

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE «ABBES LAGHROUR» DE KHENCHELA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE INDUSTRIELLE



N° de série :.....

**Mémoire de fin d'études**

**Pour l'obtention du diplôme de Master (L.M.D)**

**Spécialité : Electrotechnique**

**Option : Commande électrique**

**La commande prédictive sans capteur d'un système Bi-machine**

**Mono- onduleur à deux niveaux.**

**Réalisé par :**

Laiche Halima

Rebiai Ilham

**Membres de jury :**

<b>Président</b>	<b>Boudiaf yacine</b>	<b>MCD</b>	<b>Université abbes laghrou</b>
<b>Encadreur</b>	<b>Laabdani rafik</b>	<b>MAA</b>	<b>Université abbes laghrou</b>
<b>Co-encadreur</b>	<b>Ben hedda nabil</b>	<b>MCD</b>	<b>Université abbes laghrou</b>
<b>Examineur</b>	<b>Bourasse mustapha</b>	<b>MAA</b>	<b>Université abbes laghrou</b>
<b>Examineur</b>	<b>Laagoune louanesse</b>	<b>MCD</b>	<b>Université abbes laghrou</b>

**Année universitaire : 2019/2020**

# Remerciement :

Nous tenons à remercier en premier lieu ALLAH, le tout puissant de nous avoir donné

le courage, la volonté et la patience pour achever ce travail.

Nous exprimons nos vifs remerciements en particulier à nos promoteurs Mr ; Laabdani Rafik

Et Mr ; Benhedda Nabil pour leurs orientations et soutiens.

Nos remerciements vont aux membres de jury qui ont accepté de juger notre travail et pour

l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.

Nous remercions nos familles qui étaient toujours derrière nous.

En tiens à remercier tous les enseignants du département de génie industrielle, qui ont donné

de leurs savoir et nous ont soutenu tout au long de notre cursus.

Nous remercions aussi tous ceux qui ont contribué de près et de loin dans la réalisation de ce

modeste travail.

# D édicace :

Je dédie ce modeste travail à ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage.

A ma très chère mère, qui m'a donné toujours l'espoir de vivre et qui n'a jamais

Cessé de prier pour moi.

A mon très cher père, pour ses encouragements et son soutien,

Et surtout pour son sacrifice afin que rien n'entrave le

déroulement des mes études.

A mes chers frères.

A ma très chère sœur.

A mon époux pour son amour et encouragement.

A tous mes amis.

ILHAM.

# D édicace :

Je dédie ce modeste travail à ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage.

A ma très chère mère, qui m'a donné toujours l'espoir de vivre et qui n'a jamais

Cessé de prier pour moi.

A mon très cher père, pour ses encouragements et son soutien,

Et surtout pour son sacrifice afin que rien n'entrave

Le déroulement des mes études.

A mes chers frères.

A ma sœur.

A tous mes amis.

HALIMA.

Remerciements	
Dédicace	
Sommaire	
Liste de figures	
Liste de symboles	
Introduction générale.....	01

## **CHAPITRE I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone**

I.1 Introduction.....	03
I.2 Définition de la machine asynchrone .....	04
I.3 Description de la machine asynchrone.....	04
I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	05
I.5 Modélisation de la machine asynchrone.....	06
I.5.1 Hypothèse simplificatrices.....	06
I.5.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc .....	06
I.5.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée .....	07
a-Équations électriques.....	07
b-Équations magnétiques.....	08
c-Équations mécaniques .....	09
I.6 La transformation triphasée diphasée.....	10
I.6.1 Transformation de Park .....	10
I.6.1.1 Différents repères .....	10
I.6.1.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq .....	11
I.6.1.3 Equation électrique .....	13
I.7 Transformation de Concordia .....	13
I.8 la machine asynchrone alimentée en tension.....	14
I.9 Représentation d'état du modèle de la MAS .....	15
I.9.1 Représentation d'état de la machine asynchrone triphasée dans un repère $(\alpha, \beta)$ .....	16
I.9.2 Représentation d'état de la machine asynchrone triphasée dans un repère $(x, y)$ .....	17

I.10 Modélisation de l'association Moteur asynchrone-onduleur de tension .....	18
I.10.1 Modélisation de l'alimentation du MAS .....	18
I.10.2 Système d'alimentation .....	18
I.10.3 Modélisation de l'onduleur .....	19
I.10.3.1 Conditions de fonctionnement .....	19
I.10.3.2 Onduleur de tension à deux niveaux.....	19

1

I.12 Simulation du modèle de la machine asynchrone .....	21
I.12.1 : Résultats de la simulation sans onduleur .....	24
I.12.2: Résultats de la simulation de l'association onduleur machine.....	26
I.12.3: Interprétation des résultats .....	26
I.13: conclusion .....	27

**CHAPITRE II : Commande direct de couple d'une MAS**

II.1 Introduction .....	28
II.2 Caractéristiques principales de la commande directe du couple .....	29
II.3 les avantages et les inconvénients de la DTC.....	29
II.3.1 les avantages de la DTC .....	29
II.3.2 les inconvénients de la DTC .....	29
II.4 Principe du contrôle du couple .....	30
II.4.1 L'action sur le flux statorique.....	30
II.4.2 L'action sur le couple .....	32
II.5 présentation de la structure de contrôle.....	32
II.5.1 choix de vecteur de tension .....	32
II.6 Les estimateurs .....	34
II.6.1 Estimation du flux statorique.....	34
II.6.2 Estimation du couple électromagnétique.....	35
II.7 Elaboration du vecteur de commande .....	35
II.7.1 Le correcteur du flux .....	35
II.7.2 Le correcteur du couple.....	36
II.7.3 Correcteur à deux niveaux.....	36
II.7.4 Correcteur à trois niveaux.....	37

II.8 Table de vérité et schéma d'implantation de la DTC .....	37
II.9 Structure générale du contrôle direct de couple .....	38
II.10 Calcul du régulateur de vitesse .....	39
II.11 Simulation.....	41
II.12 Interprétation des résultats.....	45
II.13 Conclusion .....	46

### **CHAPITRE III : Commande DTC prédictive**

III.1 Introduction .....	47
III.2 Généralité sur la commande prédictive.....	47
III.2.1 Définition de la commande prédictive .....	47
III.2.2 Le principe de la commande prédictive .....	48
III.2.3 Intérêts de la commande prédictive.....	48
III.2.4 Les avantages de la commande prédictive .....	49
III.2.5 Problématiques liées à la commande prédictive.....	49
III.3 commande DTC prédictive de couple d'une MAS .....	49
III.4 Algorithme de la commande DTC prédictive du couple .....	50
III.5 Estimation du flux et du couple prédites : .....	50
III.6 Minimisation de la fonction de cout .....	51
III.7 Conclusion.....	53

### **CHAPITRE IV : Les observateurs**

IV.1 Introduction .....	54
IV.2 Principe d'un observateur .....	54
IV.2.1 Observateur en boucle ouverte.....	54
IV.2.2 Observateur en boucle fermée.....	55
IV.2.3 Types d'observateurs .....	55
IV.3 Observabilité : .....	55
IV.3.1 Observabilité des systèmes linéaires .....	57
IV.3.2 -Observabilité des systèmes non linéaires .....	58
IV.4 Observateurs des systèmes linéaires.....	58

IV.4.1 Modèle de la MAS dans le repère $(\alpha, \beta)$ .....	58
IV.4.2 Observateur de Luenberger .....	59
IV.4.3 Filtre de Kalman .....	60
IV.4.4 Observateur à entrée inconnue .....	60
IV.5 Observateurs des systèmes non linéaires .....	61
IV.5.1 Observateur de Luenberger étendu .....	61
IV.5.2 Filtre de Kalman Etendu (EKF) .....	62
IV.5.3 Observateurs à grand gain .....	62
IV.6 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS .....	63
IV.6.1 Modèles basés sur le flux rotorique .....	64
IV.6.1.1 Modèle de référence (tension) .....	65
IV.6.1.2 Modèle Ajustable (courant).....	66
IV.6.1.3 Mécanisme d'adaptation .....	67
IV.7 Conclusion .....	67

## **CHAPITRE V : Système monoducteur bimachine**

V.1 Introduction : .....	69
V.2.Le Concept des systèmes multimachines multiconvertisseurs :.....	69
IV.3 Le système Bimoteur Monoconvertisseur : .....	70
V.3.1 Représentation du système étudié selon le formalisme SMM : .....	70
V.3.2 Structure d'une commande coopérative du système :.....	71
V.4 Stratégies d'observation coopérative pour un système Bimoteur : .....	72
V.4.1 L'observateur moyen : .....	73
V.4.2 L'observateur dual : .....	74
V.3.2 Structure d'une commande coopérative du système :.....	74
V.3.2.1 La commande pondérée (CP) : .....	74
V.3.2.2 La commande moyenne simple (CMS) :.....	75
V.3.2.3 La commande moyenne double (CMD) :.....	76
V.3.2.4 La commande maître – esclave (CME) :.....	77
V.3.2.5 La commande maître – esclave alternée (CMEA) :.....	78

V.4 Simulation : .....	78
V.5 Interprétation des résultats : .....	82
V.6 Conclusion : .....	83
Conclusion générale : .....	84

**Références bibliographiques**

Références bibliographiques.....	85
----------------------------------	----

**Annexe**

Annexe.....	90
-------------	----

<b>Fig I.1</b> Constitution de La machine asynchrone .....	04
<b>Fig I.2</b> Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	07
<b>Fig I.3</b> Transformation de Park.....	10
<b>Fig I.4</b> Référentiel tournant d'axes (d–q). .....	11
<b>Fig I.5</b> Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia. ....	14
<b>Fig I.6</b> Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension. ....	15
<b>Fig I.7</b> Schéma global de l'alimentation du MAS.....	19
<b>Fig I.8</b> Onduleur de tension à deux niveaux.....	19
<b>Fig I.9</b> Principe de la commande MLI .....	21
<b>Fig I.10:</b> Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié..... au stator ( $\alpha, \beta$ ) .....	22
<b>FigI.11:</b> Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) .....	23
<b>Fig I.12:</b> Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor (x, y) .....	23
<b>FigI.13:</b> Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au..... stator ( $\alpha, \beta$ ).....	24
<b>Fig I.14:</b> Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) .....	25
<b>FigI.15:</b> Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au rotor (x, y) .....	25
<b>Fig I.16:</b> Allure de la vitesse.....	26
<b>Fig I.17:</b> Allure de s couples.....	26
<b>Fig I.18:</b> Allure des tensions .....	26
<b>Fig I.19:</b> Allure des tensions.....	26
<b>Fig II.1</b> Evolution du flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ ).....	30
<b>Fig II.2</b> Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension $V_s$ .....	31

---

<b>Fig II.3</b> Choix du vecteur de tension.....	33
<b>Fig II.4</b> Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants....	36
<b>Fig II.5</b> Correcteur de couple à trois niveaux.....	37
<b>Fig II.6</b> Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	38
<b>Fig II.7</b> Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse .....	39
<b>Fig II.8</b> Résultats de simulation de la commande DTC à vide.....	42
<b>Fig II.9</b> Résultats de simulation de la commande DTC en charge .....	43
<b>Fig II.10</b> Résultats de simulation de la commande DTC au sens de rotation inversée.....	45
<b>Fig III.1</b> Schéma bloc de la commande DTC prédictive. ....	50
<b>Fig III.2</b> organigramme de la commande DTC prédictive.....	53
<b>Fig IV.1</b> Schéma d'un observateur. ....	56
<b>Fig IV.2</b> Schéma de principe d'un observateur. ....	57
<b>Fig IV.3</b> Schéma structurel de l'observateur de Luenberger.....	59
<b>Fig IV.4</b> Configuration de base de la méthode <i>MRAS</i> .....	64
<b>Fig IV.5</b> <i>MRAS</i> basé sur Le flux rotorique.....	67
<b>Fig V.1</b> Onduleur de tension alimentant deux machines asynchrones.....	70
<b>Fig V.2</b> Représentation SMM avec une charge commune.....	71
<b>Fig V.3</b> Structure théorique de contrôle de l'entraînement .....	72
<b>Fig V.4</b> L'observateur moyen dans une structure bimoteur monoconvertisseur.....	73
<b>Fig V.5</b> L'observateur dual dans une structure bimoteur monoconvertisseur.....	74
<b>Fig V.6</b> CP dans une structure bimoteur monoconvertisseur. ....	75
<b>Fig V.7</b> Représentation de la CP selon le formalisme SMM.....	75
<b>Fig V.8</b> CMS appliquée dans une structure mono-onduleur bimoteur. ....	76
<b>Fig V.9</b> Représentation de la CMS selon le formalisme SMM. ....	76
<b>Fig V.10</b> La CMD dans une structure bimoteur monoonduleur.....	77
<b>Fig V.11</b> Représentation de la CMD selon le formalisme SMM.....	77

**Fig V.12** Représentation de la CME appliquée dans une structure bimoteur monoonduleur. .78

**Fig V.13** Représentation de la CME selon le formalisme SMM. ....78

**Fig V.14** La commande maître - esclave alternée dans une structure bimoteur mono-onduleur.  
.....79

**Fig V.15** Représentation de la commande MEA selon le formalisme. ....79

**Fig V.16** Résultats de simulation d'un système bimoteur.....82

**Liste des tableaux**

**Table II.1** Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple. ....38

## *Liste D'abréviation*

<i>MAS</i>	Machine Asynchrone
<i>DTC</i> :	Direct Torque Control.
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion.
<i>EKF</i>	Extended Kalman filter.
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor.
<i>GTO</i>	Gate Turn Off.
<i>S, R</i>	Indice correspondants au stator et au rotor
<i>A, B, C</i>	Indice correspondants aux trois phases du stator
<i>a, b, c</i>	Indice correspondants aux trois phases du rotor
<i>d, q</i>	Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant
$\theta$	Angle électrique
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Courant statorique dans le référentiel $(\alpha, \beta)$
$i_{sd}, i_{sq}$	Courant statorique dans le référentiel $(d, q)$
$i_S$	Courant statorique
$i_R$	Courant rotorique
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tension statorique dans le référentiel $(\alpha, \beta)$
$V_{Rd}, V_{Rq}$	Tension statorique dans le référentiel $(d, q)$
$V_S$	Tension statorique
$f_s$	Fréquence statorique
$\varphi_{R\alpha}, \varphi_{R\beta}$	Flux rotorique dans le référentiel $(\alpha, \beta)$
$\varphi_{Rd}, \varphi_{Rq}$	Flux rotorique dans le référentiel $(d, q)$
$\varphi_R$	Flux rotorique
$\varphi_S$	Flux statorique
$\omega_S$	Vitesse électrique du rotor
$\omega_R$	Vitesse électrique du rotor
$\omega_{gl}$	Vitesse de glissement
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor
$P$	Nombre de paire de pôle
$C_e$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante

$M$	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor
$L_S, L_R$	Inductance cyclique propre statorique et rotorique par phase
$R_S, R_R$	Résistances par phase du stator et du rotor
$T_R$	Constante de temps rotorique
$T_R$	Constante de temps statorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion total
$[P(\theta_{obs})]$	Matrice de PARK
$S_{abc}$	L'interrupteur du bras a, b ou c d'onduleur (deux niveaux).
0	Point milieu fictif à l'entrée continu.
n	Le neutre de la machine.
$V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}$	Tensions d'entrée de l'onduleur (deux niveaux).
$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$	Tensions de phase de l'onduleur (deux niveaux).
$V_{n0}$	La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « 0 ».
$C_{flx}$	Contrôleur du flux.
$C_{cpl}$	Contrôleur du couple.
$C_{e_{sref}}$	La référence de couple.
$\Delta C_e$	La bande d'hystérésis du correcteur

# *Introduction Générale*

### Introduction Générale :

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe [1].

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficiée, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes très complexes avec un temps de calcul trop long.

Dans les années quatre-vingt, sont apparus les premières commandes directes de couple (DTC), ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines.

En effet, la commande DTC à partir de références externes, tel le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques les tensions à appliquer à la machine, mais recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur [2].

En plus de cela le capteur de vitesse participe à l'augmentation du coût de l'installation et du degré de redondance des pannes. Par conséquent, sa suppression et l'utilisation des estimateurs de vitesse peut améliorer nettement la robustesse du système et fait diminuer son coût. Les chercheurs essaient de se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou position. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux. On essaye de remplacer la fonction de capteur par des algorithmes de calcul. On trouve actuellement dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques. Nous, nous intéressons dans ce qui suit à celles qui utilisent l'estimation simultanée du flux et de la vitesse (techniques de MRAS).

La multiplication des applications utilisant des moteurs électriques amène à concevoir des systèmes comportant plusieurs machines, que nous avons nommés systèmes multimachines.

## Introduction Générale

---

La plupart du temps, ces systèmes sont utilisés comme autant de systèmes monomachines indépendants.

De ce fait, chaque machine asynchrone possède son propre onduleur d'alimentation et bénéficie d'une commande indépendante de celle des autres [3].

### **Objectif du mémoire :**

Donc l'objectif visé par ce travail du mémoire est la commande soit par la technique DTC classique ou prédictive de la machine synchrone et de modéliser et caractériser le comportement d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone.

### **Structure du mémoire :**

Pour atteindre l'objectif de ce mémoire, le travail est organisé autour de cinq chapitres

- Le chapitre I, s'intéressera à la modélisation validée par simulation d'un démarrage de la MAS alimentée par onduleur triphasé commandé par la commande MLI.
- Le chapitre II, sera consacré à la commande DTC classique de la MAS basée sur une table de localisation des vecteurs tensions et des régulateurs à hystérésis. Les performances de la DTC seront testées par des simulations
- Le chapitre III, la commande DTC prédictive à état fini sera détaillée, simulé et comparé à la commande directe du couple.
- Le chapitre IV présente l'étude et la simulation de la commande sans capteur mécanique de la vitesse du MAS basée sur la technique de MRAS (Model Référence Adaptive System).
- Quant au dernier chapitre On termine par les testes des différentes perturbations électriques et mécaniques pour le système mono-onduleur bimachine.

Enfin ce travail se terminera sur une conclusion générale et des perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

# CHAPITRE I :

## *Modélisation et simulation de la machine asynchrone*

### **I.1 Introduction:**

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS [1].

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [2].

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps [3]. dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de Park», qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse [4].

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

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état.

La deuxième partie sera consacrée à un exposé détaillé sur l'association onduleur machine.

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

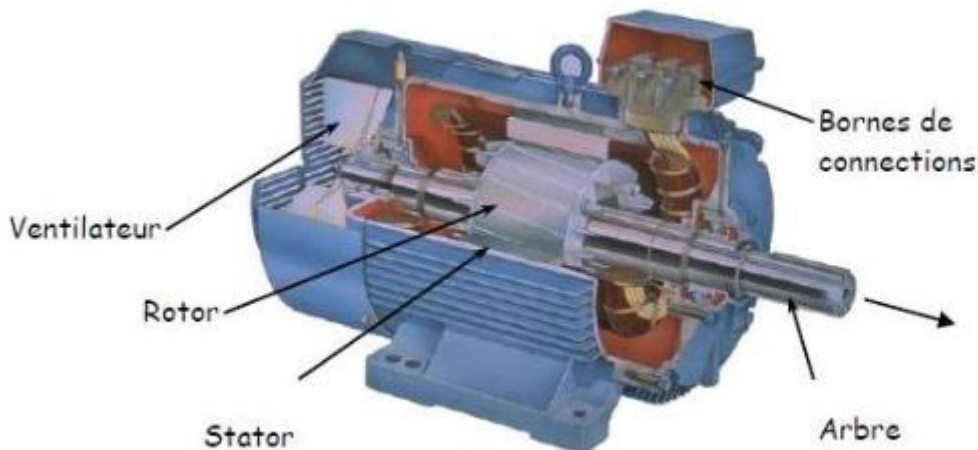
On appelle machine asynchrone toute machine ; qui ayant,  $(2p)$  pôles et étant reliée à un réseau de fréquence  $f_s$ , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone  $(60 f_s / \pi)$ . On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique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

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types [5] :

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

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator)  $f_s$  [6].

### I.3 Description de la machine asynchrone :



**Fig I.1** Constitution de La machine asynchrone

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une autre partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [7].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer du à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [8].

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

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$\omega_s$ : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

P : Nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court circuit, la vitesse de rotation de rotor est inférieure à  $\Omega_s$ , et on note : [9]

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

g : glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

### I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres ( $R_r$  en particulier) [10].

### **I.5 Modélisation de la machine asynchrone:**

#### **I.5.1 Hypothèse simplificatrices:**

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont:

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'effet de l'encoche est négligeable.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

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

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

#### **I.5.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :**

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure(I.2) et dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. L'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence [7].

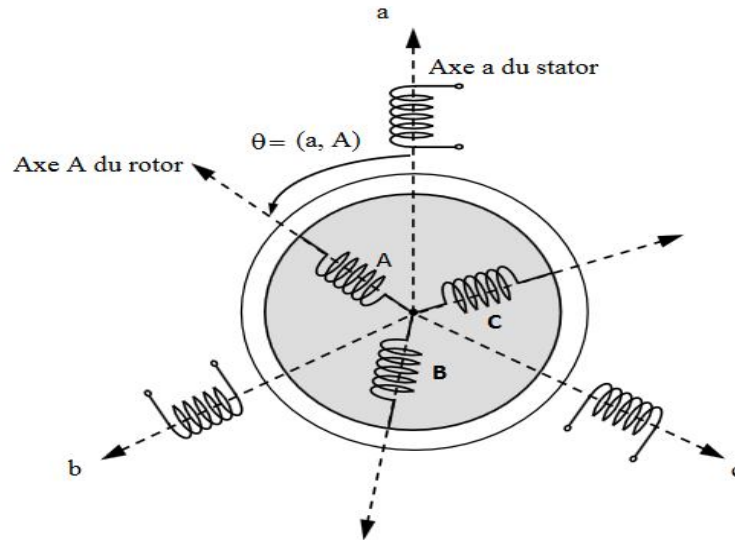


Fig I.2 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

### I.5.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée :

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [11]:

#### a-Equations électriques:

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

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

En désignant par:

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

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$  : Flux totaux à travers ces enroulements.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions rotoriques

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

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$  : Flux rotoriques

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I.2) et (I.3) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

Pour le stator:

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

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s(abc)}] \quad (\text{I.6})$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Ou sous la forme condensée comme suit:

$$[V_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r(abc)}] \quad (\text{I.8})$$

### **b-Equations magnétiques:**

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit : [12]

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Telque:

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

On désigne par:

$[L_s]$ : Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$  : Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$  : Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Ainsi:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Avec:

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

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

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

$M$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondent de rotor

### **c-Equations mécaniques:**

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [13] :

$$C_e = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{I.14})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant:

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{I.15})$$

Avec:

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

$C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$\Omega_r$  : Vitesse rotorique.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (I.4) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.3). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

### I.6 La transformation triphasée diphasée :

#### I.6.1 Transformation de Park :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [14].

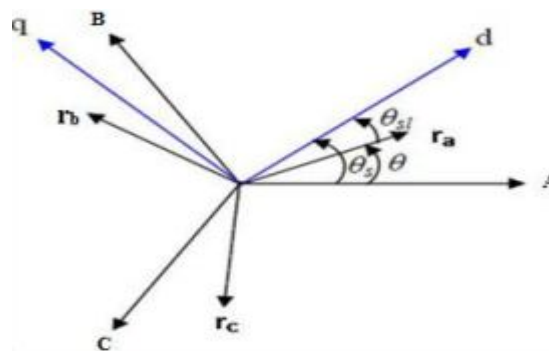


Fig I.3 Transformation de Park

##### I.6.1.1 Différents repères:

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [8]:

- 1) Référentiel immobile par rapport au stator:  $(\alpha - \beta) \omega_{obs} = 0$
- 2) Référentiel immobile par rapport au rotor:  $(x - y) \omega_{obs} = \omega_r$
- 3) Référentiel immobile par rapport au champ tournant:  $(d - q) \omega_{obs} = \omega_s$

Où:

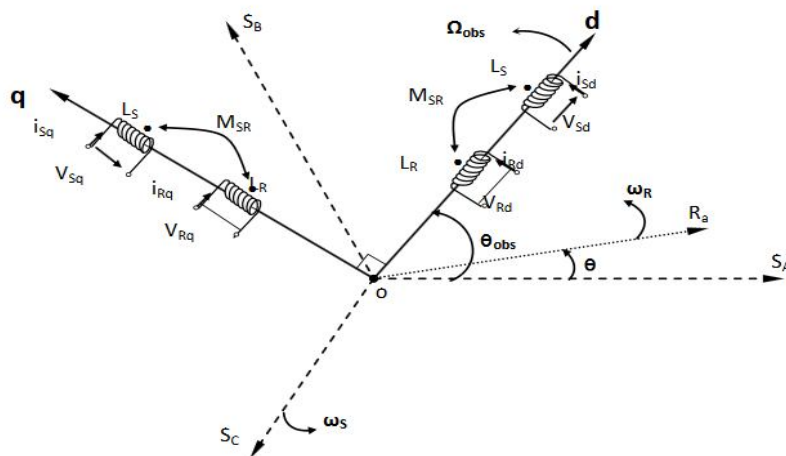
$\omega_{obs}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

**I.6.1.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq:**

Du fait de l'existence des termes trigonométriques continus dans la matrice des inductances mutuelles  $[M_{sr}]$ , les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables. Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq selon la transformation de PARK.

La conversion implique la transformation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. La figure (I.4) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q [11].

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).



**Fig I.4** Référentiel tournant d'axes (d-q).

Où:

$$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt : \text{est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé}$$

La application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trios bobine (statorique et rotorique) à deux bobine équivalente reprenant les mémés considération ou aspects en terme, de flux, de couple, de courant ou du mois une image qui leur sera parfaitement proportionnelle [4].

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants [2]:

- L'équivalent de tension:  $[V_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][V_{abc}]$
- L'équivalent de courant  $[i_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][i_{abc}]$  (I.16)
- L'équivalent de flux:  $[\varphi_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][\varphi_{abc}]$

Ou:

$[P(\theta_{obs})]$  : est la matrice de Park

Dans le cas d'un passage inverse, on a:

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[V_{dq0}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[i_{dq0}] \\ [\varphi_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[\varphi_{dq0}] \end{cases} \quad (I.17)$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Le facteur  $(\sqrt{\frac{2}{3}})$  : est là pour conserver la puissance électrique instantanée [12].

$$[P(\theta_{obs})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Lorsque l'angle  $\theta_{obs}$  est attribué à la valeur zéro, la transformation de Park est dite transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit:

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I.3) et (I.4), et magnétiques, (I.5), (I.6), permet d'obtenir les équations suivantes:

**I.6.1.3 Equation électrique [15]:**

**a- Equations des tensions:**

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

**b –Equation magnétique:**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Avec:

$L_s = l_s - M$ ,  $L_r = l_r - M$  ; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$$M = \frac{2}{3} M_0 : \text{Inductance cyclique mutuelle stator-rotor}$$

**c- Equation mécanique :**

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I.9) devient:

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sd} - \varphi_{rq} i_{sq})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (I.10).

