.$$

Tel que :  $[P]^T$  est la matrice transposée.

La composante homopolaire ( $x_o$ ) dans un système équilibré est nulle.

Lorsque l'angle  $\theta_s = 0$  la transformation de park est dite transformation de Concordia .

**II-6 Modèle de PARK de la machine asynchrone triphasé :**

En appliquant la transformation du Park au système (II.1), (II.4), (II.5), le nouveau système d'équations devient :

**II-6-1 Equations électriques :**

**Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

**Pour le rotor :**

On obtient le modèle électrique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Les équations statoriques et rotoriques s'écrivent donc sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II-17})$$



$\omega_s$  : pulsation statorique

$\omega_r$  : pulsation rotorique

$\omega = \omega_s - \omega_r = p\Omega$  : pulsation mécanique. [40] [41]

### II-6-2 Equations magnétiques :

En appliquant la transformation de PARK aux équations (I-4) et (I-5) et en développant les expressions des flux, Les équations du flux s'écrivent donc sous la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + I_{dr} M \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + I_{qr} M \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + I_{ds} M \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + I_{qs} M \end{array} \right. \quad (\text{II-18})$$

Puisque le système est équilibré on a :

$$\Phi_{so} = \Phi_{ro} = 0$$

Ou :

$M = \frac{2}{3} M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor. [40] [41]

### II-6-3 Expression du couple électromagnétique et de la puissance :

Nous avons exprimé les équations électriques et magnétiques de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d- q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{as} I_{as} + V_{bs} I_{bs} + V_{cs} I_{cs} = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (\text{II-19})$$

$$P_e = [R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2)] + [I_{ds} \left( \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \right) + I_{qs} \left( \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right)] + [( \Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds} ) \omega_s] \quad (\text{II} - 20)$$

Le premier terme de cette expression représente les pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques. Le deuxième terme correspond à l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique. Le dernier terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique, puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

Cette puissance peut se mettre sous la forme:

$$P_e = C_e \Omega_s = (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \cdot \omega_s \quad (\text{II-21})$$

$$\text{L'expression du couple : } C_e = P (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{II-22})$$

En remplaçant par les expressions des flux  $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{II - 23})$$

#### II-6-4 Equation mécanique:

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques « couple, vitesse... ». L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivant :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} + f\Omega(t) = C_e(t) - C_r(t) \quad (\text{II - 24})$$

Avec :

$\Omega$  : La vitesse angulaire du rotor.

$J$  : L'inertie totale du système.

$C_r$  : Le couple résistant.

$f$  : Le coefficient de frottement.

$C_e$  : le couple électromagnétique. [40] [41]

#### II-7 Choix du repère de référence :

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$ , faisant un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator et  $\theta_r$  avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est-à-dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application. [40] [41]

##### II-7-1 Repère (d-q) lié au stator :

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances. Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence de l'alimentation.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (\text{II-25})$$

**II-7-2 Repère (d-q) lié au rotor :**

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor. La position du repère est déterminée généralement par intégration de la vitesse du moteur. Il est utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (\text{II-26})$$

**II-7-3 Repère (d-q) lié au champ tournant :**

Repère d'axes (d, q) lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuës, puisque la pulsation du champ tournant est égale à la pulsation des tensions statoriques. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega \quad (\text{II-27})$$

**II-8 Présentation d'état de la machine asynchrone dans le repère  $\alpha,\beta$ :**

Le modèle de la machine asynchrone alimenté en tension pour un référentiel lié au stator est donné par l'équation d'état:

$$\frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (\text{II-28})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \frac{1}{M} \cdot \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot \left(\frac{1}{M}\right) \cdot \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-29})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-30}) \quad X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-31}) \quad U = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}] \quad (\text{II-32})$$

tell que :

x : variable d'état

u : variable d'entrée.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} : \text{Coefficient de dispersion} \quad (\text{II-33})$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique} \quad (\text{II-34})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique} \quad (\text{II-35})$$

A : matrice d'évolution d'état.

B: matrice de commande

D'après ce système matriciel, on peut définir le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

$$\begin{aligned} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} &= -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right)I_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\Phi_{R\alpha} + \frac{1}{M} \cdot \omega_r \Phi_{R\beta} + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} &= -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right)I_{s\beta} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot \left(\frac{1}{M}\right) \cdot \omega_r \cdot \Phi_{R\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \Phi_{R\beta} + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} V_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{R\alpha} - \omega \Phi_{R\beta} \\ \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{s\beta} + \omega \Phi_{R\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{R\beta} \end{aligned} \quad (\text{I-36})$$

### **II-9 Simulation du model dynamique de la machine asynchrone :**

Après avoir réalisé le modèle dynamique de la machine asynchrone, une simulation de ce modèle est nécessaire afin d'étudier les performances dynamiques de cette machine.

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone par le logiciel Simulink de Matlab. Voir figure (II.3).

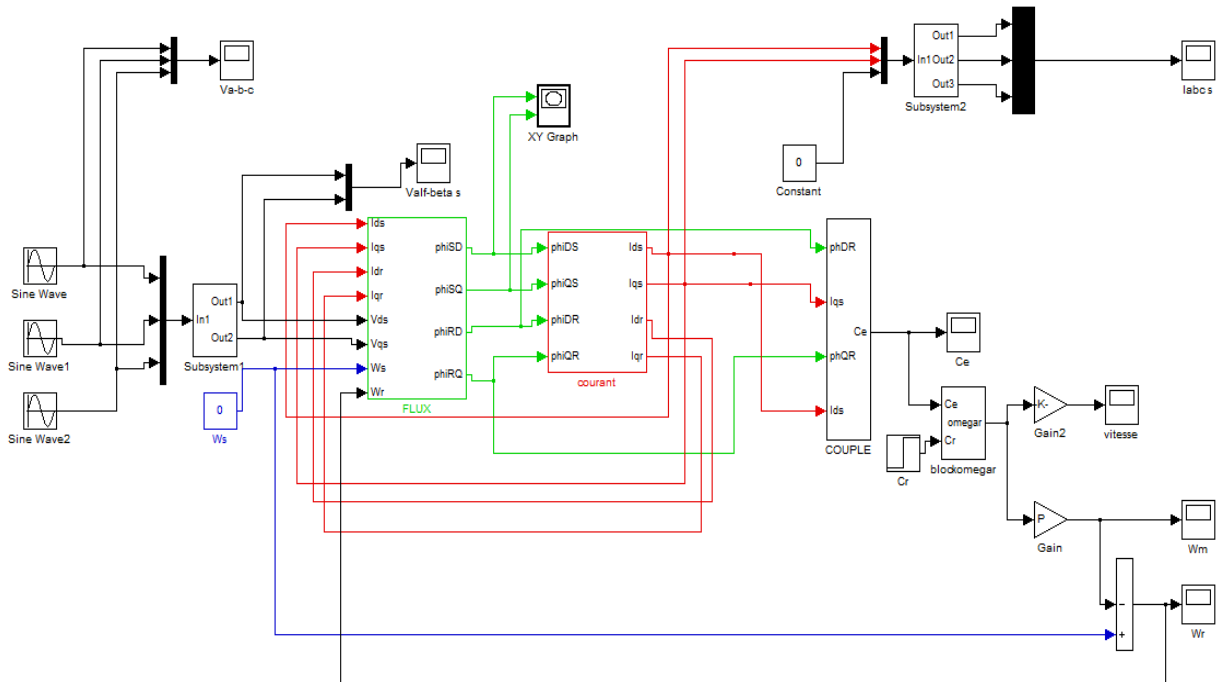


Figure (II.3) : Modèle de simulation de la machine asynchrone

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (II.4). Ceci montre les variations des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension avec les hypothèses simplificatrices précédentes.

Lors du démarrage à vide de la machine asynchrone, on constate un bref mais important appel de courant atteignant presque 7 fois le courant nominal. Ceci se répercute évidemment sur le couple électromagnétique produit par la machine qui se présente sous forme d'une courbe oscillatoire amortie prenant une valeur moyenne de 55 Nm et une valeur maximale de 110 Nm en régime transitoire, et une valeur constante presque nulle en régime permanent.

Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse en régime permanent se stabilise à 1500 tr/min.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (60A) jusqu'à 0.2 s.

L'application de la charge sur l'arbre du moteur égale 20 Nm à l'instant  $t=0.6s$ , le moteur répond à cette perturbation par un couple électromagnétique important. On constate

une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement. D'après les résultats de simulations obtenues, on peut constater que le couplage complexe entre le flux magnétique et le couple électromagnétique ne permet pas de maintenir la vitesse en boucle ouverte constante c'est-à-dire la vitesse augmente pour les sous charge et diminue pour les sur charge en fonctionnement en boucle ouverte. Il est indispensable de découpler les deux grandeurs afin de maintenir une vitesse et un couple de sortie constant.

### Données du moteur

Puissance nominale :  $P_n=3$  kW

Fréquence nominale :  $f_n=50$  Hz

Tension ligne-ligne :  $V=220$  V

Nombre de pôles :  $P=2$

Résistance du rotor :  $R_r=0.093$  Ohm

Résistance du stator :  $R_s=1$  Ohm

Moment d'inertie du rotor :  $J=0.05$  kg.m<sup>2</sup>

Inductance mutuelle :  $M=0.052$  H

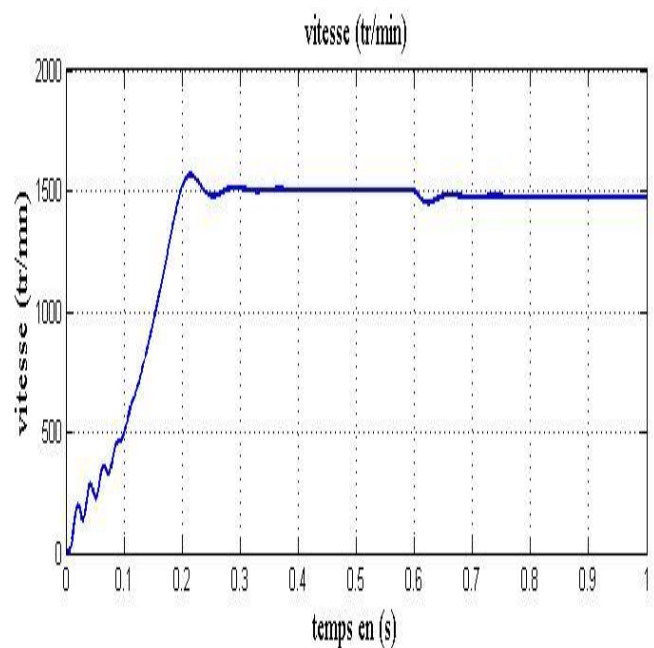
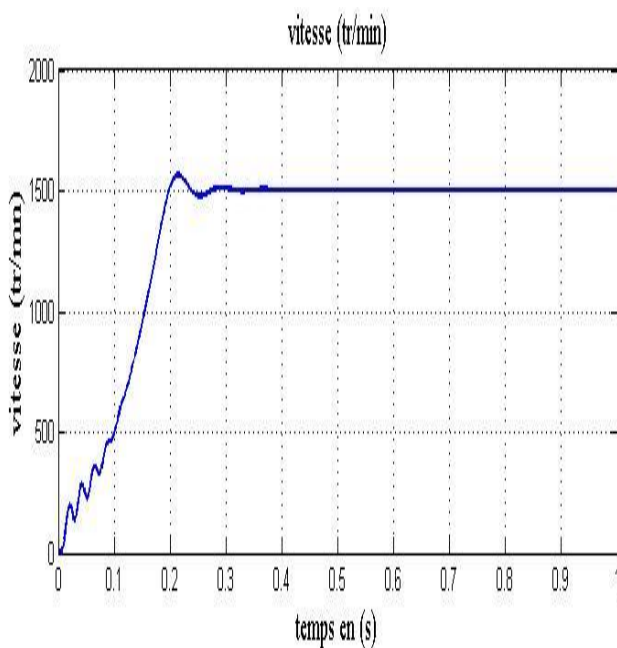
Inductance rotorique :  $L_r=0.0159$

