

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

---



Université Dr. Tahar Moulay de Saïda  
Faculté de la Technologie  
Département d'Electrotechnique



## Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

**Master (LMD)**

**Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE**

**Filière : ELECTROTECHNIQUE**

Intitulé :

---

**Commande de la machine à double alimentation avec et sans capteur de vitesse**

---

Présenté par :

**Mazari Fafa  
Sadji Nesrin**

Devant le jury composé de :

**Dr. M. MANKOUR  
Dr. Dj. CHERIFI  
Dr. K. BELGACEM**

Président  
Encadreur  
Examineur

Promotion 2019-2020

# *Remerciements*

Avant tout, nous remercions le dieu, le tout puissant, de nous avoir donné le courage et la volonté pour accomplir ce travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur **Dr. CHERIFI** pour sa disponibilité, ses conseils précieux pendant la période de la réalisation de ce travail

Nos respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury pour l'intérêt porté sur notre travail.

Nos remerciements vont également à tous les personnes qui nous ont aidées à réaliser ce travail.

Enfin, nous adressons nos vifs remerciements à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont assisté à notre formation.

# DEDICACE

*Je dédie ce travail*

*A ma famille, Particulièrement parents ma mère et mon père,  
pour leur patience, leur amour, leur soutien et leur encouragements.  
à mes frères, à mes amies et mes camarades.*

*A tous mes professeurs, et mon encadreur : **Dr.CHERIFI**  
Atout les personnes qui mon aides de prés ou de loin pour réaliser ce  
travail.*

*S.Nesrin*

# dédicace dédicace

**Je dédie ce travail à :**

**A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études .Que dieu leurs procure une bonne santé et longue vie.**

**A mon encadreur docteur CHRRIFI Djamila pour son soutien et son aide elle m'a dirigé tout au long de ma recherche**

**A mes chers frères : Fredj et Abdelkrim**

**A mes sœurs : Lamia et Sara**

**A tous mes amis**

**A mon binôme Nesrine**

**A toute ma famille**

**et a tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce travail soit possible .je tien à vous remercier**

**MAZARI Fafa**

---

# *Sommaire*

---

# Sommaire

Avant propos	
Sommaire	
Liste des figures	
Liste des symboles	
<b>Introduction générale</b> .....	<b>01</b>
<b>Chapitre I : Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation</b>	
<b>I.1. Introduction</b> .....	<b>03</b>
<b>I.2. Présentation de la machine asynchrone à double alimentation</b> .....	<b>03</b>
<b>I.3. Principe de Fonctionnement de la MADA</b> .....	<b>04</b>
<b>I.4. Modes de fonctionnement de la MADA</b> .....	<b>04</b>
I.4.1. Fonctionnement en moteur hypo synchrone .....	<b>04</b>
I.4.2. Fonctionnement en moteur hyper synchrone .....	<b>05</b>
I.4.3. Fonctionnement en génératrice hypo synchrone.....	<b>05</b>
I.4.4. Fonctionnement en génératrice hyper synchrone .....	<b>05</b>
<b>I.5. Différentes stratégies de commande de la MADA</b> .....	<b>06</b>
I.5.1. Commande de la MADA par un seul convertisseur .....	<b>06</b>
I.5.2 Commande de la MADA par deux onduleurs.....	<b>07</b>
<b>I.6. Avantages et inconvénients de la MADA</b> .....	<b>08</b>
I.6.1. Avantages de la MADA .....	<b>08</b>
I.6.2. Inconvénients de la MADA .....	<b>08</b>
<b>I.7. Domaines d’application de la MADA</b> .....	<b>09</b>
<b>I.8. Conclusion</b> .....	<b>09</b>
<b>Chapitre II : Modélisation de la MADA et de son Alimentation</b>	
<b>II.1. Introduction</b> .....	<b>11</b>
<b>II.2. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MADA</b> .....	<b>11</b>
<b>II.3. Modèle triphasé de la MADA</b> .....	<b>11</b>
II.3.1. Représentation de la machine dans l’espace électrique .....	<b>11</b>
II.3.2. Equations électriques de la machine.....	<b>12</b>
II.3.3. Equations magnétique .....	<b>13</b>
II.3.4. Le couple électromagnétique.....	<b>14</b>
<b>II.4. Modélisation diphasée de la MADA</b> .....	<b>15</b>
II.4.1. Transformation de park .....	<b>15</b>
II.4.2. Equations électriques dans le repère de park.....	<b>18</b>
II.4.3. Equation magnétiques .....	<b>18</b>
II.4.4. Le couple électromagnétique.....	<b>19</b>
II.4.5. Choix de référentiel de park .....	<b>19</b>

<b>II.5. Modèle Mathématique de la MADA .....</b>	<b>19</b>
<b>II.6. Modélisation de l'alimentation de la MADA.....</b>	<b>20</b>
II.6.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie .....	20
II.6.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion .....	23
<b>II.7. Résultats de simulation.....</b>	<b>25</b>
<b>II.8. Conclusion .....</b>	<b>27</b>
<b>Chapitre III : Commande vectorielle par du flux de la MADA</b>	
<b>III.1. Introduction.....</b>	<b>28</b>
<b>III.2. But et principe de commande vectorielle par l'orientation du flux .....</b>	<b>28</b>
<b>III.3. Variantes se la commande vectorielle.....</b>	<b>29</b>
<b>III.4. Méthodes d'orientation de flux rotorique.....</b>	<b>30</b>
III.4.1. Méthode direct .....	31
III.4.2. Méthode indirecte .....	31
<b>III.5. Application de la commande vectorielle à la MADA .....</b>	<b>32</b>
III.5.1. Nécessité du découplage.....	32
III.5.2. Découplage par compensation .....	33
III.5.3. Calcul des correcteurs .....	34
a. Régulateur PI de courant.....	34
b. Correcteur du flux $\phi_{rd}$ .....	35
d. Régulateur PI de vitesse .....	36
<b>III.6. Schéma de commande.....</b>	<b>37</b>
<b>III.7. Résultats de simulations et interprétations .....</b>	<b>39</b>
III.7.1 Tests des performances .....	39
<b>III.8. Conclusion.....</b>	<b>47</b>
<b>Chapitre IV : Commande de la MADA sans Capteur Mécanique par Observateur de Luenberger</b>	
<b>IV.1. Introduction .....</b>	<b>48</b>
<b>IV.2. Principe d'un observateur .....</b>	<b>48</b>
IV.2.1. Choix des grandeurs .....	49
IV.2.2. Détermination de la matrice de gains L.....	50
<b>IV.3. Application de l'observateur de Luenberger à la MADA .....</b>	<b>51</b>
IV.3.1. Modèle d'état de la MADA dans le repère $(\alpha,\beta)$ .....	51
IV.3.2. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger .....	51
IV.3.3. Observateur adaptatif de Luenberger (Estimation de la vitesse) .....	52
<b>IV.4. Résultats de simulation et interprétations.....</b>	<b>56</b>
<b>IV.5. Conclusion .....</b>	<b>60</b>
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>61</b>

**Bibliographie**.....63  
**Annexes**

---

## *Liste des Figures*

---

## *Liste des figures*

### *Chapitre I*

<b>Figure (I.01)</b>	: Symbole d'une Machine Asynchrone à double Alimentation	03
<b>Figure (I.02)</b>	: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	03
<b>Figure (I.03)</b>	: Fonctionnement de la machine en moteur hypo synchrone	04
<b>Figure (I.04)</b>	: Fonctionnement de la machine en moteur hyper synchrone	05
<b>Figure (I.05)</b>	: Fonctionnement de la machine en génératrice hypo synchrone	05
<b>Figure (I.06)</b>	: Fonctionnement de la machine en génératrice hyper synchrone	06
<b>Figure (I.07)</b>	: MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor	06
<b>Figure (I.08)</b>	: MADA fonctionnée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs	07
<b>Figure (I.09)</b>	: Fonctionnement de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers Un redresseur commun	07

### *Chapitre II*

<b>Figure (II.01)</b>	: Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone triphasé à double alimentation	12
<b>Figure (II.02)</b>	: Repérage angulaire du système d'axes (d,q) associé au stator de la machine	16
<b>Figure (II.03)</b>	: Repérage angulaire des systèmes d'axes (d,q) associé au rotor de la machine	16
<b>Figure (II.04)</b>	: Schéma synoptique d'une MADA et de son alimentation	21
<b>Figure (II.05)</b>	: Onduleur de tension pour l'alimentation de la MADA	22
<b>Figure (II.06)</b>	: Principe de la technique MLI Sinus-Triangle	24
<b>Figure (II.07)</b>	: Description de la commande M.L.I. sinus - triangle	25
<b>Figure (II.08)</b>	: Simulation de la MADA en cas d'une alimentation directement par un réseau triphasé	26
<b>Figure (II.09)</b>	: Simulation de la MADA en cas d'une alimentation par deux onduleurs de tension à MLI Sinus-triangle	27

### *Chapitre III*

<b>Figure (III.01)</b>	: Principe de commande découplée pour la machine à CC à excitation séparée et la MADA	29
<b>Figure (III.02)</b>	: Principe de la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique	30

<b>Figure (III.03)</b>	: Boucle de régulation de la commande direct du courant statorique	34
<b>Figure (III.04)</b>	: Schéma bloc de régulation du flux rotorique	35
<b>Figure (III.05)</b>	: Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur PI	36
<b>Figure (III.06)</b>	: Schéma de principe d'une commande vectorielle directe de la MADA	38
<b>Figure (III.07)</b>	: Réglage de vitesse par la commande vectorielle direct, démarrage à vide	39
<b>Figure (III.08)</b>	: Réglage de vitesse par la commande vectorielle direct, avec application de couple de charge ( $\pm 10$ N.m) entre les instants $t_1 = 1$ s et $t_2 = 2$ s suivi d'une inversion du sens de rotation à $t = 2.5$ s	40
<b>Figure (III.09)</b>	: Test de robustesse pour une variation de résistance $R_r$ de $\pm 50\%$	42
<b>Figure (III.10)</b>	: Test de robustesse pour une variation de résistance $R_s$ de $\pm 50\%$	43
<b>Figure (III.11)</b>	: Test pour une variation de l'inductance statorique de 20% de $L_{sn}$	44
<b>Figure (III.12)</b>	: Test de robustesse pour une variation de moment d'inertie de $2 \cdot J_n$	45
<b>Figure (III.13)</b>	: Test de robustesse pour une variation de l'inductance rotorique de 20% de $L_{rn}$	46

## *Chapitre IV*

<b>Figure (IV.01)</b>	: Principe d'un observateur d'état	49
<b>Figure (IV.02)</b>	: Schéma Bloc de l'observateur de Luenberger pour l'estimation de la vitesse	54
<b>Figure (IV.03)</b>	: Structure générale de la commande sans capteur de la MADA basée sur l'observateur de Luenberger	55
<b>Figure (IV.04)</b>	: Résultats de simulation de la DFOC sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge puis d'une inversion de sens de rotation	57
<b>Figure (IV.05)</b>	: Résultats de simulation de la DFOC sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger lors de variation de +50% de $R_r$ .	59
<b>Figure (IV.06)</b>	: Résultats de simulation de la DFOC sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger lors de variation de +50% de $R_s$ .	59

---

## *Liste des Symboles*

---

## *Liste des symboles*

---

$P_s$	: puissance de stator
$P_r$	: Puissance de rotor
$P_m$	: Puissance mécanique
$\Omega$	: Vitesse de rotation mécanique
$L$	: Inductance du bus continu
$C$	: capacité du bus continu
f.m.m	: Force magnétomotrice
$\theta$	: angle entre un enroulement rotorique et son homologue statorique
$\vec{S}_{a,b,c}$	: Axes de phases statoriques
$\vec{R}_{a,b,c}$	: Axes de phases rotoriques
$V_{s\ a,b,c}$	: Tensions statorique dans un repère triphasé
$V_{r\ a,b,c}$	: Tensions rotorique dans un repère triphasé
$I_{s\ a,b,c}$	: Courants statorique dans un repère triphasé
$I_{r\ a,b,c}$	: Courants rotorique dans un repère triphasé
s,r	: indices relatifs au stator et au rotor respectivement
$[ ]^T$	: Matrice transposée
$R_s, R_r$	: Résistance d'une phase d'un enroulement au stator (respectivement rotor)
$L_s, L_r$	: Inductance propre d'un enroulement statorique(respectivement rotorique)
$m_s, m_r$	: inductance mutuelle entre deux enroulements stator et rotor
$m_{sr}$	: Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique
$M_{sr}$	: Inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique
$\sigma$	: coefficient de dispersion magnétique
$P$	: nombre de paire de poles
$f$	: coefficient de frottement visqueux
$J$	: inertie du moteur chargé
$\theta_s, \theta_r$	: angle entre la phase a du stator (respectivement rotor) et l'axe d
$C_{em}$	: couple électromagnétique
$C_r$	: couple de charge

---

---

$\Phi_{s\ a,b,c}, \Phi_{r\ a,b,c}$	: flux des phases a,b,c statoriques et rotoriques respectivement
[P]	: Matrice de park
$X_{a,b,c}$	: Axes correspondant à un repère triphasé
$X_{\alpha,\beta,o}$	: Axes correspondant à un repère diphasé
$X_{d,q,o}$	: Axes correspondant à un repère diphasé tournant
$V_{s\ \alpha,\beta,o}$	: tensions statorique dans un repère diphasé
$V_{r\ \alpha,\beta,o}$	: tensions rotorique dans un repère diphasé
$I_{s\ \alpha,\beta,o}$	: courants statorique dans un repère diphasé
$I_{r\ \alpha,\beta,o}$	: courants rotorique dans un repère diphasé
$V_{s\ d,q,o}$	: tensions statorique dans un repère Park
$V_{r\ d,q,o}$	: tensions rotorique dans un repère Park
$I_{s\ d,q,o}$	: courants statorique dans un repère Park
$I_{r\ d,q,o}$	: courants rotorique dans un repère de Park
X	: Vecteur d'état
U	: Vecteur de commande
$i_a$	: Courant d'induit
$i_e$	: Courant d'inducteur
$X^*$	: Grandeur de référence
$\hat{X}$	: Grandeur estimée
$T_s, T_r$	: constante de temps électrique au stator (respectivement au rotor)
$I^*$	: courant de référence
$K_p$	: gain proprtionnel du contrôle des courants rotoriques
$K_i$	: gain intégrale du contrôle des courants rotoriques
G(s)	: Fonction de transfert en boucle ouverte
P(s)	: polynômes caractéristique
$\xi$	: coefficient d'amortissement
$\omega_0$	: pulsation propre
H(s)	: Fonction de transfert en boucle fermée
MADA	: Machine asynchrone double alimentée
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion
MCC	: Machine à courant continu

---

---

# *Introduction Générale*

---

## Introduction Générale

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation. Dans le domaine des entraînements de grandes puissances, il existe d'autres solutions utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit des machines asynchrones à double alimentation "MADA" : sont des machines asynchrones triphasées avec un rotor bobiné, qui peuvent être alimentées par deux sources de tension l'une au stator et l'autre au rotor, [Lou-17]

Malgré toutes ces qualités mentionnées précédemment, de nombreux problèmes demeurent. Sa commande, par contre à celle de la machine à courant continu (MCC), est plus difficile vu la non linéarité et le fort couplage de son modèle dû à l'absence du découplage naturel entre les différentes variables entrée-sortie. Les progrès considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance et celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes adéquates de cette machine faisant d'elle une machine qui assure carrément des performances similaires à celles obtenus par la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Conjointement à ces progrès technologiques, la communauté scientifique a développé de nombreuses stratégies de commande dans la littérature, dont la plus populaire est la commande vectorielle sous ses différentes versions pour maîtriser en temps réel le flux et le couple de la machine asynchrone.

Que ce soit ces commandes, l'asservissement de la vitesse et/ou de la position du rotor requiert la présence d'un codeur incrémental (un capteur). Néanmoins, il faut mettre en place ce capteur dans son environnement d'utilisation et prévoir une place supplémentaire pour son installation. Chose qui engendre une augmentation du coût et une fragilisation du système d'entraînement. De plus, l'introduction de ce dispositif fragile entraîne une diminution de la fiabilité du système ce qui requiert un soin particulier pour lui-même. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible.

Pour des raisons de fiabilité et d'économie, l'idée de la substitution du capteur mécanique par un autre du type algorithmique est née et que la commande sans capteur de vitesse est devenue un sérieux sujet d'étude pour la recherche ces dernières années. Il est alors nécessaire d'avoir recours à des techniques d'estimation ou d'observation pour reconstruire la vitesse et/ou la position du rotor à partir des informations recueillies par la mesure des terminaux électriques du stator de la machine. Il est donc important, lors de l'élaboration de la commande sans capteur vitesse de mettre l'accent sur les performances dynamiques (en poursuite) et statiques (en rejection), [Ber-17], [Mah-18].

Dans ce mémoire, on s'intéresse à la commande avec et sans capteur mécanique du moteur asynchrone à double alimentation.

Ce mémoire s'articule autour de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant sa description et les différents modes de fonctionnement, ses inconvénients et ses avantages.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation d'une modélisation détaillée de cette machine avec son système d'alimentation.

Dans Le troisième chapitre nous présenterons la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

Le quatrième chapitre sera consacré à la mise en place d'un algorithme d'observation de la vitesse d'une MADA utilisant l'observateur de Luenberger. Nous exposerons, à la fin de ce chapitre des résultats de simulations pour montrer la performance de cette approche.

Finalement, une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude sera donnée, ainsi que les perspectives que nous envisageons pour la poursuite de ces travaux de recherches.

---

# *Chapitre I*

---

## Généralités sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation

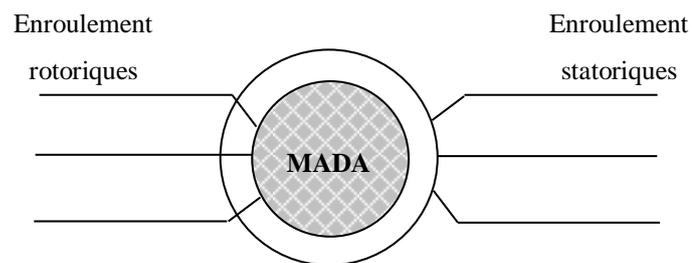
## I.1. Introduction

La machine à double alimentation (MADA) ou doubly-fed induction machine (DFIM) est, comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements, [Ard-10].

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation, et après avoir présenté ces généralités sur la MADA, nous allons choisir par la suite la configuration qui nous intéresse pour notre travail.

