

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 :

**Application des Techniques Avancées à la Commande  
Non Linéaire de la MADA**

Présenté par :

**khorsi Oussama  
Mokhtari Ayoub**

Devant le jury composé de :

**Dr. A. Youcef**

**Dr. Dj. CHERIFI**

**Dr. T. MOHAMMED CHIKOUCHE**

**Dr. A. Merah**

Président

Encadreur

Examineur

Examineur

Soutenu le 03/07/2019  
Promotion 2018-2019

# *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.

## Dédicace

Je dédie ce travail :

- A ma cher tante que je remercie énormément pour sa patience, soutien, amour et sacrifice. Que dieu la protège.
- A mes chers parents.
- A mon maître du Coran.
- A mon cher ami **Bouazza Tahar**.
- A mes frères.
- A toute ma famille.
- A tous mes amis.

**OUSSAMA**

## **Dédicace**

Je dédie ce modeste travail :

- A mon père défunt que Dieu le rentre dans sa miséricorde.
- A ma mère.
- A mes frères.
- A toute ma famille.
- A tous mes amis.

**AYOUB**

---

# *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. Description et modes de fonctionnement de la MADA</b> .....	<b>03</b>
I.2.1. Description de la MADA.....	03
I.2.2. Mode de fonctionnement de la MADA .....	04
I.2.2.1. Fonctionnement en moteur hypo synchrone.....	04
I.2.2.2. Fonctionnement en moteur hyper synchrone.....	05
I.2.2.3. Fonctionnement en génératrice hypo synchrone.....	05
I.2.2.4. Fonctionnement en génératrice hyper synchrone.....	06
<b>I.3. Différentes stratégies de commande de la MADA</b> .....	<b>06</b>
I.3.1. Commande de la MADA par un seul convertisseur .....	06
I.3.2. Commande de la MADA par deux onduleurs .....	07
<b>I.4. Avantages et inconvénients de la MADA</b> .....	<b>08</b>
I.4.1. Avantages de la MADA.....	08
I.4.2. Inconvénients de la MADA .....	09
<b>I.5. Domaines d’application de la MADA</b> .....	<b>10</b>
<b>I.6. Conclusion</b> .....	<b>10</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 da la MADA</b> .....	<b>11</b>
II.3.1. Représentation de la machine dans l’espace électrique .....	11
II.3.2. Equations électriques de la machine.....	12
II.3.3. Equations magnétique .....	13
II.3.4. Le couple électromagnétique .....	14
<b>II.4. Modélisation diphasé de la MADA</b> .....	<b>15</b>
II.4.1. Transformation de Park .....	15
II.4.2. Equations électriques dans le repère de Park .....	18
II.4.3. Equations magnétiques.....	18
II.4.4. Le couple électromagnétique .....	19
II.4.5. Choix de référentiel de Park .....	19

<b>II.5. Modèle d'état 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. Modélisation de la commande a modulation de largeur d'impulsion .....	24
II.6.2.1. Commande MLI sinus triangle .....	24
<b>II.7. Simulation numérique .....</b>	<b>25</b>
II.7.1. Interprétation des résultats de simulation .....	28
<b>II.8. Conclusion .....</b>	<b>29</b>
<b>Chapitre III : Commande vectorielle par orientation du flux da la MADA</b>	
<b>III.1. Introduction .....</b>	<b>29</b>
<b>III.2. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux .....</b>	<b>29</b>
<b>III.3. Choix d'orientation du flux .....</b>	<b>30</b>
<b>III.4. Méthode de la commande vectorielle.....</b>	<b>32</b>
III.4.1. Commande vectorielle directe .....	32
III.4.2. Commande vectorielle indirecte .....	32
<b>III.5. Structure de la commande vectorielle directe .....</b>	<b>33</b>
III.5.1. Défluxage .....	33
III.5.2. Principe du découplage par compensation.....	34
III.5.3. Estimation du flux statorique.....	34
III.5.4. Calcul des correcteurs .....	35
a. Régulation du courant rotorique directe .....	35
b. Régulation du courant rotorique quadrature .....	37
c. Correcteur du flux $\phi_{sd}$ .....	37
d. Régulateur PI de vitesse .....	38
<b>III.6. Résultats et interprétations.....</b>	<b>39</b>
III.6.1. Inversion du sens de rotation .....	40
III.6.2. Robustesse vis-à-vis la variation paramétriques .....	42
III.6.2.1. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.....	42
III.6.2.2. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique.....	43
III.6.2.3 Robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie.....	44
<b>III.7. Conclusion.....</b>	<b>45</b>
<b>Chapitre IV : Commande par mode glissant de la MADA</b>	
<b>IV.1. Introduction .....</b>	<b>46</b>
<b>IV.2. Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement.....</b>	<b>46</b>
IV.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande .....	47
IV.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	47
IV.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente .....	48
<b>IV.3. Principe de la commande à régime glissant .....</b>	<b>48</b>
<b>IV.4. Conception de la commande par mode glissant.....</b>	<b>49</b>