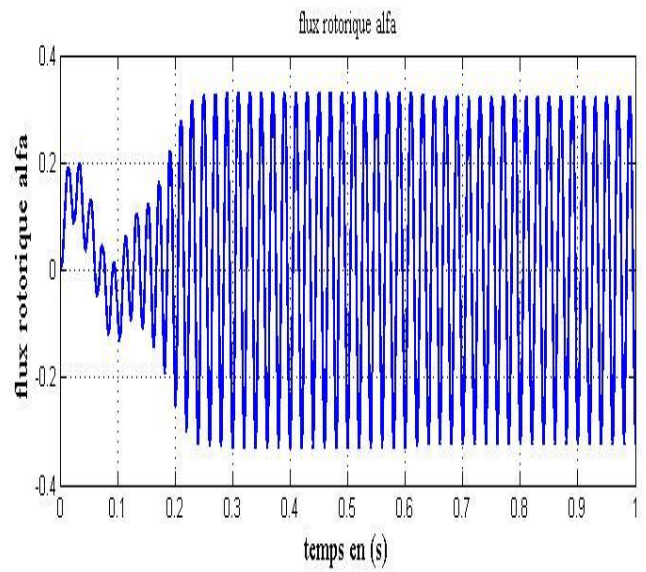
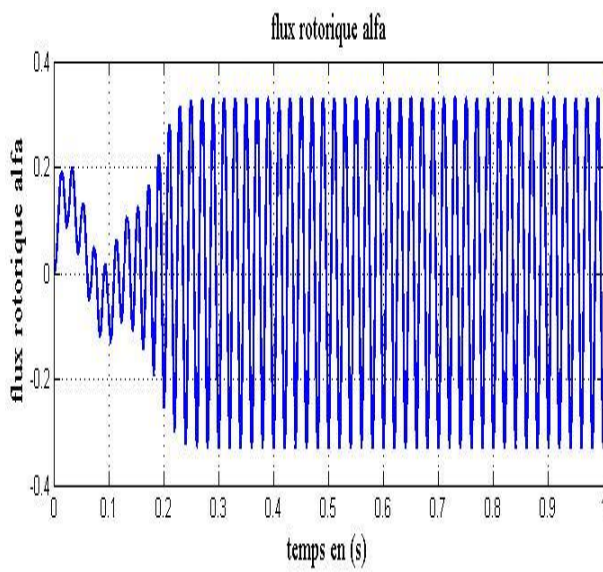
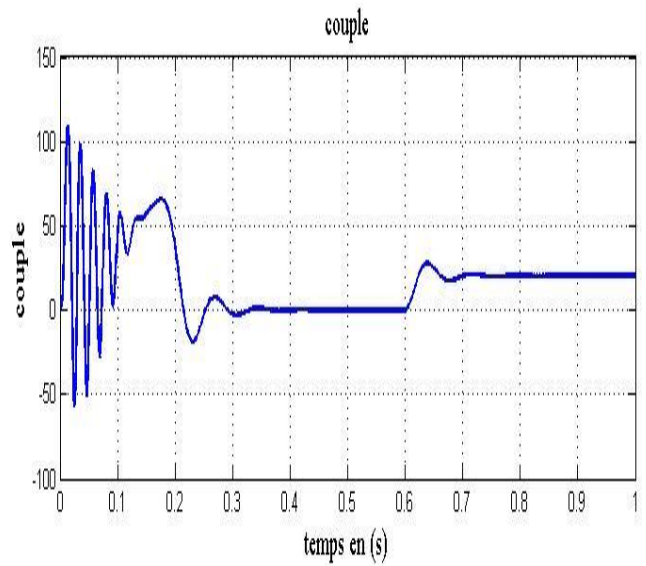
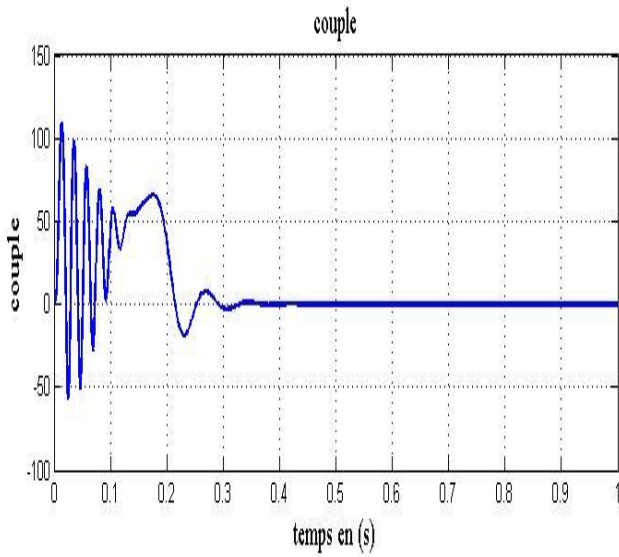
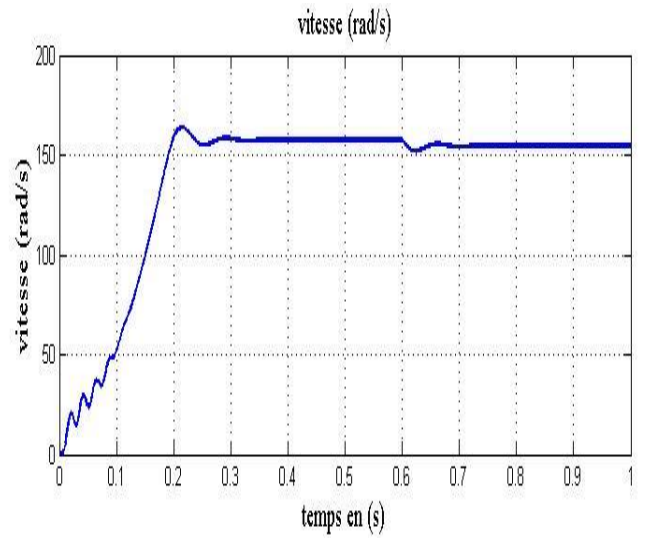
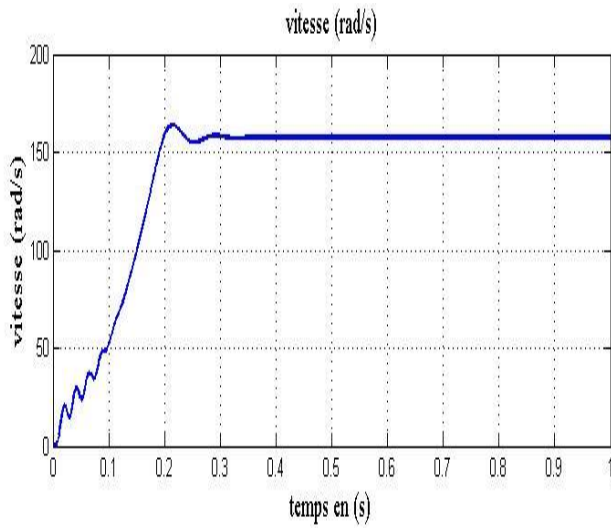
Inductance statorique :  $L_s=0.191$  H

Coefficient de frottement :  $f=0$  Nm /rad /s

Démarrage à vide  $C_r = 0$  N.m

Démarrage en charge  $C_r = 20$  N.m





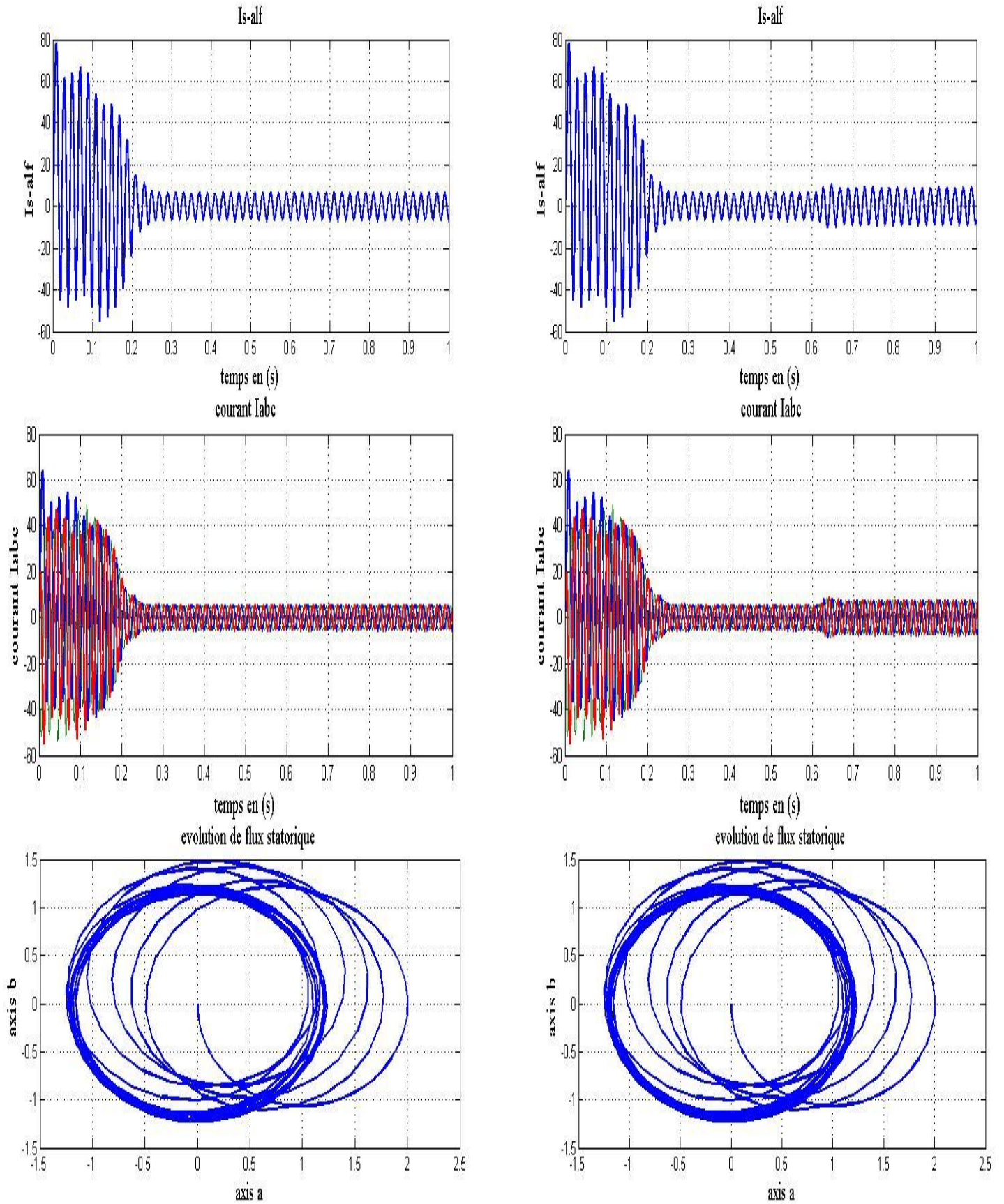


Figure II.4 : Fonctionnement à vide et en charge de la Machine asynchrone.



**II-8 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle a été établi dans le cadre des hypothèses de travail et la transformation de Concordia, en passant du système triphasé au système biphasé équivalent lié au stator. Ce a simplifié considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone et a permis d'obtenir une matrice A parmi plusieurs modèle, très simple et très souple d'utilisation, ceci en vue d'une utilisation optimale en éléments et en temps de calcul.

# *Chapitre III*

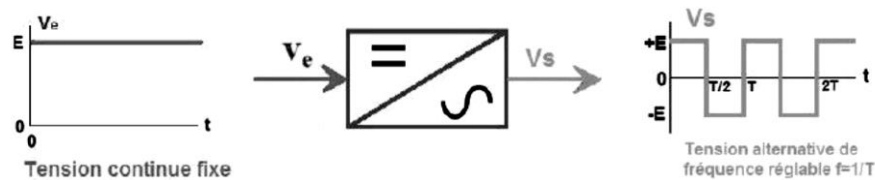
## Modélisation de l'onduleur

**III-1 Introduction :**

L'alimentation de la machine dans la modélisation précédente se fait à travers une source de tension sinusoïdale équilibrée (donc avec un démarrage direct). Dans la suite de notre étude, on l'alimente à partir d'un onduleur de tension, l'onduleur alimente le stator de la machine par l'intermédiaire des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale, qui permettent de réaliser les variations de la vitesse de la machine. [43]

**III-2 Définition de l'onduleur :**

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande.

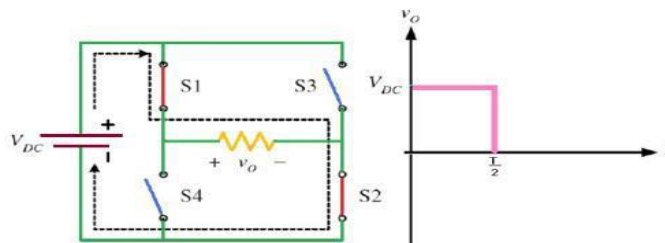


**Figure (III.1) : Symbole et signal d'un onduleur**

**III-3 Principe de fonctionnement d'un onduleur :**

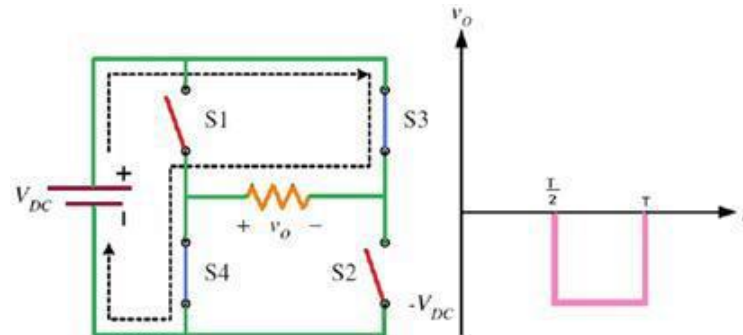
Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure (III.1), on peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion.