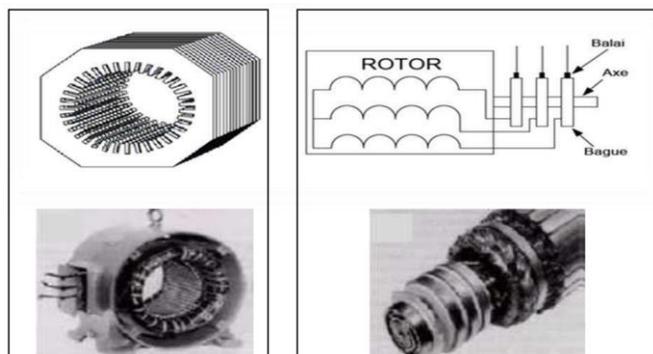
## I.2. Présentation de la machine asynchrone à double alimentation

Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), [Amo-16]. Le schéma de la figure (I.1) représente le symbole d'une MADA



**Figure I. 1 :** Symbole d'une machine asynchrone à double alimentation

La MADA se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques, et le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor est relié aux bagues sur lesquelles glissent des balais. Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur, [Amo-16].



**Figure I.2 :** Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

### I.3. Principe de Fonctionnement de la MADA

Pour le fonctionnement de la MADA, elle est excitée au stator et au rotor respectivement, avec deux fréquences imposées par deux sources d'alimentations. Une certaine synchronisation entre les deux champs est exigée pour garantir une certaine stabilité de la machine. Le caractère synchrone de ce type de machine demeure dans la mesure où la vitesse du rotor ne sera ni synchronisée avec la vitesse du champ du stator ni avec celui du rotor, mais elle sera donnée par leur combinaison linéaire, telle que : [Ben-10].

$$\omega = P \Omega = \omega_s \pm \omega_r$$

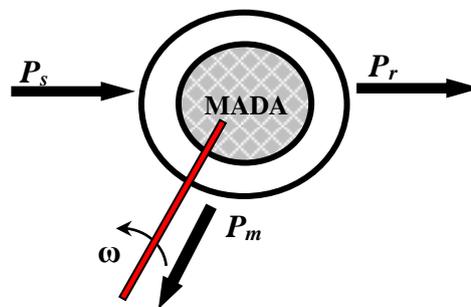
Comme la MADA peut fonctionner en moteur et en générateur aux vitesses hypo synchrone et hyper synchrone.

### I.4. Modes de fonctionnement de la MADA

La MADA peut fonctionner en moteur ou en générateur c'est comme la machine asynchrone classique, mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement mais la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. On peut distinguer alors quatre modes opérationnels caractéristiques de cette machine.

#### I.4.1. Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

La Figure I.3 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor, [Lou-17].

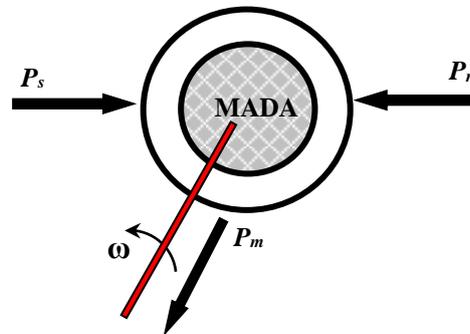


*Figure I.3: Fonctionnement de la machine en moteur hypo synchrone*

**P<sub>s</sub>** : Puissance du stator, **P<sub>r</sub>** : Puissance du rotor, **P<sub>m</sub>** : Puissance mécanique.

### ***1.4.2. Fonctionnement en moteur hyper synchrone***

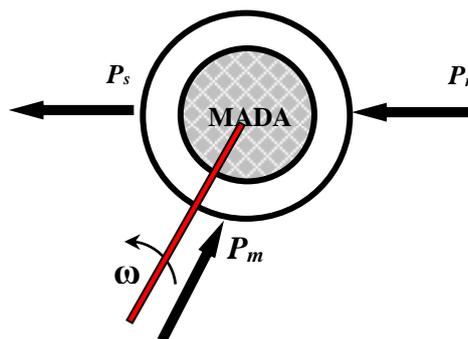
La Figure I.4 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement, [Lou-17].



**Figure I.4:** Fonctionnement de la machine en moteur hyper synchrone

### ***1.4.3. Fonctionnement en génératrice hypo synchrone***

La puissance mécanique est transmise à l'arbre de la machine, celui-ci la fournit au stator, lequel la transmet au réseau. D'autre part, la puissance de glissement, provenant du réseau, doit d'être transmise au rotor. Ainsi pour ce type de fonctionnement, une alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de la vitesse de rotation. Il est évident qu'une machine à cage ne peut avoir ce type de fonctionnement, car celui-ci n'a pas d'accès permettant un apport de puissance au rotor, [Bou-17].

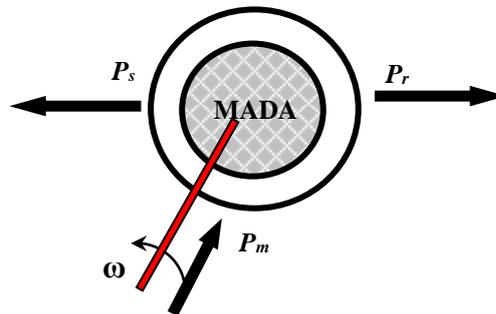


**Figure I.5:** Fonctionnement de la machine en génératrice hypo synchrone

### ***1.4.4. Fonctionnement en génératrice hyper synchrone***

La Figure I.6 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La

machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor, [Lou-17].



**Figure I.6:** Fonctionnement de la machine en génératrice hyper synchrone

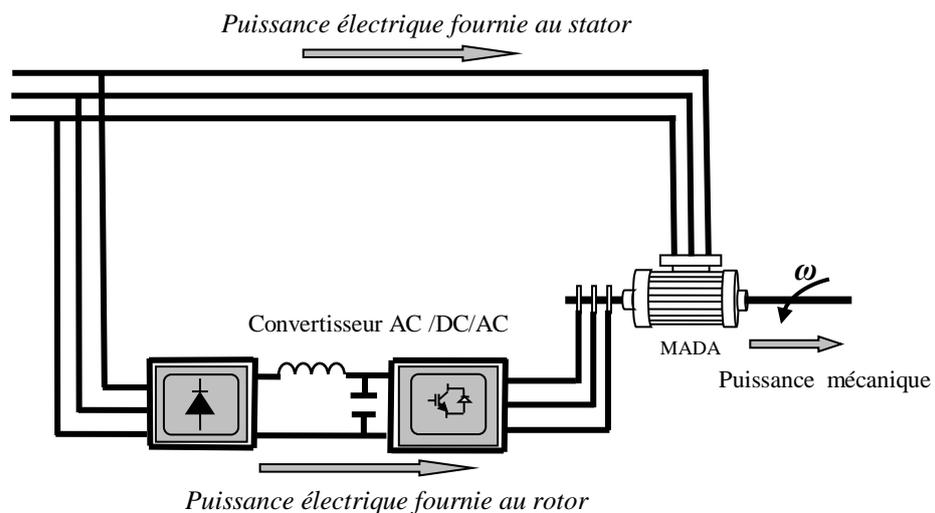
On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement.

### I.5. Différentes stratégies de commande de la MADA

Dans cette partie, nous allons présenter trois configurations concernant la stratégie de commande de la MADA :

#### I.5.1. Commande de la MADA par un seul convertisseur

Cette configuration simple est basée sur la connexion des enroulements statoriques directement au réseau, alors que le rotor est alimenté via un redresseur à diodes et un onduleur, ce qui permet de réduire considérablement le coût de l'installation, [Vid-04].

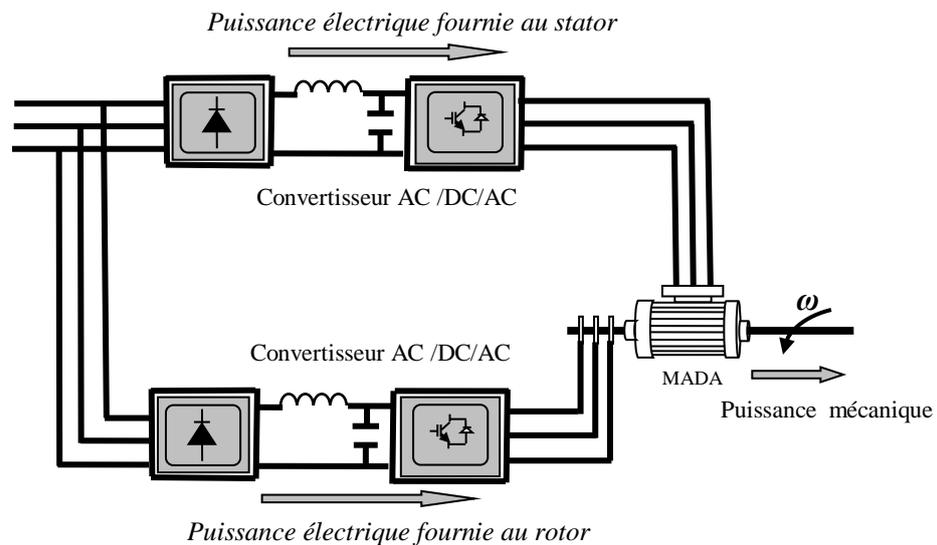


**Figure I.7 :** MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.

### I.5.2. Commande de la MADA par deux onduleurs

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes, [Cha-10] :

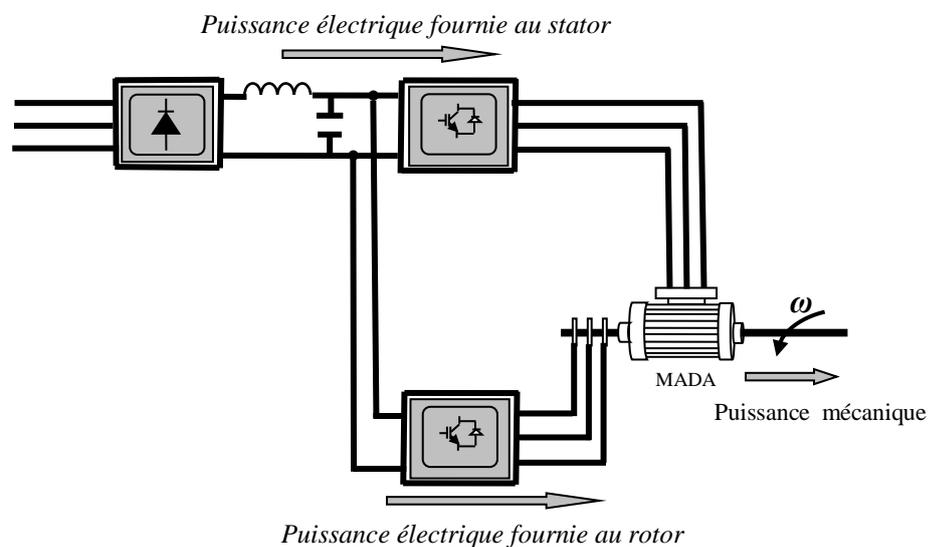
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (I.8);
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun;



**Figure I.8 :** MADA fonctionnée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs.

Cette structure est évidemment la structure la plus générale du système. Les deux redresseurs ont une source d'alimentation commune qui est le réseau triphasé, [Vid-04].

La deuxième structure est semblable à la précédente, sauf que les onduleurs sont alimentés par un seul redresseur. Cette structure est représentée par la figure suivante [Sal-07] :



**Figure I.9 :** Fonctionnement de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun.

Ces deux dernières structures de commande sont utilisées généralement dans le fonctionnement en moteur, pour les applications de traction électrique, [Vid-04].

## **I.6. Avantages et inconvénients de la MADA**

Nous citons ci-après les principaux avantages et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son utilisation dans le domaine des vitesses variables.

### ***I.6.1. Avantages de la MADA***

Les principaux avantages de la MADA sont, [Dri-05], [Elb-09], [Sal-07] :

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.

- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme.

- Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en terme de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement.

- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau.

- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

### ***I.6.2. Inconvénients de la MADA***

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants, [Vid-04], [Sal-07], [Elb-09] :

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix.

- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine.

### **I.7. Domaines d'application de la MADA**

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée telles que, [Vid-04], [Elb-09] :

- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telle que :

- l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... .

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage.

### **I.8. Conclusion**

Un aperçu général sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et leur application a été donné dans ce chapitre, ainsi que les différents types de

fonctionnement. De même que le principe de fonctionnement de cette dernière a été présenté.

Nous nous concentrons le long de ce travail sur le fonctionnement de la MADA en mode moteur à vitesse variable alimentée par deux onduleurs de tension, au stator et au rotor. Le deuxième chapitre sera dédié à présenter la modélisation de cette machine.

---

## *Chapitre II*

---

### *Modélisation de la MADA et de son Alimentation*

## II.1. Introduction

La machine asynchrone à doubles alimentation présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité, [Kho-06]. Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation de la MADA et de son alimentation. Nous débuterons par la mise en équation de la MADA en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé que l'on notera (A, B, C). Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park. Cette transformation nous permettra de donner un nouveau modèle de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q). Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande MLI de type sinus triangle.

## II.2. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MADA

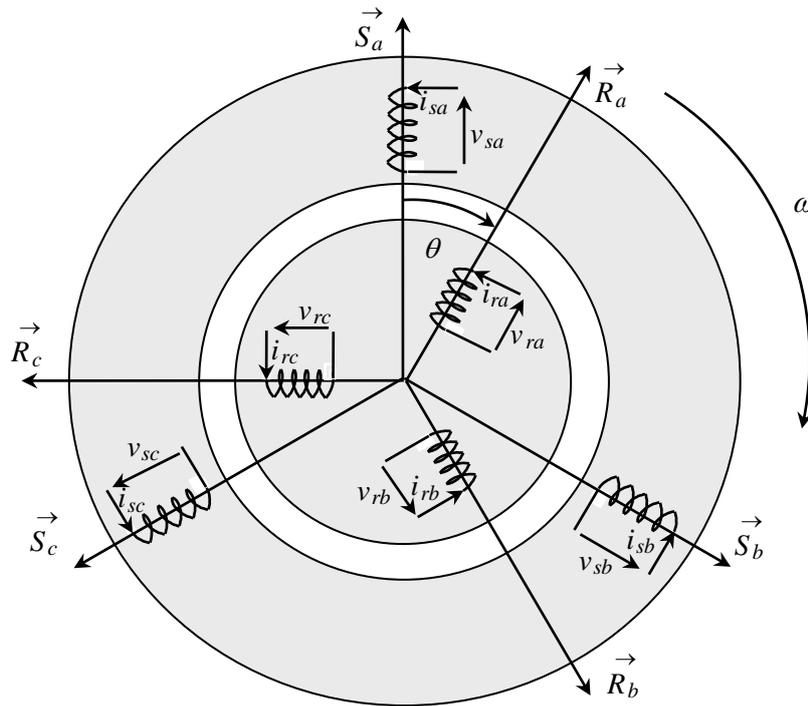
La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont, [Elb-09]:

- Les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables,
- La saturation du circuit magnétique est négligeable,
- La symétrie de construction est parfaite ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température;
- La *f.m.m* créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

## II.3. Modèle triphasé de la MADA

### II.3.1. Représentation de la machine dans l'espace électrique

La machine asynchrone à double alimentation est représentée à la figure (II.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique, l'angle  $\theta$  repère la position de la phase rotorique par rapport celle de la phase statorique, [Che-08].



**Figure II.1:** Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone triphasée à double alimentation.

Notons que  $\theta$  caractérise la position du rotor (tournant) par rapport au stator (fixe), d'où la vitesse angulaire de rotation :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.1})$$

### II.3.2. Equations électriques de la machine

Les équations de tension des phases statoriques et rotoriques s'écrivent :

- pour les tensions statoriques :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ v_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ v_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

et pour les tensions rotoriques :

$$\begin{aligned} v_{ra} &= R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ v_{rb} &= R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ v_{rc} &= R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Ce qui peut se résumer sous la forme matricielle suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.4})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.5})$$

avec :

$$\begin{aligned} V_s &= [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T && : \text{Tensions instantanées des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques.} \\ I_s &= [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T && : \text{Courants instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques.} \\ \phi_s &= [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]^T && : \text{Flux instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques.} \\ V_r &= [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]^T && : \text{Tensions instantanées des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques.} \\ I_r &= [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T && : \text{Courants instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques.} \\ \phi_r &= [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T && : \text{Flux instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques.} \\ R_s \text{ et } R_r &&& : \text{Résistances d'une phase statorique et d'une phase} \\ &&& \text{rotorique, respectivement.} \end{aligned}$$

### II.3.3 Equations magnétique

Quant aux flux magnétiques traversant chaque phase statorique et rotorique, ils son décrits par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ss} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ss} \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{rr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$l_{ss}$  et  $l_{rr}$  : Inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.

$m_{ss}$  et  $m_{rr}$  : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques, respectivement.

$m_{sr}$  : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique.

En raisonnant sur les équations de tensions statoriques et rotoriques ainsi que sur l'expression des flux magnétiques qui traversent ces phases, on obtient les équations matricielles des tensions de phases :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \quad (\text{II.8})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} \quad (\text{II.9})$$

### II.3.4. Le couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} = [I_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} [I_r] \quad (\text{II.10})$$

On peut également exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant  $C_r$  opposé par la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux  $f$  :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega + C_r \quad (\text{II.11})$$

Avec

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

Où

$C_{em}$  : représente le couple moteur.

$C_r$  : représente le couple résistant.

$J$  : le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes.

$f$  : le coefficient de frottement.

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformée de Laplace :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (\text{II.12})$$

Où  $S$  représente la variable de Laplace. Cette équation montre que le contrôle de la vitesse passe par le contrôle du couple.

Ces équations, (II.7), (II.8), (II.9) représentent deux inconvénients majeurs:

1. Un nombre important de variables couplées entre elles,
2. La dépendance des matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  de l'angle de rotation  $\theta$ .