IV.4.1. Choix de la surface de glissement.....	49
IV.4.2. Condition d'existence et de convergence du régime glissant .....	50
IV.4.2.1. La fonction discrète de commutation .....	50
IV.4.2.2. La fonction de Lyapunov.....	50
IV.4.3. Détermination de la loi de commande .....	51
<b>IV.5. Application de la commande par mode glissant au MADA.....</b>	<b>53</b>
IV.5.1. Surface de régulation de la vitesse .....	54
IV.5.2. Surface de régulation du flux statorique.....	55
IV.5.3. Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation.....	55
IV.5.4. Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation.....	56
<b>IV.6. Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotorique par mode glissant .....</b>	<b>57</b>
<b>IV.7. Résultats de simulation .....</b>	<b>59</b>
IV.7.1 Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations.....	59
IV.7.2. Test de robustesse.....	60
<b>IV.8. Conclusion.....</b>	<b>64</b>
<b>Chapitre V : Commande par mode glissant flou de la MADA</b>	
<b>V.1. Introduction.....</b>	<b>65</b>
<b>V.2. La logique flou.....</b>	<b>65</b>
<b>V.3. Principe de la logique floue .....</b>	<b>65</b>
<b>V.4. Notions de base de la logique floue .....</b>	<b>65</b>
V.4.1. Ensemble ordinaire et ensemble flou .....	65
V.4.2. Fonction d'appartenance .....	66
V.4.3. Univers de discours.....	67
V.4.4. Caractéristiques d'un ensemble flou .....	67
V.4.5. Les opérateurs des ensembles flous .....	68
<b>V.5. Structure générale d'un contrôleur flou.....</b>	<b>70</b>
V.5.1. Interface de fuzzification.....	71
V.5.2. Base des règles et inférence floue .....	71
V.5.3. Mécanisme d'inférence flou .....	72
V.5.4. Interface de fuzzification.....	72
V.6. Principe de la commande par mode glissant flou.....	73
<b>V.7. Résultats de simulation et discussions .....</b>	<b>75</b>
V.7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge .....	76
V.7.2. Tests de robustesse.....	77
<b>V.8. Conclusion .....</b>	<b>79</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>80</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>82</b>
<b>Annexes</b>	

---

## *Liste des Figures*

---

## *Liste des figures*

### *Chapitre I*

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

### *Chapitre II*

<b>Figure (II.01)</b>	: Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone triphasée à double alimentation	13
<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	17
<b>Figure (II.04)</b>	: Modèle Simulink de la MADA	21
<b>Figure (II.05)</b>	: Simulation de la MADA sans onduleur de tension	22
<b>Figure (II.06)</b>	: Schéma synoptique de la chaîne d'alimentation de la machine	23
<b>Figure (II.07)</b>	: Onduleur de tension à deux niveau	24
<b>Figure (II.08)</b>	: Principe de la technique MLI Sinus-Triangle	26
<b>Figure (II.09)</b>	: Description de la commande MLI Sinus-Triangle	27
<b>Figure (II.10)</b>	: Simulation de la MADA avec onduleur de tension	28

### *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 statorique	30
<b>Figure (III.03)</b>	: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA	33
<b>Figure (III.04)</b>	: Schéma de régulation de courant $i_{rd}$	36
<b>Figure (III.05)</b>	: Schéma de régulation de courant $i_{rq}$	37
<b>Figure (III.06)</b>	: Schéma bloc de régulation du flux statorique	38
<b>Figure (III.07)</b>	: Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur	38