Quand  $S_1 - S_2$  sont Fermé (On) et  $S_3 - S_4$  sont Ouvert (Off) pour  $t_1 < t < t_2$  on obtient une alternance positive  $U(t) = V_{DC}$  comme la montre la figure (III.2) ci-dessous :



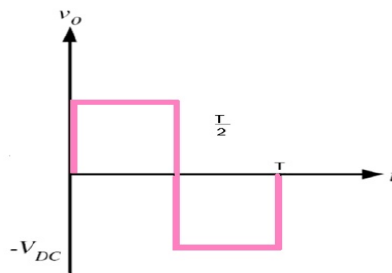
**Figure (III-2) : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi cycle**

Quand  $S_1 - S_2$  sont Ouvert (Off) et  $S_3 - S_4$  sont Fermé (On) pour  $t_2 < t < t_3$  on obtient une alternance négative  $U(t) = -V_{DC}$  comme la montre la figure (II.3)



**Figure (III.3) : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2ème demi cycle.**

Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présenté sur la figure (II.4)



**Figure (III.4) : Signal complet de l'onduleur.**

#### **III.4 Description de l'onduleur triphasé :**

La figure (III.5) représente un onduleur de tension triphasé, il est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source et d'assurer une continuité du courant de la charge.[45] Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable (IGBT, GTO,.....etc.) et une diode connectés en anti-parallèle, les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source. Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

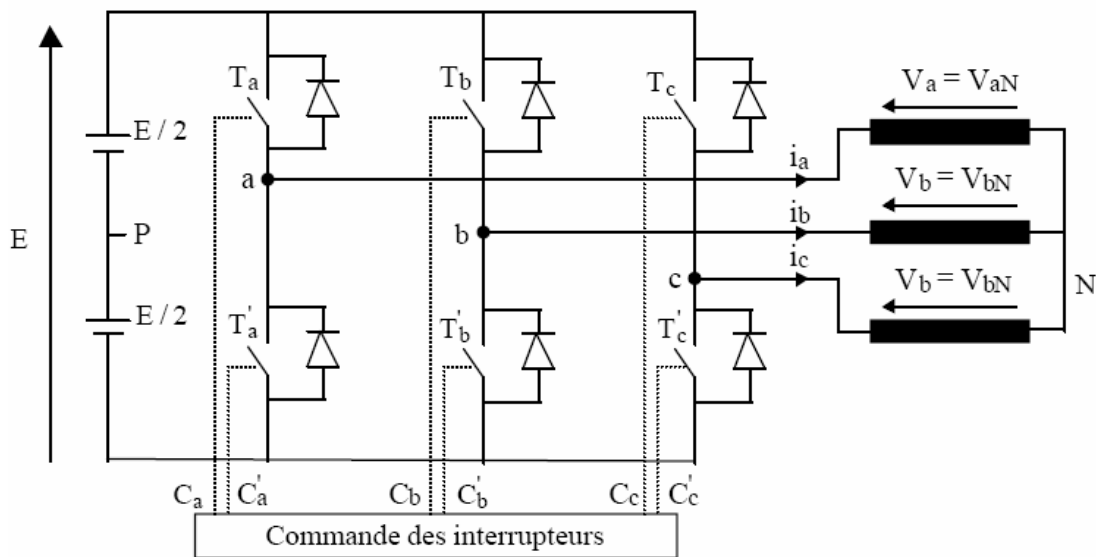


Figure (III-5) : Onduleur de tension triphasé.

#### III-4-1 Les composants de l'électronique de puissance

Les composants de l'électronique de puissance, doivent répondre à une commande qui exige l'état passant ou bloqué, ce changement de conductivité est possible grâce aux structures spéciales des semi-conducteurs qui contrôlent les porteurs de charges mobiles, trois différents types sont définis :

- **Semi-conducteurs non contrôlés** : diodes de puissance : *PiN*, *SCHOTTKY*, *JBS*.
- **Semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage** : *Thyristors*, *Triacs*.
- **Semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage/blocage** :
  - ❖ Thyristors *GTO* (*Gate Turn Off*)
  - ❖ Transistors bipolaires de puissance *BJT* (*Bipolar Junction Transistor*)
  - ❖ Transistors de puissance *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)
  - ❖ *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)
  - ❖ *GCT* et *IGCT* (*Integrated Gate Commutated Turn-off Thyristor*)

**III-4-2 Choix des interrupteurs**

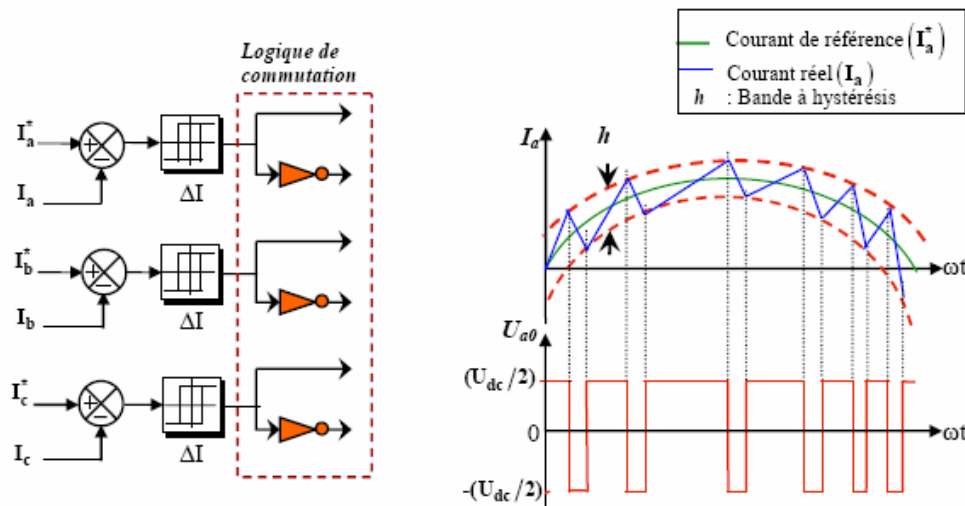
Les paramètres suivants sont importants pour un interrupteur en semi-conducteur conçu pour les applications de conversion de puissance [47]:

- Courant maximal supporté.
- Tension maximale bloquée.
- Chute de tension à l'état passant et sa dépendance de la température.
- Courant de fuite à l'état bloqué.
- Capacité thermique.
- Temps de transition de commutation pendant l'ouverture et la fermeture.
- La tenue en  $dt/dv$  à l'état bloqué ou pendant l'ouverture.
- Capacité de résister aux courants et tensions excessifs.
- Pertes de commutation.
- La puissance contrôlée.

**III-5 Commande par hystérésis :**

**III-5-1 Principe :**

La figure (III-6) montre le principe de contrôle des courants réels par un onduleur de tension. Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, elle consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence. [44]



**Figure (III-6) : Schéma de principe de la commande par hystérésis**

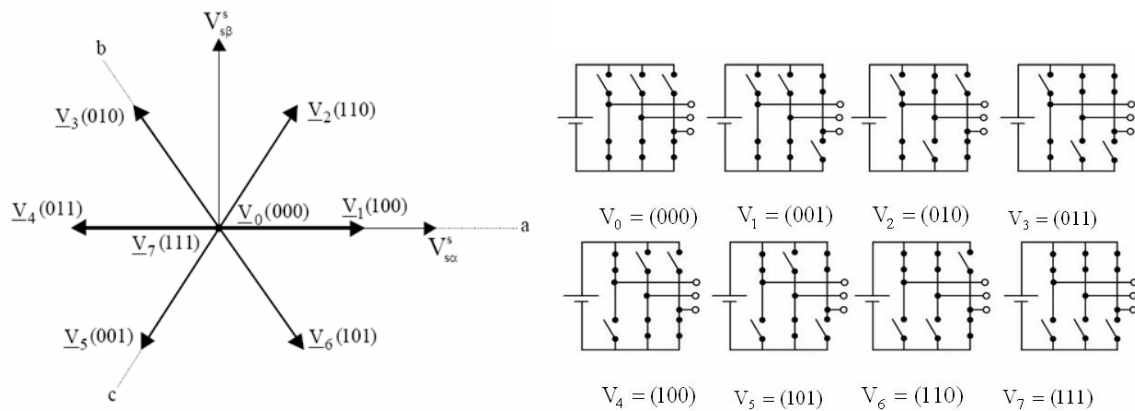
**III-6 Commande de modulation de largeur de l'(MLI) :**

Les tensions des phases statoriques du moteur asynchrone sont fonction des différentes combinaisons des interrupteurs de l'onduleur de tension.

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

- ✓  $S_i=1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.
- ✓  $S_i=0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Les différentes combinaisons de ces grandeurs nous donnent 8 vecteurs tensions dont 6 actifs et 2 vecteurs nuls. Ces vecteurs sont représentés ci-dessous :



**Figure (III-7) Etat des interrupteurs et tensions correspondantes dans le plan complexe**

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions des phases en se référant au neutre fictif (o), en fonction du vecteur de commande  $S_i$ . [46]

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - \frac{U_c}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{III. 1}$$

Les trois tensions composées  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \tag{III. 2}$$

On peut également écrire les tensions de sortie de l'onduleur en fonction des tensions simples de la charge en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point neutre fictif (o).

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} = V_{an} - V_{on} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} = V_{bn} - V_{on} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} = V_{cn} - V_{on} \end{aligned} \quad \text{III.3}$$

La charge est considérée équilibrée, il en résulte :  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$  (III.4)

La somme membre à membre des trois équations (II.3) en tenant compte de la relation (III.4) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{III.5}$$

Le système d'équations (II.3) peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} &= V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} &= V_{co} - V_{no} \end{aligned} \quad \text{III.6}$$

En tenant compte de la relation (II.6) nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned} \quad \text{III.7}$$

Le système d'équations (II.7) peut être mis sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{III.8}$$

En tenant compte de la relation (II.3), nous pouvons écrire :



$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{III.9}$$

Les tensions simples du moteur asynchrone ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ ) sont fonction des trois grandeurs booléennes ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ).

La matrice de transfert est donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad \text{III.10}$$

### III-6-1 Modulation de largeur de l'impulsion sinus triangle :

#### III-6-1-1 Principe :

Cette technique est très populaire dans l'industrie. Le principe de cette technique est expliqué dans la figure suivante. La comparaison d'une onde sinusoïdale de fréquence  $f_r$  et d'amplitude  $A_r$  appelée onde de référence avec une autre onde triangulaire de fréquence  $f_p$  nettement supérieur à  $f_r$  et d'amplitude  $A_p$  nous donne les points d'intersections qui déterminent les instants de commutation des interrupteurs. La modulation est caractérisée essentiellement par deux facteur. [46]

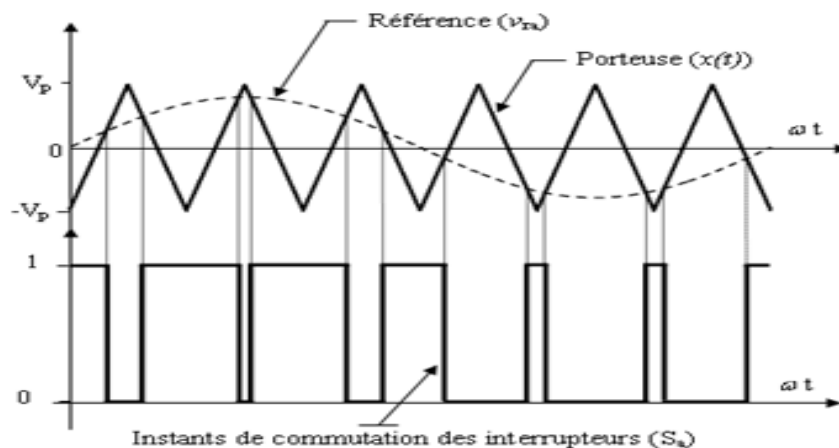


Figure (III.8) : Modulation sinus triangulo.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $A_p$ .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1(t) = A_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \quad \text{si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = A_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \quad \text{si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{array} \right.$$

$$\text{indice de modulation } m = \frac{f_p}{f_r}$$

$$\text{coefficient de réglage } r = \frac{A_r}{A_p}$$

L'onduleur dans ce cas peut être considéré comme un amplificateur de gain  $G$  donné par :

$$G = \frac{0.5rV_e}{A_r} = \frac{0.5V_e}{A_p}$$

$V_e$  : tension redressée à l'entrée de l'onduleur.

$A_p$  : amplitude de la porteuse.

$A_r$  : amplitude de la tension de référence.

Par action sur  $r$ , on peut théoriquement faire croître l'amplitude du fondamental de 0 jusqu'au maximum.

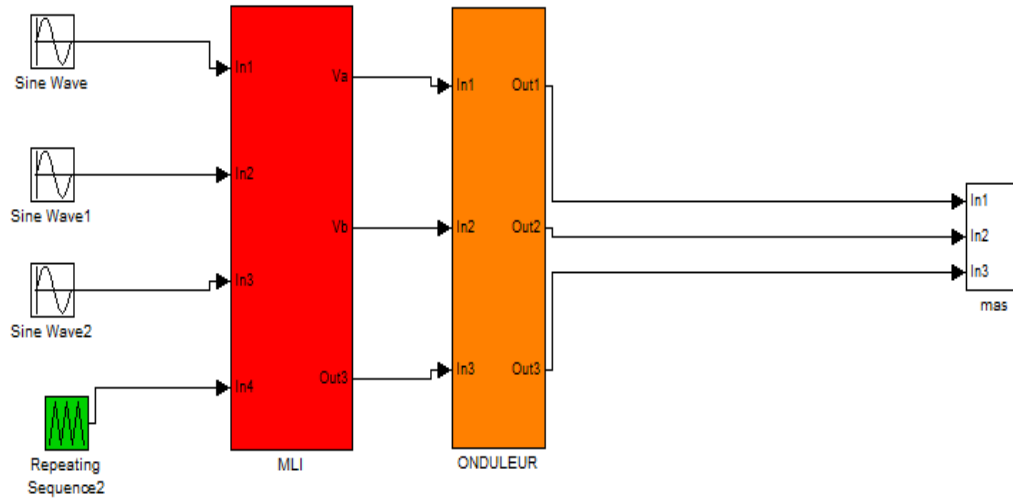
L'augmentation de  $m$  rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage.