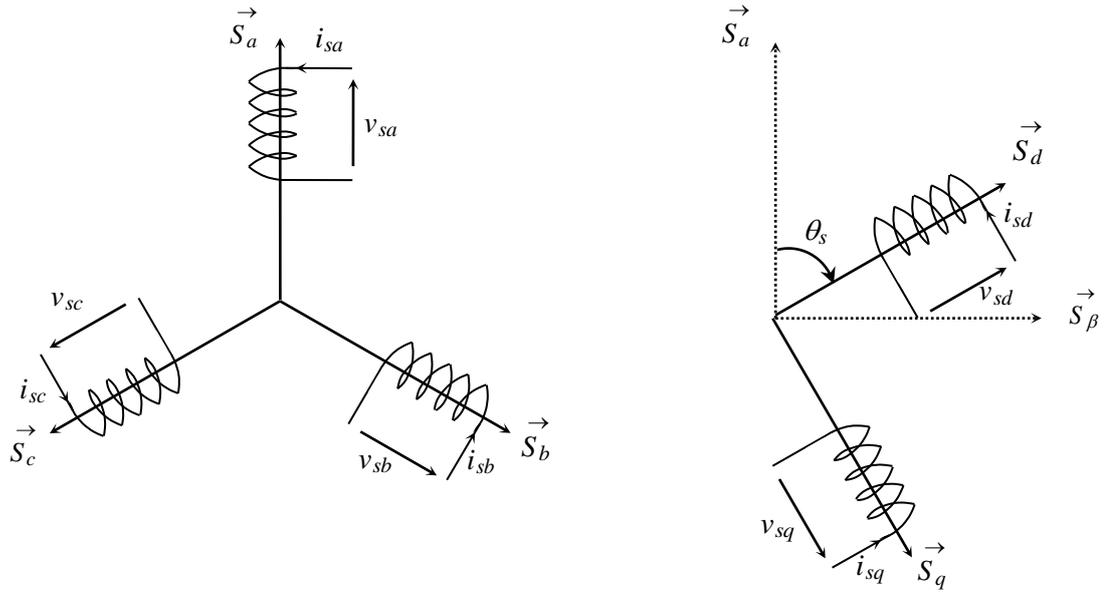
Pour palier à ce problème, on cherche des transformations, des variables triphasés de la machine asynchrone, permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère diphasé fixe ou tournant par rapport au stator ou au rotor.

## II.4. Modélisation diphasée de la MADA

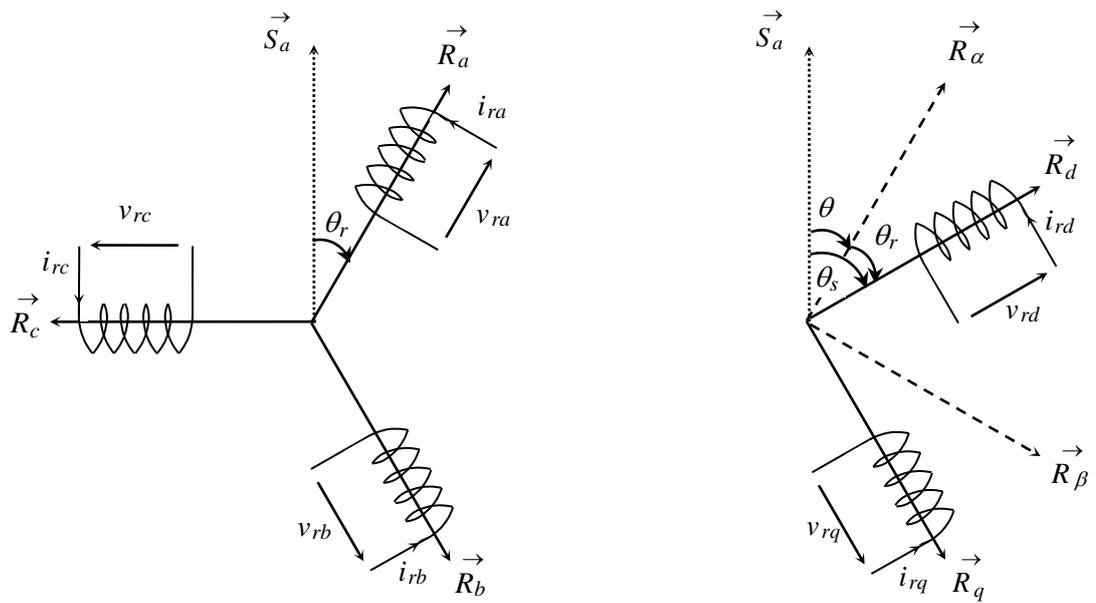
### I.4.1. Transformation de Park

Le modèle diphasé de la machine s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de *Park* (1929)., [Che-09].

Les deux figures (II.2) et (II.3) montrent le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone



**Figure.II.2 :** Repérage angulaire du système d'axes  $(d,q)$  associé au stator de la machine.



**Figure.II.3 :** Repérage angulaire des systèmes d'axes  $(d,q)$  associé au rotor de la machine.

Pour simplifier les équations, les repères de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante [Che-08] :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \tag{II.13}$$

On définit donc la matrice de transformation de Park par :

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Et la matrice de transformation inverse par :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Cette transformation permet en général, le passage du système triphasé  $a, b, c$  à un système diphasé  $d, q$  quelques soient les grandeurs électriques ou électromagnétiques (flux, courant et tension).

Le changement de variables relatifs aux courants, aux tensions et aux flux est défini par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\psi)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Avec :  $X = V, I, \phi$

La transformation inverse est obtenue par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\psi)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Pour un système triphasé équilibré, on a :

$$X_a + X_b + X_c = 0$$

Cela implique que la composante d'indice «  $o$  » (composante homopolaire) est nulle.

### II.4.2. Equations électriques dans le repère de Park

Les équations statoriques :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{so} = R_s i_{so} + \frac{d}{dt} \phi_{so} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Les équations rotoriques:

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \\ v_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d}{dt} \phi_{ro} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

### II.4.3. Equations magnétiques

- au stator

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{so} = L_{so} i_{so} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

- au rotor

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

Les expressions des courants en fonctions des flux sont comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} \\ i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq} \\ i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{rq} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

#### II.4.4. Le couple électromagnétique

La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.23})$$

#### II.4.5. Choix de référentiel de Park

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la MADA, On peut trouver trois choix utiles pour le référentiel des deux axes, [Che-08] :

1. Référentiel fixe au stator ( $\theta_s = 0$ ), (référentiel stationnaire  $d\theta_s/dt = 0$ ). Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
2. Référentiel fixe au rotor ( $\theta_r = 0$ ), (référentiel tournant avec  $d\theta_s/dt = \omega = p\Omega$ ). Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones.
3. Référentiel fixe au champ tournant statorique (référentiel tournant à la vitesse de pulsation statorique  $d\theta_s/dt = \omega_s$ ): axes désigné par  $(d, q)$ . Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande.

Ce référentiel est solidaire au champ tournant statorique c'est-à-dire qu'il tourne à la vitesse  $\omega_s$ , ce qui se traduit par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II.24})$$

Dans la suite de notre travail nous allons opter pour ce référentiel.

### II.5. Modèle Mathématique de la MADA

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les courants statoriques et les flux rotoriques comme des variables d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation suivante, [Cha-15] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\lambda i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + \omega K \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} + K v_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sq} - \lambda i_{sq} - \omega K \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} + K v_{sq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \omega \cdot \phi_{qr} + v_{rd} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \omega \cdot \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} + v_{rq} \\ \frac{d}{dt} \omega = p^2 \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

$$\text{Avec :} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \lambda = \frac{1}{\sigma T_r}; K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}; \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

$\sigma$  : Coefficient de dispersion,

Nous écrivons le modèle de la machine utilisée pour la commande sous forme d'un système d'équation d'état, [Cha-15] :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{II.26})$$

Avec :

X : Vecteur d'état du système :  $[i_{sd}, i_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}]^T$

U : Vecteur de commande :  $[v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq}]^T$

A : Matrice d'état du système.

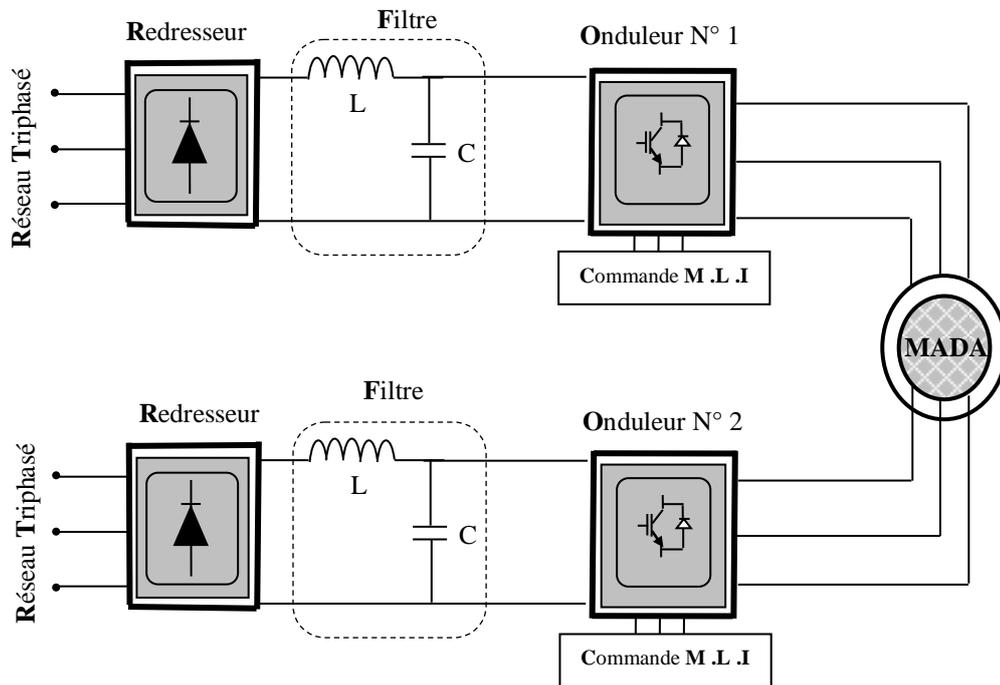
B : Matrice de commande.

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \omega.K \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega.K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & K & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & K \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

## II.6. Modélisation de l'alimentation de la MADA

### II.6.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie

La chaîne de conversion d'énergie adoptée pour l'alimentation de la MADA est constituée de deux convertisseurs, un de chaque côté (stator et rotor), figure II.4.



*Figure.II.4 : Schéma synoptique d'une MADA et de son alimentation.*

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tensions est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes. L'onduleur est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur dans les deux sens. L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs, [Che-14].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels. Les couples d'interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source.

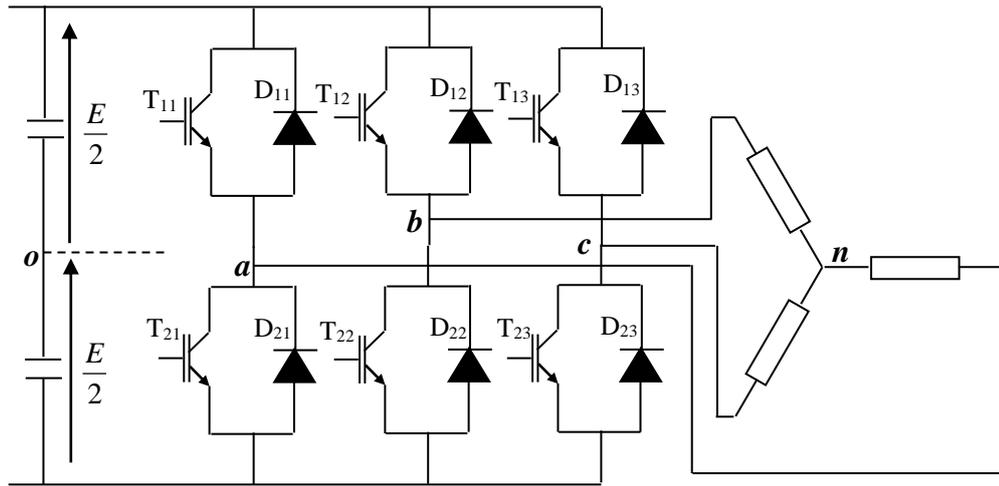
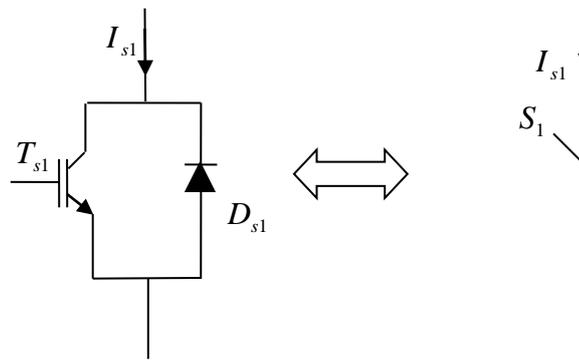


Figure II.5 : Onduleur de tension pour l'alimentation de la MADA.

Chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche.



Représentation d'un interrupteur

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que, [Che-14]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile.

Sachant que dans un régime équilibré  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ , nous pouvons écrire, figure II.5 :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

En faisant la somme des équations du système (II.27), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (\text{II.28})$$

d'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (\text{II.29})$$

Donc :

$$v_{on} = -1/3 (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.30})$$

En substituant l'équation (II.30) dans le système (II.27), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Selon la condition des interrupteurs statiques ( $S_k$ ) de l'onduleur ( $S_k$  est égale à 1 si l'interrupteur est fermé et 0 sinon, avec  $k = a, b, c$ ),

$$S_k = 1 \quad \text{Si non} \quad S_k = 0 \quad (\text{II.32})$$

Les tensions de branches  $v_{ko}$  peuvent être exprimées en fonction des interrupteurs «  $S_k$  » par :

$$v_{ko} = (2S_k - 1).E/2 \quad (\text{II.33})$$

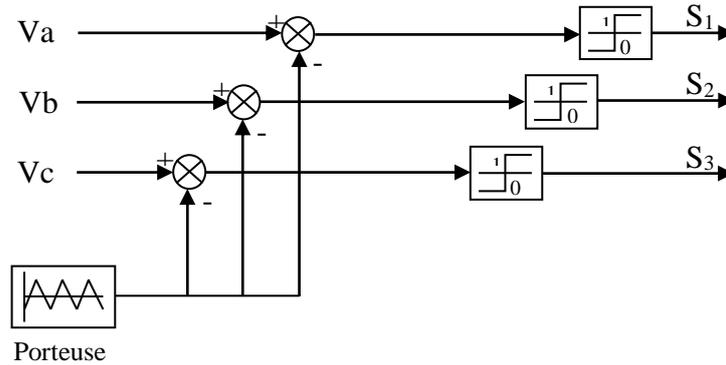
Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation II.34

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

### II.6.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse, [Che-14].

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure II.6.



**Figure II.6:** principe de la technique MLI Sinus-Triangle

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin(\omega t) \\ V_b &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II-35})$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états \$S\_a\$, \$S\_b\$ et \$S\_c\$ des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation II.37 suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

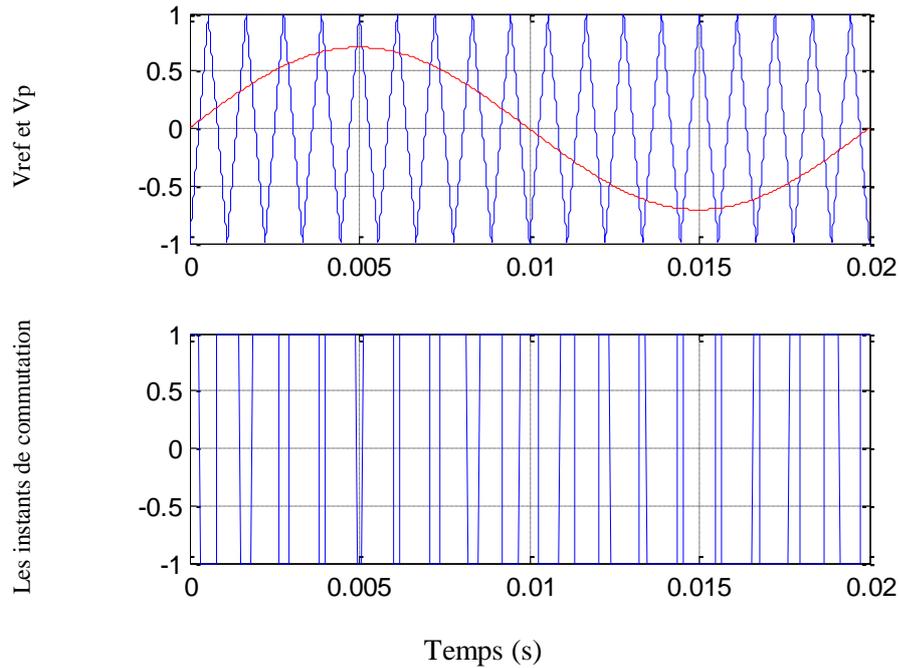
Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1- L'indice de modulation « **m** » égal au rapport de la fréquence de modulation (\$f\_p\$)

sur la fréquence de référence (\$f\_r\$), ( $m = \frac{f_p}{f_r}$ ).

2- Le taux de modulation **r** égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence

(\$V\_r\$) à la valeur crête de l'onde de modulation (\$V\_p\$),  $r = \frac{V_r}{V_p}$ .



*Figure II.7 : Description de la commande M.L.I. sinus – triangle*

## II.7. Résultats de simulation

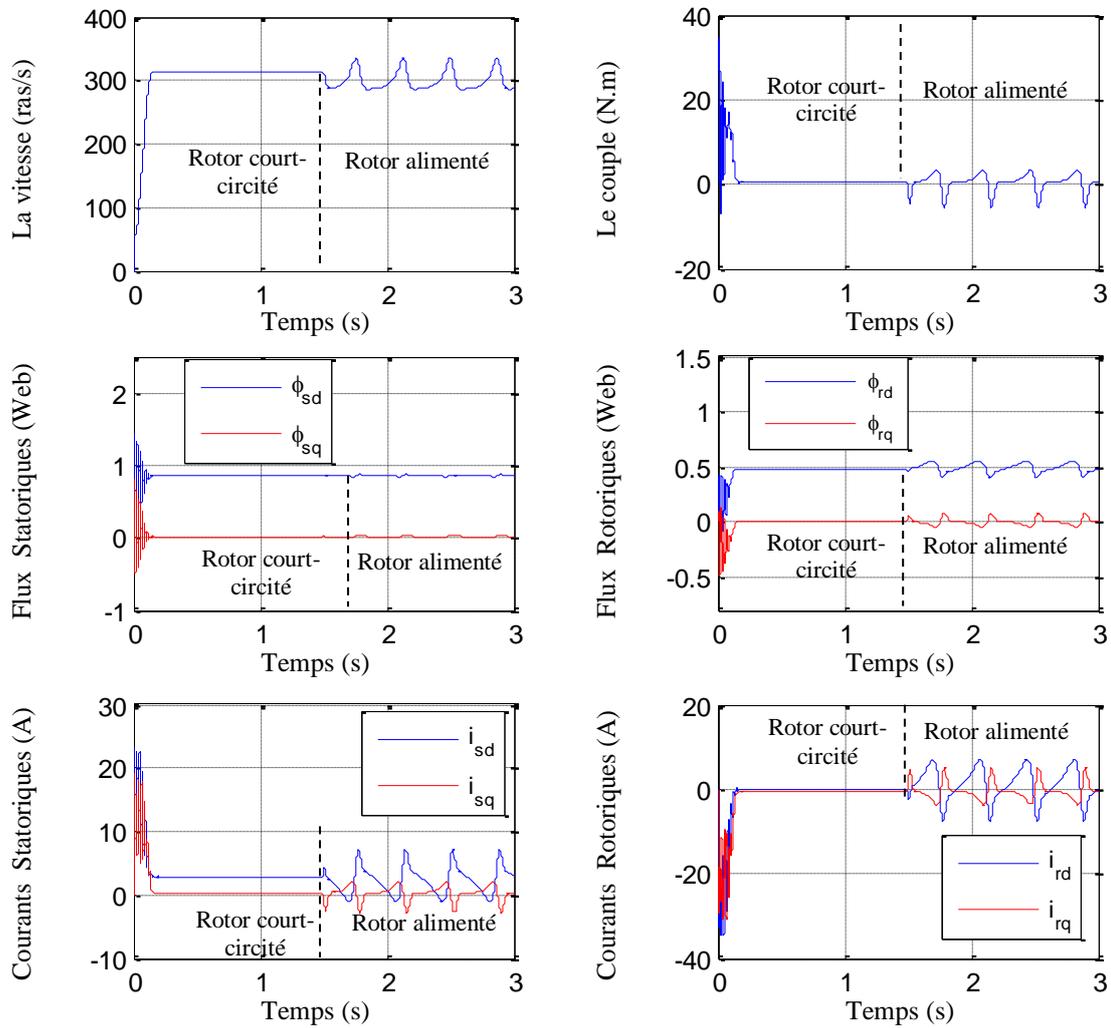
La simulation de la machine asynchrone à double alimentation en mode moteur a été exécutée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la MADA sont donnés dans l'annexe. Les résultats de simulation obtenus sont représentés sur les figures ci-dessous, dont on présentait plusieurs cas. L'étude des performances de la machine à vide a été faite pour deux cas :

- a- alimentation directement par un réseau triphasé,
- b- alimentation par deux onduleurs de tensions à MLI Sinus-triangle.