	PI	
<b>Figure (III.08)</b>	: Réglage de vitesse par la commande vectorielle directe	40
<b>Figure (III.09)</b>	: Réglage de vitesse par la commande vectorielle directe lors de l'inversion du sens de rotation	41
<b>Figure (III.10)</b>	: Test de robustesse pour une variation de la résistance $R_r$ de +50%	42
<b>Figure (III.11)</b>	: Test de robustesse pour une variation de la résistance $R_s$ de +50%	43
<b>Figure (III.12)</b>	: Test de robustesse pour une variation du moment d'inertie de +50%	44

## *Chapitre IV*

<b>Figure (IV.01)</b>	: Structure de régulateur par commutation au niveau de l'organe de commande	47
<b>Figure (IV.02)</b>	: Structure de régulateur par commutation au niveau de la contre réaction d'état	47
<b>Figure (IV.03)</b>	: Structure de réglage par ajout de la commande équivalenta	48
<b>Figure (IV.04)</b>	: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	49
<b>Figure (IV.05)</b>	: Fonction sgn (commande de type relais)	52
<b>Figure (IV.06)</b>	: Fonction de saturation (commande adoucie)	53
<b>Figure (IV.07)</b>	: Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissant du MADA	58
<b>Figure (IV.08)</b>	: Réponses de la commande par mode de glissant lors de démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge et inverse du sens de rotation	60
<b>Figure (IV.09)</b>	: Test de robustesse pour une variation de résistance rotorique de 50% de $R_{rn}$	61
<b>Figure (IV.10)</b>	: Test de robustesse pour une variation de résistance statorique de 50% de $R_{sn}$	62
<b>Figure (IV.11)</b>	: Test de robustesse pour une variation de moment d'inertie de $1.5 * J_n$	63

## *Chapitre V*

<b>Figure (V.01)</b>	: Formes usuelles des fonctions d'appartenance	67
<b>Figure (V.02)</b>	: Caractéristiques d'un ensemble flou normalisé	68
<b>Figure (V.03)</b>	: Opérateurs logiques des (a) Ensembles flou (b) Ensembles booléennes	70
<b>Figure (V.04)</b>	: Schéma général d'un contrôleur flou	71
<b>Figure (V.05)</b>	: Fonction d'appartenance de l'entrée normalisée de la fonction flou	73
<b>Figure (V.06)</b>	: Fonctions d'appartenance de la sortie normalisée de la fonction flou	74
<b>Figure (V.07)</b>	: Représentation schématique du bloc de la commande par mode glissant flou du MADA	75
<b>Figure (V.08)</b>	: Résultats de simulation de la commande par mode glissant flou du MADA	76
<b>Figure (V.09)</b>	: Résultats de simulation de la commande par mode glissant flou du MADA lors la variation de la résistance statorique	77
<b>Figure (V.10)</b>	: Résultats de simulation de la commande par mode glissant flou du MADA lors la variation de la résistance rotorique	78
<b>Figure (V.11)</b>	: Résultats de simulation de la commande par mode glissant flou du MADA lors la variation du moment d'inertie	79

---

## *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
$L_f$	: Inductance du bus continu
$C_f$	: Capacité du bus continu
f.m.m	: Force magnétomotrice
$\theta$	: Angle entre un enroulement rotorique et son homologue statorique
$S_{a,b,c}$	: Axes des phases statoriques
$R_{a,b,c}$	: Axes des phases rotorique
$v_{s\ a,b,c}$	: Tension statorique dans un repère triphasé
$v_{r\ a,b,c}$	: Tension rotorique dans un repère triphasé
$I_{s\ a,b,c}$	: Courant statorique dans un repère triphasé
$I_{r\ a,b,c}$	: Courant rotorique dans un repère triphasé
s, r	: Indices relatifs au stator et au rotor respectivement
[] <sup>T</sup>	: 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 au 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 pole
f	: Coefficient de frottement visqueux
$J$	: Inertie du moteur

---

---

$\theta_s, \theta_r$	: 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
$V_{s\ d,q,o}$	: Tension statorique dans repère park
$V_{r\ d,q,o}$	: Tension rotorique dans repère park
$I_{s\ d,q,o}$	: Courant statorique dans un repère park
$I_{r\ d,q,o}$	: Courant rotorique dans un repère park
$X$	: Vecteur d'état
$U$	: Vecteur de commande
$i_a$	: Courant d'induit
$i_e$	: Courant d'inducteur
$T_s, T_r$	: Constante de temps électrique au stator (respectivement au rotor)
$V_{cs\ dq}$	: Tension statorique de commande
$V_{CR\ dq}$	: Tension rotorique de commande
$K_p$	: Gain proportionnel 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
$\omega_o$	: Pulsation propre
$H_{(s)}$	: Fonction de transfert en boucle fermée