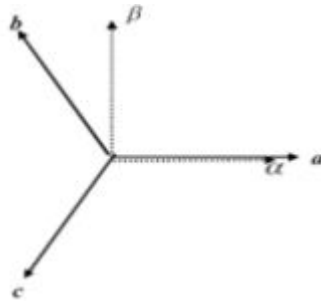
$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r$$

**I.7 Transformation de Concordia :**

La transformation de Concordia est constituée également d'une transformation triphasée-diphasée mais dans un repère fixe sans rotation. Elle transforme le système d'équation de repère abc vers le repère  $\alpha, \beta$ .

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia illustrée sur la figure(I.5), permet d'obtenir un système de trois enroulements. Deux situées dans le même plan ( $\alpha, \beta$ ) et une troisième perpendiculaire à ce plan, c'est la composante homopolaire, elle caractérise l'équilibre du système, dont l'expression s'écrit :

$$X_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(X_a + X_b + X_c)$$



**Fig I.5** Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia.

La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré. Le passage de système triphasé abc au diphasé  $\alpha, \beta$  est défini par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Avec la matrice de passage  $[C]$  égale

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Et la matrice de passage inverse égale à la transposée de la matrice  $[C]$ , on peut écrire :

$$[C]^T = [C]^{-1}$$

Et le passage inverse de système, de biphasé  $\alpha\beta$  au triphasé abc est défini :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} [C]^T [X_{abc}]$$

### **I.8 la machine asynchrone alimentée en tension [16]:**

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique  $i_s$  et le flux rotorique  $\varphi_r$  comme variables d'état, et la pulsation  $\omega_s$  et les tensions  $V_{sd}, V_{sq}$ , comme grandeur de commande et le couple  $C_r$  comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, «FigI.6».

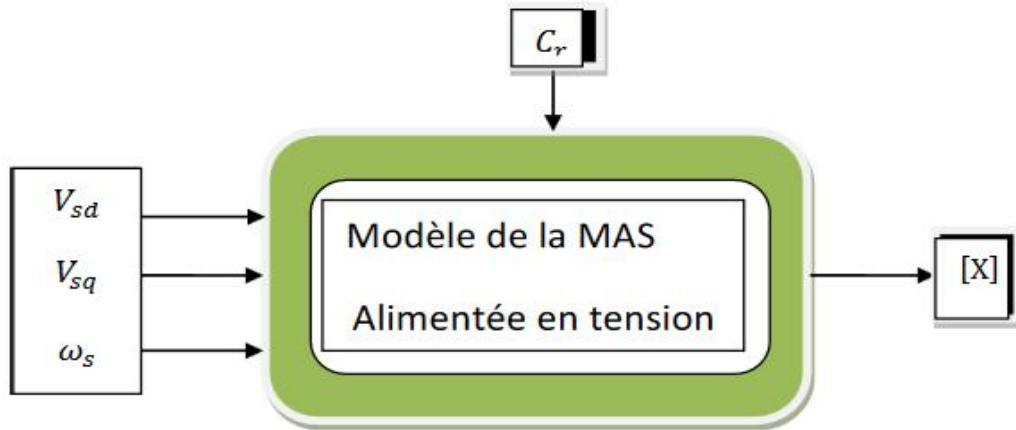


Fig I.6 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

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

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

### I.9 Représentation d'état du modèle de la MAS [16] :

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{I.27}$$

Avec:

$$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}] \text{ Vecteur d'état}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]: \text{ Vecteur de commande}$$

$[A]$  : Matrice évaluation d'état du système

$[B]$  : Matrice du système de commande

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right) i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right) i_{s\beta} + \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \Phi_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} V_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{cases} \tag{I.28}$$

Avec:

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

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

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_s \sigma} & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_s \sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{L_s \sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega & \frac{1-\sigma}{MT_s \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d,q), la matrice [A] devient

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_s \sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_s \sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \\ -\omega_s & -\frac{R_t}{L_s \sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega & \frac{1-\sigma}{MT_s \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & (\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{I.32})$$

### **I.9.1 Représentation d'état de la machine asynchrone triphasée dans un repère ( $\alpha, \beta$ ) :**

Il existe plusieurs représentations d'état de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'état du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation a été faite. Pour notre part, le choix est basé sur les composantes du courant statoriques, et du flux du stator sur les axes ( $\alpha, \beta$ ).

À partir des équations électriques et magnétiques on aura le modèle de la machine asynchrone lié au stator suivant [17]:

Sous forme d'état, le modèle de la machine peut être présenté ainsi :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{s\alpha} \\ \dot{\varphi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\omega_r & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

Tel que :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\omega_r & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Avec :

X: Vecteur d'état.

A: Matrice dynamique du système.

U: Vecteur de commande.

B: Matrice d'application de commande.

### I.9.2 Représentation d'état de la machine asynchrone triphasée dans un repère (x, y) :

Ce repère lié au rotor (**R**) est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques notamment la constante de temps rotorique par exemple.

Le modèle de la MAS dans un système d'axes lié au rotor (R) se déduit facilement du modèle présent dans un repère (dq), dans ce cas  $\theta_{s1}$  est constante et  $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_r = 0$ , ce qui donnera :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.36})$$

$$X = [i_{sx} \quad i_{sy} \quad \varphi_{rx} \quad \varphi_{ry} \quad \Omega]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{sx} \quad V_{sy} \quad C_r]^T$$

On obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sx}}{dt} \\ \frac{di_{sy}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & \omega_r & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ -\omega_r & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & 0 & 0 \\ 0 & A_3 & 0 & -A_4 & 0 \\ -\frac{PM}{JL_r} \varphi_{ry} & \frac{PM}{JL_r} \varphi_{rx} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ C_r \end{bmatrix}$$

(I.37)

## I.10 Modélisation de l'association Moteur asynchrone-onduleur de tension :

### I.10.1 Modélisation de l'alimentation du MAS :

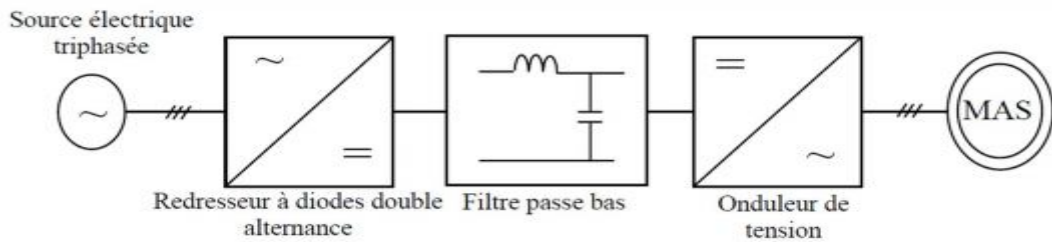
On ne peut parler de la commande du MAS, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé pour cette commande et de son alimentation. Le MAS est généralement commandé en agissant sur la fréquence de son alimentation, à travers un onduleur de tension. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système, que ce soit la partie à commander ou celle de la commande. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MAS qui est constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux. [18]

### I.10.2 Système d'alimentation :

L'onduleur associé à d'autres organes forme l'équipement complet d'alimentation du MAS, qui comporte généralement :

- Une source électrique triphasée,
- Un redresseur triphasé double alternance à diodes,
- Un filtre passe bas de tension.

La source d'alimentation triphasée est équilibrée, d'amplitude, de tension et de fréquence constants. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS. La figure (I.7), illustre le schéma global du système complet à étudier.



**Fig I.7** Schéma global de l'alimentation du MAS

**I.10.3 Modélisation de l'onduleur :**

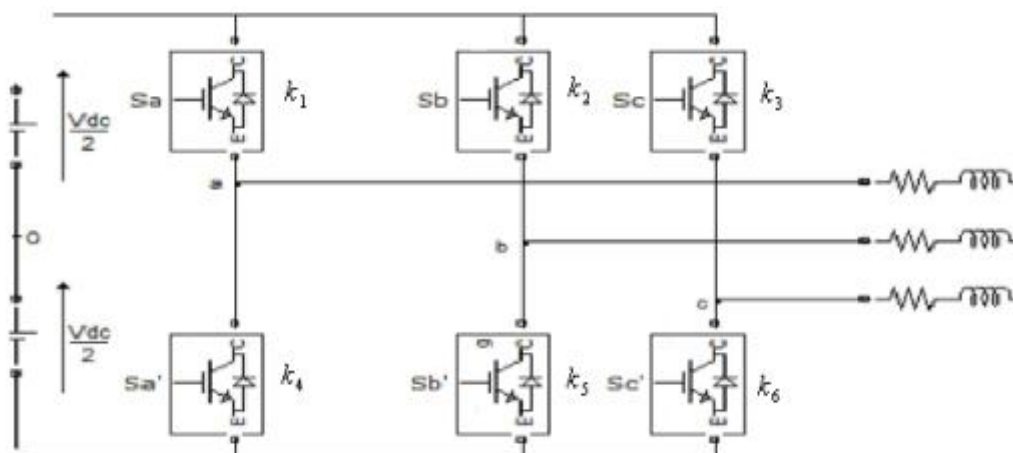
L'onduleur de tension transforme un signal continu à son entrée en un signal alternatif à sa sortie, tout en contrôlant l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie.

**I.10.3.1 Conditions de fonctionnement [19] :**

- La tension du condensateur  $V_{dc} >$  la tension de sortie  $V$
- Les interrupteurs du même bras ( $K_1$  et  $K_4$ ), ( $K_2$  et  $K_5$ ), ( $K_3$  et  $K_6$ ) ne sont pas fonctionnent simultanément pour éviter le court-circuit de la source.
- Les interrupteurs du même bras ( $K_1$  et  $K_4$ ), ( $K_2$  et  $K_5$ ), ( $K_3$  et  $K_6$ ) nécessairement fonctionnent en complémentaire.

**I.10.3.2 Onduleur de tension à deux niveaux :**

L'onduleur, qui est un dispositif d'électronique de puissance à base de transistors IGBT ou thyristor GTO, est le cœur de l'organe de commande du MAS. Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras, avec deux interrupteurs pour chaque bras, chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération.



**Fig I.8** Onduleur de tension à deux niveaux

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

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

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions  $V_{io}$  en fonction des signaux de commande ' $S_i$ ' :

$$V_{io} = V_{dc}(S_i - \frac{1}{2}) \quad (\text{I.38})$$

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif (charge), alors les trois tensions composées :  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

La charge constituée par le moteur est équilibrée,  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$  on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} V_{ab} = (V_{ao} - V_{bo}) \\ V_{bc} = (V_{bo} - V_{co}) \\ V_{ca} = (V_{co} - V_{ao}) \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.43})$$

En remplaçant (I.43) dans (I.42) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

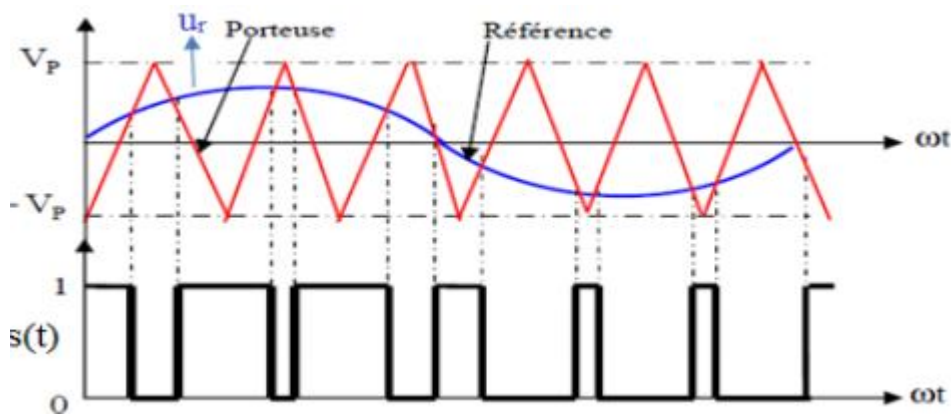
L'utilisation de l'expression (I.35) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

### I.11 Stratégie de commande de l'onduleur :

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

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence), avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, donc elle comporte des harmoniques [20].



**Fig I.9** Principe de la commande MLI

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$U_r \geq U_p \rightarrow s(t) = 1; \text{ Sinon : } s(t) = 0$$

Avec :

$U_r$ : Tension référence.

$U_p$ : Tension porteuse.

$s(t)$  : le signal MLI résultant.

### I.12 Simulation du modèle de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est normalement alimentée directement à partir du réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées.

## CHAPITRE I: Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Dans certaines applications pour les quelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés (injectés) dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique [21].

La fig(I.10), la fig(I.11) et la fig(I.12) représentent les schémas bloc des modèles obtenu, ces dernier seront simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés Annexe.

La simulation sera faite dans les trois référentielles (d, q), ( $\alpha, \beta$ ) et (x, y).pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

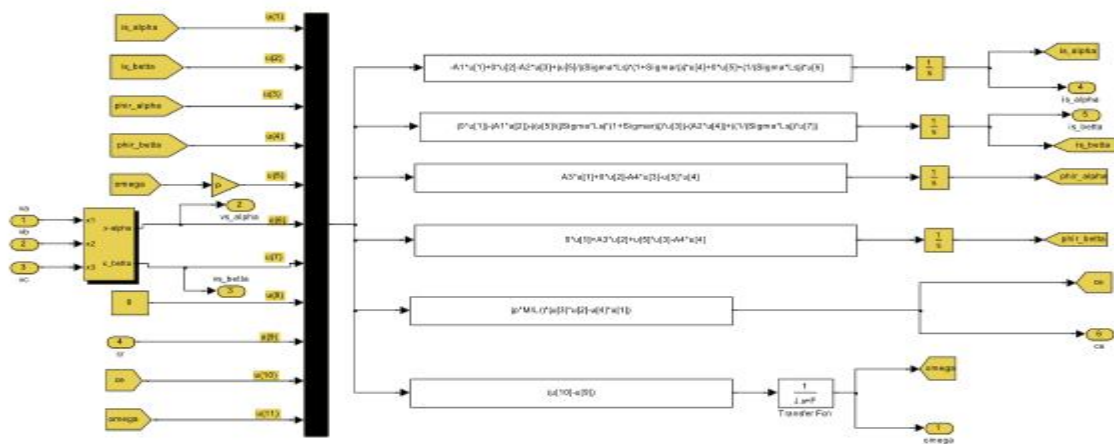
Les tensions d'alimentation ont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent présentées comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_S \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_S \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_S \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

Avec :

$V_S$  : Valeur efficace de tension

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation



**Fig I.10:** Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ )

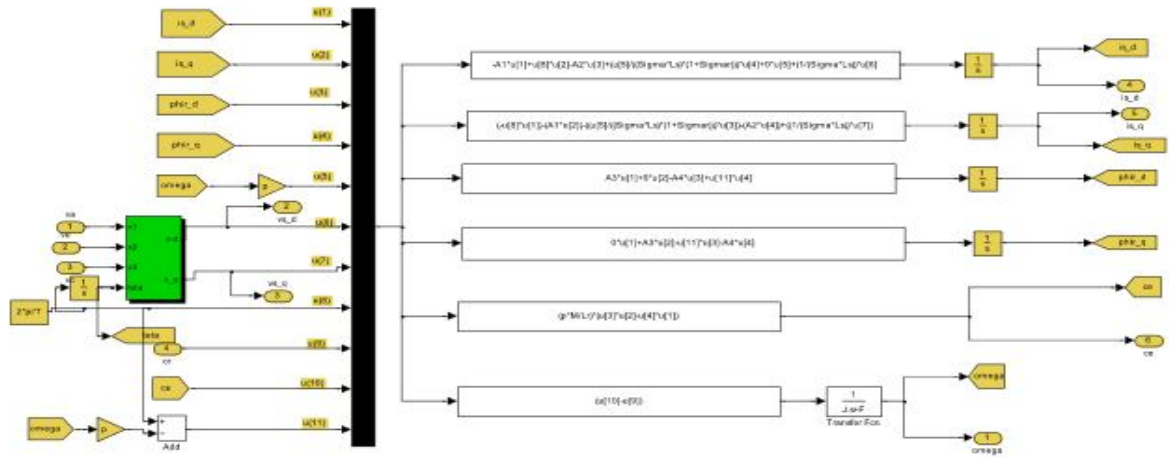


Fig.I.11: Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)

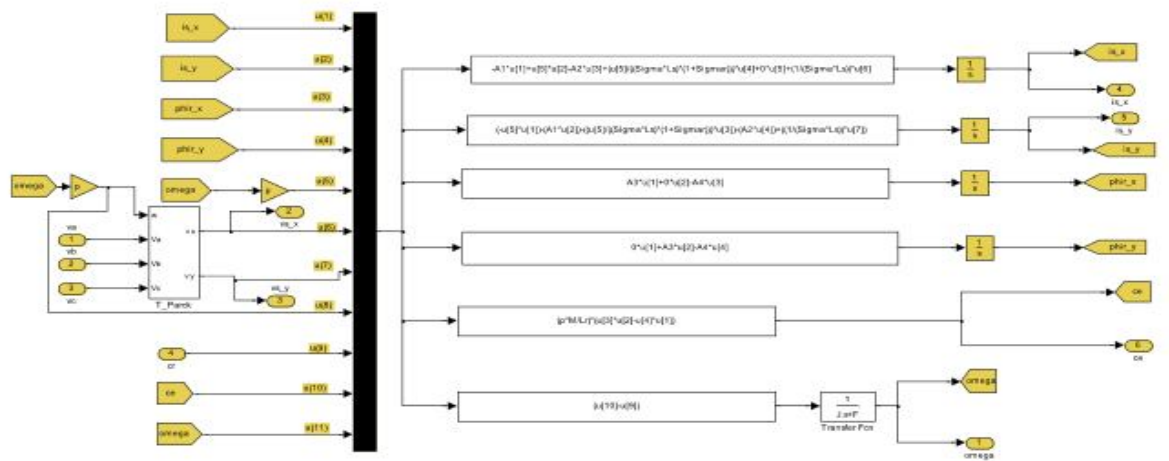
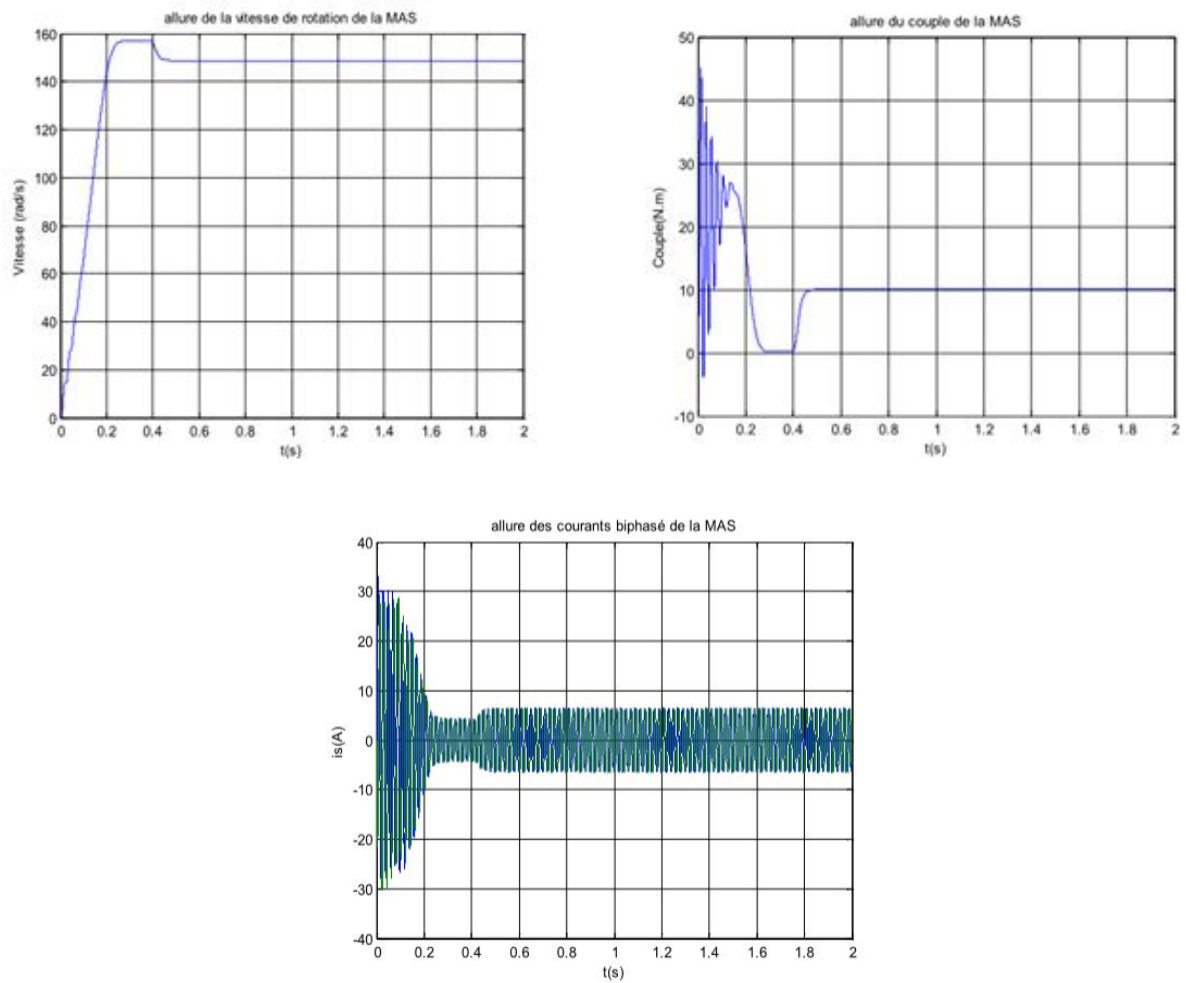
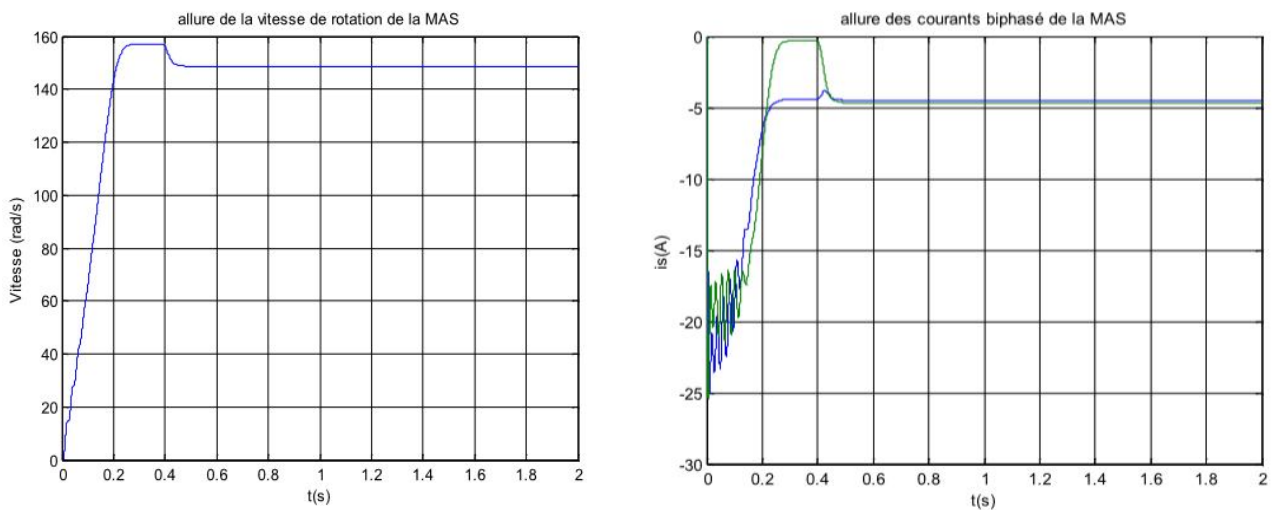


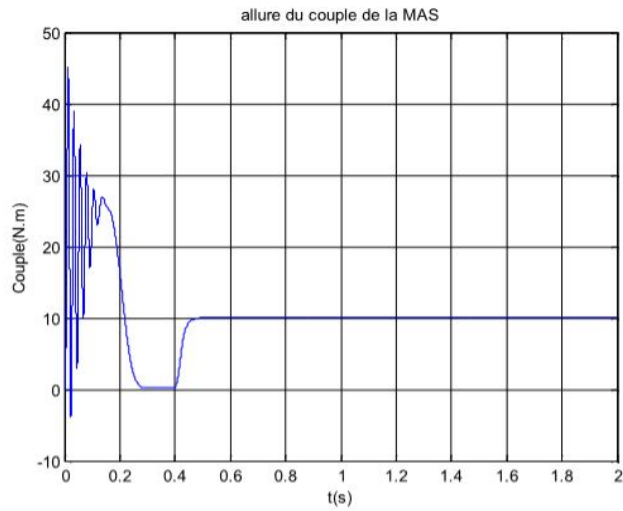
Fig I.12: Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor (x, y)

I.12.1 : Résultats de la simulation sans onduleur:

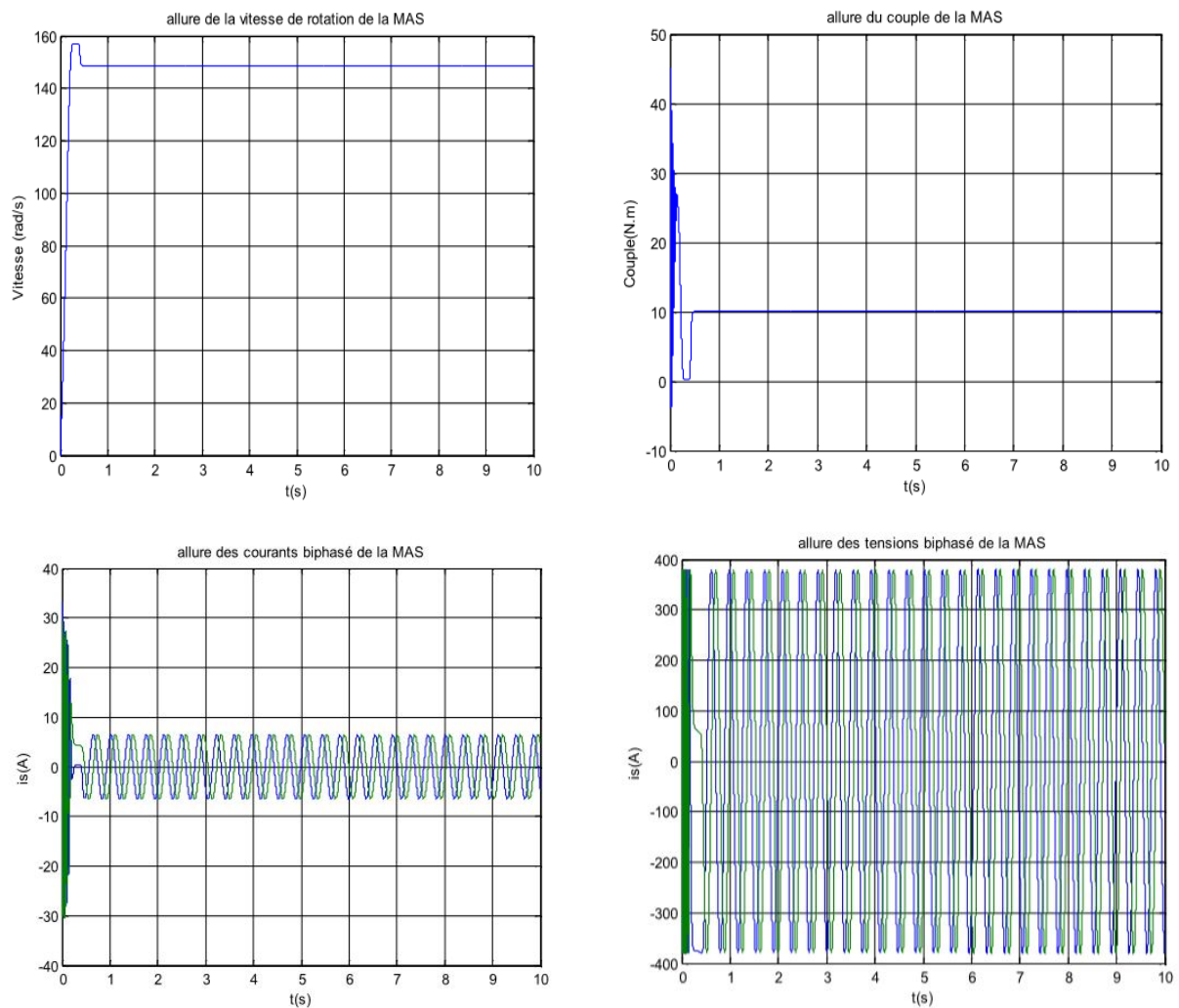


FigI.13: Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ )





**Fig I.14:** Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)



**FigI.15:** Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au rotor (x, y)

I.12.2: Résultats de la simulation de l'association onduleur machine :

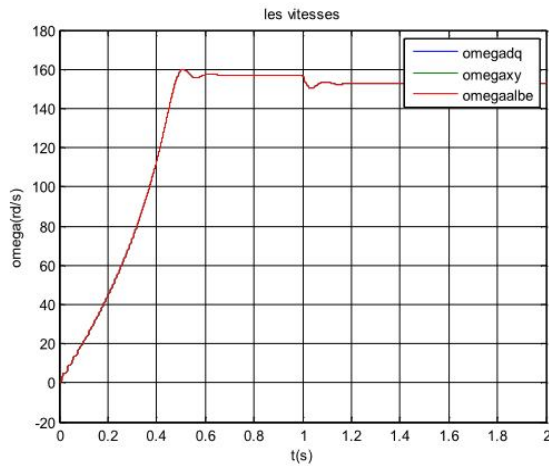


Fig I.16: Allure de la vitesse

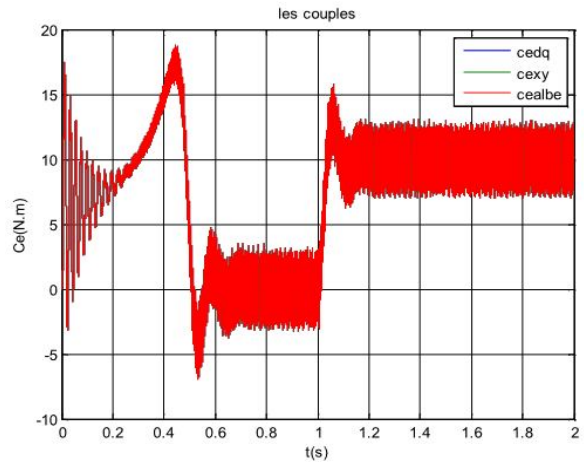


Fig I.17: Allure des couples

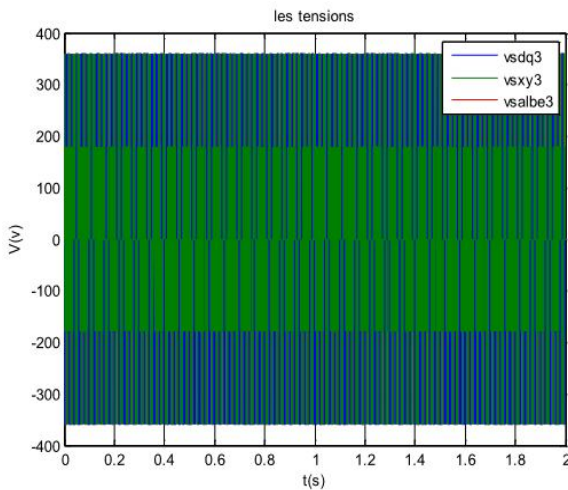


Fig I.18: Allure des tensions

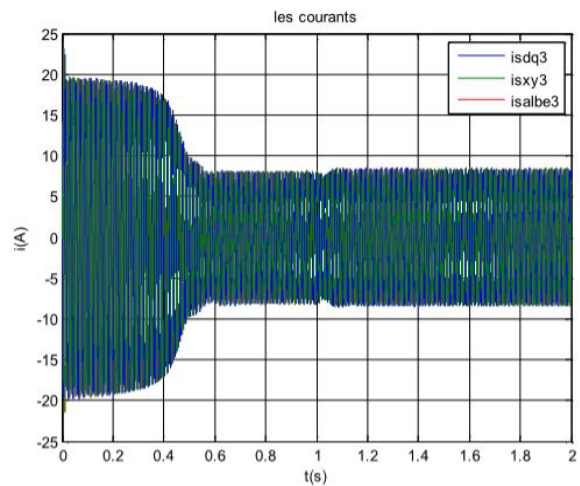


Fig I.19: Allure des courants

I.12.3: Interprétation des résultats :

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

Les résultats obtenus représentent l'évolution des courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$ , des flux  $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$ , de la vitesse et de couple en fonction du temps. En régime transitoire du MAS sans et avec onduleur.

Et on constate lors du démarrage à vide, la courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2 sec la vitesse stabilise à une valeur constante (157 rad/s) puisque le moteur posséd 2 pôles.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 0.5 s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime permanent. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant  $t = 0.5$  s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

### **I.13: conclusion:**

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système convertisseur-moteur asynchrone (MAS). Dans la première partie on a donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MAS dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude pour réduire la représentation de la MAS dans un référentiel biphasés ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

Dans la seconde partie, l'alimentation par un convertisseur statique montre l'existence d'harmonique dans l'onde de courant qui est l'origine de pulsation du couple. Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence.

Pour des raisons de rendement, et d'encombrement réduit, l'onduleur à MLI présente une meilleure solution dans l'unité de moyennes et faibles puissances.

# CHAPITRE II :

## *Commande direct de couple d'une MAS*

**II.1 Introduction:**

La commande des machines électriques a fait l'objet de plusieurs recherche et travaux pendant longtemps, afin de profiter et exploiter leurs meilleures performances. Des commandes différentes ont été développées, pour commander la MAS. On s'intéresse spécialement à la commande directe du couple (DTC), et les résultats de simulations du MAS commandé par DTC et alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux, seront présentés et discutés. [22]

Le contrôle direct du couple (DTC ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne « Direct Torque (and flux) control », et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs allemands et japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. Elle est concurrentielle des méthodes classiques basées sur l'amélioration des stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux du couple moteur par orientation du flux statorique.

La commande DTC a été introduite en 1986 par TAKAHASHI, Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par flux orienté (FOC Field Orient Control). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée. [8] [23] [24]

Dans ce chapitre on présentera les avantages et les inconvénients de la DTC, son principe et les résultats de simulation.

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple, ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur de tension approprié, est appliquée pour ramener la grandeur concernée de sa bande d'hystérésis. Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle directe de la machine asynchrone, il est indispensable de pouvoir caractériser le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple électromagnétique et le flux.

**II.2 Caractéristiques principales de la commande directe du couple [25] :**

Dans une commande (DTC), il est recommandé d'utiliser une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Cette condition se traduit par la nécessité de faire appel à des calculateurs de haute performance afin de satisfaire aux conditions de calculs en temps réel.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une très bonne dynamique de la machine.
- L'existence d'oscillations du couple qui dépendent, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

**II.3 les avantages et les inconvénients de la DTC :****II.3.1 les avantages de la DTC :**

Parmi les avantages de la DTC on peut citer :

- une excellente dynamique du couple.
- une bonne robustesse vis-à-vis des variateurs des paramètres du rotor de la machine.
- absence d'utilisation des transformations de Park et de son inverse.
- absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI.
- absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande.
- absence de nécessité d'utiliser un capteur de vitesse pour l'implémenter.

**II.3.2 les inconvénients de la DTC :**

Les inconvénients de la DTC peuvent être résumés par :

- l'existence des ondulations souvent importantes de couple et de flux.
- la fréquence de commutation n'est pas contrôlée.
- la nécessité d'utiliser des estimateurs de flux statorique et de couple.
- Un fonctionnement mal contrôlé à base vitesse.
- les courants statoriques sont mal contrôlés en régimes transitoires. [26]

**II.4 Principe du contrôle du couple :**

**II.4.1 L'action sur le flux statorique :**

Le flux statorique dans un repère lié au stator est donné par l'équation suivante :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \tag{II.1}$$

Sur un intervalle période de contrôle  $[0, T_e]$ , correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$ , l'expression (II.1) peut s'écrire comme suit :

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + V_s T_e - \int_0^t R_s i_s dt \tag{II.2}$$

Où:  $\varphi_{s0}$  est le vecteur flux à  $t=0$

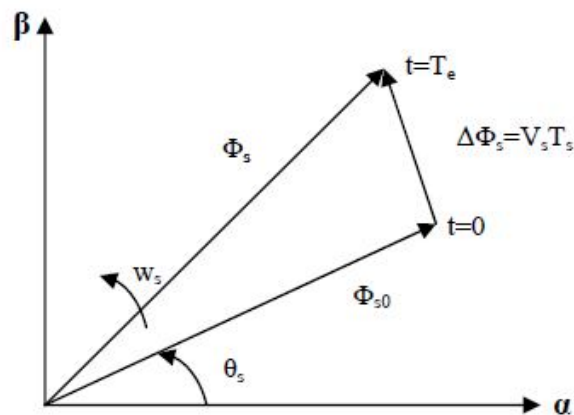
Pour simplifier, on considère le terme  $R_s i_s$  comme négligeable par rapport à la tension  $V_s$  Ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée.

A partir de l'équation (II.1) on trouve :

$$\frac{d\varphi}{dt} = V_s \tag{II.3}$$

$$\text{Donc : } \Delta\varphi_s = \varphi_s - \varphi_{s0} = V_s T_e \tag{II.4}$$

On constate sur l'intervalle de temps  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\varphi_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par  $V_s$  (figure II.1)



**Fig II.1** Evolution du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$

En choisissant une séquence correcte du vecteur  $V_s$ , sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\phi_s$  une trajectoire désirée.

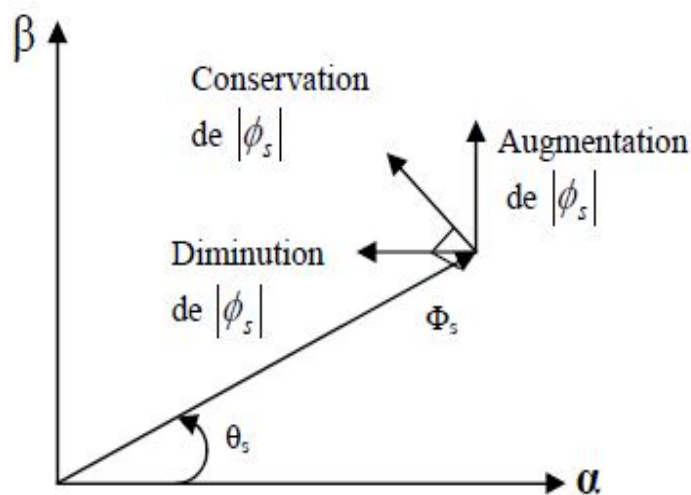
Il est alors possible de fonctionner avec un modèle du flux  $\phi_s$  pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre l'extrémité de  $\phi_s$  sur une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  très faible devant la période de rotation du flux statorique  $T_s$  [27].

Lorsque le vecteur tension  $V_s$  est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\phi_s$  donnée par  $\frac{d\phi_s}{dt}$  correspondant pratiquement au  $V_s$ .

Sur la figure (II.2) ont représenté trois directions possibles de vecteur flux  $\phi_s$ . Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est son amplitude conserve sa valeur.

Par contre, dans le cas où  $V_s$  est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux  $\phi_s$ , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure (II.2).

De même, on relève que la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul.



**Fig II.2** Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension  $V_s$ .

**II.4.2 L'action sur le couple :**

Un couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les flux stator et rotor.

$$C_e = \frac{\rho M}{\sigma L_s L_r} |\varphi_s| |\varphi_r| \sin \theta_{sr} \tag{II.5}$$

Où :  $\theta_{sr}$  est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

D'après l'équation vectorielle du rotor de la machine dans un repère lié au stator. On peut écrire une relation entre les flux statorique et rotorique comme suit :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - jW_M\right) \varphi_r = \frac{M}{\sigma T_r L_s} \varphi_s \tag{II.6}$$

Dans cette relation on constate que le flux rotorique décrit le comportement du flux statorique mais avec un retard d'une constante de temps égale à  $\sigma T_r$ .

En supposant que par son réglage, l'amplitude de  $\varphi_s$  est maintenue limite dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de  $\varphi_r$  sera aussi approximativement constante, lorsque le flux est établi dans la machine. L'équation (II.6) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'angle  $\theta_{sr}$ .

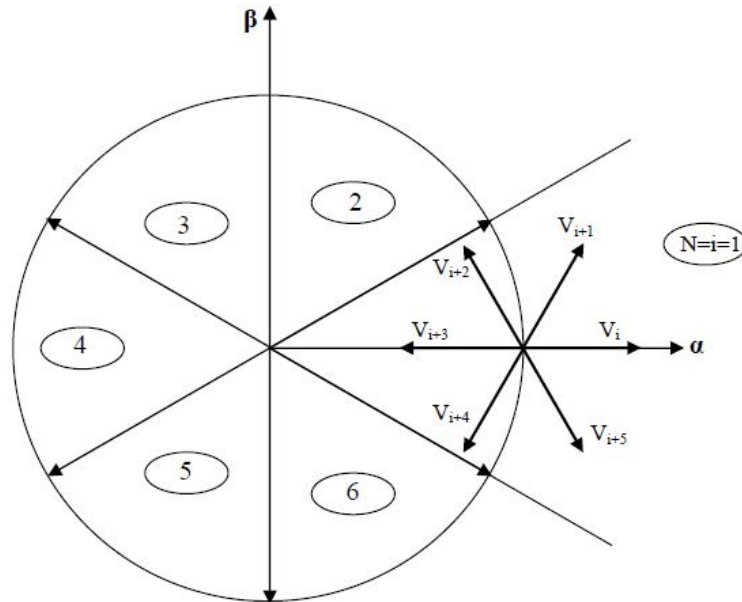
On doit varier la position du vecteur flux statorique dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , en appliquant un vecteur de tension approprié. Ainsi, pour augmenter la valeur algébrique du couple, il suffit d'appliquer un vecteur de tension en quadrature avance par rapport au flux statorique, et vice versa. [28] [29]

**II.5 présentation de la structure de contrôle :**

**II.5.1 choix de vecteur de tension :**

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de  $V_s$  dépend de la variation souhaité pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\varphi_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ont la composante de flux la plus importante.

En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans cette zone. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit par la figure(II.3).



**Fig II.3** Choix du vecteur de tension.

Le choix du vecteur  $V_s$  dépend :

- De la position de  $\varphi_s$  dans le référentiel (s).
- De la variation souhaitée pour le module de  $\varphi_s$ .
- De la variation souhaitée pour le couple.
- Ainsi le sens de rotation de  $\varphi_s$ .

Lorsque le flux  $\varphi_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et  $C_{elm}$  croît.
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et  $C_{elm}$  décroît.
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et  $C_{elm}$  croît.
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et  $C_{elm}$  décroît.
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\varphi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\varphi_s$  reste inchangée. [8] [28] [29]

**II.6 Les estimateurs :**

**II.6.1 Estimation du flux statorique :**

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine.

A partir de l'équation (II.1) :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt$$

On obtient les composants  $\alpha, \beta$  du vecteur  $\varphi_s$

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \tag{II.7}$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{II.8}$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , à partir des commandes ( $S_a, S_b, S_c$ ) et de la mesure de la tension  $U_0$  et par application de la transformée de concordia.

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{II.9}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_f [S_a - \frac{1}{2}(S_b - S_c)] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_f (S_b - S_c) \end{cases} \tag{II.10}$$

De même les courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $i_{sa}, i_{sb}$  et  $i_{sc}$  ( $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) et par l'application de la transformation de Concordia :

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \tag{II.11}$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \tag{II.12}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \tag{II.13}$$

## II.6.2 Estimation du couple électromagnétique :

A partir des flux statorique  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$ , et les courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ , on peut mettre l'expression du moment du couple sous la forme :

$$C_e = \rho(\varphi_{s\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{s\beta}i_{s\alpha})$$

## II.7 Elaboration du vecteur de commande :

### II.7.1 Le correcteur du flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\varphi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.4)

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\varphi_s$  afin de sélectionner le vecteur de tension correspondante.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis deux niveaux convient parfaitement et permet en plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur représenté par une variable booléenne  $Cflx$  indique directement l'amplitude du flux qui doit être augmentée ( $Cflx = 1$ ) ou diminuée ( $Cflx = 0$ ) de façon à maintenir. [8]

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$$

Avec :

$\varphi_{sref}$  : la consigne de flux.

$\Delta\varphi_s$  : la largeur d'hystérésis du correcteur.

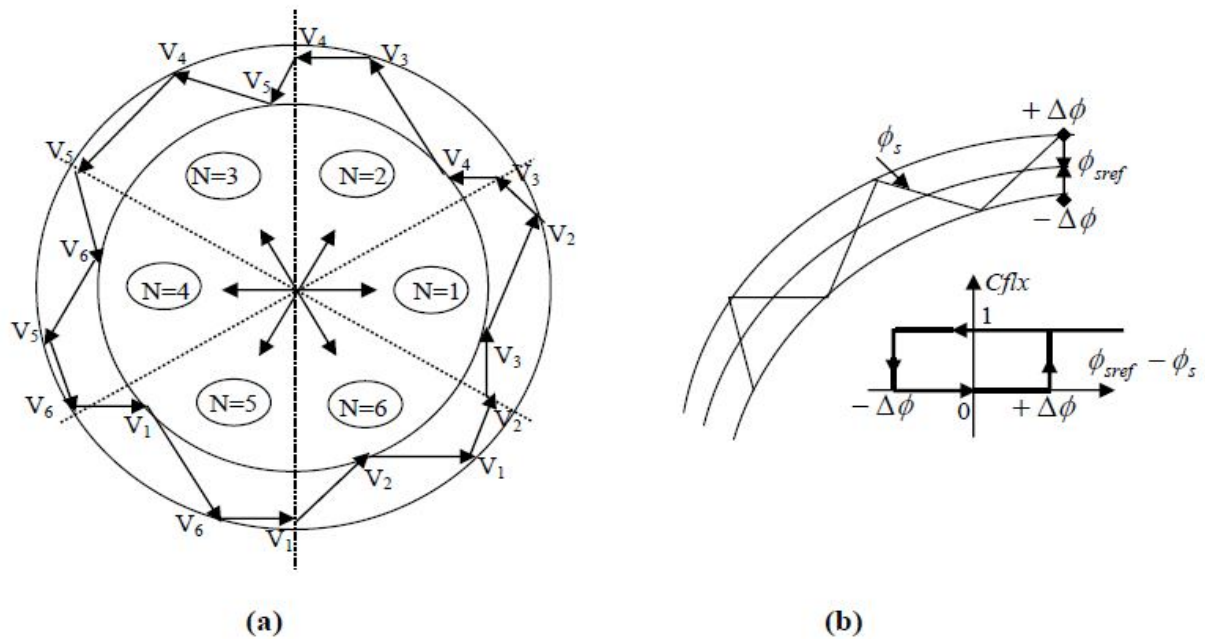


Fig II.4 Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants.

### II.7.2 Le correcteur du couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple tel que :

$$|C_{e_{sref}} - C_e| \leq \Delta C_e$$

Avec :

$C_{e_{sref}}$  : la référence de couple.

$\Delta C_e$  : la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

### II.7.3 Correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux  $\phi_s$ . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation.

Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux, par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

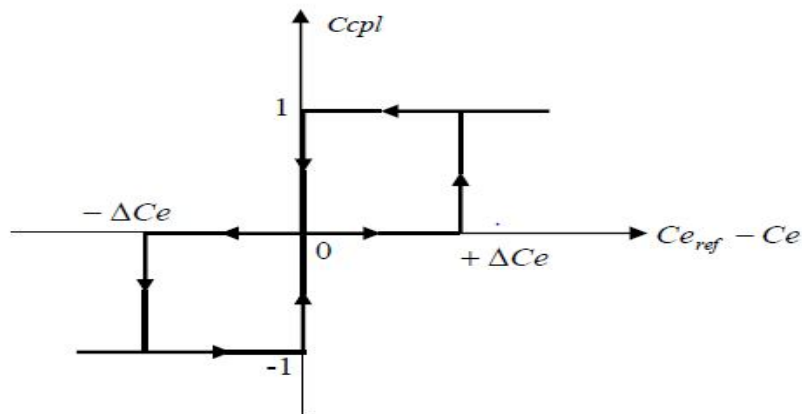
Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus, en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$  il ya un bras de l'onduleur qui ne commute jamais. Ceci permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs, dominant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

**II.7.4 Correcteur à trois niveaux :**

Il permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation soit pour un couple positif ou négatif. La figure (II.5) montre l'état de sortie du comparateur suivant l'évolution du couple.

La sortie du correcteur représentée par la variable booléenne  $ccpl$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue  $ccpl = 1$  pour une consigne positive et  $ccpl = -1$  pour une consigne négative ou diminuée  $ccpl = 0$



**Fig II.5** Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans quatre quadrants sans intervention sur la structure.

**II.8 Table de vérité et schéma d'implantation de la DTC :**

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $cfx$ ,  $ccpl$  et de la zone  $N_i$  de la position de  $\varphi_s$ . Elle se présente donc sous la forme suivante :

**Table de commande :**

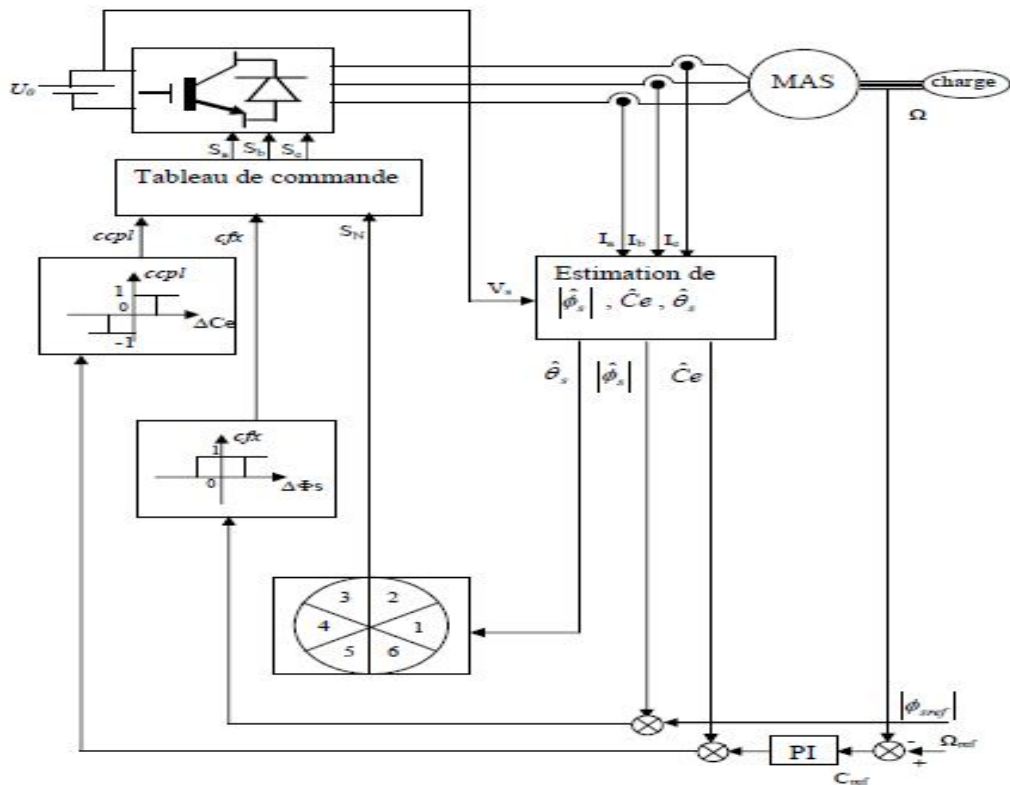
**Table II.1** Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
$C_{fx}=1$	$C_{cpl}=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux	
	$C_{cpl}=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	$C_{cpl}=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux	
$C_{fx}=0$	$C_{cpl}=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux	
	$C_{cpl}=0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$		
	$C_{cpl}=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux	

On sélectionne l'un des vecteurs nuls  $V_0$  ou  $V_7$ . La rotation du flux est arrêtée et cela entraîne une décroissance du couple  $C_e$ . On choisit alternativement  $V_0$  ou  $V_7$  de manière à minimiser nombre de commutations de l'onduleur.