La variation de  $m$  est pratiquement limitée par les temps de commutation des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.

Cette MLI est particulièrement bien adaptée à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique.

**III-7 Simulation de la technique MLI sinusoidale- triangulaire :**

Après l'analyse théorique nous abordons maintenant la simulation en utilisant un logiciel bien approprié, à savoir le MATLAB.



**Figure (III.9) : Schéma bloc onduleur MLI sinusoidal**

**III-7-1 Résultats de simulation :**

La première remarque qu'on peut dire que les temps de réponse de la vitesse ainsi du couple pour une MAS alimentée par un onduleur sont lents par rapport à celle alimentée directement par un réseau, ceci est due à la diminution de la valeur efficace de la tension qui alimente la machine.

Les tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  à la sortie de l'onduleur commandé par M.L.I sinusoidale forment un système triphasé équilibré et elles sont décalés entre elles de un tiers de période. Les oscillations au niveau du couple et de la vitesse sont dues essentiellement au convertisseur statique car la conversion continue-alternative fait apparaitre des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple et de la vitesse, on peut diminuer en variant la fréquence de commutation des interrupteurs ce qui permet de minimiser le spectre d'harmoniques surtout en ce qui concerne la forme d'onde du courant.

On note que la variation de la fréquence de commutation permet d'augmenter les pertes joules ce qui provoque l'échauffement des composants de puissance

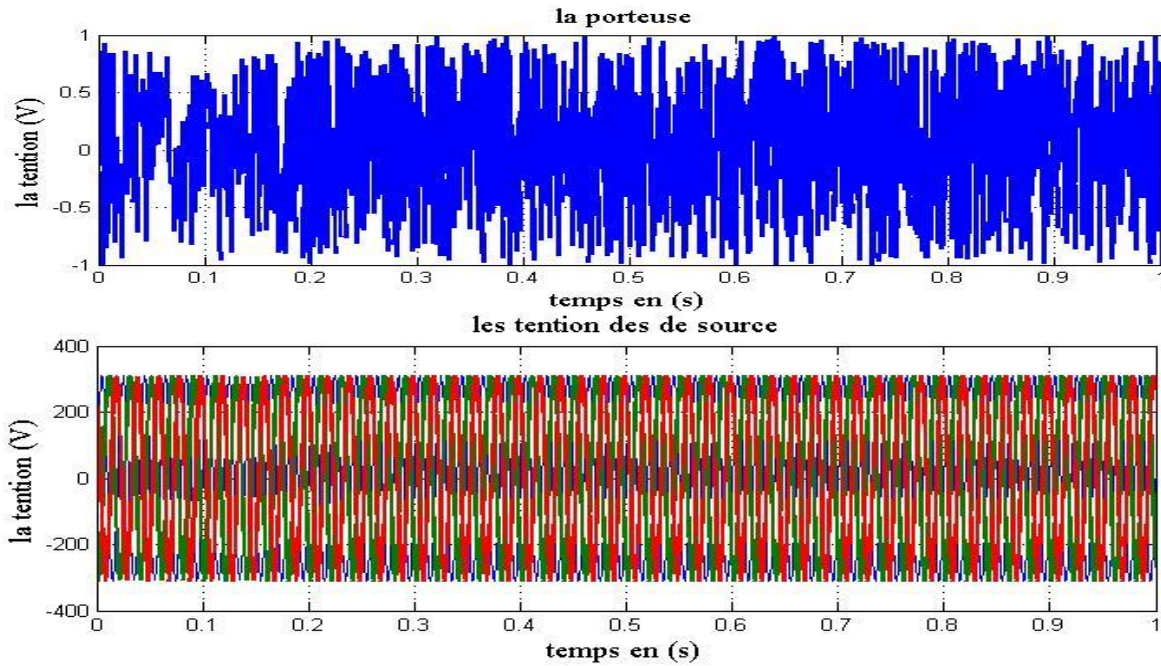


Figure (III.10) : Schéma représentative de la M.L.I Sinusoïdal

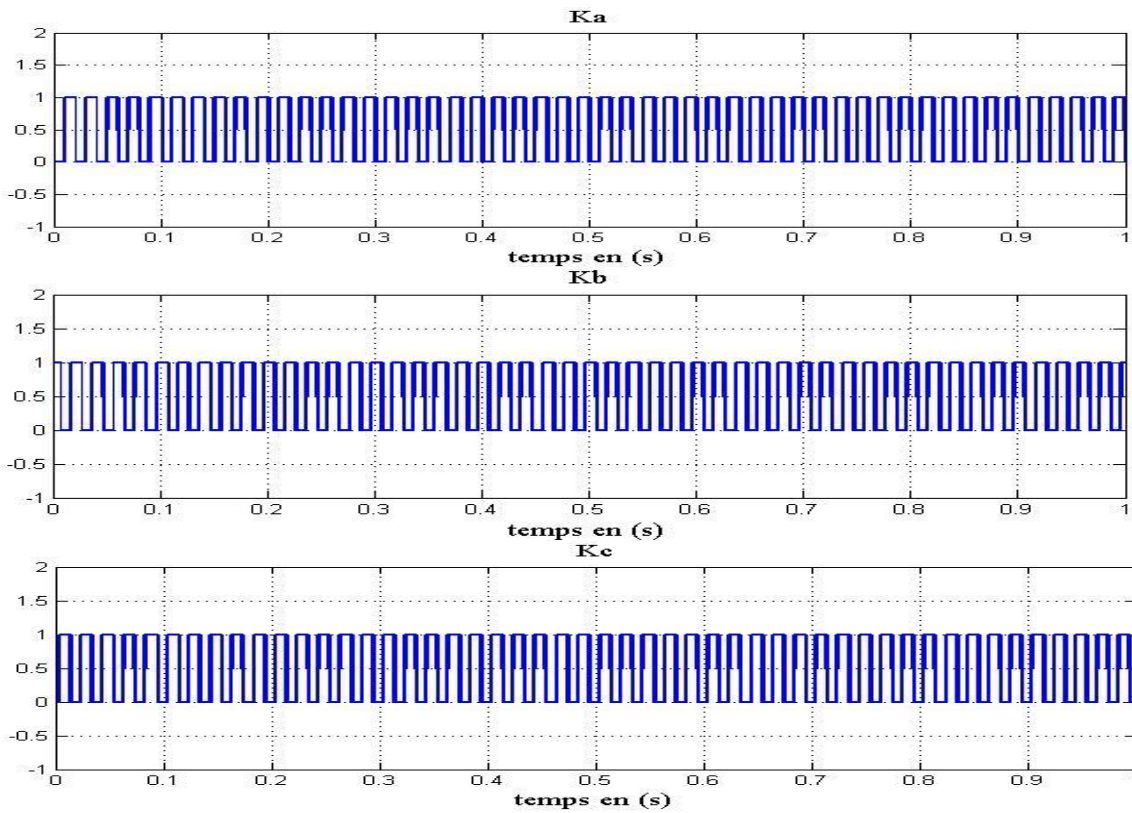


Figure (III.11) : Les signaux des impulsions Ka, Kb, Kc de l'onduleur

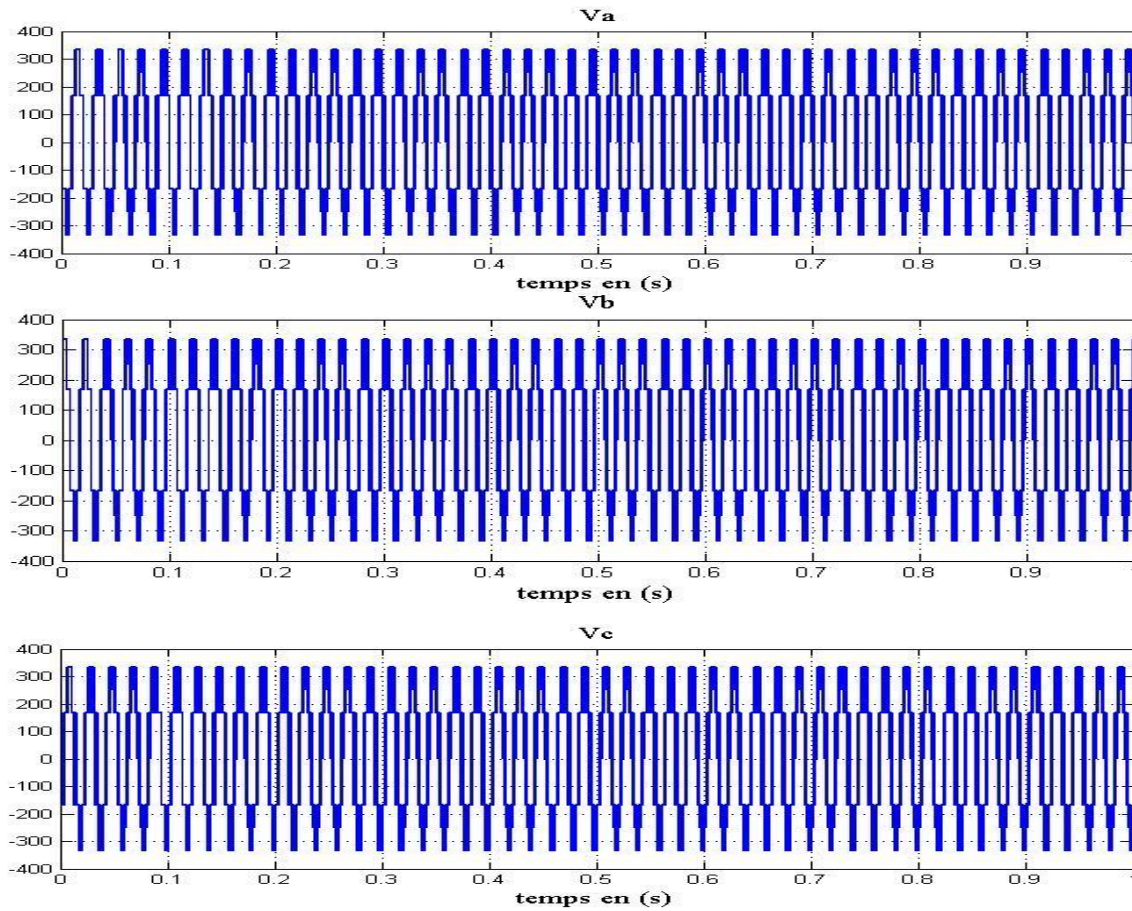
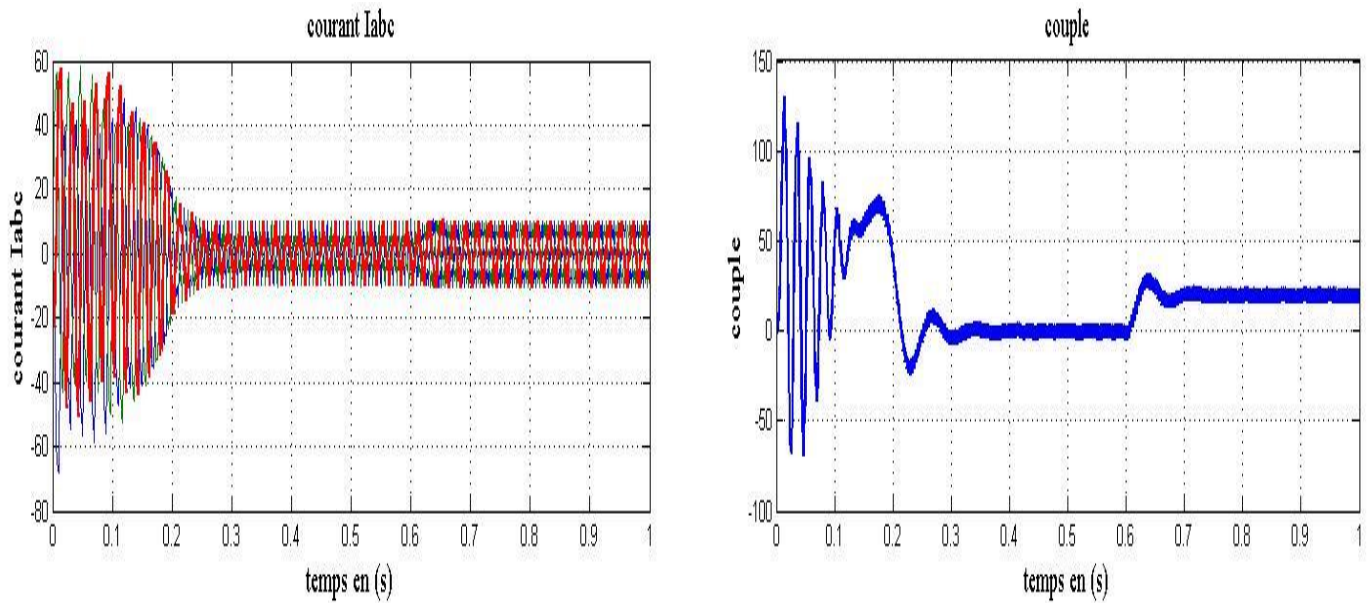
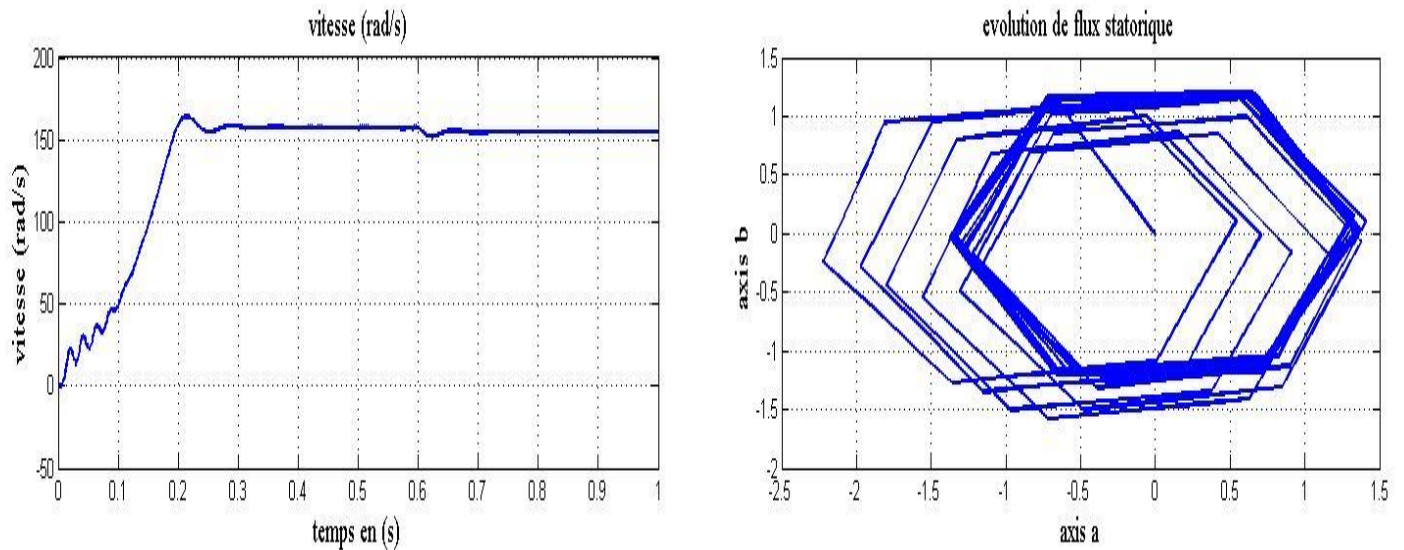