---

---

# *Introduction Générale*

---

## Introduction Générale

La Machines Asynchrone à Double Alimentation « MADA » est très populaire puisqu'elle bénéficie de certains avantages par rapport à tous les autres types des machines à courant alternatif. Cette machine a connu une croissance spectaculaire au cours des dernières années, soit dans la chaîne de conversion électromécanique à vitesse variable, en tant que moteur pour des applications industrielles (laminage, la traction ferroviaire, la propulsion maritime ...) ou en tant que génératrice pour la production d'énergie électrique (énergie éolienne et hydraulique ...), [Cha\_15].

En effet, la MADA a été largement utilisée en raison de sa haute efficacité, de sa qualité énergétique, de la réduction des efforts sur les pièces mécaniques et de la réduction du bruit, [Ais-10]. Cependant, la MADA nécessite une commande difficile en raison de sa dynamique rapide, non-linéaire, très couplée et très sensible aux variations des paramètres internes et des perturbations externes, ce qui rend sa commande très délicate et complexe à mettre en œuvre. Pour résoudre ce problème, plusieurs algorithmes de commande ont été développés dans la littérature, afin d'améliorer sa performance, sa robustesse et sa stabilité, [Bou-16].

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit), [Har-11]. L'application de cette commande à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable [Mah-18]. En fait, la commande linéaire par orientation du flux basée sur les régulateurs PI est largement appliquée à la MADA, pour des raisons de simplicité. Mais les méthodes de commande de type PI ne sont pas efficaces lorsque le système est perturbé et caractérisé par une forte non-linéarité. Pour pallier à ces inconvénients, diverses approches ont été proposées permettant de remplacer les commandes de type

PI et améliorer la performance ainsi la robustesse des systèmes à base de la MADA, [Bou-16]. Le type de commandes modernes qui attiré beaucoup de chercheurs le long de ces dernières années est la commande par mode de glissement, [Lou-17]. Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode glissant, qui a été développée en Union Soviétique il y a plus des années, est une technique de commande non linéaire. Elle utilise des algorithmes de réglages qui assurent la robustesse du comportement du processus par rapport aux variations paramétriques et perturbations. Elle présente plusieurs avantages tel que, [Ard-10] :

- La robustesse, la rapidité de réponse sans dépassement.
- La bonne efficacité aux incertitudes paramétriques et de modélisation.

Cependant les vibrations résiduelles en hautes fréquences inhérentes ou broutement en anglais (chattering) à la commande demeurent inconvénient considérable. Dans le but d'éliminer le chattering, car il peut endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système, on propose l'application de mode glissant flou pour la commande du MADA.

Ce mémoire est organisé en cinq chapitres traitant respectivement les thèmes suivants :

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant son principe de fonctionnement et 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.

Le troisième chapitre sera dédié à la présentation de la technique de commande vectorielle appliquée au flux statorique de la munie d'un réglage de vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par un régulateur classique PI. Les performances de cette commande vectorielle seront montrées par des résultats de simulation.

Le quatrième chapitre présente la commande par mode de glissement du MADA. Dans ce cadre, nous présenterons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable. Nous aborderons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes. Nous entamerons après l'application de la commande sur le MADA. Nous montrons enfin les avantages

apportés par ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation. Nous présenterons dans le cinquième chapitre l'application de la commande par mode glissant flou à la MADA.

Nous terminerons ce travail par une conclusion générale sur les travaux présentés et des perspectives théoriques dans les futurs travaux.