**II.9 Structure générale du contrôle direct de couple :**

La structure du contrôle direct de couple est résumée ci-dessous :



**Fig II.6** Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

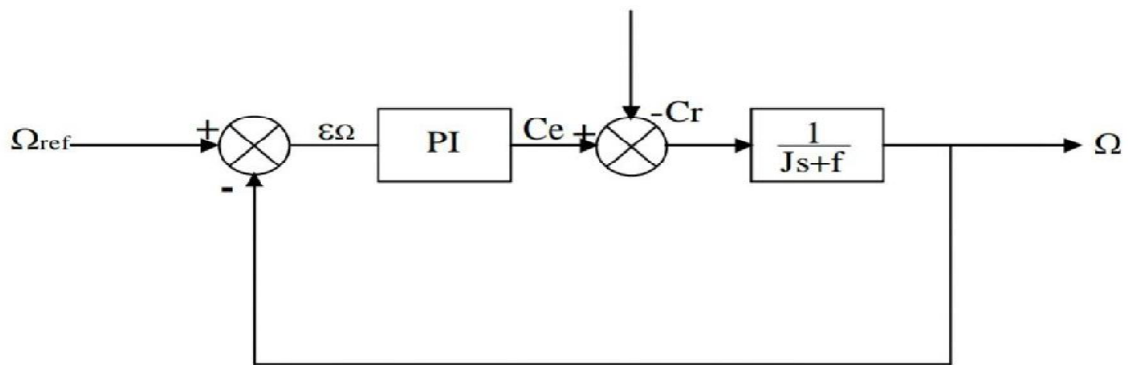
La figure (II.6) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone.

Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler; d'autre par, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voir machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, les autres phases influent le changement de séquence

**II.10 Calcul du régulateur de vitesse :**

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.6)

En négligeant le coefficient de frottement f et en considérant le couple de charge comme une perturbation, la fonction de transfert en boucle ouverte est donc :



**Fig II.7** Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse.

$$\frac{\Omega}{\varepsilon\Omega} = \frac{C(s)}{js} \tag{II.14}$$

C(s) : désigne la fonction de transfert du régulateur PI qui s'exprime par :

$$C(s) = \frac{K(1+\tau s)}{\tau s} \tag{II.15}$$

Compte -tenu de l'équation du régulateur PI (II.15) on obtient :

$$\frac{\Omega}{\varepsilon\Omega} = \frac{K(1+\tau s)}{j\tau s^2} \tag{II.16}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit donc :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K(1+\tau s)}{j\tau s^2 + (1+\tau s)} \quad (\text{II.17})$$

En divisant cette dernière équation membre à membre par K on obtient :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{(1+\tau s)}{(1+\tau s) + \frac{j}{k}\tau s^2} \quad (\text{II.18})$$

Le zéro  $1 + \tau s$  de ne va pas évidemment poser de problème car il va être filtré à l'entrée et on s'intéresse par contre aux pôles de la fonction de transfert en boucle fermée qui est équivalent à un système du second ordre. Ainsi on écrit :

$$1 + \tau s + \frac{j}{k}\tau s^2 = 1 + 2\xi\tau_n s + \tau_n^2 s^2 \quad (\text{II.19})$$

Par identification membre à membre de cette dernière équation (II.19) on a :

$$\tau = 2\xi\tau_n \quad (\text{II.20})$$

$$\frac{j}{k}\tau = \tau_n^2 \quad (\text{II.21})$$

La fonction de transfert peut s'écrire sous cette forme :

$$C(s) = k + \frac{K}{\tau s} \quad (\text{II.22})$$

Notons  $-KP = K$  : le coefficient de proportionnalité :

$$-K_i = \frac{K}{\tau} \quad (\text{II.23})$$

Des équations (II.20) et (II.21) on tire :

$$k = \frac{2j\xi}{\tau n} \quad (\text{II.24})$$

D'où

$$K_p = \frac{2j\xi}{\tau n} \text{ et } K_i = \frac{j}{\tau n^2} \quad (\text{II.25})$$

En vue d'avoir une réponse indicielle apériodique, le facteur d'amortissement est pris  $\xi$  généralement entre 0.7 et 1. Pour un facteur d'amortissement choisi  $\xi = 1$  et  $\tau n = 0.5\tau m_0$  avec  $\tau m_0$  est la constante de temps mécanique en boucle ouverte à vide qui correspond à 63.3% de la valeur finale de la vitesse, on détermine à présent les paramètres du régulateur. [30] [31]

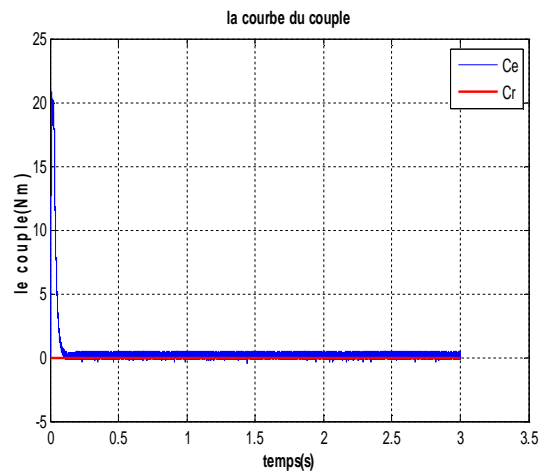
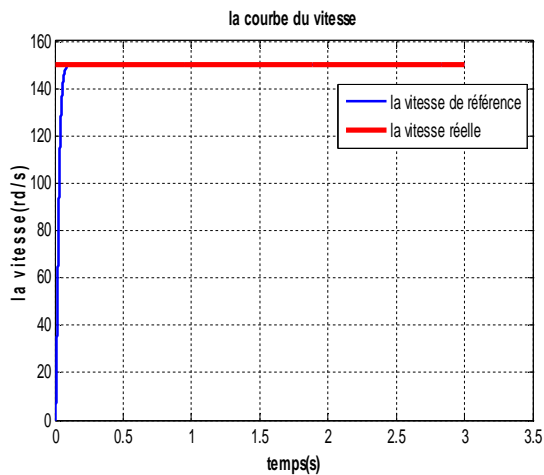
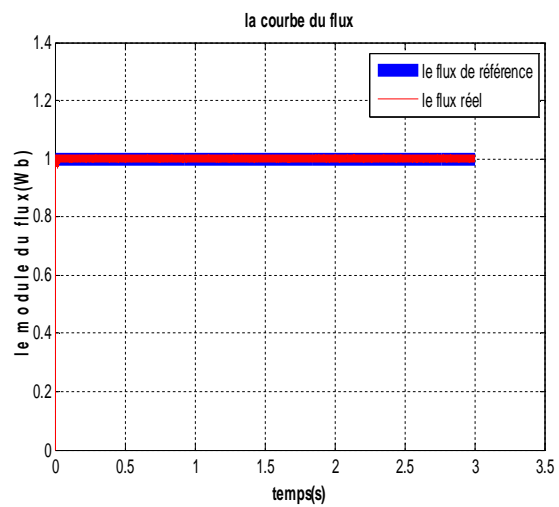
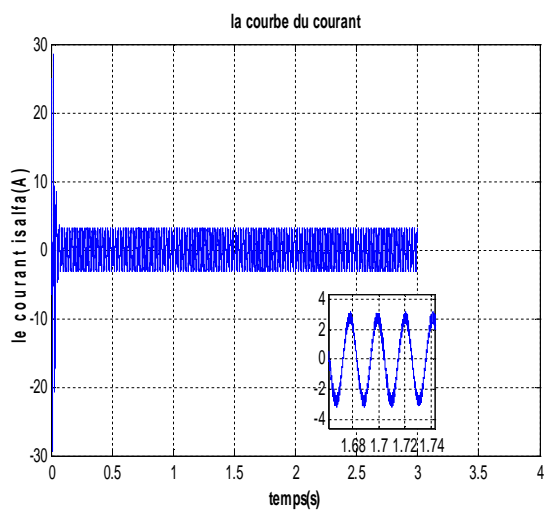
II.11 Simulation :

La simulation sous l'environnement Matlab/Simulink présentée dans ce chapitre est réalisée sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension et pilotée par une commande directe de couple (DTC), Nous avons, en outre, fait les choix suivants

La vitesse de référence est fixée  $N = 150 \text{ rad/s}$  et un flux statorique de référence de  $1 \text{ Wb}$ .

- **Essai à vide :**

Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de  $(150 \text{ rad/s})$ . Suivi par un échelon de couple ( $C_r = 0 \text{ Nm}$ ) appliqué à l'instant  $(t = 0 \text{ sec})$ .



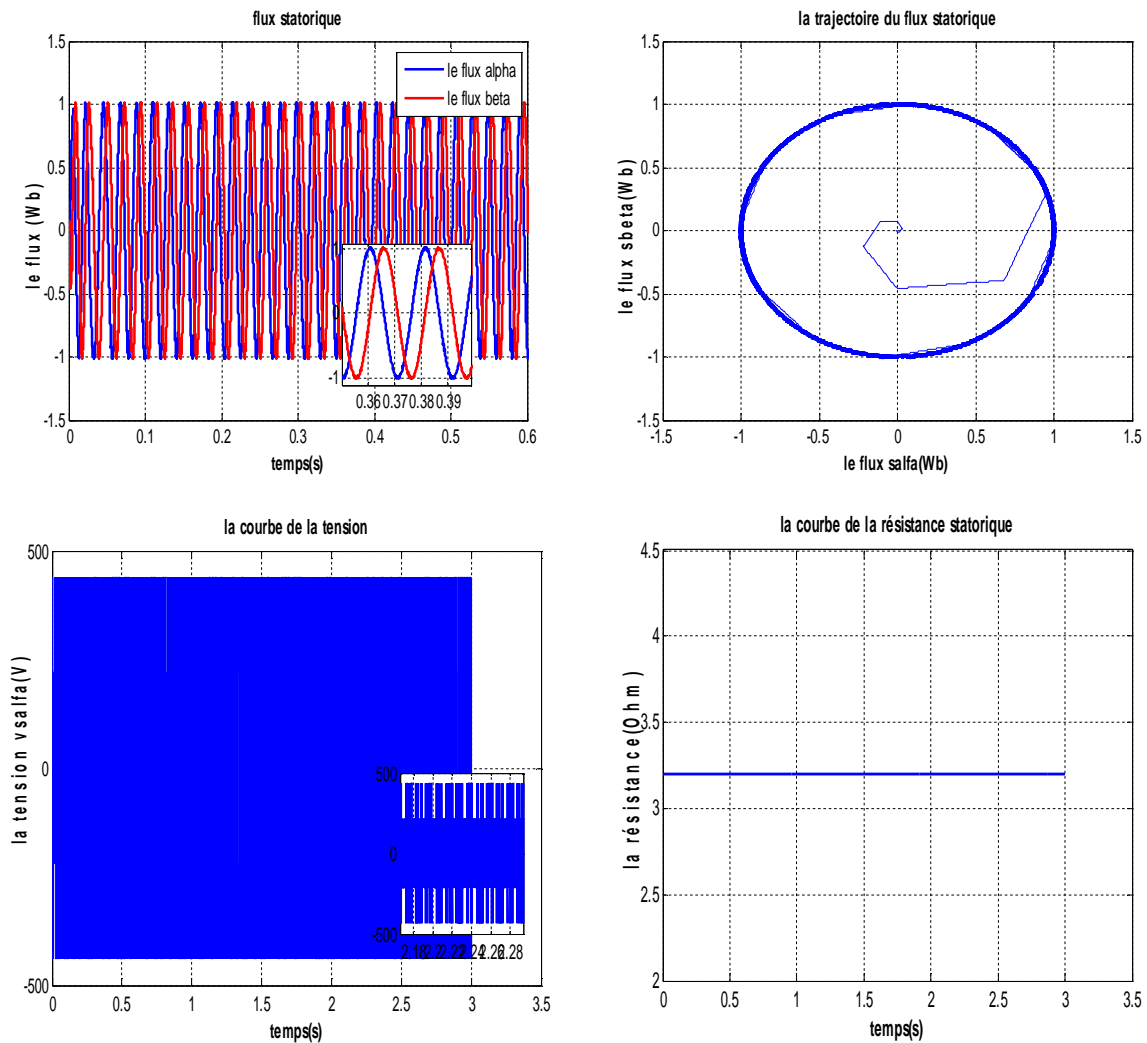
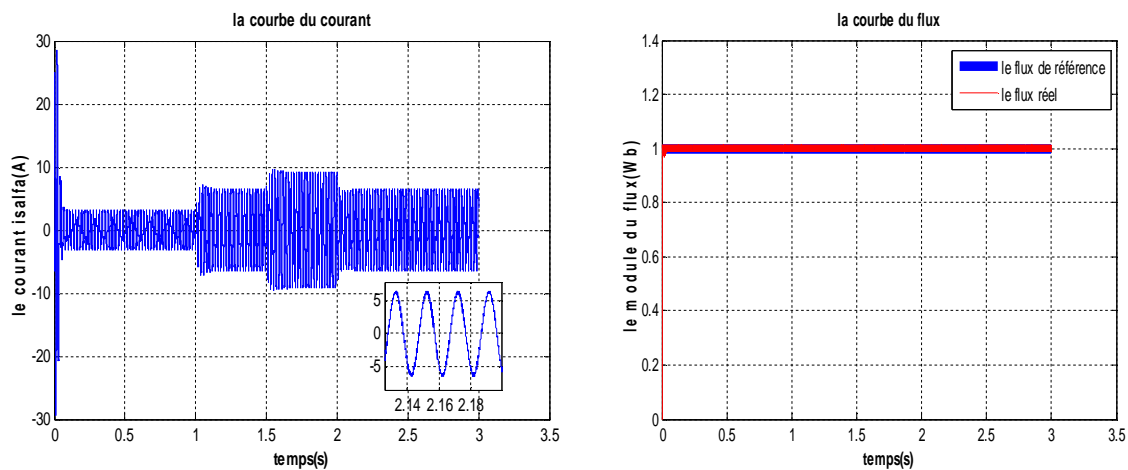


Fig II.8 Résultats de simulation de la commande DTC à vide

• Essai en charge :



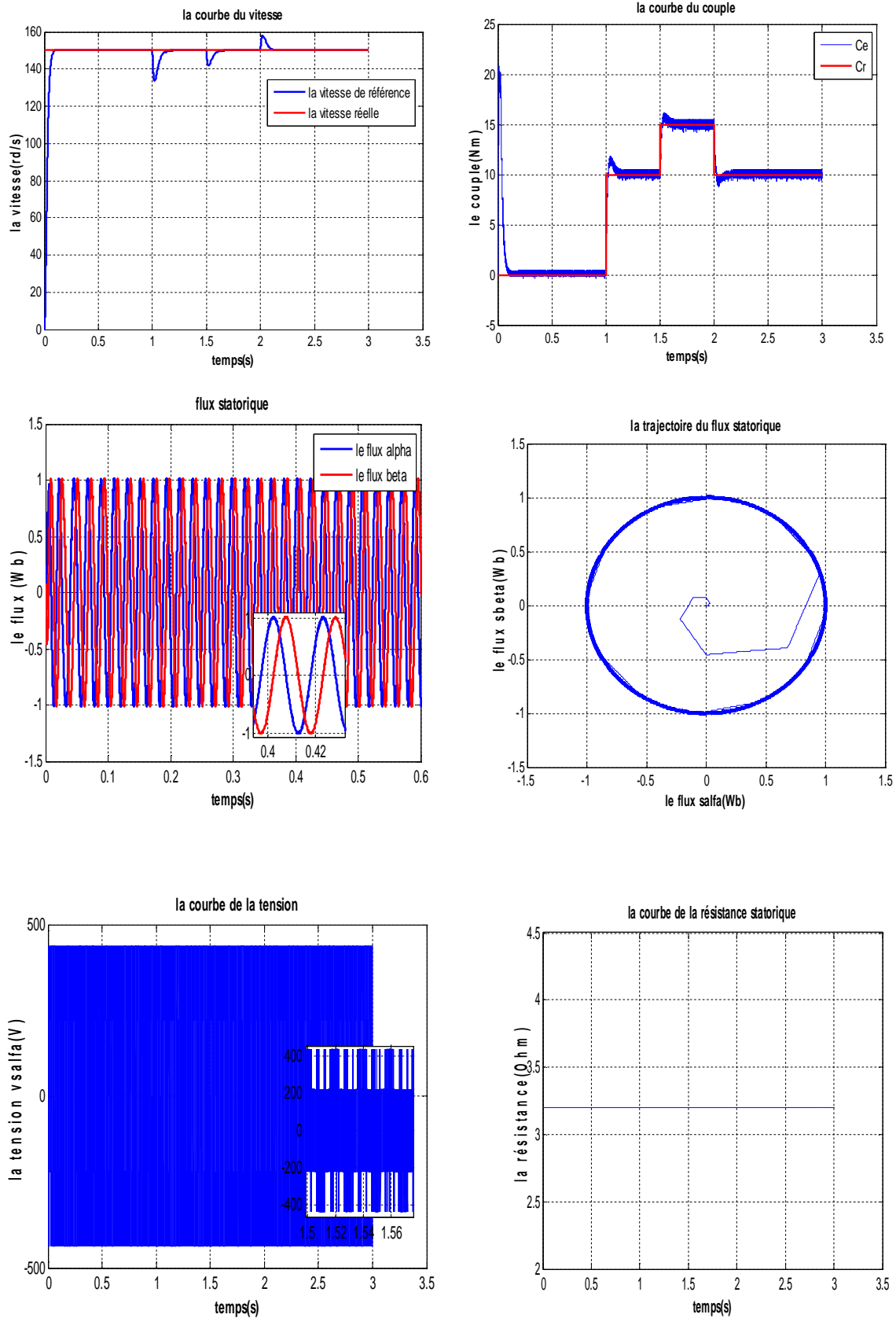
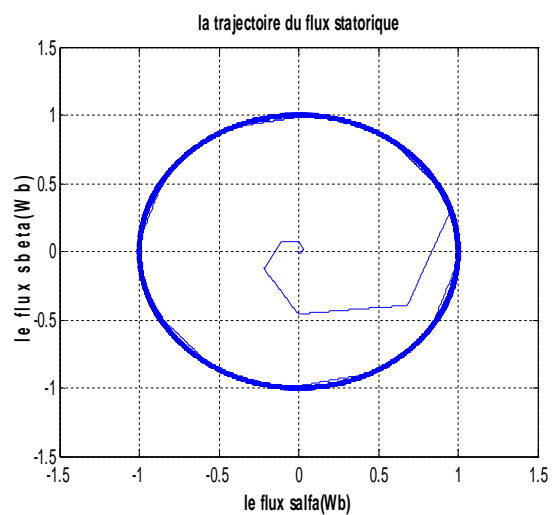
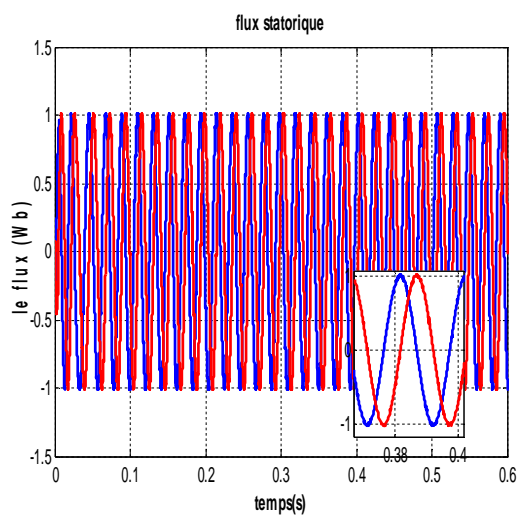
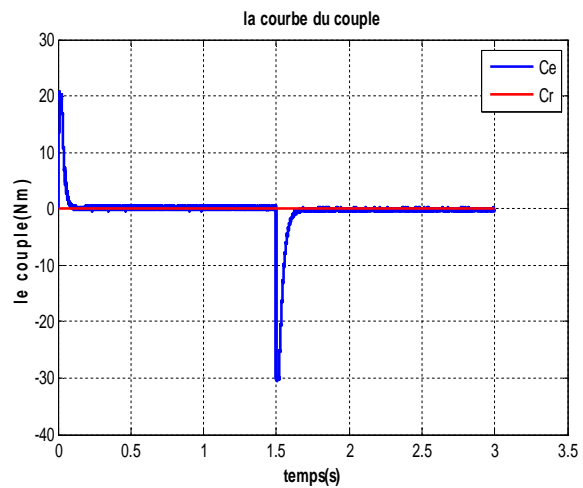
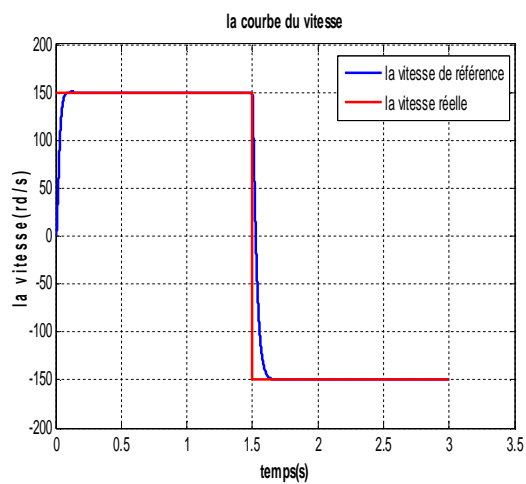
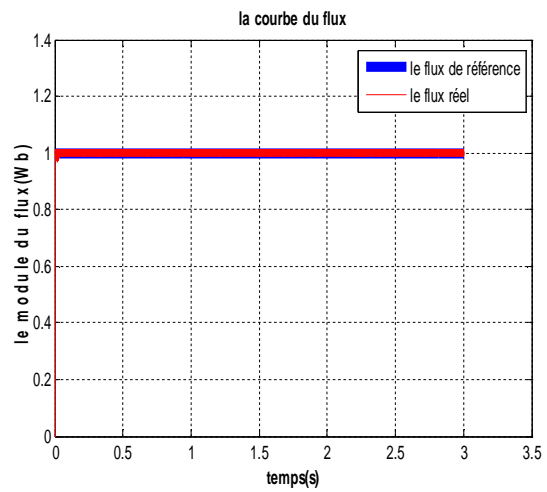
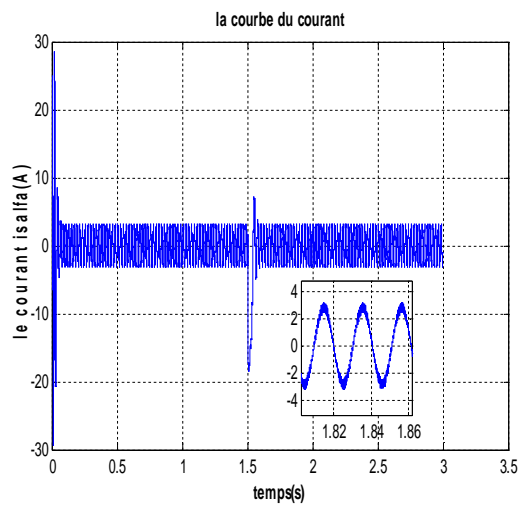


Fig II.9 Résultats de simulation de la commande DTC en charge

• Inversion de sens de rotation :



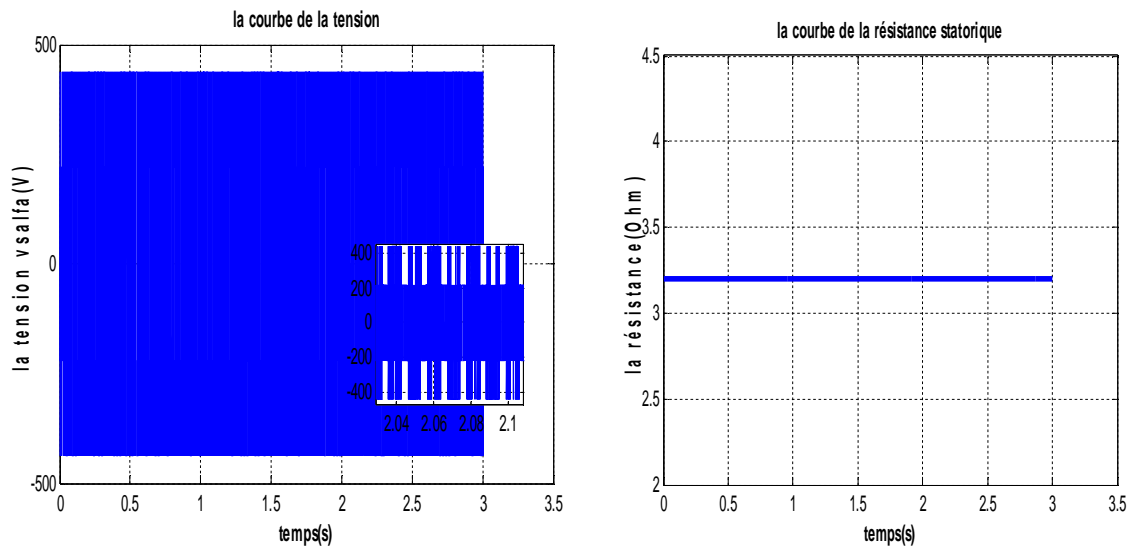


Fig II.10 Résultats de simulation de la commande DTC au sens de rotation inversée

### II.12 Interprétation des résultats :

D'après les résultats obtenus de simulation et expérimentaux, on peut faire les interprétations suivantes :

Le couple suit parfaitement la valeur de consigne. Il atteint une valeur maximale, puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge). Les oscillations de ce couple sont dues par l'effet des régulateurs à hystérésis.

La vitesse suit sa référence ce qui montre que la DTC présente une bonne performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est robuste, ce qui est confirmé par le rejet rapide de perturbation lors de l'application de la charge.

Le flux statorique estimé suit parfaitement sa référence. Cela est très évident par la présentation dans le plan complexe qui montre que le flux est piégé dans une bande d'hystérésis quelque soit la charge appliqué : il démarre du point (0.0) puis tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon 1Wb fixé par la consigne. On peut conclure que le couple et le flux sont découplés.

Les figures II (8.9.10) montrent les résultats de simulation obtenus par application d'un échelon de commande de flux de référence égal 1 N.m à l'instant 0 seconde. La réponse montre que la DTC présente une meilleure dynamique et une meilleure précision à l'établissement des grandeurs.

Suivant les deux axes  $(\alpha, \beta)$ , on peut voir clairement que les flux sont sinusoïdaux et d'amplitude égal la consigne.

On remarque que le courant dans le cas de la DTC présente une allure sinusoïdale bruitée plus oscillant au démarrage car il est contrôlé indirectement.