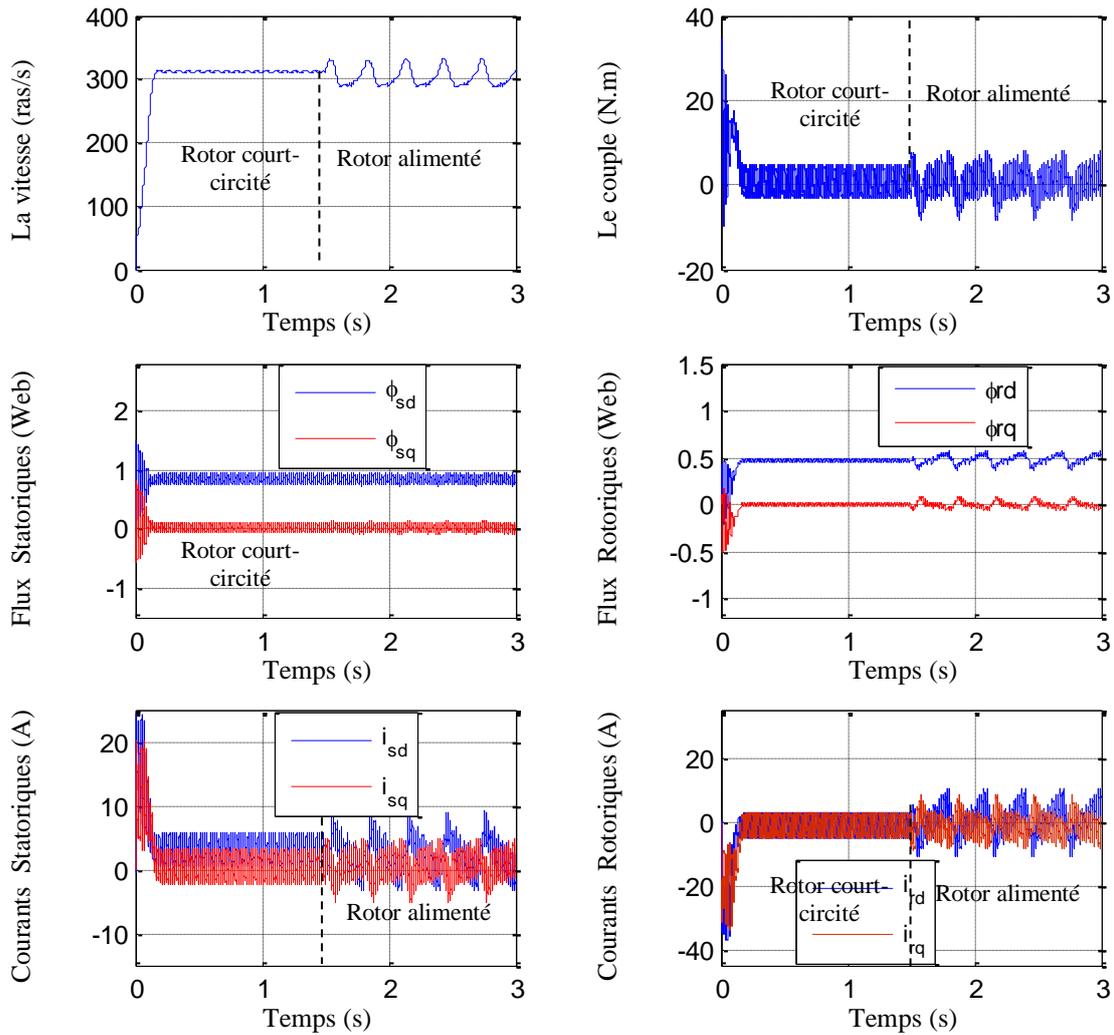
Pour les deux cas le stator est connecté à l'alimentation et le rotor est court-circuité jusqu'à  $t = 1.5\text{ s}$ , plus qu'il est alimenté par une tension et une fréquence réduites (de l'ordre de 10%) par rapport aux grandeurs statoriques (raisons de stabilité), [Dri-05], [Fen-13].

A travers les résultats de simulation obtenus, il est clairement appaître que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par un caractère très instable en boucle ouverte. En effet, des perturbations trop exagérées sont apparues sur les différentes grandeurs de la machine depuis l'alimentation du rotor. Ces dernières sont dues à l'absence d'un contrôle strict de la position relative entre les deux forces

magnétomotrices développées par les deux armatures de la machine. Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.



**Figure II.8 :** Simulation de la MADA en cas d'une alimentation directement par un réseau triphasé



**Figure II.9 :** Simulation de la MADA en cas d'une alimentation par deux onduleurs de tensions à MLI Sinus-triangle

### II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone doublement alimentée. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices qu'on doit les respecter. Comme on a pu le voir, le modèle mathématique de la MADA obtenu est fortement non-linéaire et présente des dynamiques différentes et d'ordre élevé. De plus, l'expression du couple électromagnétique montre une interaction complexe entre les champs statoriques et rotoriques. De ce fait, l'analyse et le contrôle de tels systèmes peuvent s'avérer difficiles. Ensuite, nous avons modélisé le système d'alimentation, comme nous avons appliqué la technique de la MLI pour la réalisation de la commande de l'onduleur.

La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande. Cette dernière est le sujet du troisième chapitre.

---

## *Chapitre III*

---

### *Commande Vectorielle par Orientation du Flux de la MADA*

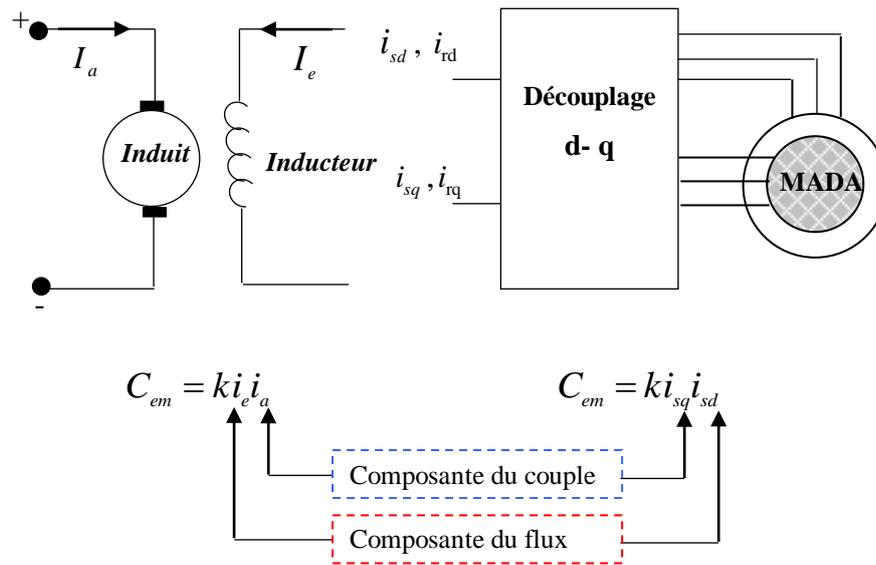
### **III.1. Introduction**

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces dernières dans un repère (d, q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner. Le principe du contrôle vectoriel réside dans l'orientation du flux dans la machine au stator, au rotor ou dans l'entrefer suivant l'un des deux axes (d, q). Conventionnellement nous travaillons avec une orientation suivant l'axe d, l'axe en quadrature portera par conséquent le courant qui participera à la création du couple électromagnétique dans la machine. Donc le contrôle des courants suivant l'axe 'd' va déterminer l'état magnétique de la machine alors que le contrôle des courants suivants l'axe 'q' nous assure le couple nécessaire [Sal-07], [Akk-10].

Nous présentons dans ce chapitre, la stratégie de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de cette étude.

### **III.2. But et principe de la commande vectorielle par l'orientation du flux**

La commande par orientation du flux est actuellement considérée comme la technique la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable des machines électriques à courant alternatif. Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées, ainsi qu'une maîtrise excellente des régimes transitoires. Le but recherché lors de sa conception est d'obtenir une situation identique à celle rencontrée dans la machine à courant continu à excitation séparée en séparant la commande du flux de celle du couple. L'objectif est donc de réaliser un découplage efficace entre ces deux grandeurs [Gou-04], [Ghe-06].



**Figure III.1 :** Principe de commande découplée pour la machine à CC à excitation séparée et la MADA

### III.3. Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [Ard-10]:

- Suivant la source d'énergie :
  - ❖ Commande en tension (Voltage Source Inverter)
  - ❖ Commande en courant (Current Controlled Inverter)
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
  - ❖ Commande vectorielle de flux rotorique
  - ❖ Commande vectorielle de flux statorique
  - ❖ Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant)
- Suivant la détermination de la position du flux :
  - ❖ Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase)
  - ❖ Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

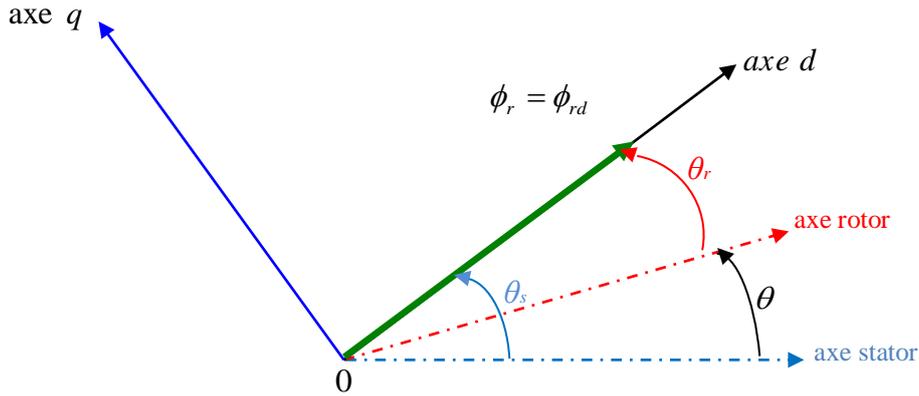
Dans ce qui suit, nous choisissons d'orienter le flux rotorique suivant l'axe  $d$

L'orientation du flux rotorique consiste à annuler sa composante quadratique, pour ne conserver que la composante directe, Le flux est alors entièrement porté sur l'axe direct, [Che-14].

Cet alignement est traduit par :

$$\phi_{rq} = 0 \qquad \phi_r = \phi_{rd} \qquad (III.1)$$

La figure III.2 illustre le principe de l'orientation du flux rotorique



**Figure III.2 :** Principe de la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique.

En considérant la relation (II.23) établie au chapitre précédent et la condition (III.1) on peut exprimer le couple électromagnétique de la manière suivante :

$$C_{em} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \phi_{rd} \cdot i_{sq} \qquad (III.2)$$

On remarque que cette expression à une forme identique à celle du couple développé par une machine à courant continu.

Les équations relatives au flux rotoriques deviennent, [Cha-15] :

$$\phi_r = \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \Rightarrow i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\phi_r - L_m i_{sd}) \qquad (III.3)$$

$$\phi_{rq} = 0 = L_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq} \Rightarrow i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \qquad (III.4)$$

#### III.4. Méthodes d'orientation de flux rotorique

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle par orientation d flux rotorique réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables. Or, la connaissance de ces deux grandeurs est nécessaire pour contrôler le régime dynamique de la machine.

En effet, deux méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées [Che-14].

### III.4.1. Méthode directe

Cette méthode a été proposée par Blaschke. Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quelque soit le régime transitoire effectué. En effet, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tensions statoriques et de courants. Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs (sondes à effet de Hall) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine). L'avantage de cette technique est qu'elle dépend moins des variations paramétriques. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux captés sont entachés d'harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement, [Ard-10].

Si les flux rotoriques sont connus (mesurés ou estimés), le module et l'angle du vecteur du flux rotorique sont donnés par :

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad \text{et} \quad \theta_s = \tan^{-1} \left( \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{ra}} \right) \quad (\text{III.5})$$

### III.4.2. Méthode indirecte

Le contrôle vectoriel indirect est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux, et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine, [Ard-10].

Dans cette méthode, la position  $\theta_s$  est déterminée par intégration de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique. En effet, la pulsation de glissement peut être exprimée par la relation suivante :

$$\omega_r = \left( v_{rq}^* + \frac{R_r \cdot L_m}{L_r} i_{sq}^* \right) \cdot \frac{1}{\phi_{rd}^*} \quad (\text{III.6})$$

Et considérant la loi d'autopilotage :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad \Rightarrow \quad \omega_s = \omega + \omega_r = p \cdot \Omega + \omega_r \quad (\text{III.7})$$

On peut écrire en intégrant cette équation :

$$\theta_s = \int \omega_s . dt = \int \left( p . \Omega + \left( v_{rq}^* + \frac{R_r . L_m}{L_r} i_{sq}^* \right) \cdot \frac{1}{\phi_{rd}^*} \right) . dt \quad (\text{III.8})$$

Ceci montre clairement que pour la structure de la commande indirecte aucune mesure n'est nécessaire.

À cause de leur performance technique (control du flux), la méthode directe d'orientation du flux rotorique sera l'objet de l'étude et l'élaboration dans les prochaines sections.

### III.5. Application de la commande vectorielle à la MADA

#### III.5.1. Nécessité du découplage

Dans le cas d'une commande en tension il est nécessaire de générer les tensions de référence  $v_{sd}^*$ ,  $v_{sq}^*$ ,  $v_{rd}^*$  et  $v_{rq}^*$  qui converties en grandeurs statoriques par une transformation de Park inverse, seront en mesure de commander le moteur et d'imposer le flux et le couple désirés. Tenons les équations du modèle dynamique du moteur définit par, [Cha-15] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\lambda i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} + K v_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sq} - \lambda i_{sq} - \omega . K \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} + K v_{sq} \\ \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r + v_{rd} \\ 0 = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \omega . \phi_r + v_{rq} \\ \frac{d}{dt} \omega = p^2 \frac{L_m}{L_s} (\phi_r i_{sq}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \lambda = \frac{1}{\sigma T_r}; K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

D'où l'on peut tirer les expressions des tensions statoriques, [Cha-15] :

$$v_{sd} = R_s . i_{sd} + \sigma . L_s . \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s . \sigma . L_s . i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} . R_r . \phi_r \quad (\text{III.10})$$

$$v_{sq} = R_s . i_{sq} + \sigma . L_s . \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s . \sigma . L_s . i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} . \omega_s . \phi_r \quad (\text{III.11})$$

On remarque, au regard de ces équations, l'influence des grandeurs de l'axe direct sur celles de l'axe de quadrature, et vis versa statorique et rotorique respectivement. Il est donc intéressant d'introduire, dans le cas de moteurs commandés en tension un découplage entre les actions des axes d et q afin d'améliorer les performances de l'association faite entre la machine et sa commande [Che-14].

Le découplage rend les axes d et q complètement indépendant et permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie commande d'une manière simple. [Bag-99].

### III.5.2. Découplage par compensation

La méthode de compensation statique consiste à introduire des termes, dits  $F_{em}$  de compensation identiques à ceux responsables du couplage, mais de signes opposés de manière à supprimer leur influence et donc à séparer les actions mutuelles sur les deux axes d et q.

Les équations (III.10), (III.11) peuvent être réexprimés sous la forme suivante, [Cha-15] :

$$\begin{aligned} v_{c,sd} &= R_s \left( 1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{sd} + F_{em,sd} \\ v_{c,sq} &= R_s \left( 1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{sq} + F_{em,sq} \end{aligned} \quad (III.12)$$

Les termes  $F_{em,sd}$ ,  $F_{em,sq}$ , correspondent aux termes de couplage entre les axes (d) et (q).

Avec :

$$\begin{cases} F_{em,sd} = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot \phi_r \\ F_{em,sq} = +\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega_s \cdot \phi_r \end{cases} \quad (III.13)$$

On peut définir deux nouvelles variables de commande  $v_{1sd}$ ,  $v_{1sq}$  telle que:

$$\begin{cases} v_{c,sd} = v_{1sd} + F_{em,sd} \\ v_{c,sq} = v_{1sq} + F_{em,sq} \end{cases} \quad (III.14)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{1sd} = R_s \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} \\ v_{1sq} = R_s \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (III.15)$$

A partir de l'équation (III.15) nous obtenons deux fonctions de transfert reliant les composantes statoriques de chaque axe, [Cha-15] :

$$\frac{i_{sd}(s)}{v_{1sd}(s)} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s s} \quad (\text{III.16})$$

$$\frac{i_{sq}(s)}{v_{1sq}(s)} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s s} \quad (\text{III.17})$$

Ces fonctions de transfert sont du premier ordre et quasi-identiques; chacune est une fonction des paramètres de la machine [Koh-06].

### III.5.3. Calcul des correcteurs

Nous proposons pour chacune des boucles de régulation un contrôleur classique de type PI (*Proportionnel et Intégrateur*).