---

# *Chapitre I*

---

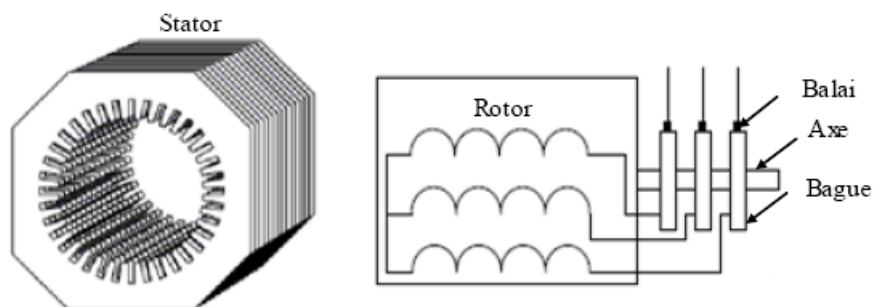
## *Généralités sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation*

### I.1. Introduction

La machine asynchrone à double alimentation porte un caractère qui permet à cette dernière d'occuper un large domaine d'application. Soit dans les entraînements à vitesses variables (fonctionnement moteur), soit dans les applications à vitesse variables et à fréquence constante (fonctionnement générateur) , [Amo-16]. Dans ce chapitre nous allons présenter une étude générale sur la MADA, ses variantes de fonctionnement, ses applications et ses avantages.

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

La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classique, 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.1 : 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].

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

(-) pour fonctionnement hyper synchrone et (+) pour fonctionnement hypo synchrone.

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

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

Dans ce mode, une partie de la puissance consommée du réseau est transformée en puissance mécanique. Le reste est transmis au réseau à travers les contacts glissants du rotor. Pour les moteurs à cage, la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor, [Bou-17]. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme (Figure I.2).

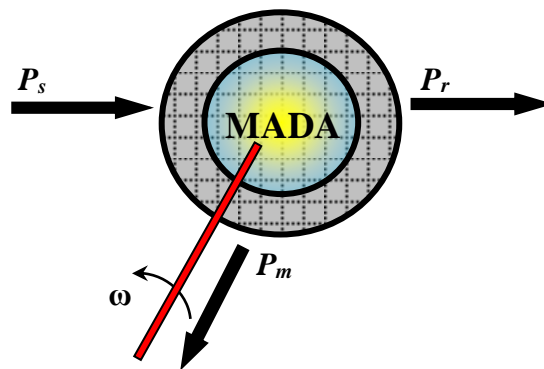


Figure I.2: Fonctionnement de la machine en moteur hypo synchrone

$P_s$  : Puissance du stator,  $P_r$  : Puissance du rotor,  $P_m$  : Puissance mécanique.

##### I.4.2. Fonctionnement en moteur hyper synchrone

Les puissances, statorique et rotorique, sont fournies par le réseau pour ce type de fonctionnement. Le moteur à cage ne peut avoir ce mode car celui-ci ne peut être obtenu qu'à l'aide d'un accès au rotor via un circuit électronique, [Bou-17]. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme, (FigureI.3)

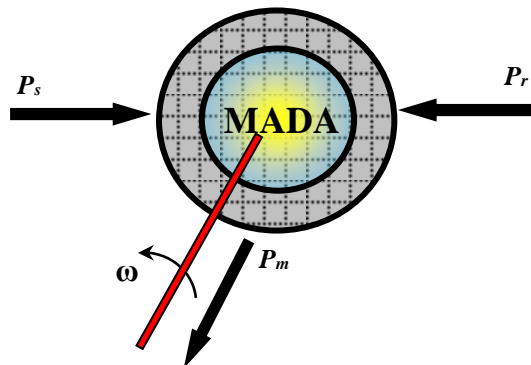
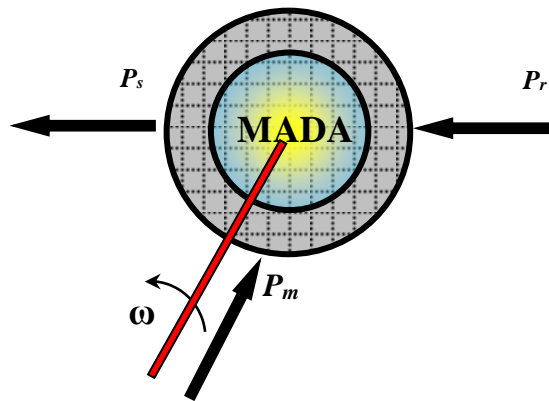