Pour la tension statorique, elle a une forme hachuré n'est pas similaire à la sinusoïde à cause de l'absence de la modulante dans cette commande (DTC).

### **II.13 Conclusion :**

Le principe du contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique. Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine.

La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle.

L'étude des principes de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales où l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique.

*Chapitre III :*  
*la commande DTC*  
*prédictive*

### III.1 Introduction :

Pendant les dernières décennies, deux stratégies de commande pour les moteurs électriques ont dominées comme des applications industrielles à haute performance :

Commande par orientation du flux (Field Oriented Control) et la commande directe du couple (DTC), leur comportement est bien défini surtout dans les conditions transitoires.

Dans ce chapitre une nouvelle méthode à haute qualité de contrôle pour les moteurs électriques sera présentée, cette dernière est basée sur la commande prédictive.

La technique modèle de commande prédictive (Model Predictive Control (PMC)) présente de nombreux avantages pour les systèmes d'entraînement qui nécessitent un contrôle dynamique élevé. Le concept est facile à comprendre et à implémenter, les contraintes et les non – linéarités peuvent être incluses et les cas multi variables peuvent être considérés. Ce schéma de contrôle nécessite beaucoup de calculs par rapport aux stratégies traditionnelles. Heureusement, les performances des processeurs actuels sont suffisamment puissantes pour rendre cette approche possible. [32]

Dans ce chapitre on présente une approche pour commander la MAS. Cette approche s'appelle la commande prédictive de couple (Prédictive Torque Control :PTC) et utilise une fonction de cout unique construite par une combinaison linéaire des fonctions objectif, afin de déterminer le meilleur vecteur de tension à appliquer dans la prochaine période d'échantillonnage. Les erreurs du couple et du flux sont inclus dans une fonction de cout en utilisant des facteurs de poids. Ces facteurs dépendent du point de fonctionnement et de paramètres du système. De plus, ils influencent sur les performances du contrôleur car ils déterminent l'importance relative du couple et du flux du stator. La mise en œuvre de PTC dépend fortement du modèle de système, c'est pourquoi ce sujet a été étudié dans ce chapitre [33].

### III.2 Généralité sur la commande prédictive :

#### III.2.1 Définition de la commande prédictive :

La commande prédictive est une méthodologie de contrôle attrayante pour l'industrie, car elle permet de traiter explicitement les contraintes d'entrée et de sortie, ce qui permet aux opérations de l'usine de se rapprocher des contraintes, si les processus contrôlés fonctionnent à des contraintes de sortie, l'opération la plus rentable peut être obtenue [34].

### III.2.2 Le principe de la commande prédictive :

Le principe de base de la commande prédictive consiste de prendre en compte, à l'instant actuel, le comportement futur, par le biais d'utilisation explicite d'un modèle numérique de système dans le but de prédire la sortie dans le futur, sur un horizon fini. Un des intérêt des méthodes prédictives réside dans le fait que pour une consigne pré calculée sur un certain horizon , il est ainsi possible d'exploiter les informations de trajectoires prédéfinies situées dans le futur, étant donné que le but est de faire correspondre la sortie du système avec cette consigne sur un horizon fini. De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante : [34]

- Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote  $y(t+k/t)$  les sorties prédites,  $k=0\dots N$  ( $N$  l'horizon de prédiction). Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps  $t$ .
- Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par  $v(t+k/t)$ ,  $k=0\dots N-1$   
En minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par  $w(t+k/t)$ ,  $k=0\dots N$ , d'habitude le critère de performances à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre  $y(t+k/t)$  et  $w(t+k/t)$  et un cout de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.
- Le signal de commande  $v(t)$  est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps  $t+1$  on acquiert la sortie réelle  $y(t+1)$  et on recommence au premier.

### II.2.3 Intérêts de la commande prédictive :

- La plupart des régulations industrielles sont réalisées souvent avec des régulateurs PID analogiques, avec une efficacité remarquable et un rapport prix/performances avec lequel il est difficile de les rivaliser. Toutefois, ce type de régulateur ne couvre pas tous les besoins et ses performances souffrent dans un certain champ d'applications dont on cite :
- Les processus difficiles, notamment non linéaires, instables, non stationnaires, à grand retard purs et aussi multi variables.
- Lorsque les performances sont tendues par l'utilisateur, notamment : forte atténuation

Des perturbations, erreur de trainage nulle en poursuite, réponse temps minimal, ce qui amène à fonctionner sous contraintes qui affectent soit les variables de commande, soit les variables internes du processus [35]

### III.2.4 Les avantages de la commande prédictive :

La commande prédictive présente un certain nombre d'avantages, par rapport aux autres méthodes, parmi lesquels on trouve :

- Son principe intuitif et le réglage relativement facile de ses paramètres la rendent accessible aux personnes avec des connaissances limitées en automatique.
- Elle peut être utilisée pour commander une grande variété de processus, ceux avec des dynamiques simples à ceux plus complexes, par exemple les systèmes à grand retard, à phases non minimales ou instables.
- Elle est capable intrinsèquement de compenser les retards et les temps morts.
- Le correcteur obtenu est une loi de commande linéaire facile à implémenter et qui requiert peu de temps de calcul.
- Le traitement de contraintes sur le système à commander peut être inclus systématiquement dans la définition du correcteur.
- Elle est très utile lorsque les consignes ou trajectoires à suivre sont connues à l'avance (cas de commandes de robots industriels) [36]

### III.2.5 Problématiques liées à la commande prédictive :

La commande prédictive vient d'être exposée, semble bien séduisante. En ce sens que de nombreux problèmes théoriques au sens mathématique semblent être évités par cette approche dans le cas de systèmes non linéaires et à paramètres localisés ou distribués. Certaines de ces difficultés sont bien entendu conservées et d'autres apparaissent comme on s'y attend. Il nous semble judicieux de classer ces difficultés en deux rubriques: les problèmes structurels de l'approche et les problèmes de synthèse de l'approche. [36]

### III.3 commande DTC prédictive de couple d'une MAS :

Comme déjà mentionné, PTC utilise la même approche que DTC. Cela signifie que l'ensemble de l'algorithme de contrôle est effectué en coordonnées  $(\alpha, \beta)$ .

Comme déjà mentionné, PTC utilise la même approche que DTC. Cela signifie que l'ensemble de l'algorithme de contrôle est effectué en coordonnées  $(\alpha, \beta)$ .

Ce fait, le modèle prédictive est une extension de la DTC, car il remplace la table de la DTC par processus d'optimisation en ligne dans le contrôle du couple et flux de la machine.

Le principe de la sélection du vecteur dans la commande prédictive est basé sur l'évaluation d'une fonction de cout définie. Le vecteur de tension sélectionnée à partir du tableau de commutation classique dans la DTC n'est pas nécessairement le meilleur en termes de réduction de couple et des ondulations de flux. Par conséquent, il est possible d'évaluer les effets de chaque vecteur de tension et sélectionner l'une minimisation de la fonction de cout. [35]

### III.4 Algorithme de la commande DTC prédictive du couple :

Le schéma DTC est représenté sur la fig (III.1); il comprend trois étapes: l'estimation du flux et du couple, la prédiction du flux et du couple, la minimisation de la fonction de coût.

Les entrées du système sont la référence et la valeur estimée du couple et du flux. En évaluant les effets de chaque vecteur de tension lorsqu'il est appliqué à la machine. Le vecteur tension qui minimise la différence entre la valeur référence et la valeur prédite est sélectionné, puis il est généré par l'onduleur.[34]

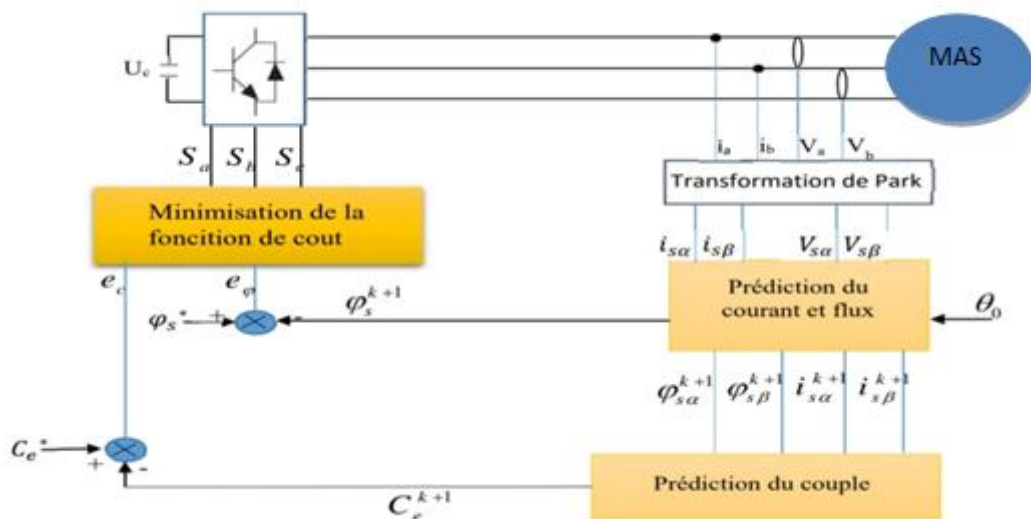


Fig III.1 Schéma bloc de la commande DTC prédictive.

### III.5 Estimation du flux et du couple prédites :

Les performances de toutes les stratégies basées sur le DTC reposent principalement sur une estimation précise du flux du stator, obtenue grâce à l'utilisation des tensions et des courants du stator.

Il existe deux familles différentes d'estimateurs de flux de stator qui sont basés sur le modèle de tension ou le modèle du courant, tels que définis dans le premier chapitre. L'estimateur utilisant un modèle de tension nécessite moins de paramètres que celui basé sur le modèle du courant. Cependant, en pratique, l'intégrateur idéal dans ne peut pas fonctionner correctement en raison d'un décalage de composante continue (DC offset) des capteurs de courant. Les DC offset dans les mesures des courants du stator sont inévitables, inhérentes aux capteurs de courant et aux circuits de conditionnement des signaux. Les erreurs provoquées par la DC offset s'accumulent pendant le processus d'intégration, ce qui entraîne l'instabilité du système d'entraînement. La solution la plus communément adoptée consiste à utiliser un Filtre Passe-Bas (FPB) au lieu de l'intégrateur idéal. Dans des conditions de fonctionnement normales, le FPB peut toujours effectuer la tâche d'intégration. Lorsque le signal est continu, la constante de temps du filtre et le gain de compensation du FPB deviennent infinis et l'intégration ne peut plus être effectuée. Mais des erreurs d'amplitude et d'angle de phase seraient introduites par le FPB, et les mesures supplémentaires pour compenser les erreurs rendent le contrôleur plus complexe. Dans le PTC, les flux statorique sont estimés par le modèle du courant de la MAS dans le plan  $(\alpha - \beta)$ . Ils peuvent être exprimés par les expressions suivantes.[36]

$$\varphi_{s\alpha}^{k+1} = \varphi_{s\alpha}^k + (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}^{k+1})T_s \quad (\text{III.1})$$

$$\varphi_{s\beta}^{k+1} = \varphi_{s\beta}^k + (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}^{k+1})T_s \quad (\text{III.2})$$

$$\varphi_s^{k+1} = \sqrt{(\varphi_{s\alpha}^{k+1})^2 + (\varphi_{s\beta}^{k+1})^2} \quad (\text{III.3})$$

$T_s$  : la période d'échantillonnage.

Le couple électromagnétique peut être estimé par la formule suivante :

$$C_e^{k+1} = \frac{3}{2}p[\varphi_{s\alpha}^{k+1} I_{s\beta}^{k+1} - \varphi_{s\beta}^{k+1} I_{s\alpha}^{k+1}] \quad (\text{III.4})$$

### **III.6 Minimisation de la fonction de coût :**

Généralement, la fonction de coût comprend des valeurs absolues d'erreur de couple et d'erreur de flux. Par conséquent, la fonction de coût peut être définie comme :

$$F = |C_e^* - C_e^{k+1}| + k_1 |\varphi_e^* - \varphi_e^{k+1}| \quad (\text{III.5})$$

$$u_s^k \in \{V_1, V_2, \dots, V_5, V_6\}$$

D'où :

$C_e^*$  est le couple de référence.

$C_e^{k+1}$  est le couple prédit, il est généré par un régulateur de vitesse PI.

$\varphi_e^*$  est le flux du stator de référence qui est toujours maintenu constant.

$\varphi_e^{k+1}$  est le flux du stator prédit.

$k_1$  est le facteur de pondération, généralement ce facteur est le rapport entre le couple électromagnétique nominal et le flux statorique nominale.

$$k_1 = \frac{C_n}{\varphi_{sn}} \quad \text{(III.6)}$$

$V_1, V_2, \dots, V_5, V_6$  : les six vecteurs non nuls de l'espace de tension et peuvent être générés par l'onduleur. [29]

Le fonctionnement de base de la commande DTC prédictive est résumé par les étapes suivantes ;

- Le courant de stator et la tension du stator sont mesurés
- Ces mesures sont utilisées pour la prédiction du couple et du flux statorique de chacun des six vecteurs de tension différents.
- Les six prédictions sont évaluées en utilisant la fonction de cout.
- Le vecteur de tension sélectionné est celui qui minimise la fonction de cout (appliqué aux bornes de la machine).

On répète ces étapes à chaque pas d'échantillonnage, en tenant compte des nouvelles mesures. Le contrôle en boucle fermées est obtenu grâce à la rétroaction des mesures utilisées pour la prédiction et la décision de mesures prises pour réduire la valeur de la fonction de cout. [39]

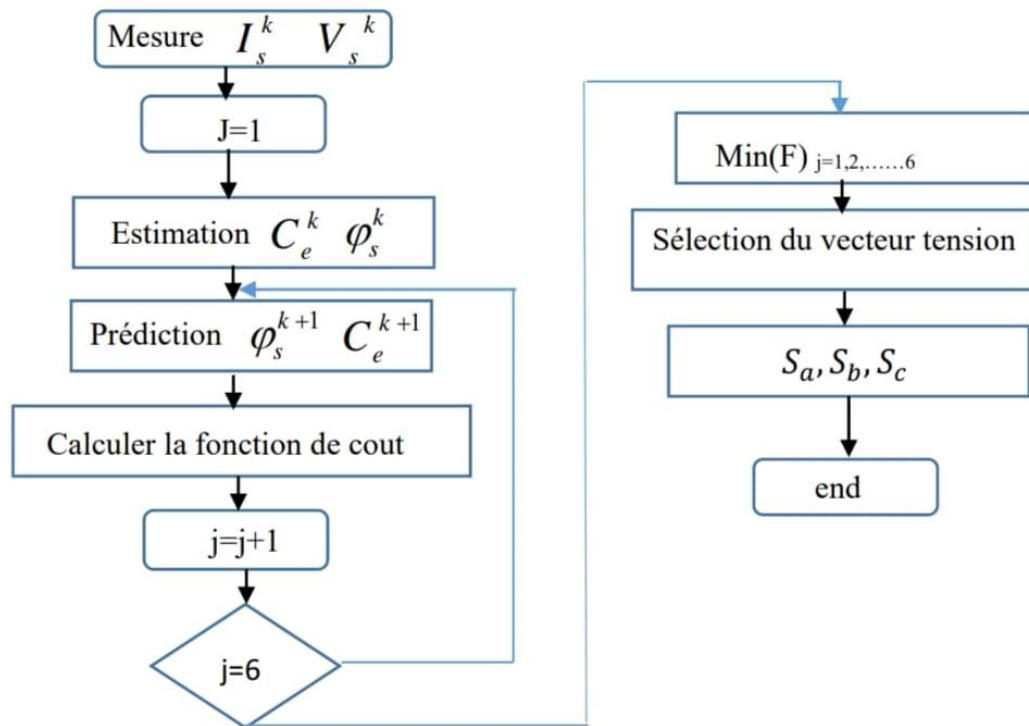


Fig III.2 organigramme de la commande DTC prédictive.

### III.7 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons exposé la théorie, les avantages, l'inconvénient et le principe de la commande DTC prédictive.

Nous avons expliqué son principe par un algorithme, commençant par l'estimation du flux et du couple, passant à la minimisation de la fonction du cout.

La comparaison entre la DTC prédictive et la DTC classique montre que la DTC prédictive apporte les meilleures performances concernant la dynamique jugé rapide,

La réduction des ondulations au niveau couple et du flux et l'amélioration de la forme du courant.

*Chapitre IV:*  
*Les observateurs*

**IV.1 Introduction:**

La disponibilité de toutes les variables d'état pour la mesure directe est rarement vérifiée dans la pratique. Il existe dans la plupart des cas un vrai besoin d'une estimation fiable des variables non mesurées, particulièrement quand elles sont employées pour la synthèse de lois de commande ou pour la surveillance des processus. En effet, l'état d'un système peut correspondre à une grandeur physique que l'on ne peut pas toujours mesurer directement ; l'élaboration d'une loi de commande ou la détermination d'une défaillance d'un composant d'un système passent souvent par l'accès à la valeur d'un ou plusieurs de ses états.

Pour cela, il s'avère nécessaire de concevoir un système auxiliaire appelé, observateur, qui se charge de reconstruire les états non mesurables en exploitant les informations disponibles, à savoir le modèle dynamique du système, ses sorties mesurées et éventuellement ses entrées [38].

Contrairement au problème de synthèse d'observateurs d'état des systèmes linéaires qui a été entièrement résolu. Le cas des systèmes non linéaires est plus difficile et beaucoup moins systématique. C'est la raison pour laquelle, de nombreux travaux ont abordé ce problème, dans la littérature, en se basant sur des classes spécifiques de systèmes non linéaires [39].

Dans cette section nous allons présenter quelques méthodes de synthèse d'observateurs de systèmes linéaires et non linéaires. Mais auparavant, nous allons parler d'un concept important dans le domaine de la reconstruction d'état, qui est celui de l'observabilité.

**IV.2 Principe d'un observateur :**

L'objectif d'un observateur consiste à estimer les variables d'état non accessibles ou à défaut l'utilisation d'un capteur n'est pas souhaitable. Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément la variable d'état estimée, notée :  $X$  et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, le vecteur d'entrée  $U$  et le vecteur de sortie  $Y$  [40], [41].

**IV.2.1 Observateur en boucle ouverte :**

Il s'agit d'un observateur basé sur le modèle de la machine, la construction de ce type d'observateurs est réalisée à l'aide des équations d'état du système à commander.

On suppose que l'observateur doit représenter le modèle du système à commander et que les valeurs initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur sont identiques [42], [41]. Cette approche de construction de l'observateur présente des inconvénients de précision à cause des contraintes suivantes [41] :

- Difficulté de garantir les mêmes conditions initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur.
- Imprécision du modèle vu la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.
- Les actions de perturbation sur le système ne sont pas prises en compte sur le modèle, donc, on ne considère que le cas idéal.

### IV.2.2 Observateur en boucle fermée :

Un observateur en boucle fermée consiste à reconstruire les grandeurs non mesurables du système à partir des entrées et des sorties mesurables. Ce type d'observateurs est constitué d'un estimateur en boucle ouverte qui porte également le nom de prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système [40]. La sortie de l'estimateur est comparée à celle du modèle réel, ensuite, l'erreur résultante est traitée par un comparateur, qui force cette erreur à converger vers zéro [41].

### IV.2.3 Types d'observateurs :

Les techniques d'observation sont classées en fonction de trois critères différents [42] :

- La nature du système considéré : Selon ce critère on distingue deux types d'observateur, observateur pour des systèmes linéaires et observateurs pour des systèmes non linéaires.
- Le deuxième critère est en fonction de l'environnement, pour cela, on distingue les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques.
- Le troisième critère est basé sur la dimension du vecteur d'état ; pour ce dernier on distingue des observateurs d'ordre complet et des observateurs d'ordre réduit.

### IV.3 Observabilité :

L'observabilité d'un système dynamique est un concept très important dans le domaine d'estimation de l'état. En effet, pour reconstruire les états inaccessibles d'un système, il faut savoir, a priori, si les variables d'état sont observables ou non.

L'observabilité d'un système est la propriété qui permet de dire si l'état peut être déterminé uniquement à partir de la connaissance des signaux d'entrées et de sorties [39] .

En général, pour des raisons de réalisation technique, de coût, etc. ..., la dimension du vecteur de sortie est inférieure à celle de l'état. Ceci entraîne qu'à l'instant donné  $t$ , l'état  $x(t)$  ne peut pas être déduit algébriquement de la sortie  $y(t)$  à cet instant. Par contre, sous des

conditions d'observabilité qui seront explicitées plus loin, cet état peut être déduit de la connaissance des entrées et sorties sur un intervalle de temps passé:  $u([0,t],y[0,t])[39]$ .

**Définition:** on appelle observateur (ou reconstruteur d'état) d'un système dynamique (S) [39]:

$$(S): \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (IV.1)$$

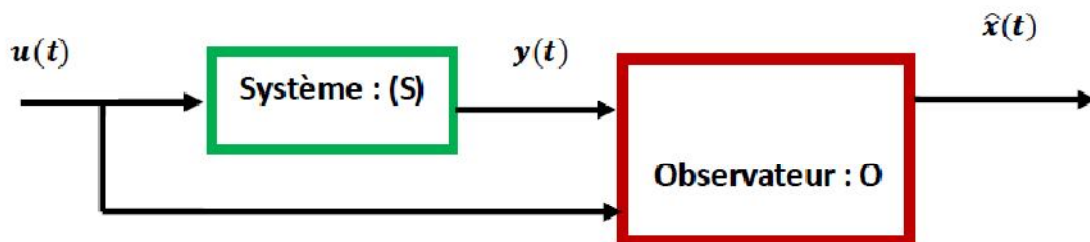
Un système dynamique auxiliaire  $O$  dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer et dont le vecteur de sortie  $\hat{x}(t)$  est l'état estimé :

$$O: \begin{cases} \dot{z}(t) = \hat{f}(z(t), u(t), y(t)) \\ \hat{x}(t) = \hat{h}(z(t), u(t), y(t)) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Telle que l'erreur entre le vecteur d'état  $x(t)$  et  $\hat{x}(t)$  tend asymptotiquement vers zéro.

$$\|e(t)\| = \|x(t) - \hat{x}(t)\| \rightarrow 0 \text{ quand } t \rightarrow \infty$$

Le schéma d'un tel observateur est donné sur la figure (IV.1).



**Fig IV.1** Schéma d'un observateur.

L'observateur est constitué de deux parties [39] :

- Un simulateur (estimateur) du système réel caractérisé par les matrices  $(A, B, C)$ , ayant comme entrées  $u$  et  $y$  et comme sortie  $\hat{y}$ .
- Un correcteur réalisant une contre- réaction fonction de l'écart entre la sortie  $y$  et son estimée  $\hat{y}$ . Ce correcteur permet d'assurer la convergence de l'estimation de l'état  $x$  vers l'état  $\hat{x}$ ,  $L$  est appelé le gain de l'observateur [43].

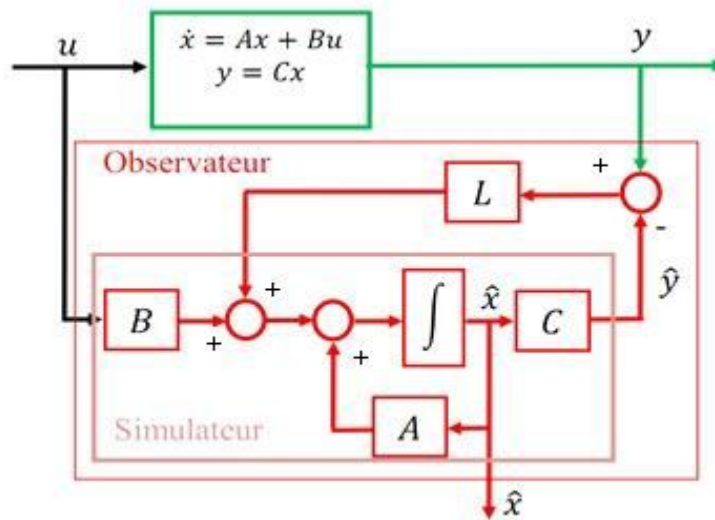


Fig IV.2 Schéma de principe d'un observateur.

L'observabilité caractérise la propriété de pouvoir récupérer par une combinaison des mesures et de leurs dérivées toutes les grandeurs d'un système.

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la (Fig IV.2), nous pouvons mettre en oeuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain L. Celui-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états. C'est-à-dire que la matrice L, qu'on peut choisir nous-mêmes, doit annuler l'erreur dans la plus courte durée que possible.

### IV.3.1 Observabilité des systèmes linéaires :

Soit un système continu décrit par l'équation d'état suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Où les vecteurs  $x(t) \in R^n$ ,  $u(t) \in R^m$  et  $y(t) \in R^p$  représentent respectivement l'état, la commande et la sortie du système. Les matrices A, B et C sont des matrices constantes de dimensions appropriées. L'observabilité du système linéaire (IV.3) est garantie si et seulement

$$\text{si : } \text{rang}(o) = \text{rang} \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ C^{n-1} \end{pmatrix} = n \quad (\text{IV.4})$$

Par conséquent le système linéaire (IV.3) est observable, si le rang de la matrice d'observabilité  $O$  est égal à la dimension  $n$  de ce système [44]. Dans le cas où le rang de la matrice  $O$  est inférieur à  $n$  on parle alors, d'observabilité partielle.

**IV.3.2 -Observabilité des systèmes non linéaires :**

Pour les systèmes non linéaires, étant donné l'espace de l'état  $x \in R_n$  et l'ensemble  $U$  des entrées, la notion d'observabilité est basée sur la possibilité de différencier deux conditions initiales distinctes. On parlera ainsi de la distinguabilité d'un couple de conditions initiales [45] [46].

On considère le système non linéaire donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = fx(t) + gu(t) \\ y(t) = hx(t) \end{cases} \tag{IV.5}$$

Où les vecteurs  $x \in R^n, u(t) \in R^n$  sont respectivement le vecteur d'état et de commande.