Ce type de correcteur est caractérisé par une action proportionnelle afin de régler la rapidité avec laquelle la régulation doit être effectuée, et une action intégrale dont le but est d'annuler l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

#### a. Régulateur PI de courant

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

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd1}} = \frac{i_{sq}}{v_{sq1}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s s} \quad (\text{III.18})$$

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant direct est représenté sur la figure III.3 :

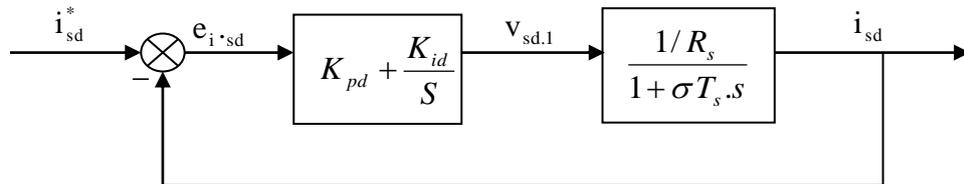


Figure III.3: Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$G_{dF}(s) = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{1}{\sigma T_s R_s} \frac{(k_{pd} s + k_{id})}{s^2 + \left( \frac{1 + k_{pd}/R_s}{\sigma T_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma T_s R_s}} \quad (\text{III.19})$$

Son polynôme caractéristique met en évidence une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left( \frac{1 + k_{pd}/R_s}{\sigma T_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma T_s R_s} \quad (\text{III.20})$$

Imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives pour lequel le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme:

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (\text{III.21})$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement  $\xi$  et de la pulsation propre  $\omega_0$

Par identification entre les équations (III.20) et (III.21), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur PI :

$$\begin{cases} K_{pd} = (2\xi\omega_0\sigma T_s - 1)R_s \\ K_{id} = \omega_0^2\sigma T_s R_s \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

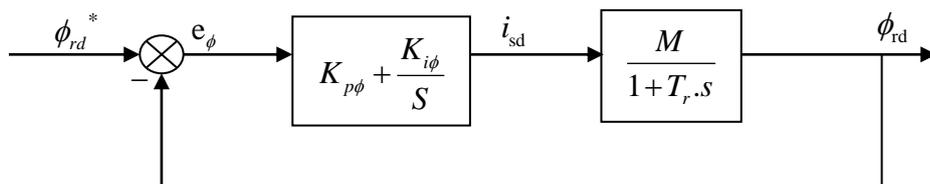
En choisissant des dynamiques identiques pour les deux boucles de courant :

$$K_{pd} = K_{pq} \quad \text{et} \quad K_{id} = K_{iq} \quad (\text{III.23})$$

### b. Correcteur du flux $\phi_{rd}$

La boucle externe est consacrée à la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale.

Le schéma bloc de la chaîne de régulation du flux rotorique est donné à la figure (III.4).



**Figure III.4 :** Schéma bloc de régulation du flux rotorique.

Le choix d'un correcteur à action proportionnelle et intégrale (PI) répondra bien à ce cahier de charges. Soit :

$$C_\phi(s) = K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \quad (\text{III.24})$$

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

$$H_{\phi}(s) = \frac{\phi_{rd}}{\phi_{rd}^*} = \frac{\frac{M}{T_r} (K_{p\phi} \cdot s + K_{i\phi})}{s^2 + s \left( \frac{1 + K_{p\phi} M}{T_r} \right) + \frac{MK_{i\phi}}{T_r}} \quad (\text{III.25})$$

Les paramètres du correcteur seront :

$$K_{p,\phi} = (2\xi\omega_0 T_r - 1) / M, \quad K_{i,\phi} = \omega_0^2 T_r / M$$

#### d. Régulateur PI de vitesse

La boucle externe de régulation de vitesse sera défini par les paramètres  $(K_{p\omega}, K_{i\omega})$ . On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

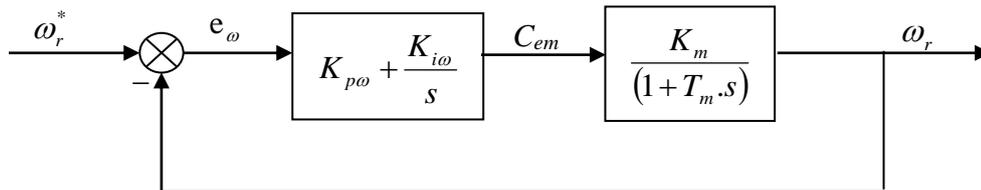
$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{p}{(f_v + J \cdot s)} \quad (\text{III.26})$$

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{K_m}{(1 + T_m \cdot s)} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

$$k_m = \frac{p}{f}, \quad T_m = \frac{J}{f}$$

La figure III.5 montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :



**Figure III.5 :** Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{p\Omega} \cdot s + K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \left( \frac{1 + K_m \cdot K_{p\Omega}}{T_m} \right) + \frac{K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}} \quad (\text{III.28})$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI :

$$K_{p\omega} = (2\xi\omega_0 T_m - 1) / K_m \text{ et } K_{i\omega} = \omega_0^2 T_m / K_m \quad (\text{III.29})$$

### III.6. Schéma de commande

La figure (III.6) illustre le schéma de principe adopté pour la commande par orientation du flux rotorique directe appliqué à la machine asynchrone à double alimentation fonctionnant en mode moteur.

Nous rappelons que la machine fonctionne avec deux onduleurs. Un découplage par compensation a été adopté pour les quatre grandeurs. Les paramètres de la MADA sont citées dans l'annexe.

Le fonctionnement de la machine est normal jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si on veut tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale, celle-ci devient surchargée en dépassant sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage, [Elb-09]. Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le sur-échauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_{rN} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \phi_{rN} \frac{\Omega_N}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_N \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

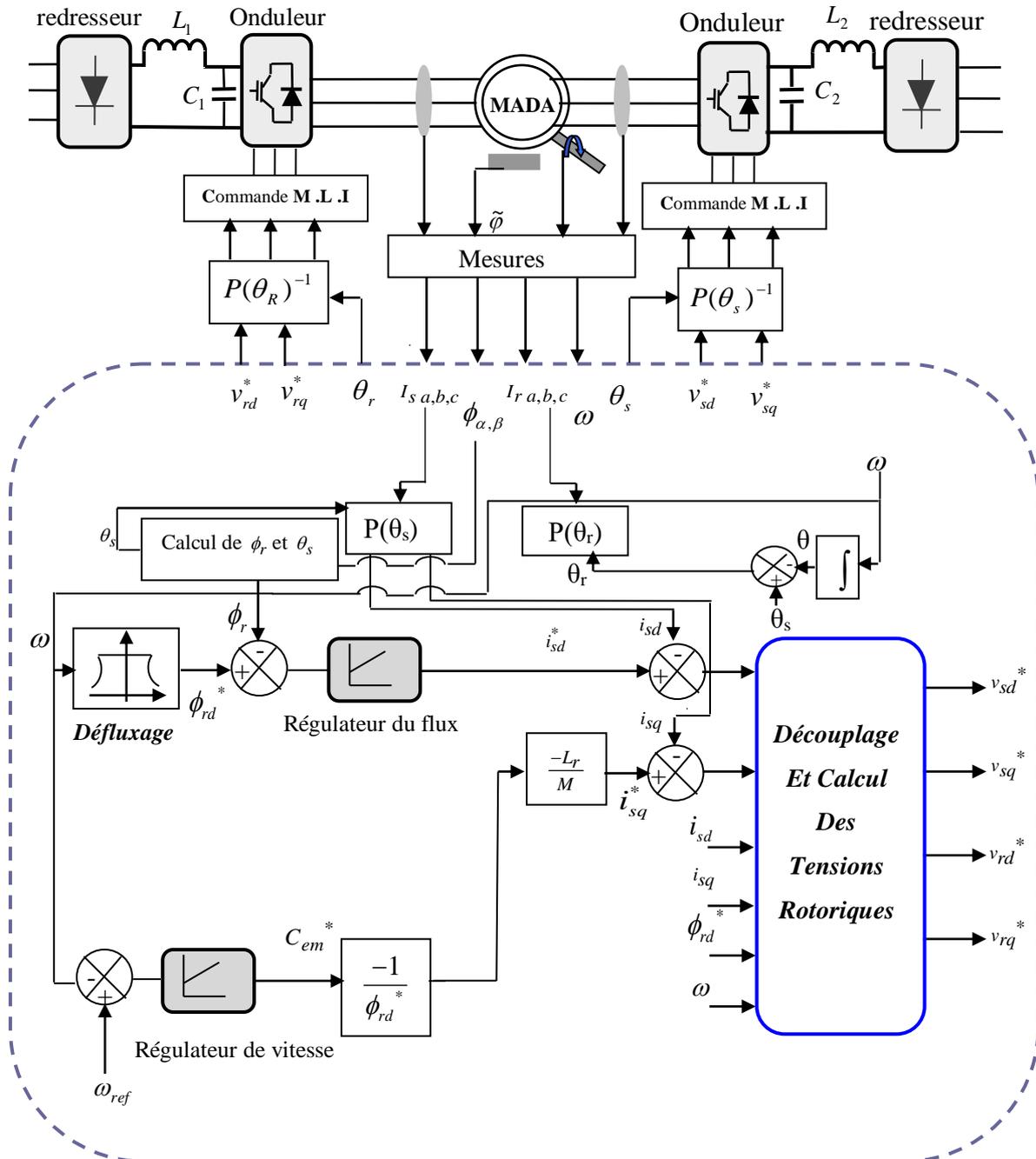


Figure III.6 : Schéma de principe d'une commande vectorielle directe de la MADA

### III.7. Résultats de Simulations et interprétations

Afin de vérifier les performances, la robustesse et la stabilité du système, nous avons implémenté et réalisé plusieurs séries de simulation numérique pour l'ensemble du système dans l'environnement Matlab/Simulink, avec des conditions de fonctionnement variables.

#### III.7.1. Tests des performances

Les résultats de simulation sont obtenus pour des différents profils de vitesses, selon les consignes suivantes :

- Échelon de vitesse de  $w_{ref} = 250$  rad/s.

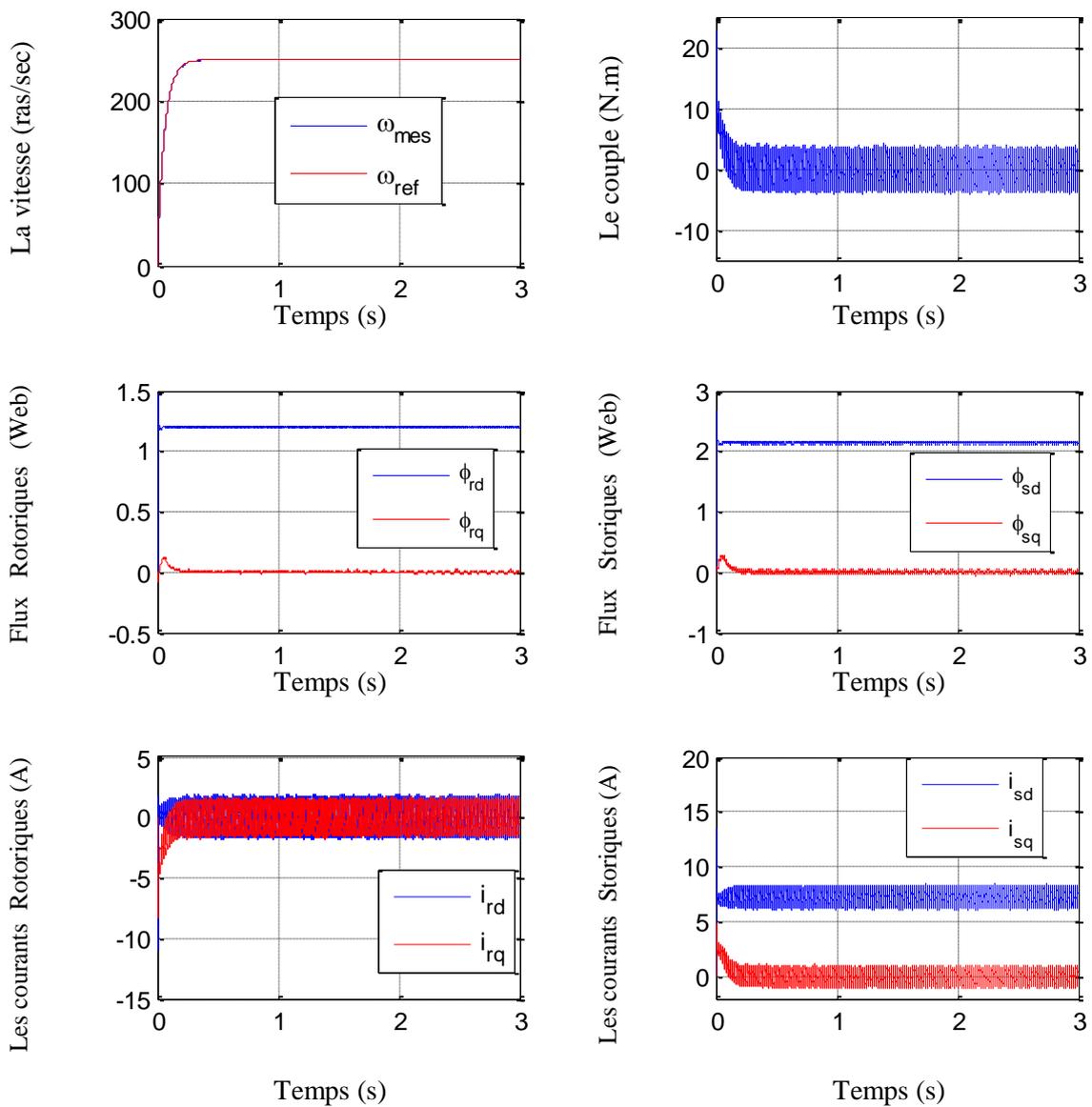
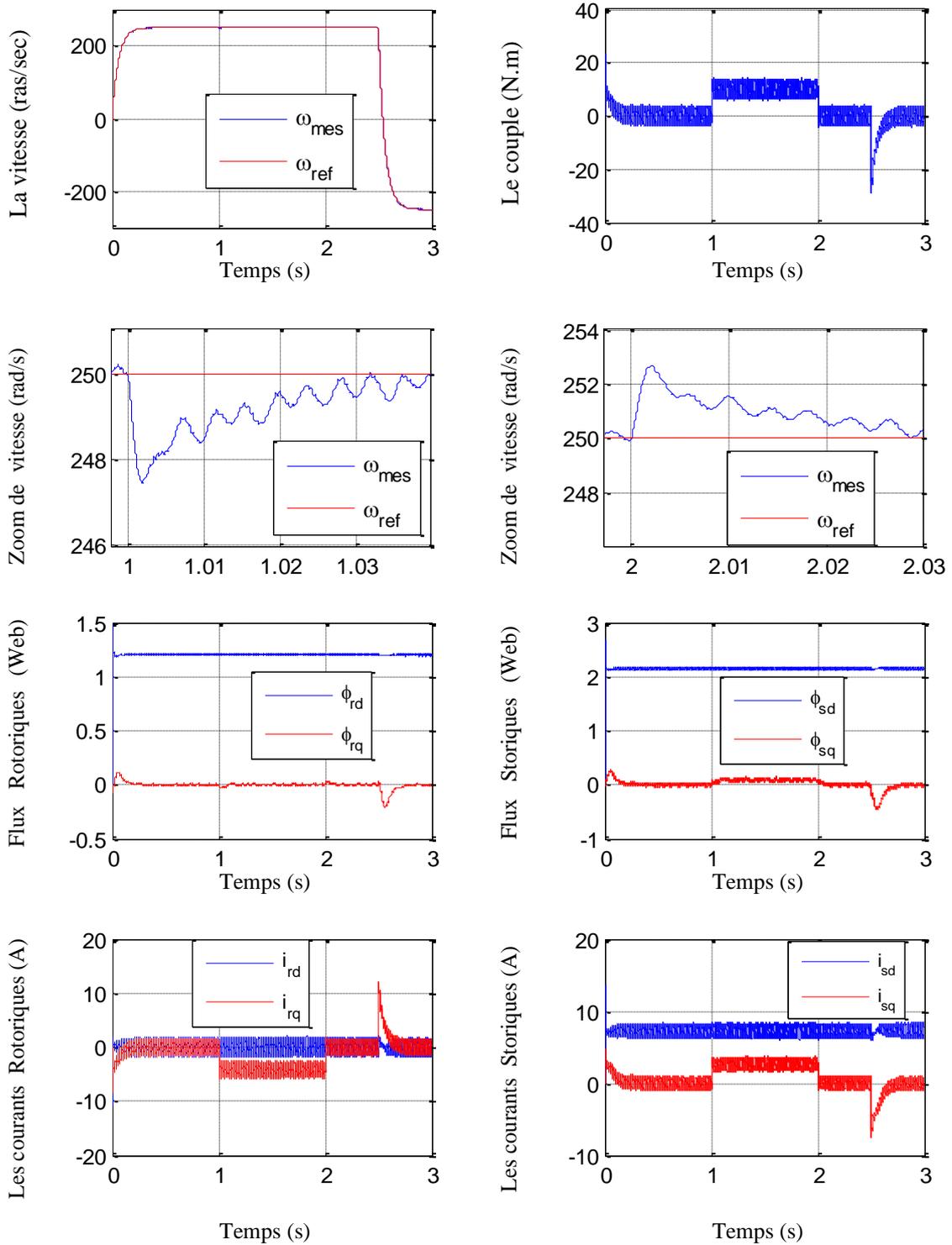


Figure III.7 : Réglage de vitesse par la commande vectorielle directe, démarrage a vide

- Échelon de vitesse de  $\omega_{ref} = 250$  rad/s suivi par une inversion du sens de rotation à  $-250$  (rad/s) à l'instant  $t_3=2.5s$  à  $t=2s$ , avec une charge nominale de  $C_r=10$  N.m appliquée entre  $t_1=1s$  et  $t_2=2s$ .



**Figure III.8 :** Réglage de vitesse par la commande vectorielle directe, avec application de couple de charge ( $\pm 10$ N.m) entre les instants  $t_1=1s$  et  $t_2=2s$  suivi d'une inversion du sens de rotation à  $t=2.5s$

Comme le démarrage est à vide, on remarque que les pointes de courant et de couple au démarrage sont bien maîtrisées. La composante directe du flux rotorique se stabilise à la valeur du flux rotorique de référence en régime permanent alors que sa composante en quadrature se stabilise à zéro ( $\phi_{dr} = \phi_{ref}$ ,  $\phi_{qr} = 0$ ).

Nous observons aussi qu'à l'application du couple de charge entre les instants  $t_1=1s$  et  $t_2=2s$ , le couple électromagnétique, suit sa valeur de référence, car le régulateur réagit instantanément sur le couple électromagnétique de référence, on observe une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible.