Figure I.3: Fonctionnement de la machine en moteur hyper synchrone

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

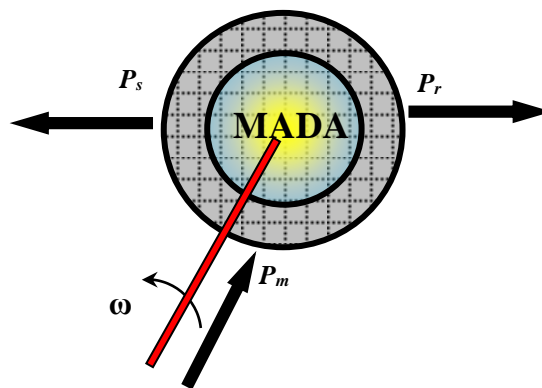
La puissance mécanique est transmise à l'arbre de la machine, celui-ci la fournit au stator, lequel la transmet au réseau. D'autre part, la puissance de glissement, provenant du réseau, doit d'être transmise au rotor. Ainsi pour ce type de fonctionnement, une alimentation du circuit rotorique à fréquence 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.4).



**Figure I.4:** Fonctionnement de la machine en génératrice hypo synchrone

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

Pour ce mode de fonctionnement, la puissance statorique est fournie au réseau et la puissance rotorique est récupérée pour être réinjectée au réseau via le rotor. Ainsi un générateur au dessus de la vitesse de synchronisme est conçu (Figure I.5).



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

### 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].

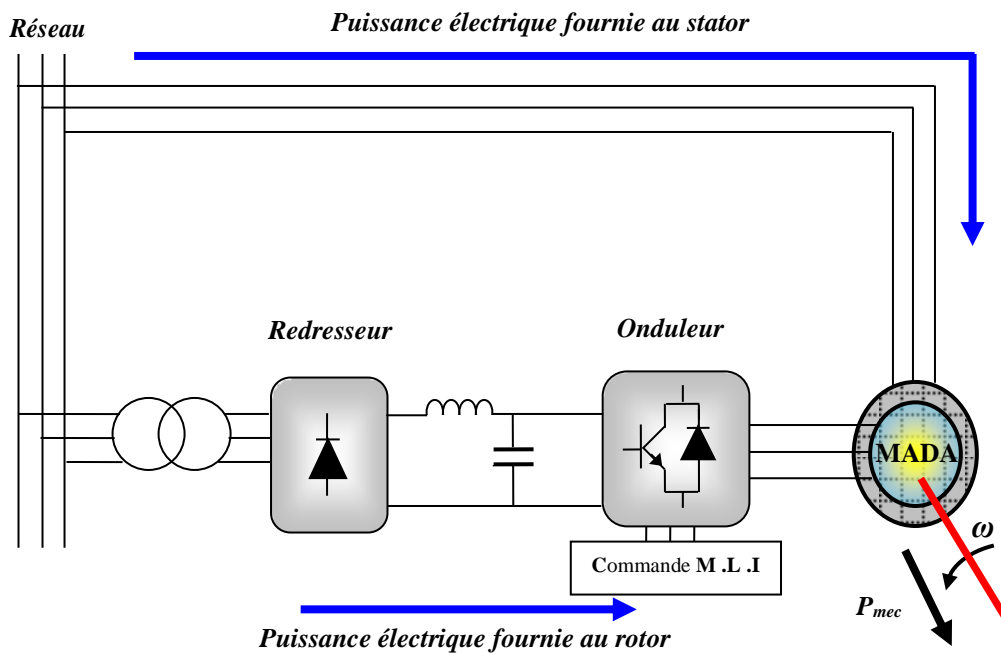
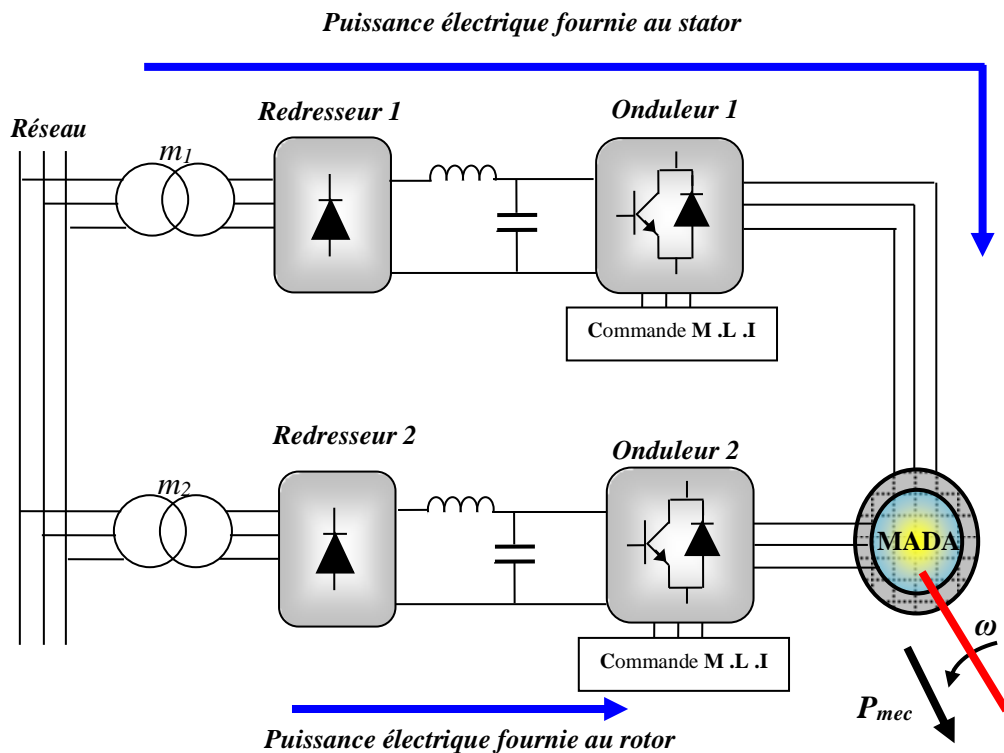