**IV.4 Observateurs des systèmes linéaires :**

**IV.4.1 Modèle de la MAS dans le repère  $(\alpha, \beta)$  :**

A présent, nous allons procéder à la mise en équation d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur [47], [48]. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes lié au stator [23]. Donc, le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(w(t))X + BU \\ Y = CX \end{cases} \tag{IV.6}$$

Tel que :

$$X = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \varphi_{r\alpha} \varphi_{r\beta}]^T, \quad Y = I_s = [I_{s\alpha} I_{s\beta}]^T, \quad U = V_s = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega(t) \\ -a_3\omega(t) & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega(t) \\ \omega(t) & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right), \quad a_2 = \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}, \quad a_3 = \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}, \quad a_4 = \frac{L_m}{T_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}, \quad \omega(t) = p\Omega(t)$$

**IV.4.2 Observateur de Luenberger :**

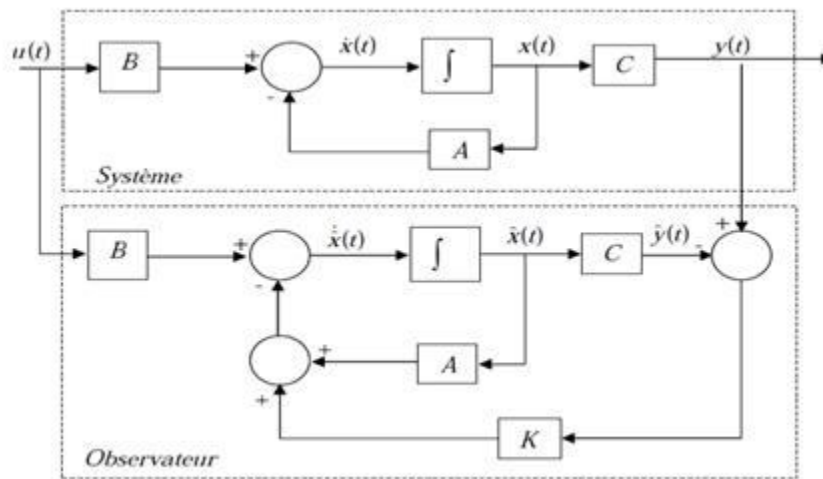
La théorie de l’observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe, ou les bruits  $w$  et  $v$  sont nuls.

Luenberger propose l’observateur suivant pour le système [44]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \tag{IV.7}$$

La dynamique de l’erreur d’estimation  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$  a pour expression :

$$\dot{e}(t) = (A - KC)e(t) \tag{IV.8}$$



**Fig IV.3** Schéma structurel de l’observateur de Luenberger

En utilisant une technique de placement de pôles, il suffit a lors de choisir le gain  $K$  de l’observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice  $A - KC$  soit dans le demi-plan complexe gauche.

Pour ce type d’observateur, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres, mais en pratique on choisit une dynamique d’erreur plus rapide que celle du procédé [38].

Cependant on ne peut les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles : on ne peut utiliser que des gains réalisables et l’augmentation de la bande passante du reconstituer ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences [49].

Il faut noter qu’en présence de bruits  $w, v$  la dynamique de l’erreur est régie par l’équation :

$$\dot{e}(t) = (A - KC)e(t) + w(t) + Kv(t) \quad (\text{IV.9})$$

Cette erreur est donc sensible aux bruits par l'intermédiaire des deux fonctions de transfert  $(sI - A + KC)^{-1}L$  et  $(sI - A + KC)^{-1}K$

L'étude du gain fréquentiel permet de quantifier l'influence des bruits sur l'erreur d'observation.

#### **IV.4.3 Filtre de Kalman :**

La théorie de l'observation de Kalman nécessite, quant à elle, la résolution d'une équation de Riccati. Kalman utilise les propriétés statistiques des bruits  $w$  et  $v$  et propose la structure d'observateur suivante :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (\text{IV.10})$$

En minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation  $P = E[e(t)e(t)^T]$ , on obtient l'expression du gain de l'observateur :

$$K = PC^T R^{-1} \quad (\text{IV.11})$$

Où  $P$  est solution de l'équation de Riccati :

$$AP + PA - PC^T R^{-1} CP + LQL^T = 0 \quad (\text{IV.12})$$

#### **IV.4.4 Observateur à entrée inconnue :**

La théorie d'observateur à entrée inconnue est applicable à la classe des systèmes linéaires (IV.3). Seulement cette fois, les entrées inconnues interviennent dans le modèle du système :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Ed(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Où  $d(t) \in R$  est une entrée inconnue et  $E$  est une matrice de rang plein de dimension appropriée.

Pour le système (IV.13) on dit qu'un observateur est à entrée inconnue si l'erreur d'estimation tend vers zéro en présence d'entrées inconnues. Sa structure est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = Az(t) + TBu(t) + Ky(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) = z(t) + Hy(t) \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Où  $z(t) \in R^n$  est le vecteur d'état de l'observateur et  $\hat{x}(t) \in R^n$  est le vecteur d'état estimé du système, les matrices  $F$ ,  $T$ ,  $K$  et  $H$  qui seront déterminées pour stabiliser l'observateur et

découpler les entrées inconnues. En posant  $K = K_1 + K_2$ , la dérivée de l'erreur d'estimation par rapport au temps sera donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \\ \dot{e}(t) &= (A - HCA - K_1C)e - [F - (A - HCA - K_1C)]z(t) - [T - (I - HC)Bu(t) - \\ &\quad (I - HC)Ed(t) - [K_2 - HCA - K_1C]H]y(t) \end{aligned} \quad \text{(IV.15)}$$

Ainsi les conditions permettant le découplage de l'entrée inconnue sont :

- $(HC - I)E = 0$
- $T = I = HC$
- $F = A - HCA - K_1C$
- $K_2 = FH$
- $K = K_1 + K_2$

Si ces conditions sont satisfaites alors l'erreur dynamique sera :

$$\dot{e}(t) = Fe(t) \quad \text{(IV.16)}$$

Afin que l'erreur d'estimation tende asymptotiquement vers zéro, les valeurs propres de  $F$  doivent être à partie réelle négative. Les conditions nécessaires et suffisantes pour l'existence d'un tel observateur pour un système décrit par l'équation (IV.13) sont:

- $Rang\ CE = Rang(E)$
- $(C, A_l)$  est stable,  $A_l = A - E[(CE)^T CE]^{-1}(CE)^T CA$ .

La première condition signifie que le nombre de lignes linéairement indépendantes de la matrice  $C$  ne doit pas être inférieur au nombre de colonnes linéairement indépendantes de la matrice  $E$ , c'est-à-dire, le nombre de mesures indépendantes doit être supérieur ou égal au nombre d'entrées inconnues à découpler.

## **IV.5 Observateurs des systèmes non linéaires :**

### **IV.5.1 Observateur de Luenberger étendu [38] [46] :**

L'observateur de Luenberger étendu intervient, soit au niveau du système original avec un gain constant, soit par le biais d'un changement de coordonnées avec un gain dépendant de l'état à estimer. Dans le premier cas, un modèle linéarité est nécessaire, et le gain de l'observateur est calculé par placement de pôles. Ce type d'observateur ne peut être utilisé que lorsqu'on est sûr que l'état restera au voisinage de l'état d'équilibre. Pour cette raison,

l'utilisation de cet observateur peut être compromise par les instabilités qui peuvent se révéler si l'on s'éloigne du point de fonctionnement.

Dans le deuxième cas, les méthodes de changement de coordonnées ne concernent qu'une classe restreinte de systèmes non linéaires.

En effet, beaucoup d'approches utilisant les changements de coordonnées nécessitent l'intégration d'un ensemble d'équations aux dérivées partielles non linéaires, ce qui est souvent très délicat à réaliser. De ce fait, l'utilisation de solutions approchées est envisageable.

#### IV.5.2 Filtre de Kalman Étendu (EKF) [38] [46] :

Le filtre de Kalman étendu est l'une des techniques d'estimation les plus populaires et largement étudiées dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires. Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de Taylor au premier ordre.

Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires. Malheureusement, les preuves de stabilité et de convergence établies dans le cas des systèmes linéaires, ne peuvent être étendues de manière générale au cas des systèmes non linéaires.

#### IV.5.3 Observateurs à grand gain :

Les techniques dites à grand gain peuvent être appliquées sans transformation du système initial. Dans ce cas, la conception de l'observateur se fait directement à partir de la structure du système. Cette technique utilise la théorie de stabilité de Lyapunov pour adapter les techniques développées dans le cas linéaire. Des méthodes sont développées donnant des conditions suffisantes de convergence de l'état estimé vers l'état réel du système, pour la classe des systèmes non linéaires décrits par le modèle suivant [46] [38] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + f(u(t), x(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

La dynamique de l'état comporte une partie linéaire non commandée et une partie non linéaire commandée, vérifiant en général la condition de Lipschitz par rapport à  $x$ .

$$\|f(x_1) - f(x_2)\| \leq K\|x_1 - x_2\| \quad (\text{IV.18})$$

L'observateur à grand gain possède la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + f(\hat{x}(t), u(t)) - K(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (\text{IV.19})$$

L'appellation grand gain provient de la structure de l'observateur : lorsque la fonction non linéaire possède une grande constante de Lipschitz, la moindre erreur entre l'état réel et l'état estimé va se répercuter et croître. Par conséquent, le gain  $K$  de l'observateur (IV.19) doit être important pour compenser cette amplification de l'erreur.

La dynamique de l'erreur d'estimation  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$  se déduit de (IV.17) et (IV.19) :

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + f(x(t), u(t)) - f(\hat{x}(t), u(t)) \quad (\text{IV.20})$$

Il a été démontré dans, que si le gain  $K$  est choisi telle que :

$$k < \frac{\lambda_{\min}}{\lambda_{\max}} \quad (\text{IV.21})$$

Où  $k$  est la constante de Lipchitz de  $f(x(t), u(t))$ ,  $\lambda_{\min}(Q)$  et  $\lambda_{\max}(Q)$  sont les valeurs propres maximales et minimales.  $Q$  est une matrice symétrique définie positive et  $P$  est une matrice définie positive, solution de l'équation de Lyapunov :

$$(A - KC)^T P + (A - KC) = -Q \quad (\text{IV.22})$$

La synthèse de l'observateur consiste à ajuster les matrices  $P$ ,  $Q$  et  $K$  de façon à garantir l'égalité (VI.22). Ensuite, on vérifie si la condition (IV.21) est satisfaite. Ainsi, et malgré l'intérêt du résultat, cette méthode n'est pas constructive, elle ne donne aucune indication sur le choix d'un gain satisfaisant la condition (IV.21). Cette approche a été étendue par plusieurs auteurs.

Pour simplifier le problème on peut remplacer la matrice  $Q$  par une matrice identité ; et cela revient à choisir un gain  $K$  qui satisfait :

$$k < \frac{1}{\lambda_{\max}(P)} \quad (\text{IV.23})$$

Ces techniques dites à grand gain sont très répandues dans la littérature. Il s'agit principalement de techniques de vérification, qui permettent d'établir des conditions suffisantes de convergence de l'état estimé vers l'état réel. La structure de l'observateur non linéaire est une structure de Luenberger étendue au cas non linéaire [38].

### IV.6 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS :

Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), c'est une technique, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse en exploitant les tensions et courants statoriques, cette approche a été formulée la première fois par Schauder 1989 [50] [51], par un

système adaptatif avec modèle de référence composé de deux estimateurs de flux (modèle de référence et modèle ajustable), Les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit un mécanisme d'adaptation (un régulateur PI) qui génère la vitesse et il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée converge vers la valeur de référence.

Dans ce travail, il propose la technique MRAS basés sur le flux rotorique pour l'estimation de la vitesse mécanique, le choix de deux modèles (Référence et Ajustable) pour construire le flux rotorique à partir les grandeurs (tension et courant) de la machine asynchrone écrits dans le repère statorique. [52] [53] [54] [55] [56]

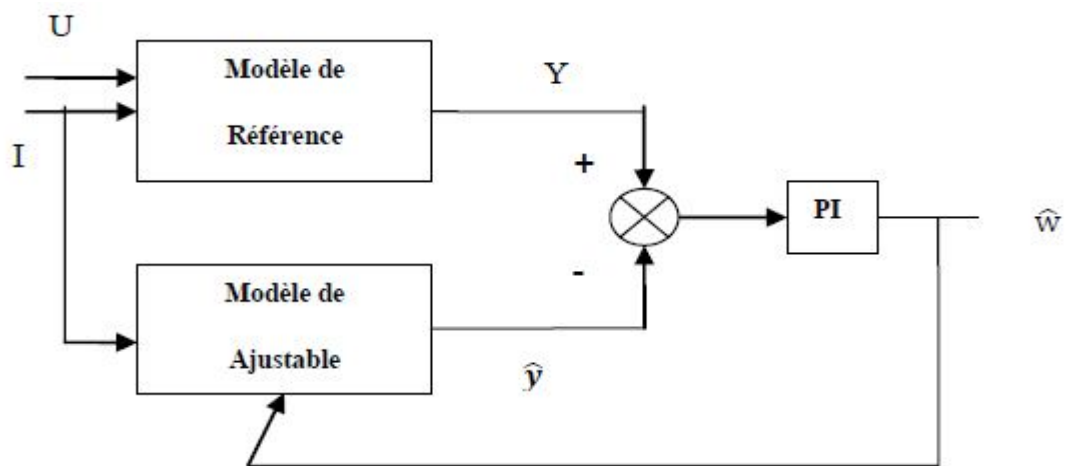


Fig IV.4 Configuration de base de la méthode MRAS

### IV.6.1 Modèles basés sur le flux rotorique :

Différentes méthodes de la MRAS ont été proposées par les chercheurs, la première, est celle qui utilise le flux rotorique de la machine, et qui se base sur le modèle en tension choisi comme référence, et le modèle en courant qui sera le modèle ajustable. [52] [57] [85]

Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général, tournant à la vitesse (en utilisant la notion complexe) est le suivant :

- La méthode de tension:

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d}{dt} \cdot \underline{\varphi}_s + j\omega_s \cdot \underline{\varphi}_s \tag{IV.24}$$

$$\underline{V}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d}{dt} \cdot \underline{\varphi}_r + j(\omega_s - \omega_m) \cdot \underline{\varphi}_r = 0 \tag{IV.25}$$

- Equations des Flux :

$$\underline{\varphi}_s = L_s \cdot \underline{i}_s + M \cdot i_r \quad (\text{IV.26})$$

$$\underline{\varphi}_r = L_r \cdot \underline{i}_r + M \cdot i_s \quad (\text{IV.27})$$

Avec :

$$M = l_m \quad w_r = (w_s - w_m) \quad (\text{IV.28})$$

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

$$\underline{e} = \underline{\hat{\varphi}}_r - \underline{\varphi}_{ref} \quad (\text{IV.29})$$

### IV.6.1.1 Modèle de référence (tension) :

Nous souhaitons estimer les composantes de  $\varphi_{ref}$  à partir de la mesure des courants statoriques  $\underline{i}_s$  et des tensions statoriques  $\underline{V}_s$ . Pour cela, nous devons utiliser les equations (IV.24), (IV.25) et (IV.27), Avec  $\omega_s = 0$

L'expression (IV.27) permet d'identifier  $i_r$  on à :

$$\hat{i}_r = \frac{1}{l_r} (\underline{\varphi}_{ref} - M \cdot \underline{i}_s) \quad (\text{IV.30})$$

En reportant (IV.30) dans (IV.26), il vient :

$$\underline{\hat{\varphi}}_s = l_s \cdot \underline{i}_s + M \cdot \left( \frac{1}{l_r} (\underline{\varphi}_{ref} - M \cdot \underline{i}_s) \right) \quad (\text{IV.31})$$

Ou encore :

$$\underline{\hat{\varphi}}_s = \frac{M}{l_r} \cdot \underline{\varphi}_{ref} + \left( l_s - \frac{M^2}{l_r} \right) \underline{i}_s \quad (\text{IV.32})$$

Avec le coefficient de dispersion  $\sigma$ :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_r \cdot l_s} \quad (\text{IV.33})$$

A partir de l'expression (IV.32) on obtient donc :

$$\underline{\hat{\varphi}}_s = \frac{M}{l_r} \cdot \underline{\varphi}_{ref} + \sigma \cdot l_s \cdot \underline{i}_s \quad (\text{IV.34})$$

En reportant (IV.34)

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d}{dt} \cdot \left( \frac{M}{l_r} \cdot \underline{\varphi}_{ref} + \sigma \cdot l_s \cdot \underline{i}_s \right) \quad (\text{IV.35})$$

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{M}{l_r} \frac{d}{dt} \cdot \underline{\varphi}_{ref} + \sigma \cdot l_s \cdot \frac{d}{dt} \cdot \underline{i}_s \quad (\text{IV.36})$$

$$\frac{d}{dt} \cdot \underline{\varphi}_{ref} = \frac{l_r}{M} \cdot (\underline{V}_s - R_s \underline{i}_s - \sigma \cdot l_s \cdot \frac{d}{dt} \cdot \underline{i}_s) \quad (\text{IV.37})$$

Ou encore :

$$\frac{d\varphi_{ref}}{dt} = \frac{L_r}{M} \cdot (V_s - R_s i_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_s}{dt}) \quad (\text{IV.38})$$

On peut tirer modèle de référence :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt}) \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt}) \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

#### IV.6.1.2 Modèle Ajustable (courant) :

Pour trouver l'équation du Modèle Ajustable, nous exprimons  $\underline{\hat{i}}_r$  (équation (IV.4)) tel que:

$$\underline{\hat{i}}_r = \frac{1}{l_r} \cdot (\underline{\hat{\varphi}}_r - M \cdot \underline{i}_s) \quad (\text{IV.40})$$

Puis nous exprimons aussi  $\frac{d}{dt} \underline{\hat{\varphi}}$  (équation (IV.25) et l'équation (IV.40)), ainsi nous avons :

$$\frac{R_r}{l_r} \cdot (\underline{\hat{\varphi}}_r - M \cdot \underline{i}_s) - j \cdot \hat{\omega}_m \cdot \underline{\hat{\varphi}}_r + \frac{d}{dt} \underline{\hat{\varphi}}_r = 0 \quad (\text{IV.41})$$

$$\frac{d}{dt} \cdot \underline{\hat{\varphi}}_r = -\frac{R_r}{l_r} \cdot \underline{\hat{\varphi}}_r + \frac{R_r}{l_r} \cdot M \cdot \underline{i}_s + j \cdot \hat{\omega}_m \cdot \underline{\hat{\varphi}}_r \quad (\text{IV.42})$$

$$\frac{d}{dt} \cdot \underline{\hat{\varphi}}_r = \left( -\frac{1}{T_r} + j \cdot \hat{\omega}_m \right) \cdot \underline{\hat{\varphi}}_r + \frac{M}{T_r} \underline{i}_s \quad (\text{IV.43})$$

On peut tirer le modèle ajustable :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{s\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{r\beta}) \\ \frac{d\hat{\varphi}_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{s\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} - \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{r\alpha}) \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé:

$$e_\varphi = \hat{\varphi}_{\alpha r} \cdot \varphi_{\beta r} - \hat{\varphi}_{\beta r} \cdot \varphi_{\alpha r} \tag{IV.45}$$

**IV.6.1.3 Mécanisme d’adaptation :**

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

$$\begin{cases} e_\varphi = \hat{\varphi}_{\alpha r} \cdot \varphi_{\beta r} - \hat{\varphi}_{\beta r} \cdot \varphi_{\alpha r} \\ \hat{\omega}_m = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot e_\varphi \end{cases} \tag{IV.46}$$

La figure (IV.5) représente le schéma de Principe d’un estimateur de vitesse par la techniques MRAS basé sur le flux rotorique:

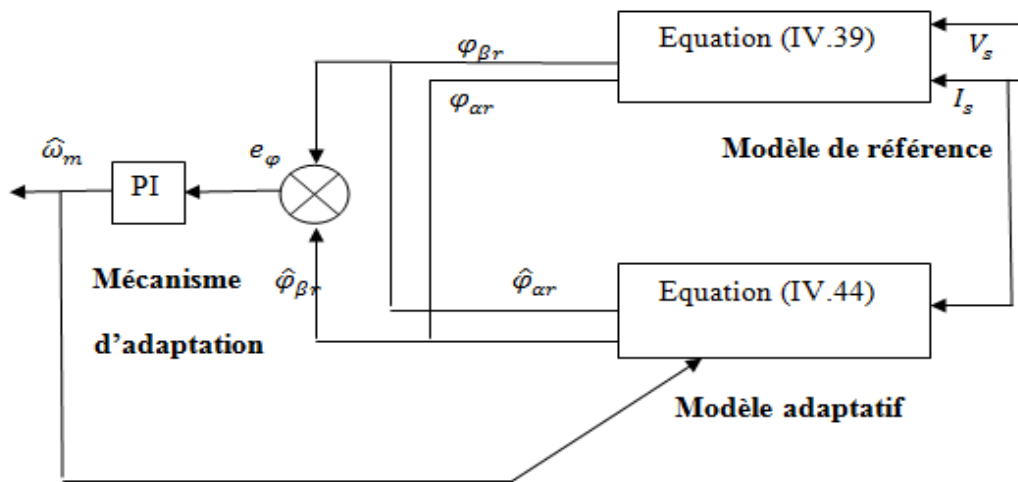


Fig IV.5 MRAS basé sur Le flux rotorique.

**IV.7 Conclusion :**

La commande sans capteur est en pleine évolution. Elle a pour but d’éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que fragilité, coût et bruit .Dans ce contexte, ce chapitre fait l’objet d’une implantation d’un observateur des flux rotoriques et des courant statoriques avec un mécanisme d’adaptation de la vitesse.

Dans ce chapitre nous avons présenté un état d’art sur les observateurs linéaires et non linéaires en donnant la méthodologie de synthèse de quelques un entre eux.

À travers ce chapitre, nous avons pu introduire notre commande sans capteur MRAS. L’avantage de cette commande est que a une solution potentielle pour mettre en application

des systèmes de contrôle de haute performance, particulièrement quand des caractéristiques dynamiques d'une usine sont mal connues.

*Chapitre V:*  
*Système mononduleur*  
*bimachine*

**V.1 Introduction :**

La commande DTC prédictive telle qu'elle est décrite dans le chapitre précédent sert à commander une seule machine asynchrone. Or, son adaptation n'est pas envisageable de façon directe pour commander deux machines asynchrones reliées en parallèle à un onduleur de tension. Pourtant, plusieurs questions peuvent être formulées à présent, parmi lesquelles on peut citer :

- Comment peut-on commander deux machines alimentées par un seul onduleur de tension?
- Quelles valeurs réelles et combien d'entre elles doit-on envoyer à la commande ?
- Comment peut-on faire l'observation d'états pour un système composé par deux moteurs à cage alimentés en parallèle par un seul onduleur de tension?

Plusieurs études ont été menées afin de trouver les réponses aux questions posées ci-dessus [59] [60].

Dans ce chapitre d'abord, une présentation des systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM) sera faite, afin de situer le système étudié. Ensuite, l'analyse de l'observation d'états sera prise en compte, en considérant l'adaptation d'une commande DTC prédictive pour contrôler les deux machines. Dans ce cas, les variables disponibles à l'entrée de la commande sont celles issues des deux machines. Puis, en fonction des résultats obtenus en simulation, l'une des deux possibles structures d'observation sera retenue. Finalement, plusieurs structures de contrôle basées sur la commande DTC prédictive seront envisagées et testées en simulation.[60]

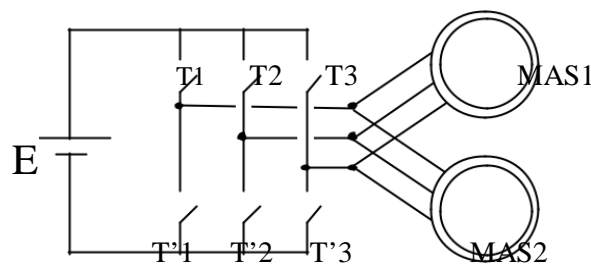
**V.2.Le Concept des systèmes multimachines multiconvertisseurs :**

Un système multimachine multiconvertisseur (SMM) peut être composé d'un convertisseur alimentant plusieurs machines ou de nombreux convertisseurs entraînant une seule machine ou même de la combinaison de ces deux possibilités. La caractéristique fondamentale de tout SMM, est l'existence d'au moins un couplage établi par les grandeurs énergétiques partagées entre les différents convertisseurs ou machines. Les couplages possibles sont principalement d'origine électrique, magnétique, mécanique, etc. Dans tous les cas, ils peuvent induire un surdimensionnement global du système, une dégradation de performances, ainsi que des problèmes de stabilité.[59]

Les premiers travaux publiés sur l'étude et la mise en œuvre des SMM dans le domaine de l'électrotechnique présentent principalement des solutions spécifiques pour des cas particuliers [61]. Actuellement, les SMM ont de nombreuses applications industrielles principalement en forte puissance, puisque leur association augmente leurs performances. Ils sont utilisés comme une extension des systèmes classiques, là où ces derniers ne suffisent plus [62].

### IIV.3 Le système Bimoteur Monoconvertisseur :

L'une des thématiques intéressantes dans le cadre des études des SMM, concerne la réduction des coûts de fabrication et de maintenance. Néanmoins, dans certains cas, il est nécessaire d'optimiser en plus les volumes des dispositifs et des composants embarqués dans un système.



**Fig V.1** Onduleur de tension alimentant deux machines asynchrones.

Le moteur asynchrone peut produire un couple électromagnétique constant sur une grande plage des vitesses de rotation. Ainsi, il est possible de garantir le même couple pour les deux moteurs similaires connectés en parallèle, même lorsque leurs vitesses sont différentes. Néanmoins, d'une part la mise en parallèle des moteurs établit un couplage électrique, vu que les enroulements statoriques des deux moteurs sont alimentés avec les mêmes tensions de sortie de l'onduleur.

Le fonctionnement de l'ensemble du système peut être remis en cause lors de la manifestation d'une perturbation mécanique, d'une variation des paramètres électriques des moteurs et/ou d'une perturbation électrique externe.[63]

### V.3.1 Représentation du système étudié selon le formalisme SMM :

La mise en parallèle de deux machines asynchrones correspond à un couplage électrique en amont, car le bus alternatif produit par l'onduleur de tension ( $O T$ ) est partagé.

En effet, les deux machines sont reliées aux mêmes points de connexions, ce qui implique des tensions d'alimentation communes. La dynamique du bogie ainsi que la loi de contact correspondent à des couplages mécaniques aval qui permet de générer un mouvement linéaire à partir des deux mouvements rotatifs issus des moteurs. On peut assimiler cet ensemble à deux convertisseurs mécaniques ( $CM 1$  et  $CM 2$ ) qui partagent la même plate -forme, dans ce cas la locomotive.[63]

La représentation de ce système est illustrée ci-dessous :

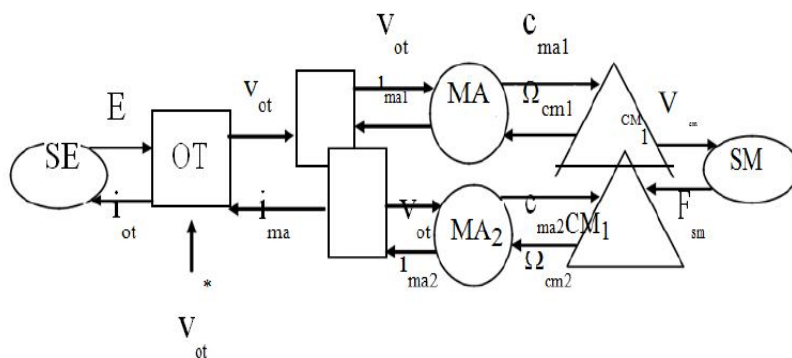


Fig V.2 Représentation SMM avec une charge commune.