Les flux ( $\phi_{rd}$  et  $\phi_{rq}$ ) et le couple électromagnétique sont maintenus à leurs valeurs désirées, impliquant ainsi, un bon découplage.

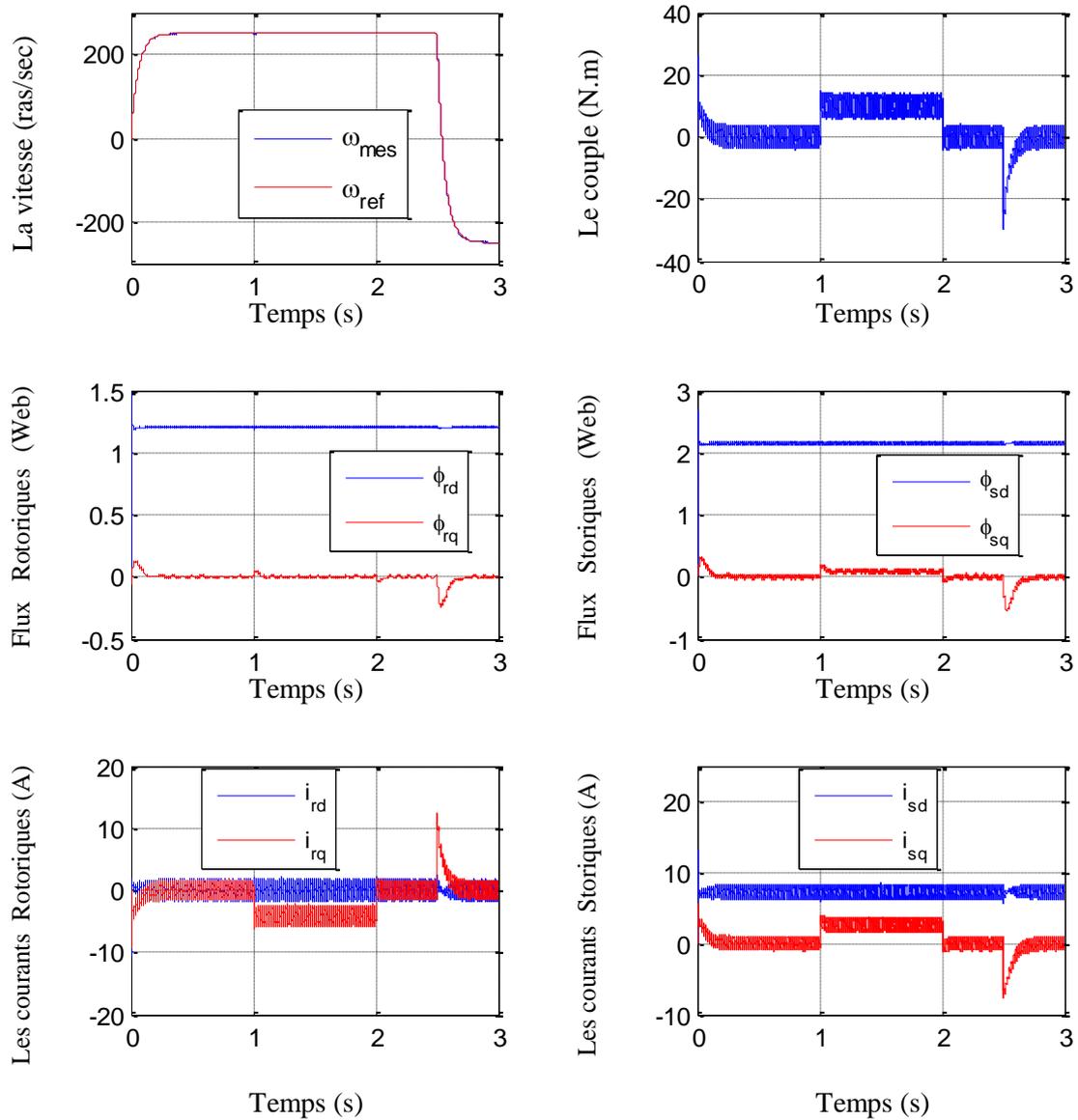
Nous observons aussi que lors l'inversion de sens de rotation et au passage par une vitesse nulle, le couple résistant devient un couple moteur ce changement du sens du couple ne dégrade pas l'orientation du flux.

### ***III.7. 2. Tests de robustesse***

Dans le but de tester la robustesse de la commande nous allons étudier l'influence des variations paramétriques (résistances et inductances) sur la commande.

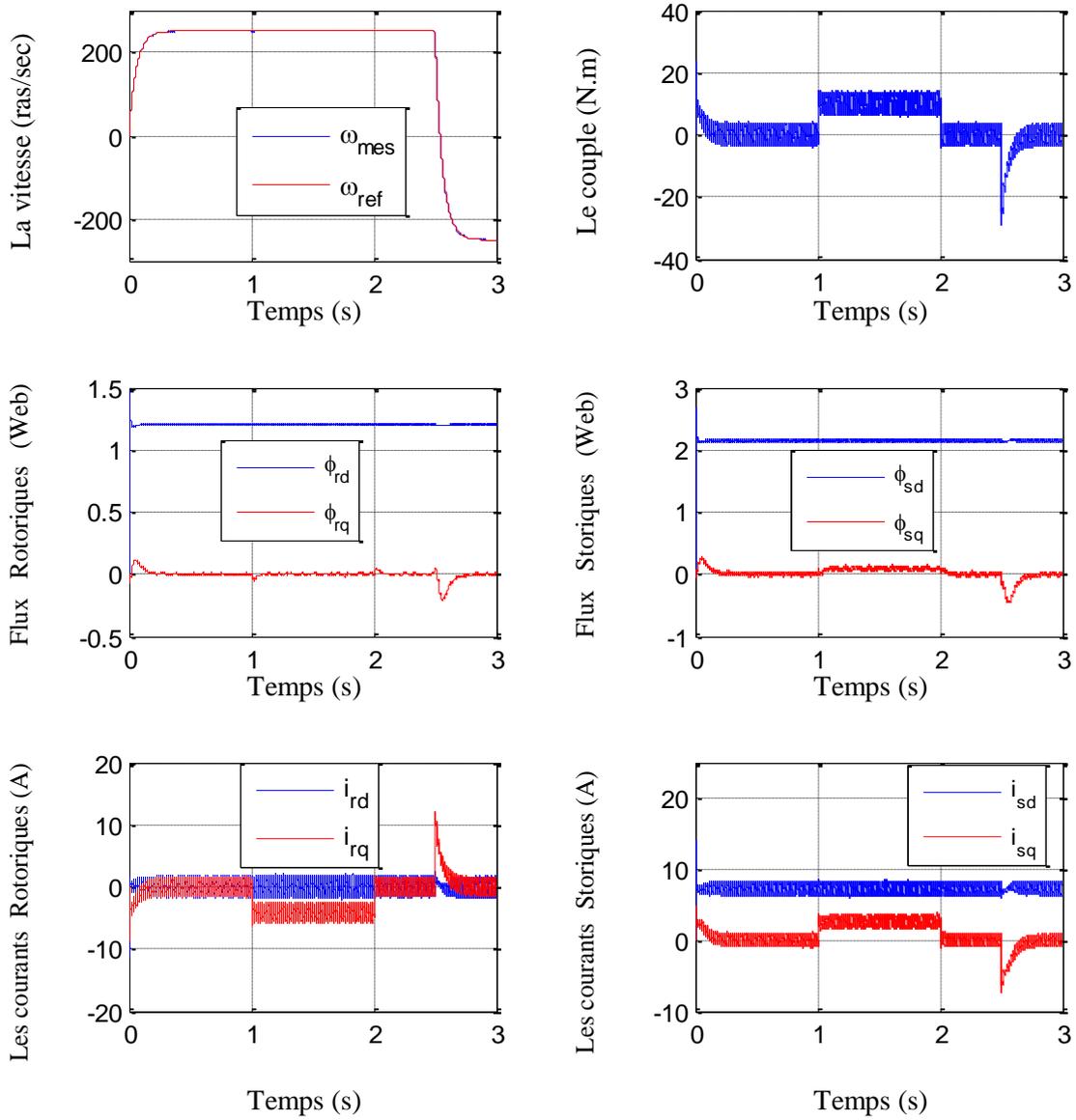
Nous avons simulé le système pour une augmentation de +50% de la résistance rotorique ( $R_r$ ), ensuite pour une valeur nominale de  $R_r$ , on fait augmenter la résistance statorique  $R_s$  de +50% de sa valeur nominale, après on a procédé à une variation de l'inductance statorique de +20%.

Les figures (III.9 -III.10 -III.11) illustrent les résultats du test de simulation. Ces figures montrent que ces variations paramétriques introduites n'influent carrément pas sur les performances de la commande.



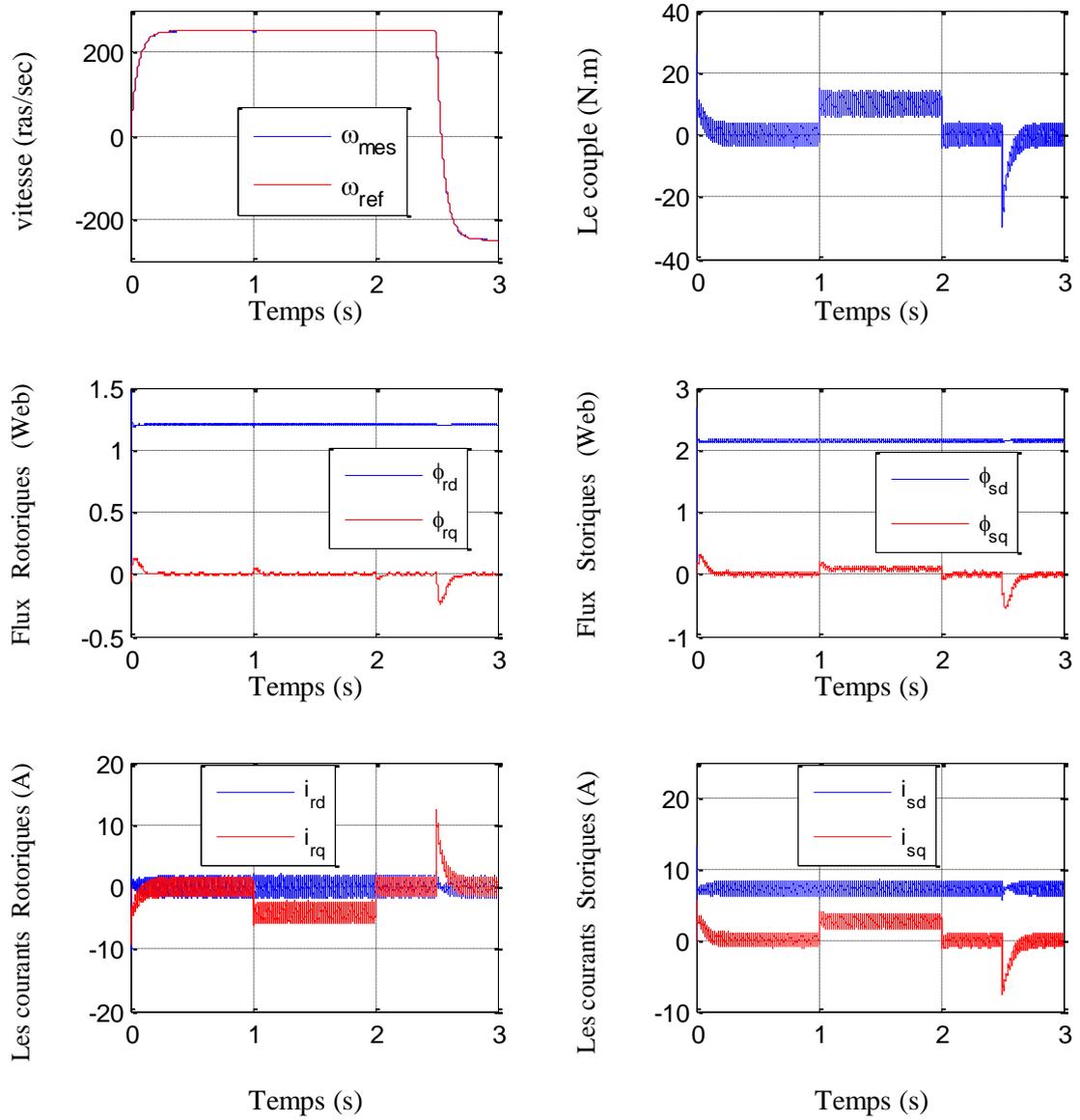
**Figure III.9 :** Test de robustesse pour une variation de la résistance  $R_r$  de +50%

Test de robustesse pour une variation de la résistance  $R_s$  de +50%



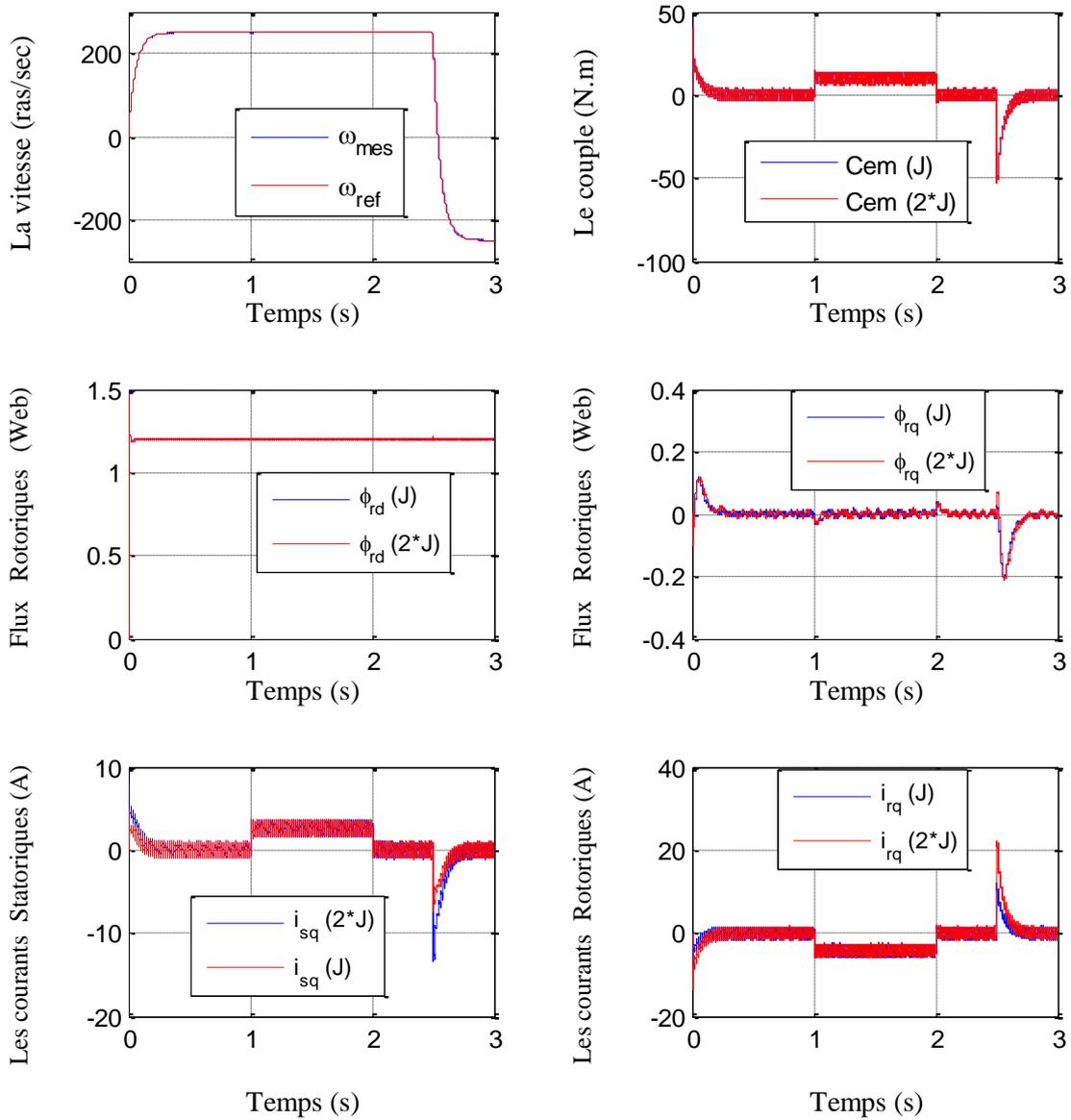
**Figure III.10:** Test de robustesse pour une variation de la résistance  $R_s$  de +50%

Test de robustesse pour une variation de l'inductance statorique de 20% de  $L_{sn}$



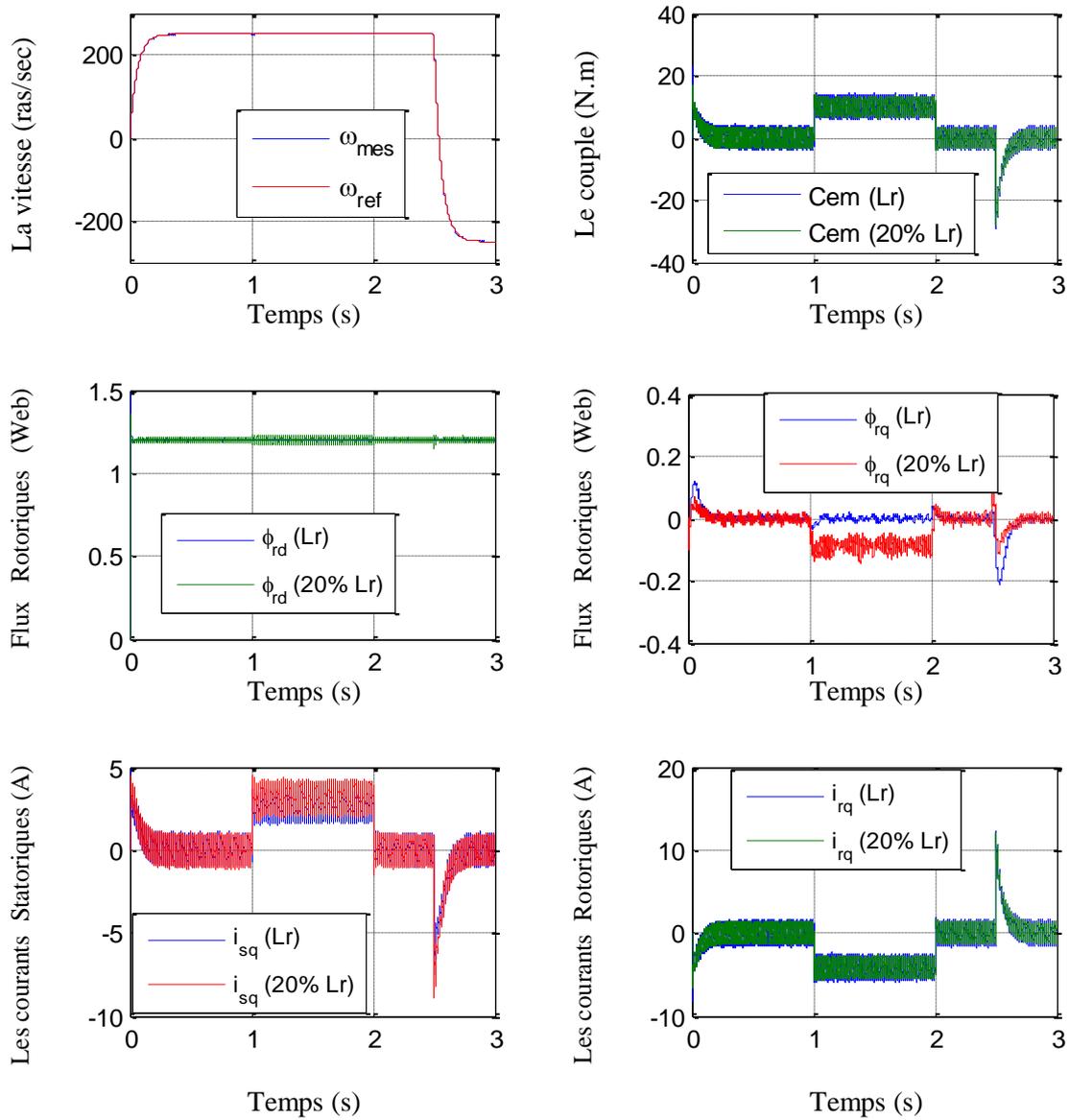
**Figure III.11 :** Test de robustesse pour une variation de l'inductance statorique de 20% de  $L_{sn}$

Les figures (III.12) montre que la variation du moment d'inertie n'a que très peu d'influence sur les courant rotoriques et statoriques, pendant les phases transitoires (démarrage et inverse du sens de rotation).