Figure (III.12) : les tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  à la sortie de l'onduleur





**Figure (III.13) : Machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI Sinusoïdal**

### **III.7 CONCLUSION**

Dans ce deuxième chapitre on a présenté la modélisation du convertisseur de fréquence Commandé par la technique MLI .

Les techniques MLI permettent la reconstitution des tensions désirées, en amplitude et en fréquence à la sortie de l'onduleur. Cependant, ces techniques sont imparfaites car elles présentent des harmoniques générés par ces onde MLI qui entraînent des pertes dans la ligne (perte Joule, fer et par courants de Foucault) ainsi que des pulsations du couple de la charge. Ces harmoniques sont généralement repoussés vers des fréquences élevées ce qui facilite leurs filtrages. Donc, pour avoir des performances élevées, il est nécessaire d'installer des filtres à la sortie de l'onduleur.

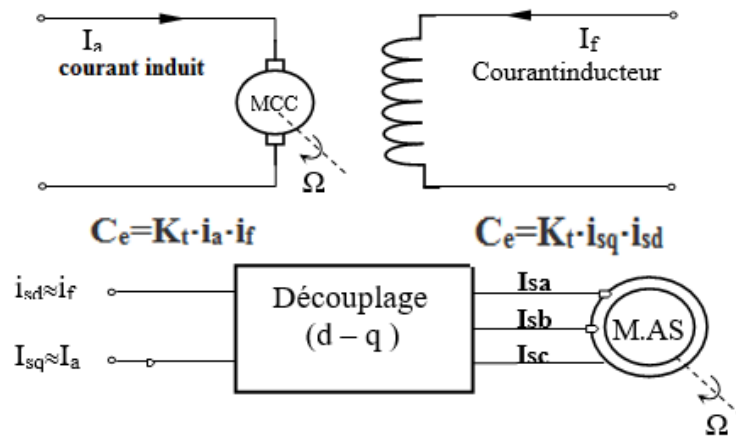
# *Chapitre IV*

Commande vectorielle de la machine asynchrone

**IV-1 Introduction :**

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

La méthode dite du champ orienté consiste à choisir un système d'axe et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux de sorte que les deux composantes du courant statorique  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  vont être les variables d'entrée d'une machine à courant continu contrôlent, respectivement, le flux et le couple électromagnétique.



**Figure (IV.1) : Schéma de principe de la commande de vectorielle**

Dans ce chapitre, nous introduirons le principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone basée sur l'orientation de flux rotorique par la méthode directe.



### **IV-2 La commande par orientation du flux :**

**IV-2-1 Description :** L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présentent un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [48].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. [49]

### **IV-3 Principe de base de la commande vectorielle :**

Le principe de la commande vectorielle a été découvert par Blaschke en 72. Il ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. De nombreuses variantes de commande vectorielle ont été présentées dans la littérature technique que l'on peut classer de la façon suivante :

- Mode d'alimentation
  - Commande en tension
  - Commande en courant
- Détermination de la position du flux
  - Directe nécessite mesure du flux ou observation
  - Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement
- Acquisition du flux
  - Fondée sur un modèle du rotor
  - Fondée sur un modèle du stator
  - Observation de flux
- Orientation du repère d,q sur
  - a- Flux rotorique  $\Phi_{dr}=\Phi_r$ ,  $\Phi_{qr}=0$

b- Flux statorique  $\Phi_{ds} = \Phi_s, \Phi_{qs} = 0$

c- Flux d'entrefer  $\Phi_{dm} = \Phi_m, \Phi_{qm} = 0$

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande avec orientation de l'axe 'd'suivant l'axe du flux rotorique voir figure (IV.2). Elle présente de meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation [44]

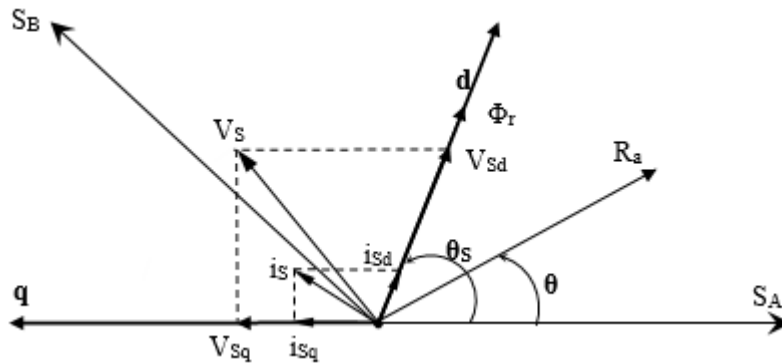


Figure (IV.2) : Représentation de l'orientation du repère dq

L'expression du couple de la M.AS est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq} - \Phi_{Rq} i_{Sd}) \tag{IV-1}$$

Si le repère est parfaitement orienté, alors  $\Phi_{dr} = \Phi_r, \Phi_{qr} = 0$

Le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq}) \tag{IV-2}$$

Ou encore moyennant une constante  $K_t$  prés,  $C_{em}$  devient :

$$\begin{cases} C_{em} = K_t' \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} \\ K_t' = p \frac{M}{L_R} \end{cases} \tag{IV-3}$$

C'est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si  $\Phi_r = cte$ , alors devient directement contrôlable linéairement par  $I_{qs}$ .

La pulsation rotorique devient :

$$A \text{ partir de : } V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr}$$

$$\text{Et } \Phi_{qr} = 0 = L_r I_{qr} + I_{qs} M$$

$$\text{On obtient : } \omega_r = \frac{M R_r i_{sq}}{L_r \Phi_R} \tag{IV-4}$$

La pulsation rotorique devient proportionnelle a la composant  $I_{qs}$ .

Le flux rotorique devient :

$$A \text{ partir de : } \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + I_{ds} M$$

$$\text{Et } V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr}$$

$$\text{On obtient : } \Phi_R + T_r \frac{d\Phi_R}{dt} = M i_{sd}$$

Après l'application de transformation de Laplace en trouve :

$$\Phi_R = \frac{M}{1 + T_r.S} I_{sd} \tag{IV-5}$$

Le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante de courant direct  $I_{ds}$ .

D'après Les équation :

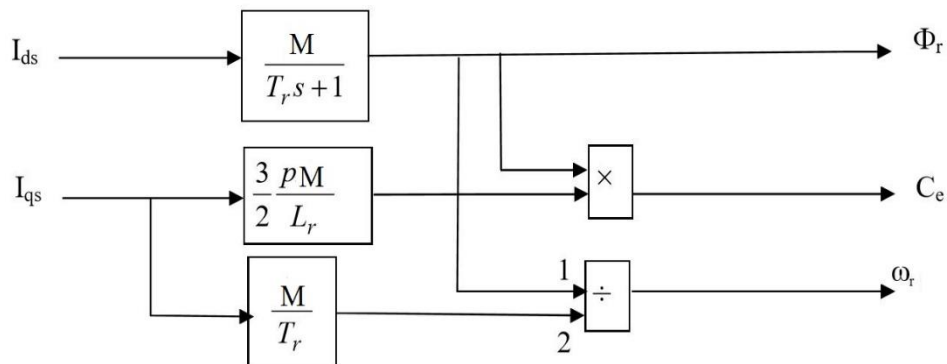


Figure (IV-3) : Schéma-bloc de découplage par flux orienté

Calcul de  $\omega_s$  et  $\theta_s$  :

La pulsation statorique s'écrit :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{MR_R i_{Sq}}{L_R \Phi_R} \quad (IV-6)$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{1}{S} \omega_s$$

**IV-4 Le bloc de défluxage :**

Le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire suivante

$$\begin{cases} \Phi_R^* = \Phi_{R \text{ nom}} & \text{Pour : } |\Omega| \leq \Omega_{\text{nom}} \\ \Phi_R = \frac{\Phi_{R \text{ nom}} \cdot \Omega_{\text{nom}}}{\Omega} & \text{Pour : } |\Omega| > \Omega_{\text{nom}} \end{cases}$$

Il assure le fonctionnement à flux constant ou couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au-delà de cette vitesse il permet de diminuer le couple. Dans ce cas, il assure un fonctionnement à puissance constante ou tension constante. [44]

Ceci simplifie le modèle

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) I_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{MR_r}{L^2} \Phi_{dr} + V_{ds} \right] \quad (IV - 7)$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\sigma L_s \omega_s I_{ds} - \left( R_s + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) I_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} + V_{qs} \right] \quad (IV - 8)$$

$$\Phi_R + T_r \frac{d\Phi_R}{dt} = M i_{sd} \quad (IV-9)$$

$$\omega_r = \frac{MR_R i_{Sq}}{L_R \Phi_R} \quad (IV-10)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq}) \quad (IV-11)$$

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_e(t) - C_r(t) - f\Omega(t) \quad (\text{IV} - 12)$$

#### **IV-5 Le choix de type d'orientation de flux**

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [50]. Ce référentiel est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparable à ceux de la machine à courant continu.

##### **IV-5.1 Méthode de contrôle indirect du flux :**

Dans ce type de control, le flux n'est ni mesuré ni reconstruite s'affranchit de la connaissance de ce flux.

On considère donc le flux et le couple électromagnétique comme référence de commande. Le découplage entre le flux et le couple est assure par un boc qui s'appel (F.O.C)

##### **IV-5.2 Méthode de contrôle direct du flux :**

Dans ce type de contrôle, le flux est réglé par un contre-réaction, il doit donc être mesuré (capteur) ou estimé. La pulsation statorique  $\omega_s$  est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lie au stator.

Dans ce travail, le contrôle vectoriel direct est adapté.

#### **IV-6 Découplage d'entrée sortie :**

A partir du système d'équation (III-6) on obtient :

$$V_{ds} = \left( R_s + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) I_{ds} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} - \frac{M \cdot R_r}{L^2} \Phi_{dr} + \sigma \cdot L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \quad (\text{IV} - 13)$$

$$V_{qs} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} + \left( R_s + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) I_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega_s \cdot \Phi_{dr} + \sigma \cdot L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \quad (\text{IV} - 14)$$

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient :

Cette équation montre que les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . Donc sur le flux et le couple (couplage entre les actions sur les axes d et q).

Il est nécessaire de réaliser un découplage entre  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  qui permet de contrôler de manière indépendante (le couple par la composant  $i_{sq}$  et le flux rotorique par le composant  $i_{sd}$ ).