### V.3.2 Structure d'une commande coopérative du système :

Si on applique rigoureusement le principe d'inversion, deux contrôles sont à réaliser et un critère de pondération est à définir pour résoudre le problème du couplage en amont. Le couplage mécanique en aval est quant à lui résolu par un classique critère d'équilibrage des couples.

Le critère de pondération permet de choisir la part des références de tension issues de chacun des contrôles  $V_{ot-m1}^*$  et  $V_{ot-m2}^*$  pour définir une tension de référence à appliquer sur l'onduleur  $V_{ot}^*$  donnée par :

$$V_{ot}^* = p v_{ot-m1}^* + (1 - p) v_{ot-m2}^* \tag{V.1}$$

A partir de cette relation théorique et universelle, on peut déduire plusieurs stratégies, permettant de minimiser le volume des algorithmes de commande à réaliser. Parmi ces

algorithmes on peut évoquer : le contrôle de type maître - esclave obtenu pour  $p = 0$  ; le moteur 2 est maître et le moteur 1 esclave suit le maître.

Le contrôle moyen est obtenu pour  $p = 1/2$ , le contrôle pondéré dans lequel le terme  $p$  permet de réduire les effets indésirables produits par une perturbation, etc.

Le but de la commande coopérative est de maintenir un fonctionnement correct du système, en réduisant les effets des couplages existants. la vitesse est considérée comme mesurable. Afin de simplifier le contrôle, la pondération est déplacée en amont des contrôles et s'effectue sur les mesures. Alors, un seul contrôle est nécessaire. Il correspond au "contrôle moyen" d'une machine fictive moyenne, recrée à partir des signaux de mesure des deux machines.[64]

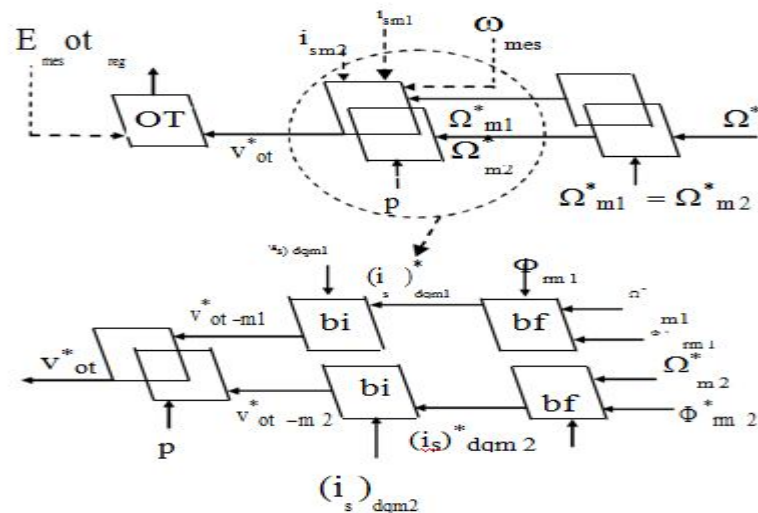


Fig V.3 Structure théorique de contrôle de l'entraînement

Le flux rotorique n'étant pas accessible pour des machines commerciales, il est donc indispensable de faire appel à un capteur indirect, c'est-à-dire l'observateur d'état. Pour le cas d'un système mono-onduleur bimoteur, deux différentes stratégies d'observation coopérative de flux rotorique sont envisagées [61]. Elles sont présentées dans les paragraphes qui suivent.

#### V.4 Stratégies d'observation coopérative pour un système Bimoteur :

Un observateur déterministe dit observateur de Luenberger d'ordre complet a été retenu comme méthode d'estimation des grandeurs électromagnétiques d'une machine asynchrone.

Le référentiel stationnaire (  $\alpha, \beta$  ) lié au stator a été choisi pour cet observateur afin de réduire le nombre d'opérations dans l'algorithme. Dans le cas d'un système bimoteur mono-onduleur, contrôlé à partir d'une commande dite moyenne, la fonction d'observation peut être définie de deux différentes façons

**V.4.1 L'observateur moyen :**

La première structure d'observation qui est d'ailleurs la plus simple est celle composée d'un seul observateur, soit un "observateur moyen". Dans ce cas la pondération est déplacée en amont de l'observateur de flux et s'effectue sur les mesures des machines.

C'est-à-dire que cet observateur est activé par les valeurs moyennes provenant des deux moteurs asynchrones (courants statoriques et vitesses de rotation). Cette fonction d'observation peut être établie à partir de ses grandeurs d'entrée et de sortie, de la manière suivante :[63]

$$obs_{moy} = (i_{sa}, i_{sb}, \omega_e, V_{s\alpha}^*, V_{s\beta}^*) = (\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}) \tag{V.2}$$

$$\text{Tel que : } i_{sa} = \frac{i_{sa-m1} + i_{sa-m2}}{2}$$

$$i_{sb} = \frac{i_{sb-m1} + i_{sb-m2}}{2}$$

$$\omega_e = \frac{\omega_{e-m1} + \omega_{e-m2}}{2}$$

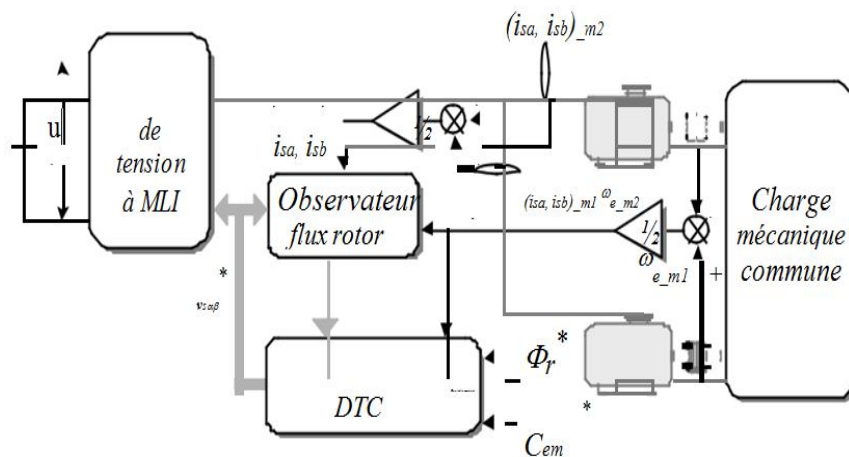


Fig V.4 L'observateur moyen dans une structure bimoteur monoconvertisseur.

V.4.2 L'observateur dual :

La deuxième structure utilise un observateur pour chaque moteur, afin d'obtenir la valeur moyenne des variables essentielles à partir des sorties des observateurs. La pondération est déplacée en amont, en l'effectuant sur les grandeurs observées. Cette configuration qui est montrée dans la Figure (V.5) a été appelée "observateur dual" [65]. Dans ce cas, la fonction qui détermine l'opération de l'observateur est définie par :

$$obs_{dual} = ( i_{sa-m1}, i_{sb-m1}, \omega_{e-m1}, i_{sa-m2}, i_{sb-m2}, \omega_{e-m2}, V_{sa}^*, V_{sb}^* ) = ( \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, i_{sa}, i_{sb} ) \tag{V.3}$$

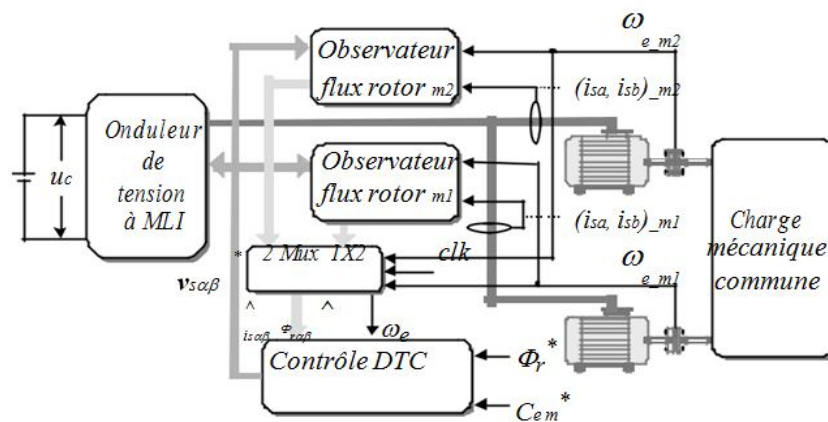


Fig V.5 L'observateur dual dans une structure bimoteur monoconvertisseur.

V.3.2 Structure d'une commande coopérative du système :

V.3.2.1 La commande pondérée (CP) :

Dans la méthode de commande pondérée deux coefficients de poids déterminent la prise en compte des grandeurs obtenues à partir des machines. Ils sont définis par  $0 \leq p \leq 1$ . Ce facteur peut être varié en fonction des critères du concepteur pour réduire au maximum les altérations du fonctionnement du système dues aux diverses perturbations. Normalement le système travail sous l'action d'une commande moyenne ( $p=0.5$ ), jusqu'à l'arrivée d'une perturbation.

Ce type de commande est présenté dans la figure (V.6). Afin de réduire la notation de la fonction qui appartient à cette commande, on a introduit l'opérateur de poids X, qui est appliqué à toutes les grandeurs estimées et/ou mesurées.[64]

Le critère de pondération permet de choisir la part des références de tension issues de chacun des contrôles  $V_{ot}^* - m1$  et  $V_{ot}^* - m2$  pour définir une tension de référence à appliquer sur l'onduleur  $V_{ot}^*$  donnée dans l'équation (V.1)

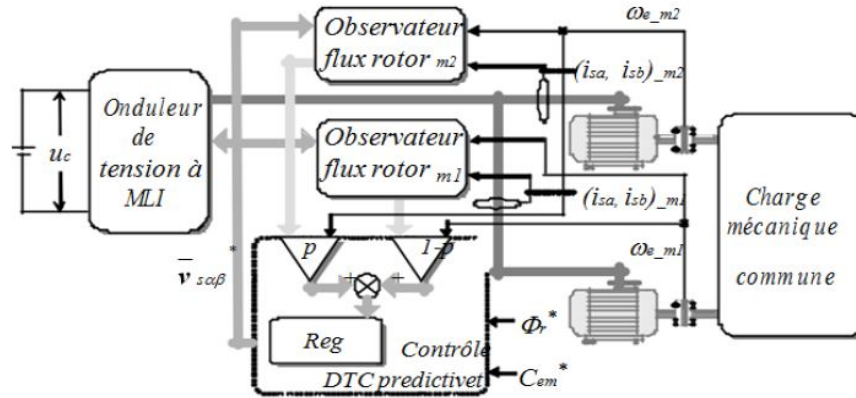


Fig V.6 CP dans une structure bimoteur monoconvertisseur.

La représentation de la commande pondérée selon le formalisme SMM est illustrée dans la figure (V.7) :[63]

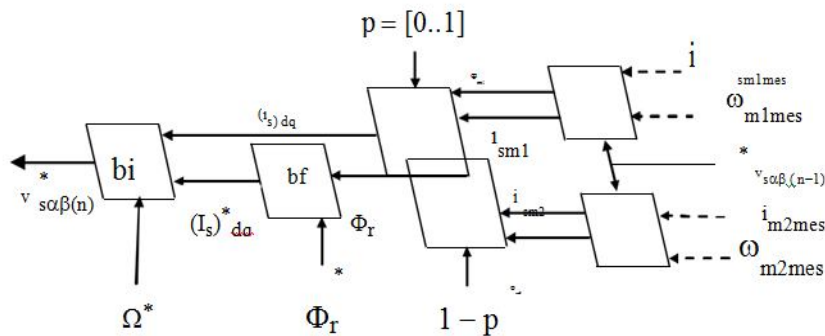


Fig V.7 Représentation de la CP selon le formalisme SMM.

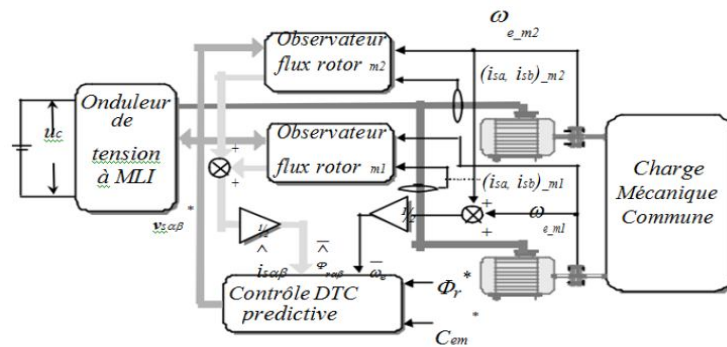
### V.3.2.2 La commande moyenne simple (CMS) :

La commande moyenne simple (CMS) prend en compte les grandeurs des deux moteurs, en recréant les grandeurs correspondantes à un “moteur moyen imaginaire” avec l’application d’un critère de pondération identique pour chaque moteur ( $p=0.5$ ).

## Chapitre V : système mononduleur bimachine

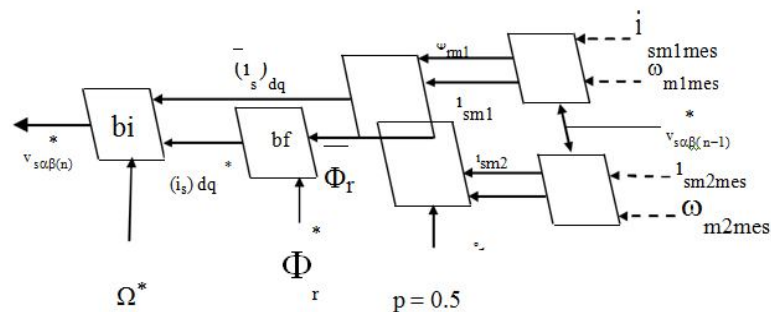
Le système étant commandé au moyen d'une commande directe du couple prédictive, il est nécessaire d'alimenter les entrées de la commande soit par mesures moyennes soit par les valeurs moyennes des grandeurs observées.[62]

La figure (V.8) montre la représentation de cette commande moyenne simple la valeur de  $p$  est fixe et égale à 0,5.



**Fig V.8** CMS appliquée dans une structure mono-onduleur bimoteur.

La représentation de la commande moyenne simple est illustrée dans la figure suivante :



**Fig V.9** Représentation de la CMS selon le formalisme SMM.

### V.3.2.3 La commande moyenne double (CMD) :

Dans le cas de cette commande les grandeurs de chaque machine sont prises en compte par la fonction d'observation et par le contrôle vectoriel individuel. La régulation des variables de contrôle est réalisée indépendamment pour chaque machine. C'est à la sortie des deux contrôles qu'on obtient les valeurs moyennes à partir des vecteurs de tension statorique de référence partiels ou individuels.[62]

La figure (V.10) montre la représentation de la commande moyenne double.

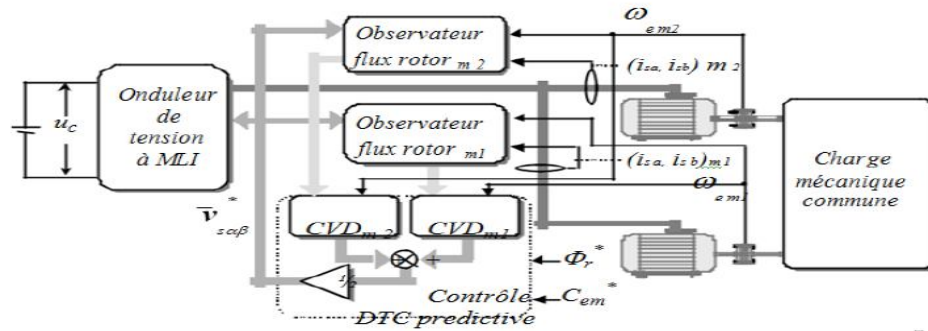


Fig V.10 La CMD dans une structure bimoteur monoonduleur.

La représentation de CMD selon le formalisme SMM est illustrée dans la figure suivante :

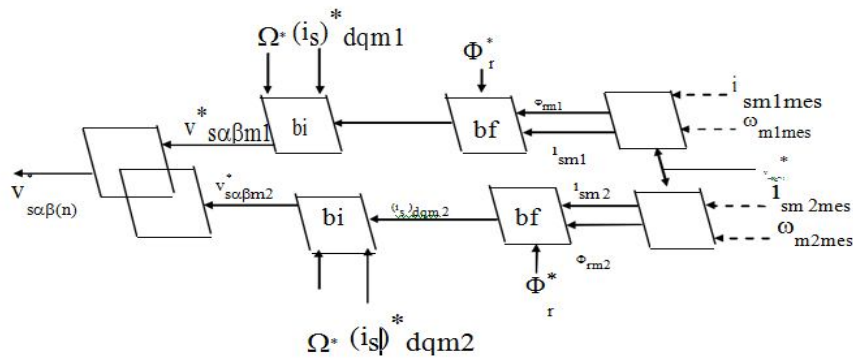


Fig V.11 Représentation de la CMD selon le formalisme SMM

### V.3.2.4 La commande maître – esclave (CME) :

Cette méthode de commande ne tient compte que des grandeurs d’une seule machine appelée “machine maître”, et l’autre machine, “machine esclave”, subit les tensions imposées par le contrôle sur la “machine maître”. Afin de représenter cette commande, on a fait le choix de prendre MAS2 comme le moteur maître.[63]

De façon générale, le coefficient de pondération  $p$  prend exclusivement soit la valeur zéro, soit la valeur un, afin de ne considérer que les grandeurs d’un seul moteur à la fois. Ce choix impose l’utilisation d’un seul observateur, celui du moteur maître associé à la commande. Par contre, si le système possède une structure avec l’observation duale, il est possible de commuter le moteur maître, en sélectionnant le coefficient de pondération adéquat.

Néanmoins, dans ce cas, le système n’est pas optimisé étant donné qu’il y a deux capteurs de courants statoriques et un capteur de vitesse qui ne sont pas utilisés.

La figure V.12 illustre la commande maître - esclave. La valeur de  $p$  est fixe et égale à 0.

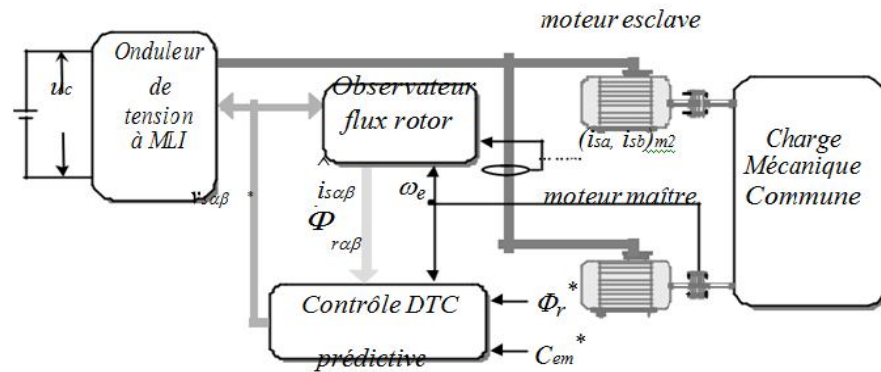


Fig V.12 Représentation de la CME appliquée dans une structure bimoteur monoonduleur.

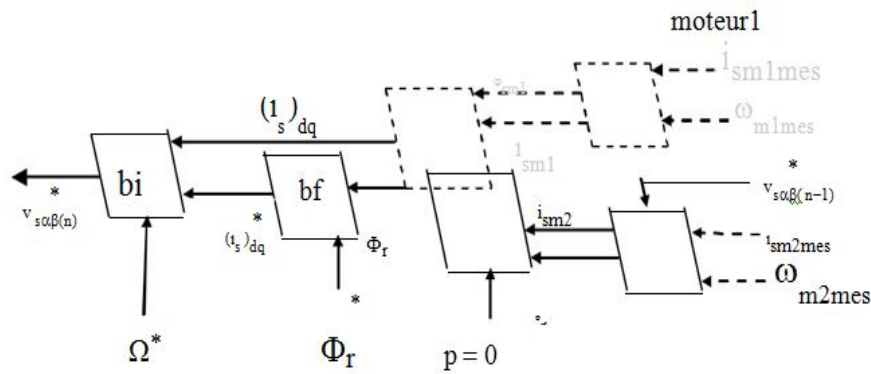


Fig V.13 Représentation de la CME selon le formalisme SMM.

### V.3.2.5 La commande maître – esclave alternée (CMEA) :

Elle est basée sur la méthode maître - esclave définie précédemment, mais à chaque nouvelle période d'échantillonnage le rôle des moteurs est permuté : le maître devient l'esclave et vice versa. Dans la fonction caractéristique de la commande, deux options sont déterminées par l'indice  $i$  qui prend les valeurs un et deux alternativement à chaque période d'échantillonnage. [66]

La figure (V-14) présente la représentation de la commande maître- esclave alternée.

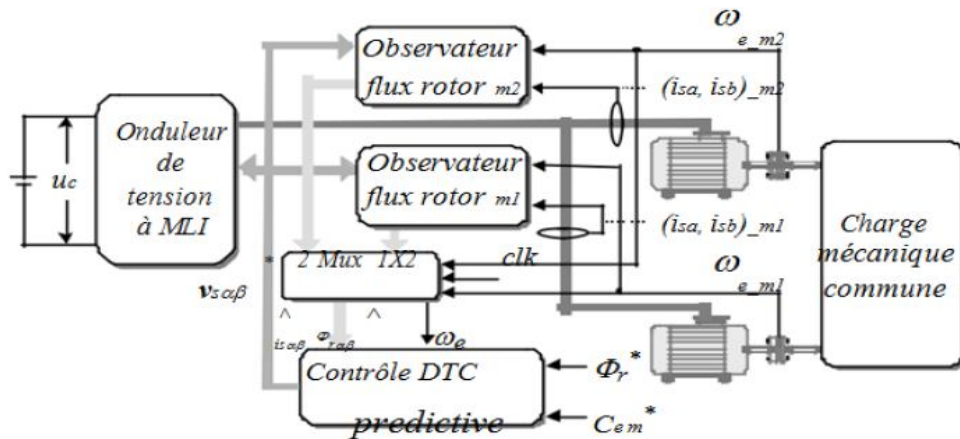


Fig V.14 La commande maître - esclave alternée dans une structure bimoteur mono-onduleur.