**Figure III.12 :** Test de robustesse pour une variation de moment d'inertie de  $2*J_n$

D'après les résultats illustrés par la figure (III.13), nous constatons que lors d'une variation de +20% de  $L_r$ , le flux  $\phi_{rq}$  est affecté surtout pendant les phases transitoires et l'application de la charge.



**Figure III.13 :** Test de robustesse pour une variation de l'inductance rotorique de 20% de  $L_m$

### **III.8. Conclusion**

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié une structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la Machine asynchrone doublement alimentée.

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone reste la méthode la plus répondeuse. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. Elle permet de rendre la forme du couple du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) similaire à celle de la machine à courant continu (MCC) .

Le chapitre suivant sera consacré au développement une commande sans capteur de vitesse de la MADA basées sur l'observateur de Luenberger.

---

## *Chapitre IV*

---

### *Commande sans Capteur Mécanique de la MADA par Observateur de Luenberger*

### IV.1. Introduction

La commande vectorielle de la MADA requiert l'installation d'un codeur incrémental afin de pouvoir mesurer la vitesse et/ou la position rotorique. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples. D'abord, la présence du capteur augmente le volume et le coût global du système. Ensuite, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui peut constituer un inconvénient pour des machines de petite taille. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même. Dans ces conditions, il est nécessaire de reconstruire l'état de la machine à partir des tensions et des courants statoriques facilement mesurables ou estimables. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Les méthodes proposées sont basées sur des estimateurs et des observateurs qui conduisent à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides dépendent du modèle de la machine asynchrone, [Sal-07], [Mah-18]. Ce chapitre propose une technique d'observation de la vitesse et du flux rotorique de type observateur de Luenberger pour la MADA sans capteur mécanique. Le lecteur intéressé pourra se reporter vers les références bibliographiques suivantes [Tab-16], [Kri-16].

### IV.2. Principe d'un observateur

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la figure IV.01 Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains  $L$  permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur

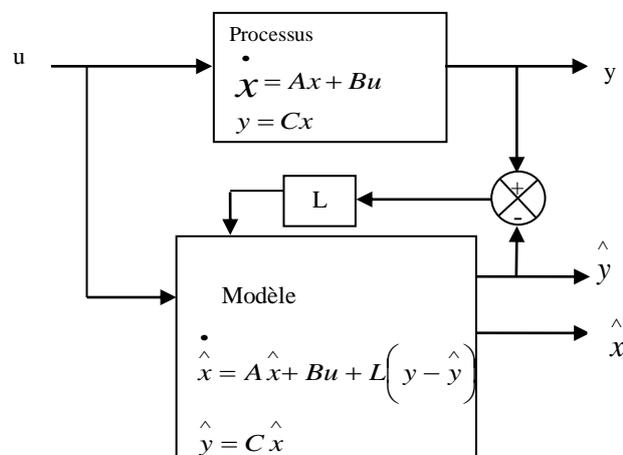


Figure (IV.01) : Principe d'un observateur d'état

Ce schéma de principe d'observateur (figure IV.01), permet de mettre en oeuvre toutes sortes d'observateurs, leur différence se situant uniquement dans la synthèse de la matrice de gain  $L$ .

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement : un vecteur d'entrée  $u$  du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état  $\hat{x}$  constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie  $y$  dont les composantes sont mesurables (courants, tension dans le cas de moteur asynchrone sans capteur mécanique). Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence est multipliée par une matrice de gain  $L$  et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain  $L$  tel quel les valeurs propres de  $(A-LC)$  soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement, [Che-14].

#### ***IV.2.1. Choix des grandeurs***

- Paramètres du modèle : connus et invariants
- Courants statoriques : mesurés
- Pulsation et tensions statoriques : fournies par la commande
- Flux rotoriques et Vitesse rotorique : à observer.

#### ***IV.2.2. Détermination de la matrice de gains $L$***

La détermination de la matrice  $L$  utilise la procédure conventionnelle de placement de pôles. On procède par l'imposition des pôles de l'observateur et par conséquent de sa dynamique. On détermine les coefficients de  $L$  en comparant l'équation caractéristique de l'observateur «  $\det(\lambda I - (A - LC)) = 0$  » avec celle que l'on souhaite imposer, [Che-14].

Les équations du modèle de la machine sont exprimées par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{IV.01})$$

Le modèle d'état de l'observateur de Luenberger utilisé pour l'estimation du flux rotorique et des courants statoriques (mesurés) est donné par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{IV.02})$$

Ou sous la forme

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = (A - LC)\hat{x}(t) + Bu(t) + Ly(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{IV.03})$$

$$\text{Avec } x = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \phi_{rd} & \phi_{rq} \end{bmatrix}^T ; \quad \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} & \hat{i}_{sq} & \hat{\phi}_{rd} & \hat{\phi}_{rq} \end{bmatrix}^T ; \quad y = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix}^T ; \\ u = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} & v_{rd} & v_{rq} \end{bmatrix}^T$$

L'erreur d'estimation est déterminée par la différence (IV.02)-(IV.03)

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) \quad (\text{IV.04})$$

Cette erreur convergera vers zéro par un choix convenable de la matrice des gains  $L$  afin de rendre la matrice  $A_0 = (A - LC)$  stable, ou les valeurs propres de cette matrice sont à partie réelles négatives. La méthode d'imposition des pôles consiste à choisir les pôles de l'observateur de façon à accélérer sa dynamique par rapport au système (les pôles de l'observateur sont proportionnelles à celles du moteur),

Définissons la matrice  $L$  dans sa forme spécifique :

$$L = \begin{bmatrix} L_1 I + L_2 J \\ L_3 I + L_4 J \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.05})$$

$L_1, L_2, L_3, L_4$  sont données par :

$$\begin{cases} L_1 = (k-1) \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) \\ L_2 = (k-1) \cdot \hat{\omega}_r \\ L_3 = \frac{(k^2-1)}{\delta} \left( \gamma - \delta \frac{L_m}{T_r} \right) + \frac{(k-1)}{\delta} \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) \\ L_4 = \frac{(k-1)}{\delta} \hat{\omega}_r \end{cases} \quad (\text{IV.06})$$

Ou  $k$  : Constante positive

Les pôles de l'observateur sont choisis afin d'accélérer sa convergence par rapport à la dynamique du système en boucle ouverte en générale, mais ils doivent rester lents par rapport aux bruits de mesure, ce qui fait que l'on choisit la constante  $k$  usuellement petite.

### IV.3. Application de l'observateur de Luenberger à la MADA

#### IV.3.1. Modèle d'état de la MADA dans le repère $(\alpha, \beta)$

Le modèle de la MADA dans le repère  $(\alpha, \beta)$  est défini par le système d'équations suivant, [Mah-18]:

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\lambda i_{s\alpha} + \omega_s i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + \omega.K \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} + K v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\omega_s i_{s\alpha} - \lambda i_{s\beta} - \omega.K \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} + K v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} + \omega. \phi_{r\beta} + v_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \omega. \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + v_{r\beta} \end{cases} \quad (IV.07)$$

$$\text{Ou : } \text{Tr} = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \lambda = \frac{1}{\sigma.T_r}; K = \frac{L_m}{\sigma L_s.L_r}$$

#### IV.3.2. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons  $\hat{X}$

$$\text{Tel que : } \hat{X} = [\hat{i}_{s\alpha} \quad \hat{i}_{s\beta} \quad \hat{\phi}_{r\alpha} \quad \hat{\phi}_{r\beta}]^T$$

D'après l'équation (IV.01) on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -\lambda \hat{i}_{s\alpha} + \omega_s \hat{i}_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + \omega.K \hat{\phi}_{r\beta} + \left( \frac{1}{\sigma L_s} \right) v_{s\alpha} + K v_{r\alpha} + L_1 (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - L_2 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = -\omega_s \hat{i}_{s\alpha} - \lambda \hat{i}_{s\beta} - \omega.K \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \left( \frac{1}{\sigma L_s} \right) v_{s\beta} + K v_{r\beta} + L_2 (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - L_1 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} = \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + \omega. \hat{\phi}_{r\beta} + v_{r\alpha} + L_3 (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - L_4 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} = \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_{s\beta} - \omega. \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + v_{r\beta} + L_4 (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - L_3 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \end{cases} \quad (IV.08)$$

Ce qui conduit à l'équation :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & K\hat{\omega} \\ -\omega_s & -\lambda & -K\hat{\omega} & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & +\hat{\omega} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\hat{\omega} & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & K & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & K \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ L_2 & L_1 \\ L_3 & -L_4 \\ L_4 & L_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.09})$$

Cette présentation prend alors la forme suivante :

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega_r)\hat{X} + BU + L(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{IV.10})$$

$$\text{Avec: } (I_s - \hat{I}_s) = (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}, i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) = (e_{s\alpha} \quad e_{s\beta})$$

### IV.3.3. Observateur adaptatif de Luenberger (Estimation de la vitesse)

Supposons maintenant que la vitesse  $\omega$  est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer. L'équation d'état de cet observateur est donnée par (IV.10)

$$\text{Avec } A(\omega) = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \hat{\omega}.K \\ -\omega_s & -\lambda & -\hat{\omega}.K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \hat{\omega} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\hat{\omega} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de Lyapunov [jou-11], en choisissant une fonction candidate adéquate. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, et donnée par (IV.04), peut être reformulée par:

$$\dot{e} = (A - LC)e + (\Delta A)\hat{X} \quad (\text{IV.12})$$

$$\text{Ou} \quad \Delta A = A(\omega) - A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & K\Delta\omega \\ 0 & 0 & -K\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

$$\text{Avec : } e = (X - \hat{X}) = (e_{is\alpha} \quad e_{is\beta} \quad e_{\phi r\alpha} \quad e_{\phi r\beta})^T$$

$$\text{Et } \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$$

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = e^T e + \frac{(\Delta\omega)^2}{\lambda} \quad (\text{IV.14})$$

Ou  $\lambda$  : Constante positive

La dérivée de cette fonction par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} \cdot e + e^T \cdot \left\{ \frac{de}{dt} \right\} + \frac{2}{\lambda} (\Delta\omega) \cdot \frac{d(\Delta\omega)}{dt} \quad (\text{IV.15})$$

Nous savons de (IV.04) que,  $\dot{e} = (A - LC)e$ , remplaçons( cette expression dans (IV.14),

$$\text{on obtient :} \quad \frac{dV}{dt} = (A - LC)^T e^T \cdot e + e^T (A - LC)e + \frac{2}{\lambda} (\Delta\omega) \frac{d}{dt} \Delta\omega$$

$$\frac{dV}{dt} = e^T [(A - LC)^T + (A - LC)]e - 2\Delta\omega \cdot (e_{is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} (\Delta\omega) \frac{d}{dt} \Delta\omega \quad (\text{IV.16})$$

Une condition suffisante pour avoir une stabilité asymptotique uniforme est que  $\frac{dV}{dt} < 0$ ,

ce qui revient à annuler les deux derniers termes sachant que le premier terme est négatif (imposé par la matrice des gains  $L$ ), ce qui implique :

$$2\Delta\omega \cdot (e_{is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) = \frac{2}{\lambda} (\Delta\omega) \frac{d}{dt} \hat{\omega}, \text{ et de cette équation on obtient :}$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int_0^t (e_{is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{IV.17})$$

Cependant, cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante, et afin d'améliorer la réponse de cet algorithme, on estime la vitesse par un régulateur PI d'où la nouvelle expression de la vitesse :

$$\hat{\omega}_r = K_p (e_{is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) + K_i \int (e_{is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) \cdot dt \quad (\text{IV.18})$$



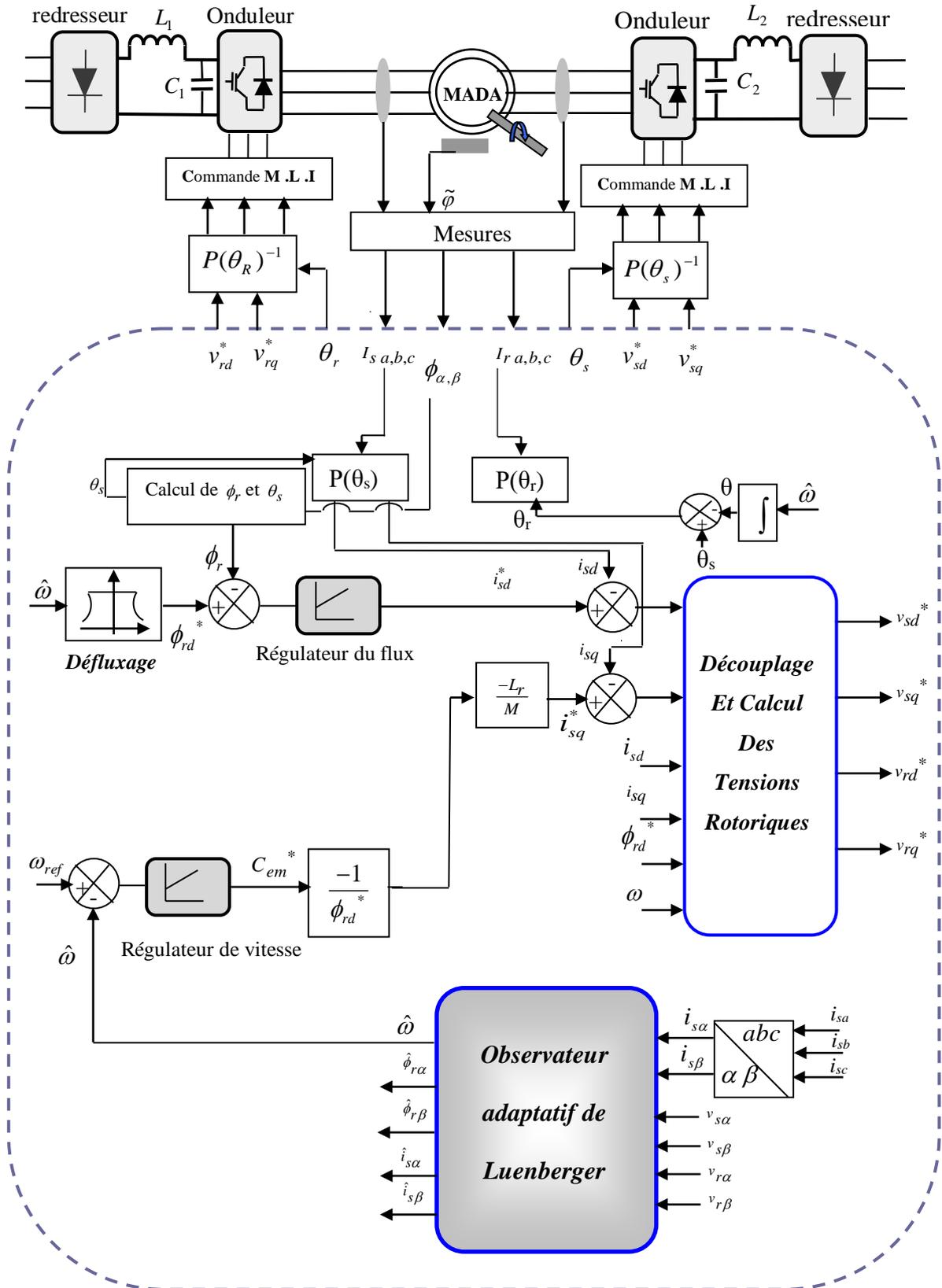


Figure (IV.03) : Structure générale de la commande sans capteur de la MADA basée sur l'observateur de Luenberger