Différentes techniques existent, telles que le découplage par retour d'état ou le découplage par compensation, nous utilisons donc une loi de découplage par compensation. en introduisons de nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$ , le système devient :

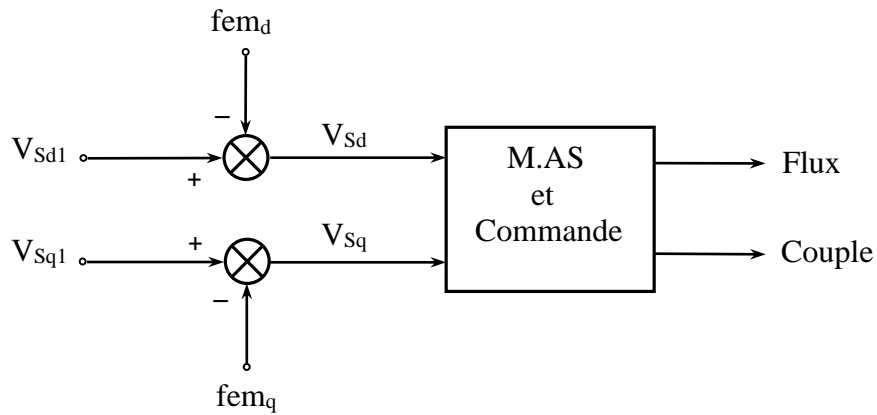


Figure (IV.4) : Reconstitution des tension  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  .

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f.e.m_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - f.e.m_q \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} f.e.m_d = \omega_s \sigma L_S i_{sq} + \frac{MRr}{L_R^2} \Phi_R \\ f.e.m_q = -\omega_s \sigma L_S i_{sd} - \frac{M}{L_R} \omega_s \Phi_R \end{cases} \quad (IV-15)$$

Si la compensation est bien réalisée en temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{Sd1} = (R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2) i_{Sd} + \sigma \cdot L_s \frac{d}{dt} i_{Sd} \\ V_{Sq1} = (R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2) i_{Sq} + \sigma \cdot L_s \frac{d}{dt} i_{Sq} \end{cases} \quad (IV-16)$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées :

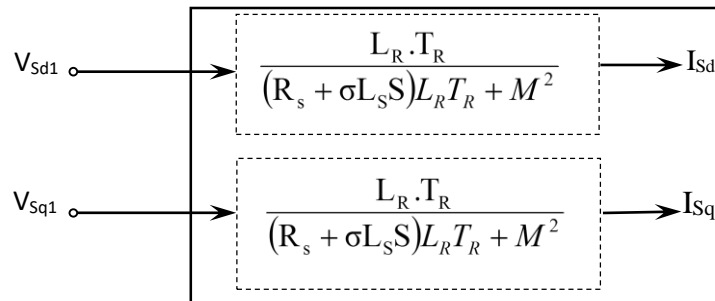


Figure (IV.5) : Commande découplée - Expressions de  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$ .

On obtient :

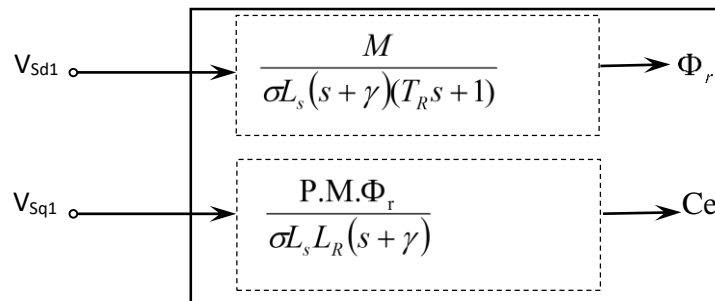
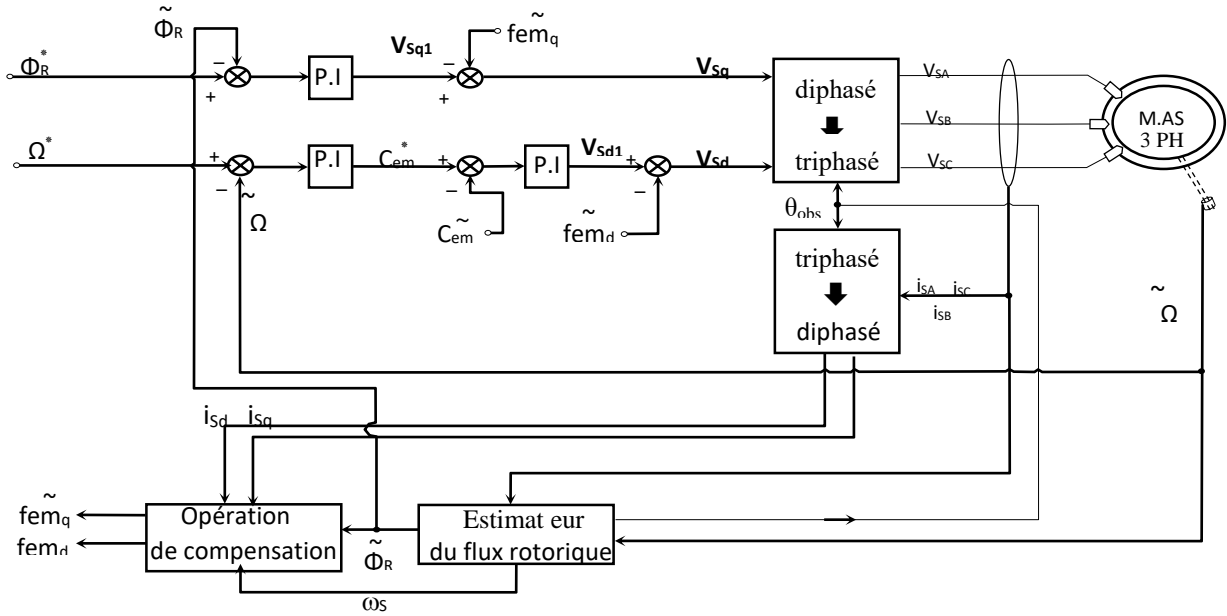


Figure (IV.6) : Commande découplée - Expressions de  $\Phi_r$  et  $C_e$ .

Avec :  $\gamma = \frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}$  (IV-17)

**IV-7 Organisation fonctionnelle de la commande :**

La figure (IV.7) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone par la CVD :



**Figure (IV.7) : Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la MAS en tension.**

**IV-8 Régulation :**

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge : la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires, les plus importantes concernent les sécurités [51].

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus et les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Dans notre étude, pour les boucles de couple et de flux, nous avons adopté classiquement un régulateur Proportionnel-Integral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [52]



$$G(S) = \left( kp + \frac{ki}{S} \right) \tag{IV-18}$$

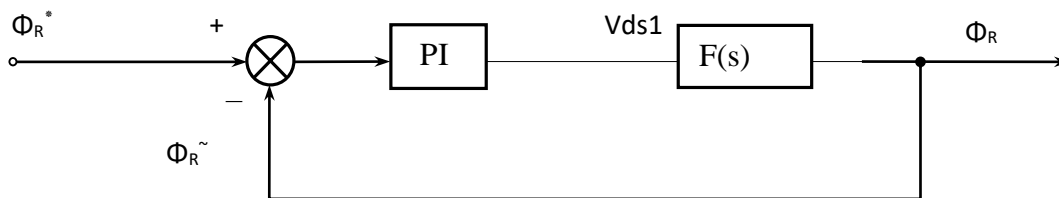
**IV-8.1 Calcul du paramètre de régulateur de flux :** Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice.

Le découplage proposé permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{K1}{(s + \gamma)\left(s + \frac{1}{T_R}\right)} V_{ds1} \tag{IV-19}$$

Avec :  $K1 = \frac{M}{\sigma L_s T_R}$  (IV-20)

Le schéma de bloc de la régulation de flux rotorique est donné par la Figure (IV-8):



**Figure (IV.8) : Schéma fonctionnel de régulation de flux.**

la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO(S) = kpf \frac{s + \left(\frac{kif}{kpf}\right)}{S} \cdot \frac{K1}{(s + \gamma)\left(s + \frac{1}{T_R}\right)} \tag{IV-21}$$

Après la compensation des pôles par la condition  $Tr = \frac{kpf}{kif}$  (IV-22)

$$FTBO(S) = \frac{Kpf.K1}{s.(s + \gamma)} \tag{IV-23}$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée comme suit :

$$FTBF(S) = \frac{1}{\frac{s^2}{K_{pf}.K1} + \frac{\gamma}{K_{pf}.K1}s + 1} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (IV-24)$$

On compare l'équation avec la forme standard :

$$\frac{1}{K_{pf}.K1} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (IV-25)$$

$$\frac{\gamma}{K_{pf}.K1} = \frac{2\xi}{\omega_n}$$

Les paramètres de régulateur :

$$K_{if} = \frac{1}{T_R} K_{pf} \quad (IV-26)$$

$$K_{pf} = \frac{\gamma^2}{K1(2\xi)^2}$$

#### IV-8.2 Calcul du paramètre de régulateur de couple :

De même, les équations de découplage proposées permettent d'exprimer  $C_{em}$  comme suit :

$$C_e = \frac{K2}{(s + \gamma)} V_{sq1} \quad (IV-27)$$

Avec :  $K2 = \frac{P.M.\Phi_{ref}}{\sigma L_S L_R}$  (IV-28)

Le schéma fonctionnel de bloc de la régulation de couple est présenté par la Figure (IV-9)

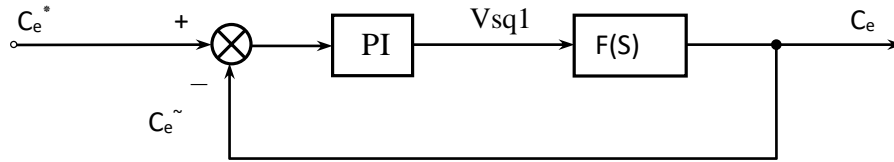


Figure (IV.9) : Schéma fonctionnel de régulation de couple.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO(S) = K_{pc_e} \frac{s + \left(\frac{K_{ic_e}}{K_{pc_e}}\right)}{S} \cdot \frac{K2}{(s + \gamma)} \quad (IV-29)$$

Après la compensation des pôles par la condition  $\gamma = \frac{K_{if}}{K_{pf}}$  (IV-30)

$$FTBO(S) = \frac{K_{pc_e} \cdot K_2}{S} \quad (IV-31)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée comme suit :

$$FTBF(S) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{pc_e} \cdot K_2} S} \quad (IV-32)$$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep(5\%)}$  nous obtenons la condition suivant :

$$3 \cdot \frac{1}{K_{pc_e} \cdot K_2} = t_{rep(5\%)} \quad (IV-33)$$

Et 
$$K_{pc_e} = 3 \frac{\sigma L_S L_R}{P.M.\Phi_{ref} t_{rep(5\%)}} \quad (IV-34)$$

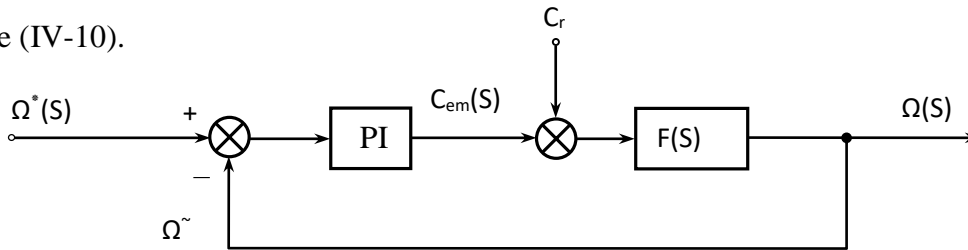
$$K_{ic_e} = \gamma \cdot K_{pc_e}$$

**IV-8.3 Calcul du paramètre de régulateur de vitesse :**

Pour calculer les paramètres du régulateur PI, on suppose que la dynamique de la vitesse est plus lente par rapport à la dynamique des grandeurs électriques [53]. Le régulateur est conçu selon l'équation mécanique.

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \Rightarrow \Omega = \frac{C_{em} - C_r}{JS + f} \quad (IV-35)$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec régulateur PI est donné par la Figure (IV-10).



**Figure (IV.10) :Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.**

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$FTBO(S) = \frac{Kpv \cdot S + Kiv}{S} \cdot \frac{1}{JS + f} \tag{IV-36}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$FTBF(S) = \frac{Kpv \cdot S + Kiv}{\frac{J}{Kiv} S^2 + \frac{(Kpv + fr)}{Kiv} S + 1} \tag{IV-37}$$

On compare l'équation avec la forme standard de 2<sup>ème</sup> ordre on trouve :

$$\frac{J}{Kiv} = \frac{1}{\omega_n^2} \qquad \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{Kpv + fr}{Kiv}$$

$$Kiv = J \cdot \omega_n^2$$

On obtient : 
$$Kpv = \frac{2\xi \cdot Kiv}{\omega_n} - fr \tag{IV-38}$$

**IV-9 Simulation de la commande vectorielle :**

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, dans ce chapitre, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé.