La représentation de la commande maitre-esclave alternée est illustrée dans la figure suivante

:

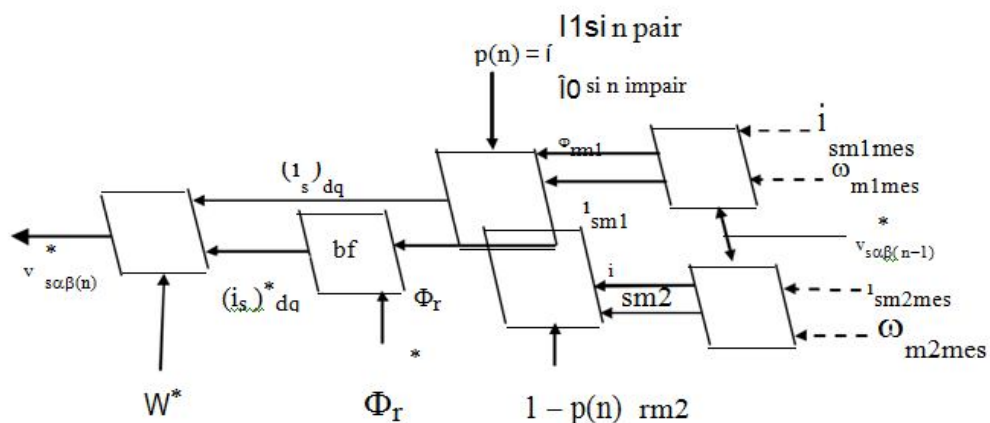
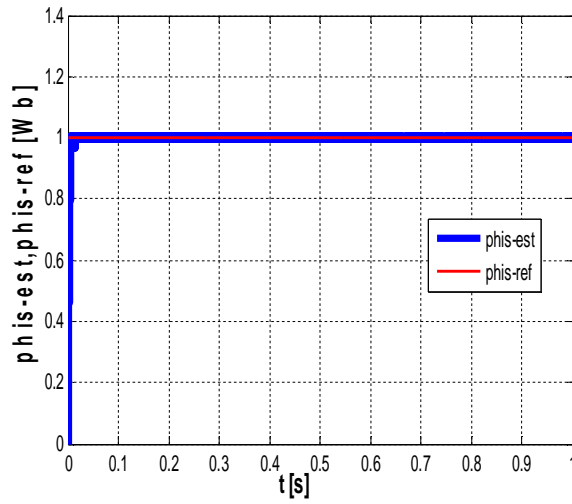
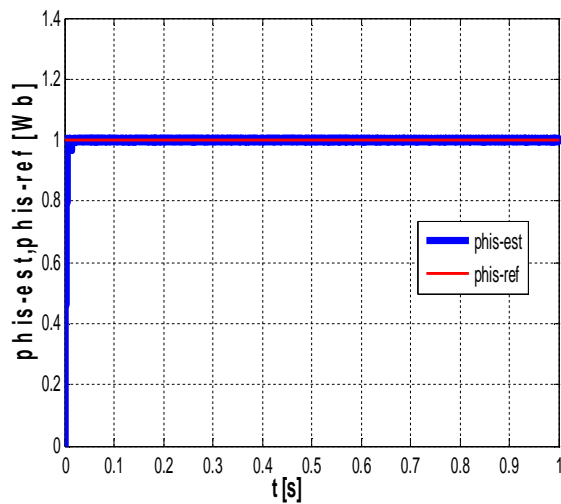
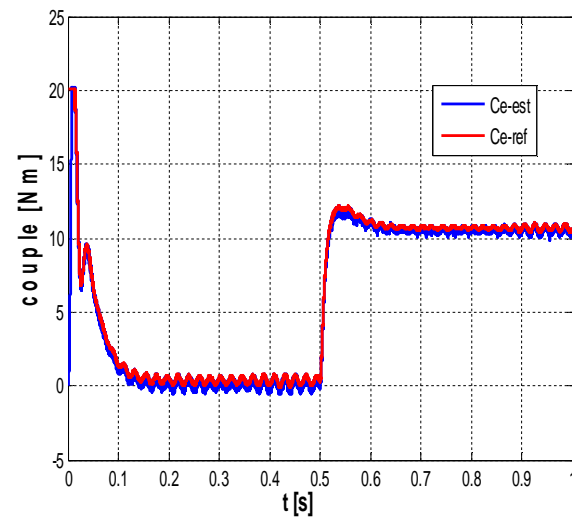
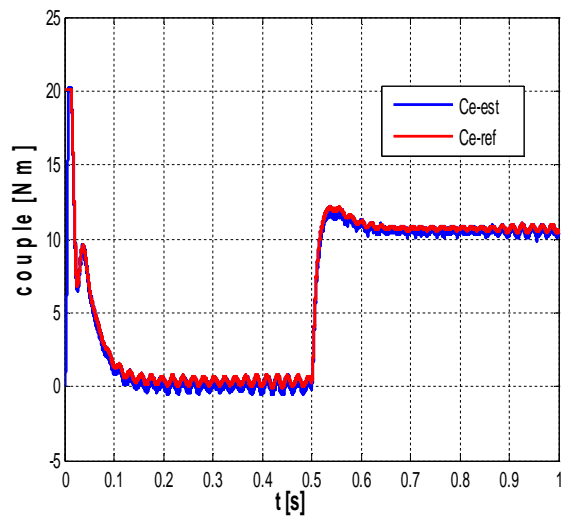
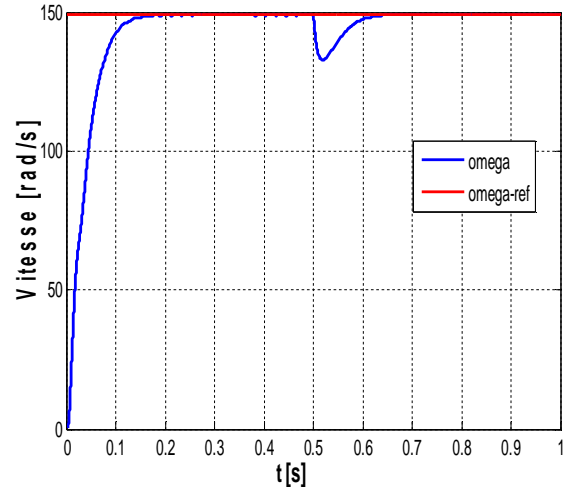
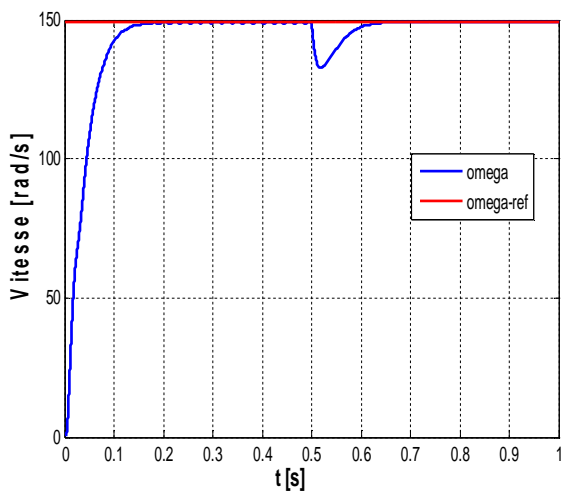
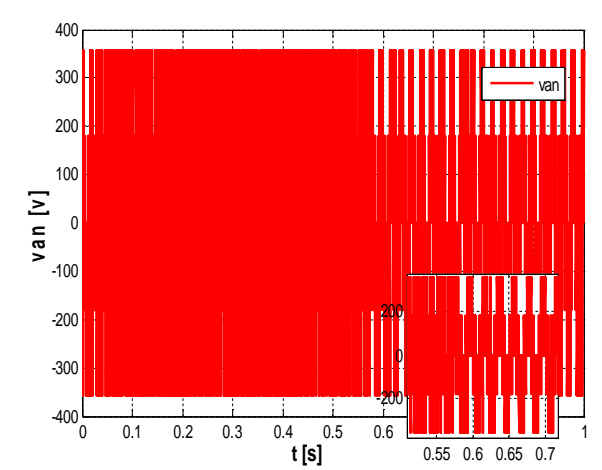
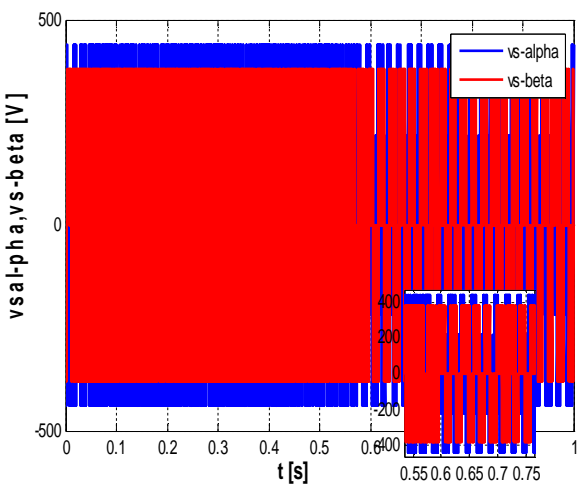
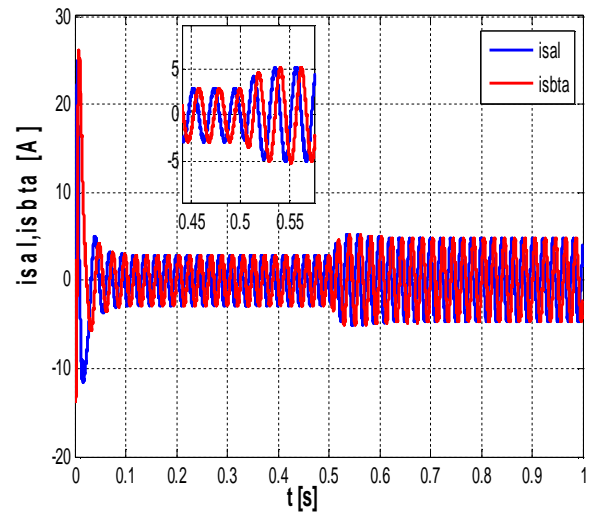
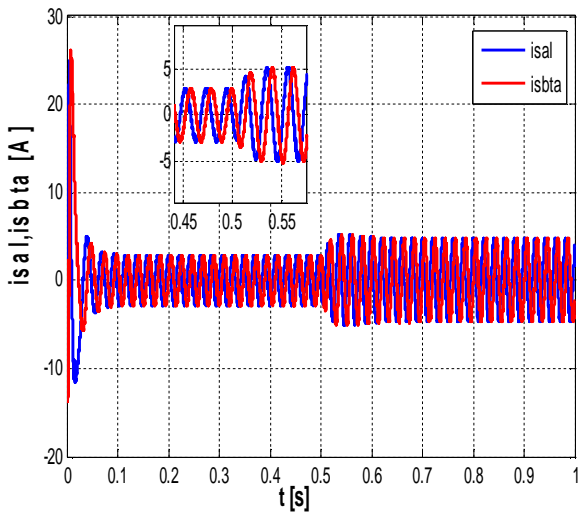
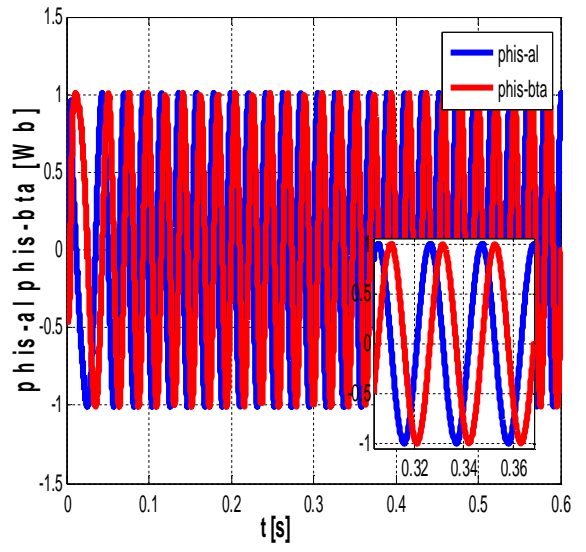
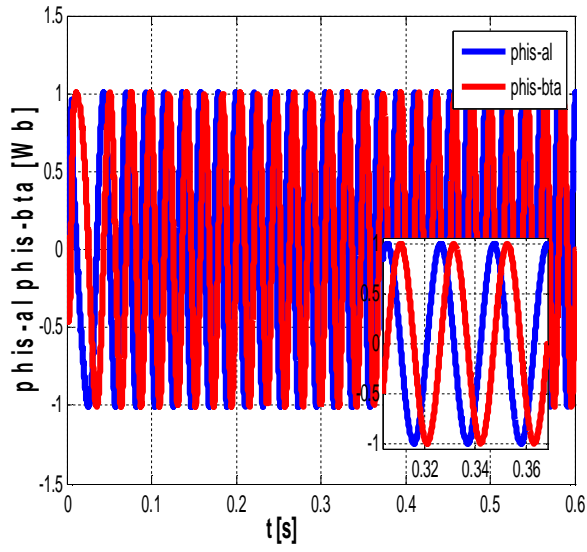


Fig V.15 Représentation de la commande MEA selon le formalisme (SMM).

#### V.4 Simulation :

Lors de cette étude nous avons simulé un système pour une vitesse de référence de (150rad/s) et un flux de référence de 1Wb pour les deux machine (MAS1, MAS2). Les résultats correspondants sont regroupés dans les figures qui suivent.





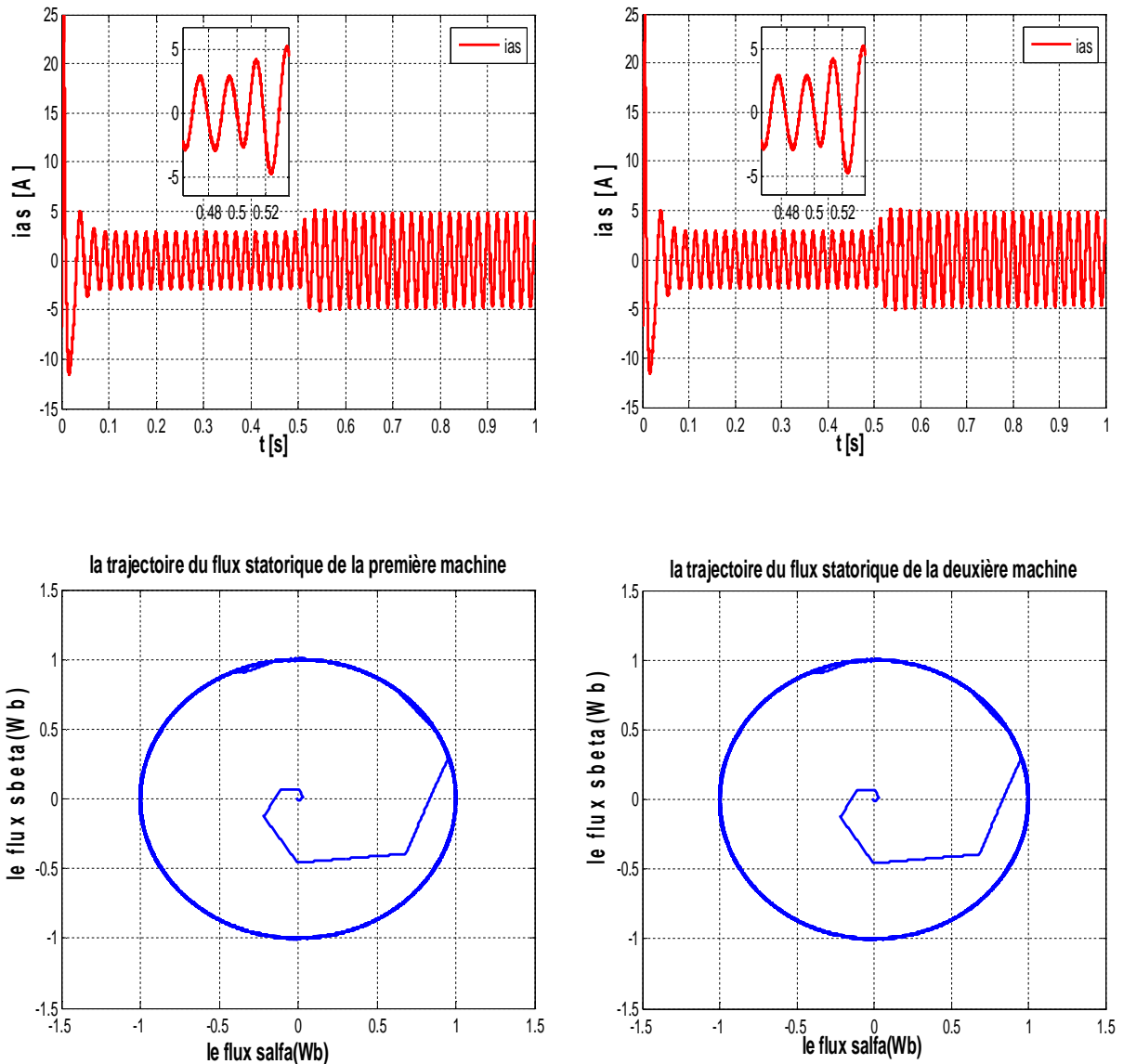


Fig V.16 Résultats de simulation d'un système bimoteur.

### V.5 Interprétation des résultats :

Les réponses de simulation sont identiques. Les vitesses des deux machines connaissent des diminutions lors de la variation de la résistance, ces diminutions sont plus importantes quand les valeurs des résistances rotoriques respectueuses des deux machines subissent des variations simultanées.

La vitesse suit la vitesse de référence choisie précédemment pour les deux machines du systèmes (MAS1, MAS2).

Avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et se stabilise à la valeur de sa référence. Après l'application de la charge résistive la vitesse de la machine esclave diminué et influencer la vitesse de la machine maître. À l'instant 0.5s la

vitesse de la machine maître et esclave connaît une chute puis se stabilise à nouveau à la valeur 150 rad/s.

Le flux estimé de deux machines sont identiques, suit parfaitement sa référence et se stabilise à la valeur 1wb. Le découplage des deux machines est réalisé.

Le flux statorique suit parfaitement sa référence il démarre du point (0.0) puis tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon 1Wb fixé par la consigne.

On remarque que le courant de deux machines présente une allure sinusoïdale bruitée plus oscillant au démarrage car il est contrôlé indirectement.

Pour la tension statorique, elle a une forme hachuré n'est pas similaire à la sinusoïde à cause de l'absence de la modulante.

Suivant les deux axes  $(\alpha, \beta)$ , on peut voir clairement que les flux de deux machine sont sinusoïdaux et d'amplitude égal la consigne.

Enfin on peut dire que les résultats de système bimoteur sont parfaitement identiques.

## **V.6 Conclusion :**

Les structures de commande dédiées aux systèmes de type mono-onduleur bimoteur sont fondées, dans une grande majorité, sur la commande DTC prédictive. Parmi les diverses méthodes retrouvées dans la littérature, d'abord on peut citer la commande moyenne qui prend en compte les valeurs moyennes obtenues à partir des grandeurs des deux machines, pour faire le contrôle d'une "machine moyenne imaginaire".

Ensuite, la commande maître - esclave qui ne prend on compte que les valeurs d'une seule machine. Pendant que l'autre, agit en fonction des tensions imposées par le contrôle sur la première.

Enfin, le contrôle pondéré dans lequel deux facteurs complémentaires dont la somme est égale à un, déterminent la prise en compte des grandeurs des machines. Par ailleurs, le système travaille normalement sous l'action d'une commande moyenne.

# *Conclusion Générale*

## Conclusion générale

---

### Conclusion générale :

L'objectif de ce travail est d'appliquer des techniques de commande à la machine asynchrone. Pour ce faire et atteindre notre objectif, nous avons commencé par présenter une étude théorique partant de sa construction jusqu'au principe de fonctionnement.

Comme la modélisation de tout système est nécessaire pour sa commande, le modèle mathématique dans deux repères a été dégagé et testé sous simulation dans un environnement MATLAB-Simulink.

La commande directe du couple, dite DTC en anglais, de la MAS a été appliquée et validée par simulation. Les résultats ont montré que c'est une technique de commande présentant plusieurs avantages néanmoins elle souffre de la non constance de la fréquence de commutation ce qui a conduit à un courant riche en harmoniques et par conséquent un couple ondulé.

Pour remédier à ce problème, l'association de la technique prédictive a apporté une amélioration sur la qualité du signal du courant ainsi que le couple électromagnétique et le flux.

L'objectif de ce travail consistait à proposer des méthodes d'estimation de la vitesse, basées sur la technique MRAS, capable de remplacer convenablement le capteur de vitesse dans la stratégie de commande indirecte du couple Ceci afin de diminuer le cout de la commande en éliminant le capteur de vitesse tout en gardant une bonne performance dynamique de la machine.

Dans le dernier chapitre, des perturbations mécaniques (externes) et électriques (internes) ont été utilisées comme référence afin d'établir les différences entre les comportements des commandes étudiées. On constate que la commande moyenne simple (CMS) garantit des comportements tout à fait acceptables dans la plupart des perturbations, cette commande n'arrive pas à réduire les oscillations dans les principales grandeurs du système.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir:

- L'utilisation des onduleurs multi niveaux pour augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés.

La recherche d'un observateur robuste de la vitesse mécanique et l'état électromagnétique de la machine, cette vois de recherche reste le point commun pour les déférents stratégies commande.

# *liste des références*

## liste des références

---

- [1] Bouakaz Ouahid "contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux " Thèse de magistère, Batna année 2005.
- [2] Lamine M, Traoré.A, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink " , msas\_pp038\_45
- [3] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN, AG".Thèse de doctorat, université Henri poicaré, Nancy-1,1999.
- [4] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ", Thèse de master, Université de Batna,2012.
- [5] Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master, Université –Msila.
- [6] Abdelli, R " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [7] Tamrabet Hanene " Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [8] Dissa Abdennour,"Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister, Université de Batna.
- [9] Guy Strutzer, Eddie Samigil, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés.Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs".
- [10] Abed Khoudir, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010.DSP''. Ellipses, Mars 2000.
- [11] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [12] Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister, Université de Batna 2001.
- [13] R. Mohamed, "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002.
- [14] "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ". PFE, Université M'sila, 2003.
- [15] Messai Med Brahim et Redouani Med Mokhtar," Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone ", Thèse de master , Université d'El-Oued,2014.

## liste des références

---

- [16] Zaidi Saida, " Commande non linéaire du moteur à induction ", thèse de magister , Université de Batna.
- [17] M. BOUSSAK, "Commande Numérique Vectorielle des Actionneurs Asynchrones triphasés". Support de cours : Commande des Actionneurs Electriques. Ecole Centrale de Marseille (ECM) –France. 2007
- [18] Kerrache Abdelaziz, Korichi Ahmed, "Commande DTC-SVM prédictive d'un moteur asynchrone a cage sans capteur mécanique, Université de Ouargla.
- [19] Professeur K. BARRA cours "électronique de puissance avancée" 1er année master électrotechnique. FSA Ain El Beida.
- [20] Ridha Zaitar, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone avec défaut", Mémoire Pour l'obtention du diplôme de Magister En Electrotechnique, Université Mouhamed Khider Biskra, 2013.
- [21] Paul-Etienne Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [22] Toufouti Riad, " Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone ", Thèse de doctorat en automatique, Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2008.
- [23] Rezgui Salah Eddin, " 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 ", Thèse De Doctorat En Automatique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [24] Hacene Bensaadi, "Commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2012.
- [25] K. Idjdarene, "Analyse et control d'une chaine de conversion électrique par énergie éolienne", Mémoire Magister en Electrotechnique, université de Bejaia 2005
- [26] R. Precup, H.Hellendoorn, "A survey on industrial applications of a fuzzy control" computersin industry joutnal 213-226. Elsevier 2011.
- [27] Hemmami Mohamed Ilyes, " commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant ", mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en : Electrotechnique Université Mohamed Khider- Biskra .
- [28] Mokhtari Bachir, " Implantation De La DTFC Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neuro Floue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée

## liste des références

---

- Par Des Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [29] Belkacem Sebti, "Contribution A la commande Direct Du Couple Du Machine A Induction ", Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Batna, Algérie, 2011.
- [30] J.P.Hautier, J.P.Caron « modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris 1995.
- [31] Malika Benaissa, " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC »" d'une machine asynchrone ; université de Batna 2012.
- [32] R. Kennel, "High Performance Speed Control Methods for Electrical Machines: An Assessment", Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile
- [33] Merabti Halim, "Commande prédictive par la théorie des intervalles flous et méta heuristiques", thèse doctorat université des frères Mentouri Costantine 2015.
- [34] Touati Boubaker et Hamouga Omar, " Commande prédictive appliqué à une machine synchrone alimenté par un onduleur triphasé " mémoire de fin d'étude, université Echahid Hamma lakhdar d'el Oued 2017.
- [35] Mohamed Laarbi Saidi, " Coommande des systèmes dynamique linéaires et non linéaires par stratégie prédictive", thèse de doctorat université Annaba 2006.
- [36] Mesloub Hayette, "Commande DTC Prédictive d'Une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse Doctorat, Université de Biskra 2016
- [37] Amor Khlaief, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants permanents".
- [38] Mr. Abdoune abdelkrim «Commande à structure variable par Observateur D'un robot manipulateur rigide de type SCARA» thèse magister en automatique. Université d'Oranesenia. 2014.
- [39] Akhenak. A « Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle application au diagnostic » thèse Doctorat. Centre de recherche en automatique de NANCY. 2004
- [40]:F.Bouazza, « Commande Sans Capteur De Vitesse D'une MRV. » Thèse de magister, université de Batna 2012.
- [41]:C. CANADUS DE WIT « Commande des Moteurs Asynchrones, V2 Optimisation Discrétisation et Observateurs. » HERMES Science Publications, 2000, Paris.
- [42] :Ana M. LLOR, « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteur synchrones a aimants Permanents », Thèse doctorat, Université Carlos III de Madrid

## liste des références

---

- [43] XU.A. « Observateurs adaptatifs non linéaires et diagnostic de pannes » thèse de Doctorat . Université de Rennes .2002.
- [44] Boukhobza.T « Observateur à mode glissant et forme d'observabilité et analyse et synthèse des commande par ordres supérieurs » thèse PhD .Laboratoire des signaux et systèmes .Université de Paris- Sud Orsay.1997.
- [45] Hakiki.K, Mazari.B, Djaber.S, « Observation par mode glissant sous forme triangulaire à ingestion de sortie d'un robot pneumatique » ( L.A.AS) ENSET-ORAN .
- [46] Nait Slimani.B, « Synthèse d'observateur non linéaire : application au diagnostic des défauts » thèse de magister .Université Tizi Ouzou.
- [47]:B.Mokhtari, « Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle Neuron-Flou : Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleur de tension à deux et à trois niveaux. », Thèse de magistère, Batna, 24.11.2004.
- [48]:F.Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, 07 janvier 2005
- [49] Alaoui.M « Commande et observateur par mode glissant d'un système de pompage et d'un bras manipulateur » thèse de Doctorat .Université de Fès.2009
- [50] C. SCHAUDER, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational Transducers" Article,1992.
- [51] R .Salaheddine, « commande de machine électrique en environnement ».Magistère Université Mentouri de Constantine Algérie ,2009.
- [52] A. Mebarka," différentes structures MRAS pour l'estimation de la vitesse du moteur asynchrone" mémoire magistère, université des sciences et de la technologie d'Oran, 2010
- [53] M. Mohamed « Estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone dans la commande DTC » Université Dr. Moulay Tahar, Saïda. 2011.
- [54] M. Salima, "commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone" thèse de doctorat université mentour constantne, 2009
- [55] B. Bekhiti , K. Abdellah , " model reference adaptive system MRAS control to three-phase induction motor" article. February ,2015.
- [56] I. Issad, A. Larabi, F.Mezaach," Commande par la méthode DTC à fréquence de modulation constante d'une machine asynchrone sans capteur mécanique " Article, Laboratoire des systèmes électriques et industriels (LSEI), Faculté d'Electronique et Informatique (FEI), USTHB, Alger, Algérie

## liste des références

---

- [57] A. Hashim, O. Ahmed "Speed Sensor less Vector Control of Induction Motors Using Rotor Flux based Model Reference Adaptive System" Article, SUST Journal of Engineering and Computer Science (JECS), 2015.
- [58] M. Mostefai, A. Bendiabdellah, "A MRAS-based Speed Sensor less Direct Vector Control of Induction Motor with Rotor-Inverse Time Constant Adaptation ", Article, 2008
- [59] A. Bouscayrol, et al., "Multi-machine multi-converter systems: applications to electromechanical drives," EPJ Applied Physics, Vol. 10, No. 2, 2000, pp. 131-147.
- [60] A. Bouscayrol, et al., "Control Structures for Multi-machine Multi-converter Systems with Downstream Coupling," in EPE 2001 Conf. Record, Graz.
- [61] A. Bouscayrol, "Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones", Thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 1995.
- [62] J. Belhadj, "Commande direct en couple d'une machine asynchrone; Structures d'observation; Application aux systèmes multimachines multiconvertisseurs", Thèse de doctorat, INPT, 2001.
- [63] R. Pena Eguiluz, "Commande algorithmique d'un système mono onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire", thèse de doctorat, polytechnique, Toulouse, 2002.
- [64] K. Hadjij et A. Selmoune, "commande vectorielle de la machine asynchrone", Mémoire d'ingénieur, Option : Electromécanique, Université de M'sila, 2004
- [65] R. Peña-Eguiluz, M. Pietrzak-David and B. de Fornel, "Observation Strategy in a Mean Control Structure for Parallel Connected Dual Induction Motors in a Railway Traction Drive System," in EPE 2001 Conf. Record, Graz
- [66] F. Morand, " technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machine asynchrones ", thèse de doctorat, automatique de Lyon, 2005.

*Annexe*

## Annexe

---

### Paramètres de la machine asynchrone utilisée dans la simulation

Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Fréquence nominale	50 Hz
Vitesse nominale	1500 tr/mn
Tension nominale	220/380 V
Résistance statorique	$R_s = 4.85$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805$
Inductance statorique	$l_s = 274$ mH
Inductance rotorique	$l_r = 274$ mH
Inductance mutuelle	$l_m = 258$ mH
Moment d'inertie	$j = 0.031$ kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	$f = 0.00114$ kg. m <sup>2</sup> /s