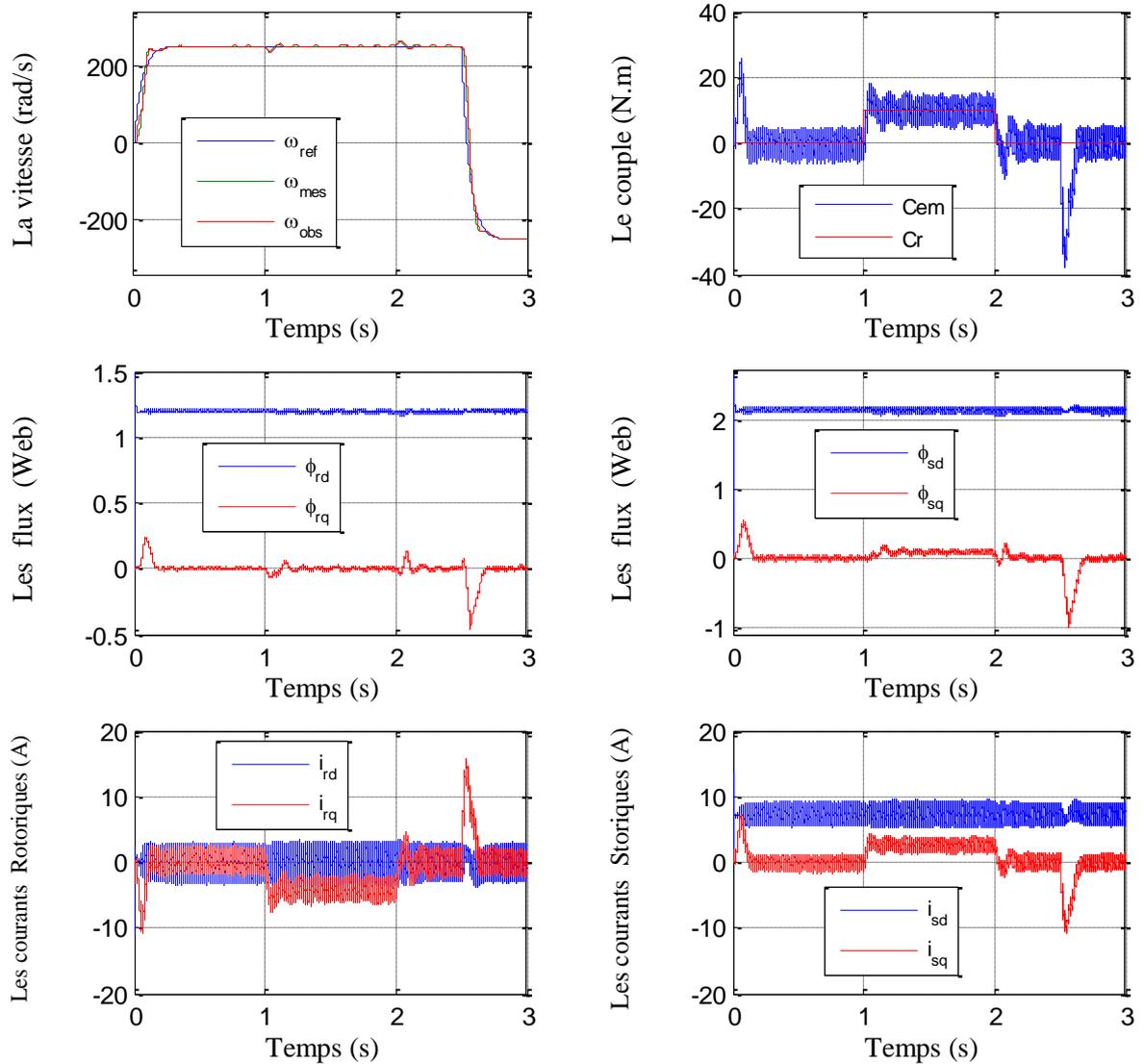
#### **IV.4. Résultats de simulation et interprétations**

Le schéma bloc du système d'entraînement de la MADA à flux rotorique orienté sans capteur de vitesse est donné par la figure (IV.03). Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de l'observateur de Luenberger plusieurs cas seront traités, à savoir, le démarrage à vide suivie par l'introduction d'un couple de charge et l'inversion du sens de rotation, l'influence des variations paramétriques (résistances statorique et rotorique) sur cette commande. Ainsi, plusieurs réponses dynamiques seront présentées et discutées pour valider l'algorithme de commande utilisé. Rappelons que la vitesse est réglée par un PI classique et l'étude est consacrée à celui-ci seulement. Les résultats de simulation obtenus sont représentés par les figures (IV.04-05-06).

##### ***IV.4.1. Influence de la variation du couple de charge et inversion de sens de rotation de la vitesse***

Afin de tester la robustesse de l'algorithme de commande associé à l'observateur de Luenberger, on applique un changement de la consigne de vitesse de 250 rad/s à -250 rad/s à partir de l'instant  $t=2.5s$ , sous l'application d'un couple de charge égal à 10 N.m entre les instants  $t_1= 1s$  et  $t_2 = 2s$  respectivement. Nous avons obtenu les résultats de la figure (IV.04).

On constate que l'estimation de la vitesse de rotation est presque parfaite. La vitesse estimée poursuit parfaitement la vitesse réelle avec une erreur statique nulle. On observe une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible. On observe aussi une excellente orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique. Pendant les évolutions des consignes, et en particulier lors de l'inversion de rotation le changement du sens du couple ne dégrade pas l'orientation du flux.



**Figure IV.04 :** Résultats de simulation de la DFOC sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge puis d'une inversion de sens de rotation

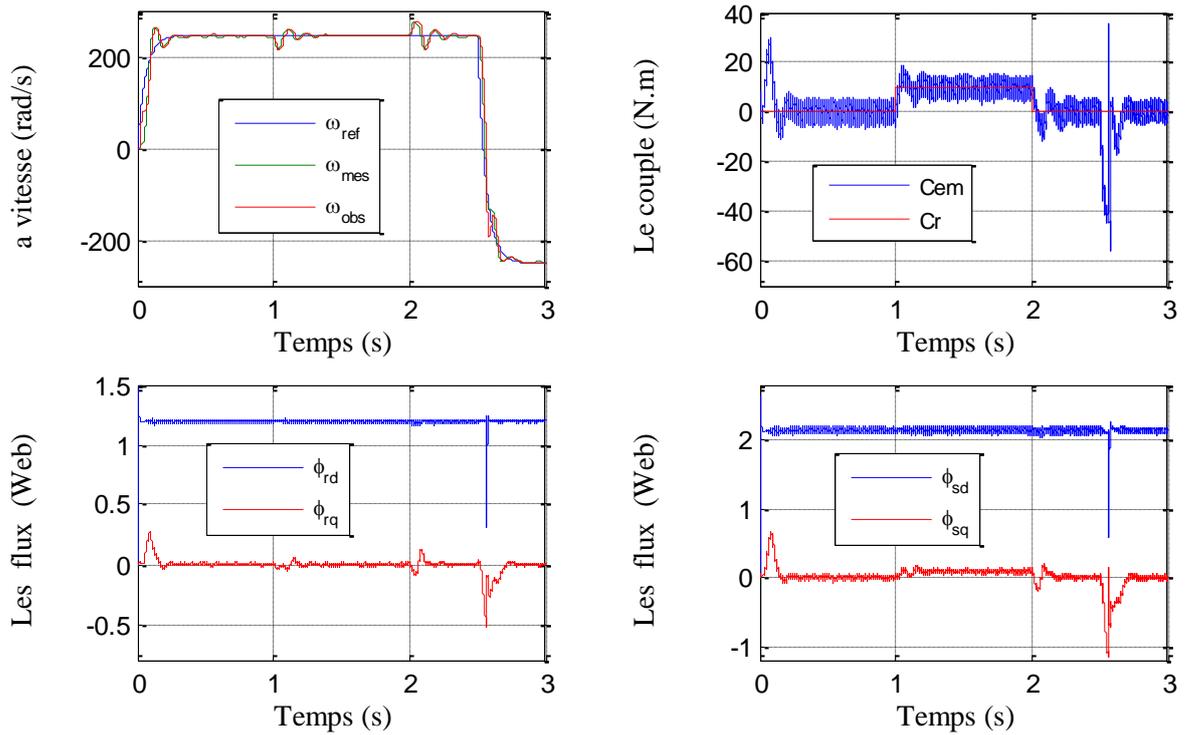
#### IV.4.2. Influence des variations paramétriques

Dans le but de tester l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur l'observateur de Luenberger, nous avons introduit une variation de +50% de  $R_r$  dans le premier teste, ensuite une variation de +50% de  $R_s$ . Nous avons obtenu les résultats comme montrés à la figure (IV.5) et (IV.6), respectivement. On remarque qu'à chaque instant de variation de résistance rotorique, toutes les grandeurs de la machine à savoir, la vitesse, le flux et le couple électromagnétique présentent une petite perturbation surtout pendant les

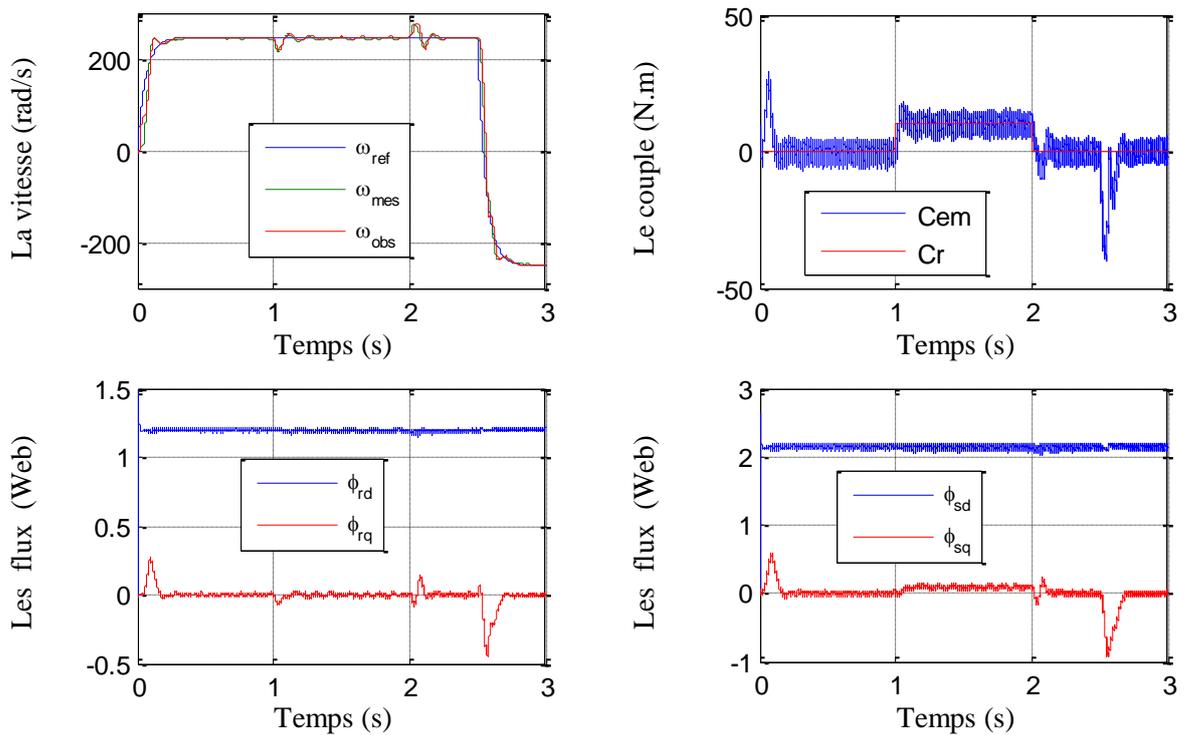
évolutions des consignes, et en particulier lors de l'inversion de rotation mais cette variation de résistance ne dégrade pas l'orientation du flux.

Pour une valeur nominale de  $R_r$ , on fait augmenter la résistance statorique  $R_s$  de +50% de sa valeur nominale. On remarque aussi que cette variation présente une petite perturbation pendant l'application de charge mais elle ne dégrade pas l'orientation du flux.

Suivant les résultats de simulation obtenus on peut dire que notre commande sans capteur de vitesse permet d'atteindre de bonnes performances, mais elle n'est pas robuste vis-à-vis des variations des résistances.



**Figure IV.05 :** Résultats de simulation de la DFOC sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger lors de variation de +50% de  $R_r$ .



**Figure IV.06 :** Résultats de simulation de la DFOC sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger lors de variation de +50% de  $R_s$ .

## **IV.5. Conclusion**

Nous avons exposé le long de ce chapitre une technique d'observation de la vitesse et du flux rotorique d'une MADA utilisant l'observateur de Luenberger et une simulation numérique dans l'environnement Matlab-Simulink a été effectuée pour valider ces performances.

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que la technique d'observation proposée est valable pour les conditions nominales. D'autre part, l'observateur étudié possède une bonne robustesse vis-à-vis de la variation de la charge et de la poursuite, permettant d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit. Par contre, cette technique n'est pas robuste face aux variations paramétriques à des degrés différents, telles que la résistance rotorique et statorique. A cet effet, l'adaptation en ligne de ces paramètres est indispensable afin de résoudre ce problème.

---

## *Conclusion Générale*

---

## Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire porte essentiellement sur la commande sans capteur mécanique de vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation.

Les stratégies de commande sans capteur mécanique visent à développer des variateurs de hautes performances, en s'affranchissant de la mesure directe de la vitesse ou de la position, celle-ci est alors remplacée par un algorithme de calcul permettant de reconstituer la vitesse du moteur à partir des grandeurs électriques mesurables.

Les techniques d'observation issues de l'automatique classique, assurent des performances considérées comme satisfaisantes dans le domaine des grandes et moyennes vitesses.

Afin de réaliser les objectifs du mémoire, nous avons réparti notre manuscrit en quatre chapitres: Le premier chapitre de ce travail, a été consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et les différentes configurations d'alimentations. Afin de mieux maîtriser la machine, le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation de la MADA et de son alimentation, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation. Dans le but de régler la vitesse, la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique utilisant un régulateur de vitesse classique (PI) a été appliquée à la MADA dans le troisième chapitre

Dans le quatrième chapitre, on a présenté une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MADA utilisant un observateur de Luenberger. L'étude théorique a fait l'objet d'une validation par simulation numérique dans l'environnement MATLAB-SIMULINK. Le comportement du système d'entraînement a été vérifié par des tests, les performances obtenues montrent l'efficacité de l'observateur proposé.

Les travaux effectués dans ce mémoire nous dirigent vers plusieurs perspectives de recherche qu'il apparaît utile de citer :

- ✓ L'application des régulateurs de l'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques pour augmenter les performances de la commande appliquée.

- ✓ Etude d'autres configurations d'alimentations de la MADA.
- ✓ Application d'autres techniques de commande, telles que : la commande de ***Backstepping***.

---

# *Bibliographie*

---

---

## Bibliographie

- [Ard-10] *S. Ardjoun*, «Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation», Mémoire de Magister de l'Université de Sidi-Bel-Abbes»,2010.
- [Amo-16] *N. Amouchas, A. Boutaleb*, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI". Mémoire de Master, université de TLEMCEM, 2017.
- [Akk-10] *N. Akkari*, « contribution à 'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation » thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [Bag-99] *L. Baghli*, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de docteur, l'université Henry Poincaré, Nancy-I. 1999.
- [Ben-10] *L. Benalia*, « commande en tension des moteurs à induction double alimentation », thèse de doctorat, université Batna , juin 2010.
- [Ber-17] *A. Berrahou, A. Belmekhfi*, " Observateur à Modes Glissants Dédié à la Commande sans Capteur de Vitesse d'une MADA", Mémoire de Master, université de Saida, 2017.
- [Bou-17] *El. Bounadja*, « commande d'une machine asynchrone a double alimentation en régime sature », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2017.
- [Cha-15] *Y. CHALABI*, " Modélisation et commande neuro-floue de la machine asynchrone à double alimentation", Mémoire de Magister. ENPO Oran, 2015.
- [Cha-10] *A. Chaïba*, «Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des Techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de Doctorat, Université de Batna, Alger, 2010.
- [Che-08] *DJ. Cherifi*, « Les Contrôleurs Adaptatifs pour la Commande de Vitesse d'un Moteur Asynchrone », Mémoire de Magister, ENSET d'Oran. 2008.
- [Che-09] *S. Chekroun*, « Commande NEURO-FLOUE Sans Capteur de Vitesse D'une Machine Asynchrone Triphasée », Mémoire de Magister, ENSET d'Oran. 2009.
- [Che-14] *DJ. Cherifi*, « Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de Doctorat., U.S.T.O d'Oran. 2014.
- [Dri-05] *S.Drid*, «Contribution à la modélisation et la commande robuste d'une machine à induction double alimenté à flux orienté avec optimisation de la structure

---

d'alimentation», thèse de doctorat, université Batna 2005.

- [Elb-09] **Elbia Youcef**, «Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté», Mémoire de magister ,université de Batna juin 2009.
- [Fen-13] **A.Fenni**, « commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation la MADA», Université Mohamed Khaydar Biskra, 19/12/2013.
- [Ghe-06] **F. Ghers**, « Application des techniques de commandes intelligentes pour le controle d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, universite badji mokhtar-Annaba, 2006.
- [Gou-04] **R. Gouri**, « Commande par mode flou glissant et par backstepping de la machine asynchrone » Mémoire de Magister, Université de Bechar, 2004.
- [Kho-06] **S. Khojet el khlil**, « commande véctorielle d'une machine asynchrone doublement alimenté MADA », Ecole doctorale GEET, Toulouse 2006.
- [Kri-16] **S. Krim, S. Benhafian**, " Commande d'une Machine Asynchrone sans Capteur Mécanique avec Observateur du Flux Rotorique par Mode Glissant ", Mémoire de Master, université de Saida, 2016.
- [Lou-17] **K. Loukal**, «Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux», Thèse de Doctorat, l'Université de M-sila, 2017.
- [Mah-18] **H. Mahfoud, N. Belhadj**, " Commande sans Capteur Mécanique d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Dotée d'un Observateur D'ordre Complet ", Mémoire de Master, université de Saida, 2018.
- [Tab-16] **N. Tabti, L. Souidi**, " Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction double alimentée", Mémoire de Master, université de Saida, 2016.
- [Sal-07] **G. Salloum**, « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation», Ecole doctoral GEET, Toulouse 2007.
- [Vid-04] **PE. Vidal**, «Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation», Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

---

# *Annexes*

---

## Annexes

### 1- Paramètres de la MADA utilisée dans la simulation

<i>Paramètre</i>	<i>Grandeur (Unité)</i>	<i>Valeur</i>
<b>Grandeurs mécaniques</b>		
Puissance mécanique	$P_m$ (KW)	1.5
Vitesse de rotation	$N$ (Tr/mn)	1500
Nombre de paires de pôles	$p$	2
Inertie	$J$ (Kg.m <sup>2</sup> )	0.01
Coefficient de frottements visqueux à vide	$f_0$ (N.m.s/rd)	0.0027
<b>Grandeurs électriques</b>		
Couplage stator		étoile
Couplage rotor		étoile
Fréquence statorique nominale	$f_{sn}$ (Hz)	50
Fréquence rotorique nominale	$f_{rn}$ (Hz)	50
Tension simple stator nominale	$V_{sn}$ (V)	220
Tension simple rotor nominale	$V_{rn}$ (V)	130
Courant de ligne stator nominal	$I_{sn}$ (A)	4.3
Courant de ligne rotor nominal	$I_{rn}$ (A)	4.5
Résistance d'enroulement du stator	$R_s$ ( $\Omega$ )	1.75
Résistance d'enroulement du rotor	$R_r$ ( $\Omega$ )	1.68
Inductance cyclique du stator	$L_s$ (mH)	295
Inductance cyclique du rotor	$L_r$ (mH)	104
Mutuelle inductance cyclique	$M$ (mH)	165