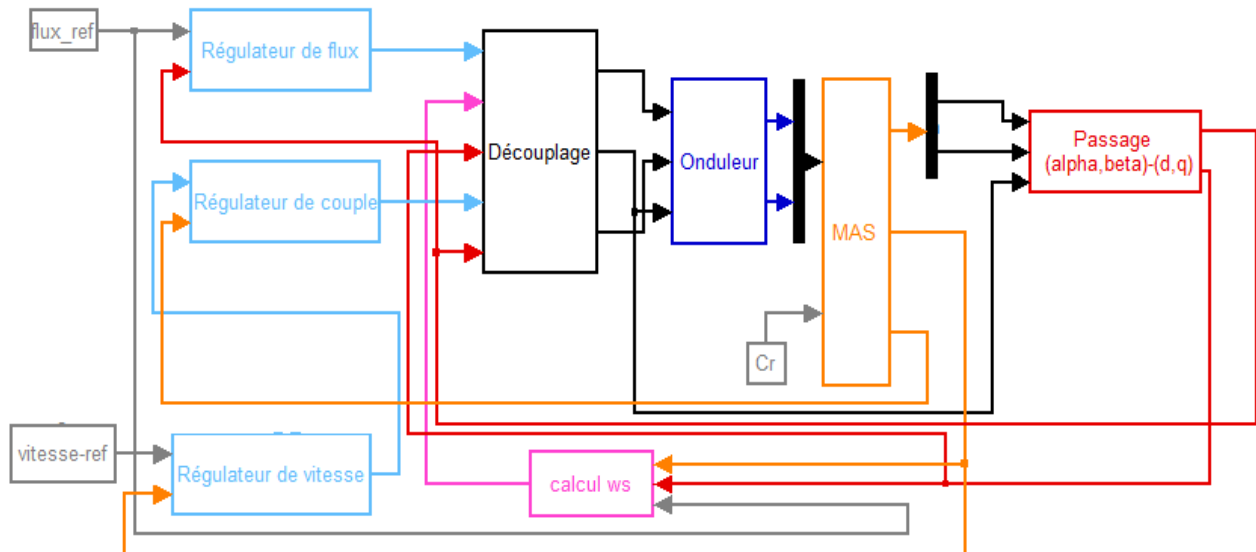


Figure (IV.11) : schéma d'un contrôle vectoriel direct du flux d'une MAS

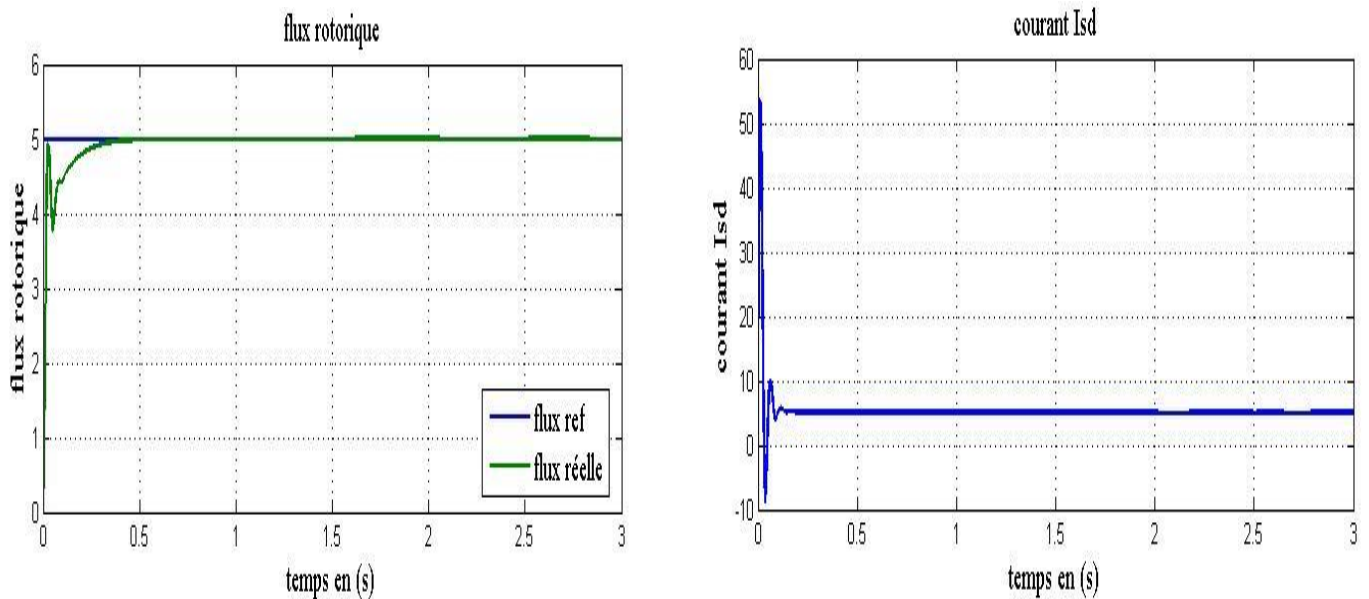
alimenté en tension

Les paramètres des régulateurs utilisés (structure PI) :

- Le flux : pour temps de réponse= 0.206 s  
 $K_{pf}=42.7084184926682$  et  $K_{if}=597.500140413439$
- Le couple : pour temps de réponse= 0.00205 s  
 $K_{pc}=0.510845508615526$  et  $K_{ic}=356.743748340956$
- La vitesse : pour temps de réponse= 0.0502 s  
 $K_{pv}=1.72385461564036$  et  $K_{iv}=39.6223298115279$

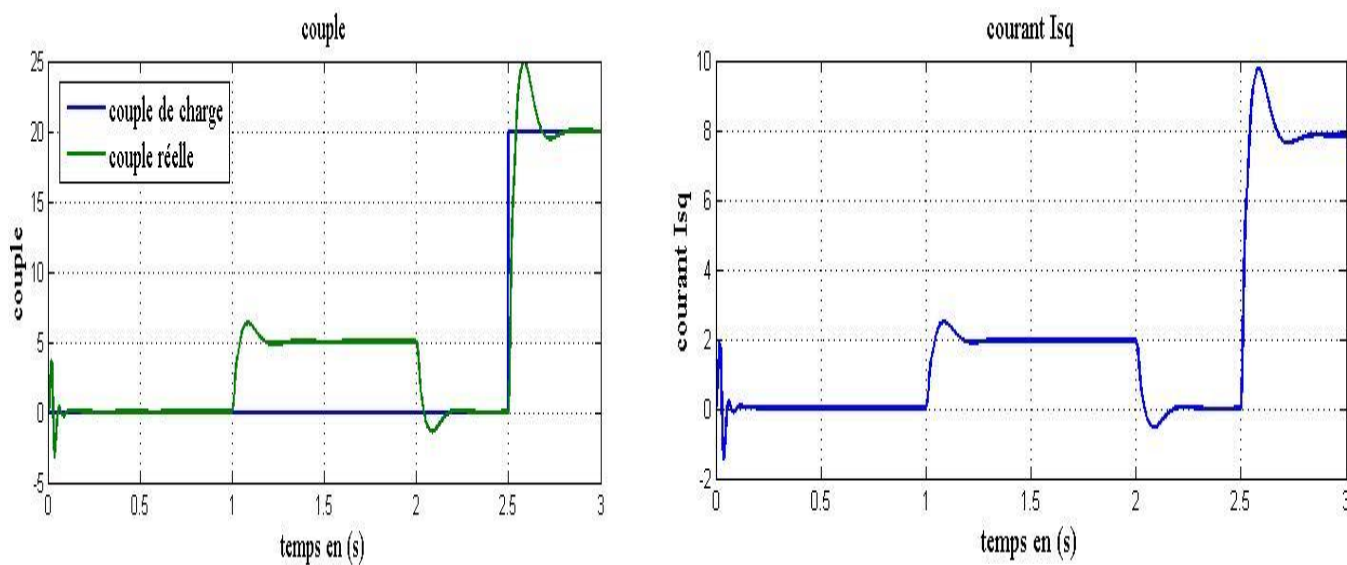
#### IV-9.1 Résultats des simulations :

Les résultats sont illustrés par la commande vectorielle dans le premier cas (figure. (IV.12)) sans onduleur et dans le deuxième cas (figure. (IV.13)) avec onduleur.



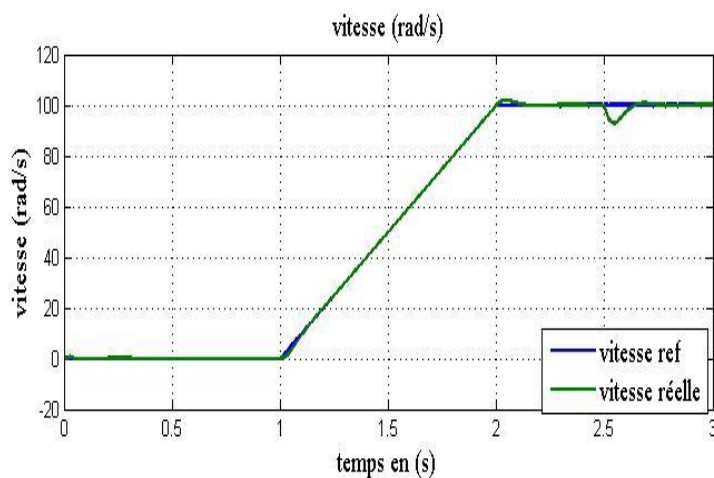
**Figure.(IV.12) : Le courant  $I_{ds}$  et le flux rotorique avec ( $C_r = 20N.m$ ) à ( $t = 2.5 s$ ) et sans l'onduleur**

La figure (IV-12) représente la simulation d'un démarrage à vide, puis application d'une perturbation de couple de charge ( $C_r=20N.m$  à  $t=2.5s$ ). La figure (IV.12) montre aussi le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, le flux rotorique suivent leurs références et  $I_{ds}$  présente un pic au démarrage mais il est presque égal la même valeur.



**Figure. (IV.13) : Le couple électromagnétique et le courant  $I_{sq}$  avec ( $C_r = 20N.m$ ) à ( $t = 2.5 s$ ) et sans l'onduleur**

La première remarque dans la figure. (IV-13) est, le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $I_{sq}$  a un coefficient près.



**Figure. (IV.14) : La vitesse de rotation avec ( $C_r = 20N.m$ ) à ( $t = 2.5 s$ ) et sans l'onduleur**

On remarque que la vitesse sont légèrement sensibles aux variations du couple

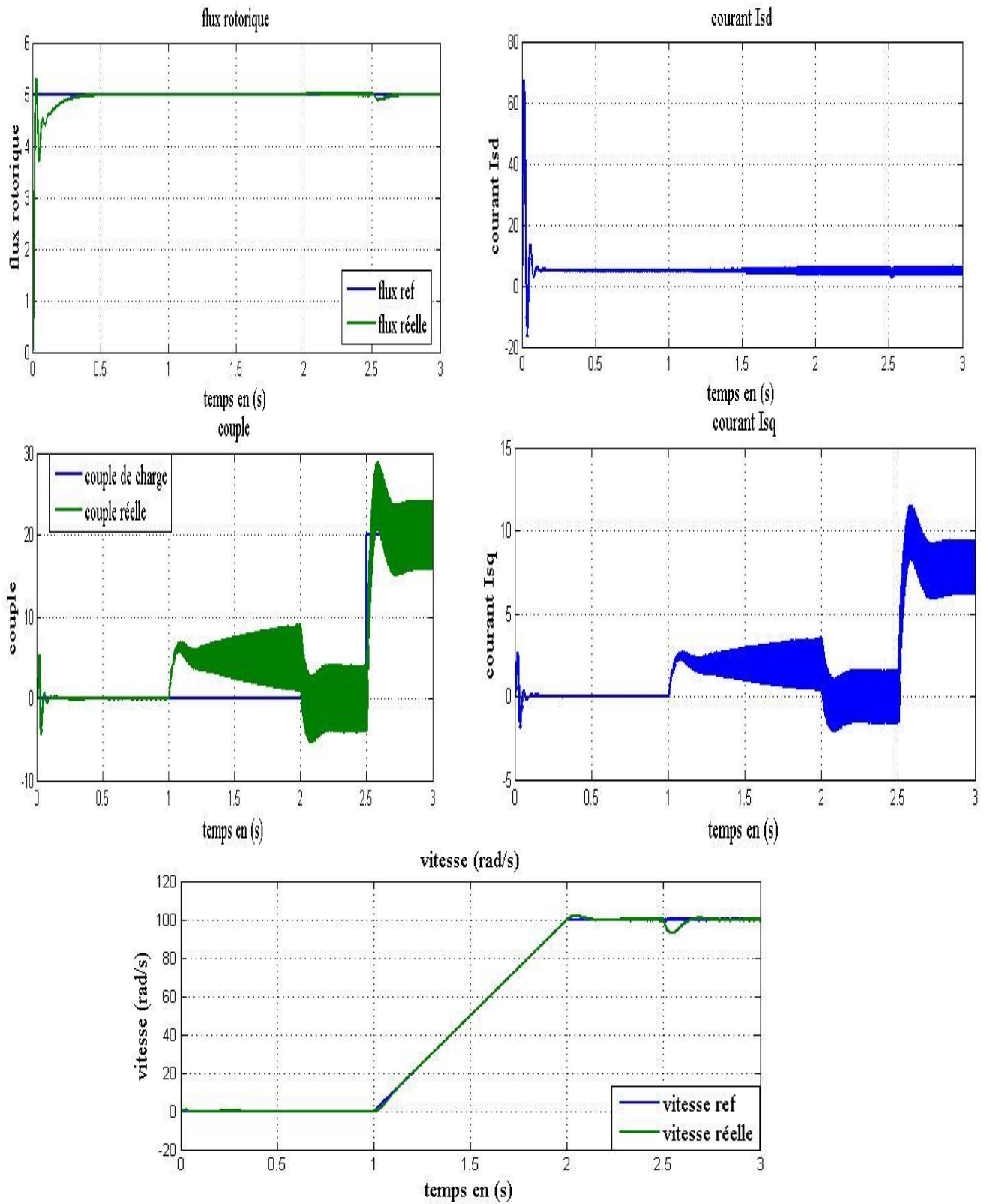


Figure (IV.15) : Résultats de simulation d'une CV-OFR de la MAS alimentée en tension avec ( $C_r = 20\text{N.m}$ ) à ( $t = 2.5$  s) et avec l'onduleur

**IV-9.2 Interprétation des résultats de la simulation :**

Les figures((IV-12), (IV-13) (IV-14)) représente la simulation d'un démarrage à vide, puis application d'une perturbation de couple de charge ( $C_r=20\text{N.m}$  à  $t=2.5\text{s}$ ). Cette figure montre que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, et les courants sont influés par cette perturbation et le système est commandé de manière satisfaisante. Cette figure montre aussi le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $I_{sq}$  a un coefficient prés. Ce découplage est parfaitement réalisé puisque  $\Phi_{rq}$  reste toujours nul.

Si on utilise un onduleur figure. (IV.15), on remarque que la vitesse, le couple et les courants suivent leurs références mais à part des oscillateurs qui apparaissent au niveau du couple et des courants.

**IV.10 Conclusion :**

A travers ce chapitre, il nous a permis de dire que la commande vectorielle permet de considérer la machine asynchrone des performances que celle de la machine à courant continu.

Les résultats de simulation montrent que les objectifs du régulateur ont été atteints en découplant le flux et le couple.

La commande vectorielle présente des performances dynamiques et statiques très élevées mais elle présente l'inconvénient majeur d'être sensible aux variations paramétriques de la machine ce qui dégrade la robustesse du modèle de commande.



Le présent travail propose la synthèse d'une commande vectorielle directe conventionnelle du moteur asynchrone triphasé (moteur à induction) alimentée par onduleur de tension, basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système.

Une étude générale de modélisation de la MAS a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park et en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur MAS, un découplage du flux et du couple est indispensable. Pour cela on a utilisé la technique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel.

La commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que :

- Sensibilité aux variations de la charge et paramétriques de la machine.
- La nécessité d'utilisation de capteur (ex de vitesse, de position) etc.

Du point de vue de la commande, la conception de nouvelles méthodes de commande robustes sans capteurs mécaniques reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances en basses et grandes vitesses. Soit, et en perspective nous avons envisagé ceci :

- L'utilisation des techniques robustes d'observation tel qu'à mode glissant ou à  $\alpha H$ .
- Introduction de techniques intelligentes telles que la logique floue et les réseaux de neurones.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux.
- MRAS (modèle référence adaptative système)

## Annexe A

### II-5 Transformation de Concordia :

[C] La matrice de Park, définie par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

#### Passage $(\alpha, \beta)$ - $(d, q)$ :

Le passage  $(\alpha, \beta)$  à  $(d, q)$  s'effectue par :

$$[X]_{dq} = [R][X]_{\alpha\beta}$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

Le passage  $(d, q)$  à  $(\alpha, \beta)$  s'effectue par :

$$[X]_{\alpha\beta} = [R]^{-1}[X]_{dq}$$

Avec :

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

## Annexe B

### Estimation de flux rotorique

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, et cela est déterminé moyennant une mesure directe du flux par des capteurs. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension).

Dans ce cas le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

Un estimateur simple du vecteur flux établi dans le repère  $(\alpha, \beta)$  décrit par :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{S\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{S\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases}$$

Le modèle du flux est donné par:  $\|\Phi_r\| = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}$

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right)$$

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Rezgui Salah Eddine, " Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS", Mémoire Magister, Université Mentouri De Constantine 2009.
- [2] Bapio BAYALA, " formation continue –technique supérieurs- ingénieurs électrotechniques", Edition revue 2010
- [3] Communication technique : LE MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE, leçon 6, V1.0 2003-2004.
- [4] M. Kostenko et L. Piotrovski, Machines Électriques, Machines à courant alternatif. Tome II, Édition Mir-Moscou, 1977.
- [5] Adisa A. Jimoh: Thermal, Effects of Stay Load Losses in Induction Machines. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No.4, July/August 2000, pp.1085-1093
- [6] Sang-Binlee, Thomas G Hebelter, Ronald G Harley and David Gutter, A stator and Rotor Resistance estimation technique for conductor temperature monitoring, Industry Applications Conference. Conference Record of the 2000 IEEE, volume 1, pp 381-387, Rome, Italy, 08-10 October 2000.
- [7] H. Yahoui and G. Grellet, Measurement of physical signals in rotating part of electrical machine by means of optical fiber transmission, in Proc. IEEE, instrumentation and measurement technol. Conf. (IMTC-96) Quality measurements:the indispensable Bridge between theory and Reality.,vol.1, 1996, pp.591-596.
- [8] J.Dymond,R.Ong,and N.Stranges, Instrumentation, testing and analyses of electric machine rotor steady state heating, in proc. IEEE - IAS 48th Annu.Petroleum and Chemical Industry Conf.,2001,PP.297-303.
- [9] S. Farag, RG Bartheld, W. E. May, Electronically enhanced low voltage motor protection and control. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30 , No. 3, pp 776-784, May/ Jun 1994.

- [10] Christian Kral, Thomas G. Habetler, Ronald G. Harley, Franz Pirker, Gert Pascoli, Helmut Oberguggenberger and Claus-Jürgen M. Fenz, Rotor temperature estimation of squirrel-cage induction motors by means of combined scheme of parameter estimation and thermal equivalent model: IEEE Trans. On Ind. Appl, Vol. 40, No. 4, July/ August 2004.
- [11] Julio C. Moreira and Thomas A.Lipo, Modelling of saturated AC machines including air gap flux harmonic components. IEEE Transactions on Industry. Applications, Vol. 28, No.2, pp343-349, March /April 1992.
- [12] Uwe Badeer, Manfred Depenbrock, Georg Gierse, Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A basic for Speed Control Without Speed Measurement. IEEE transactions on Industry Applications, 1992, Vol.28, No.3, pp.581-588.
- [13] : M. Kadjoudj, " Contribution A La Commande D'une Machine Synchrone A Aimant Permanent", Thèse De Doctorat, Université De Batna, Année 2003.
- [14] J.N. Nash, Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, Vol.33, No.2, pp.333-341.
- [15] Takahashi, Y. Ohmori, High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989, Vol.25, No.2, pp.257-264.
- [16] J.K.Kang, S.K. Sul, New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant switching Frequency. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, Vol.35, No.5, pp.1076-1082.
- [17] Ch. Lascu, I. Boldea, F . Blaabjerg, Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive. IEEE transactions on Industry Applications, 2000, Vol.36, No.1, pp.122-130
- [18] S-K. Chung, H-S. Kim, C-G. Kim and M-J. Youn, A New Instantaneous Torque control of PM Synchronous Motor for High Performance Direct- Drive Applications. IEEE transactions on Power Electronics, 1998, Vol.13, No.3, pp.388-400.
- [19] M. F. Rahman, L. Zhong, K.W. Lim, A Direct Torque-Controlled Interior Permanent magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening. IEEE transactions on Industry Applications, 1998, Vol.34, No.6, pp.1246-1253.

[20] Guy Séguier et Francis Milsant, *Électrotechnique industrielle*, 3ème édition- Lavoisier technique et Documentation année 2006.

[21] Marino R., Peresada S., et Valigi P., Adaptive input-output linearizing control of induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 38, No.2, 208-221, February 1993.

[22] De Luca A. et Ulivi G., Design of an exact nonlinear controller for induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 34, No.12, pp.1304-1307, December 1989

[23] Jean Luc Thomas, *Problématique industrielle*, Chapitre du livre *Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1*. Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, pp. 27-68, 2000.

[24] S. V. Ustun, M. Demirtas "Optimal tuning of PI coefficients by using fuzzy-genetic for V/f controlled induction motor", Elsevier, *Expert Systems with Applications* 34, pp. 2714–2720, 2008.

[25] Zhiwen Ma, Zheng T., Fei Lin "Stability Improvement of V/Hz Controlled PWM Inverter-fed Induction Drives", *Industrial Electronics and Applications*, 2006 1ST IEEE Conference on Volume, Issue, pp.1-4. 24-26 May 2006.

[26] Y-A- Chapuis, D. Roze, S. Courtine "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique", *Journal De Physique DL T 5*, N° 6, June 1995.

[27] G. Guidi, H. Umida "A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed-Sensorless Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 6, Nov/Dec 2000.

[28] A. Mezouar, M. K. Fellah, S. Hadjeri, O. Touhami, Y. Sahalim "Robust Direct Field Oriented Control of Induction Motors Using Adaptive Observer", *IEEE ISIE 2006*, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.

[29] A. Sabanovic, B. V. Izozimov "Application of sliding modes to induction motor control", *IEEE Trans. Indust. Applic.* Vol.IA 13. N°.1, pp.41, 1981. [7] Mitzova D., Mira C., de Fornel B. "Speed Control of an Asynchronous Motor by Using Variable Structure Control", *Systems*

Engineering in the Service of Humans apos., Conference Proceedings., International Conference on Volume , Issue , vol.4. pp.447 – 452, Oct 1993.

[30] N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi “Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive”, Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.

[31] Mohamed M. Negm “Integral VSC and Preview Control of Efficiency and Speed for a DC Drive” Power System Technology, 2002. Proceedings. International Conference on Volume 4, Issue , 2002.

[32] Mahieddine-Mahmoud S., Ramanou R., Kefsi L., Chrifi-Alaoui L. “Sliding mode control: a new contribution using an integral action in the boundary layer”, Industrial Technology. IEEE International Conference on Volume, Issue, pp.681-686, Dec. 2006

[32] A. Hazzab, I. K. Bousserhane, P. Sicard “Fuzzy Soft-Switching Law of an Adaptive Sliding Mode Controller for Induction Motor Speed Control”, IEEE ISIE, Montreal, Quebec, Canada, Jul. 2006

[33] Tian-Jun Fu, Wen-Fang Xie “A novel sliding-mode control of induction motor using space vector modulation technique”, The Instrumentation, Systems, and Automation Society (ISA) Transactions 44. pp. 481–490, 2005.

[34] Zhiwen Ma, Trillion Zheng, Fei lin, Xiaojie You “A New Sliding-mode Current Controller for Field Oriented Controlled Induction Motor Drives”, Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication Nov. 2005.

[35] Alkorta P., Barambones O., Garrido A. J., Garrido I. “SVPWM Variable Structure Control of Induction Motor Drives”, Industrial Electronics, ISIE. IEEE International Symposium on Volume, Issue, pp.1195 – 1200, June 2007.

[36] chaiche kamel,ben halis mohamed, «laApplication de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf M'sila JUIN2003.

[37] Frank Morand « technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machine asynchrone » thèse de doctorat, école doctorale : électronique, électrotechnique, automatique de Lyon 2005.

[37] Carlos canudas de Witt. Commande des moteurs asynchrones. Volume 1 « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC » Hermès science publication 2000

[38] Chee Num-Ong« dynamic simulation of electric machinery » 1998 by prentice Hall PTR

[39] Guy grelllet Guy clerc « Actionneurs électriques » Edition Eyrolles 1997.

[40] Philippe Barret, « Régimes transitoires des Machines Tournantes Electriques » Edition Eyrolles 1989.

[41] G Guy, C Guy, « Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande » Edition Eyrolles, 2000.

[42] Jean-Paul Hautier, Jean-Pierre Caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », *Electrotechnique, France, Octobre 1995.*

[43] Abed Khoudir, "Techniques De Commande Avancees Appliquees Aux Machines De Type Asynchrone", Mémoire D'ingénieur, Université Mentouri De Constantine.

[44] Dr A. Meroufel, « Contrôle de la machine asynchrone : commande scalaire, commande vectorielle, commande directe du couple ». Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès.

[45] Guy Séguier « Electronique de puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications » 7e édition 1999

[46] H. Tamrabet « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal

[47] Timothy L. Skvarenina "The Power Electronics Handbook", Edition CRC Press LLC 2002, ISBN 0-8493-7336-0.

[48] ‘ ‘ cours et notes de cours par lotfi Baghli’ ’, Document consultable et téléchargeable sur site Web [http://www.atela.uhp-nancy.fr/baghli/cours\\_cmde\\_MAS.pdf](http://www.atela.uhp-nancy.fr/baghli/cours_cmde_MAS.pdf).

[49] J.CHATELIN, « Machines électriques », T1, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.



[50] Mme.Akkari Nadia,"Commande Adaptative De La Machine Asynchrone A Double Alimentation Par Des Sources De Tension",Thèse De Magistère,Université De Batna

[51] Abed. A, " Contribution à L'étude et au Diagnostic de la machine Asynchrone". Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, Mars 2002.

[52] Grellet. G, Clerc. G,"Actionneurs Electriques, Principe/Modèle/Commande" Eyrolles, Deuxième Edition 2000.

[53] A.TOUIL, "Commande Vectorielle de la machine asynchrone Double Etoile en Mode normal et Dégradé", Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, 2009.

54] M.S. Merzoug," Étude Comparative Des Performances D'un Dtc Et D'un Foc D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (Msap)" , Thèse De Magistère, Université De Batna, 2008.

[55] F. Benchabane," Commande En Position Et En Vitesse Par Mode De Glissement D'un Moteur Synchrone Triphasé A Aimants Permanents Avec Minimisation Du Chattring", Thèse De Magistère, Université De Biskra, 2005.