Figure I.6 : MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.

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

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

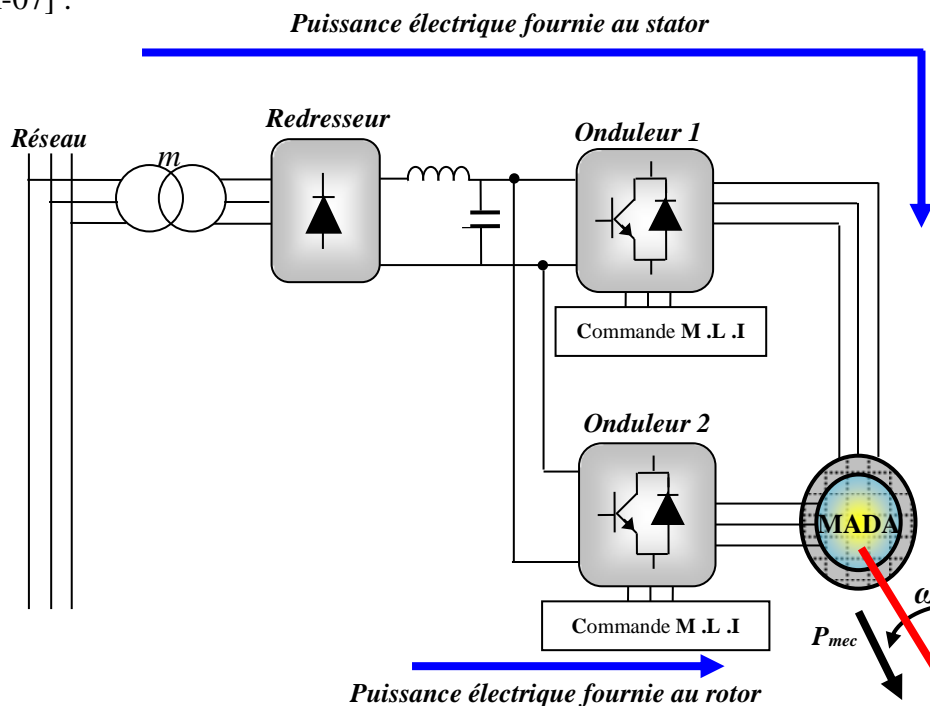
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (I.7);
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun;



**Figure I.7 :** 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.8 :** 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**

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

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

Comme avantages de la MADA, on peut citer, [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**

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

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

Nous avons orienté notre étude sur l'utilisation d'une MADA en fonctionnement moteur à vitesse variable alimentée par un onduleur de tension au rotor et le réseau au stator.

Le chapitre suivant sera consacré alors à la modélisation de la MADA et de son alimentation.

---

## *Chapitre II*

---

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

## II.1. Introduction

Afin de réaliser une commande performante d'un système dynamique, nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel du système. Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de leurs structures électriques et mécaniques, [Khe-15].

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

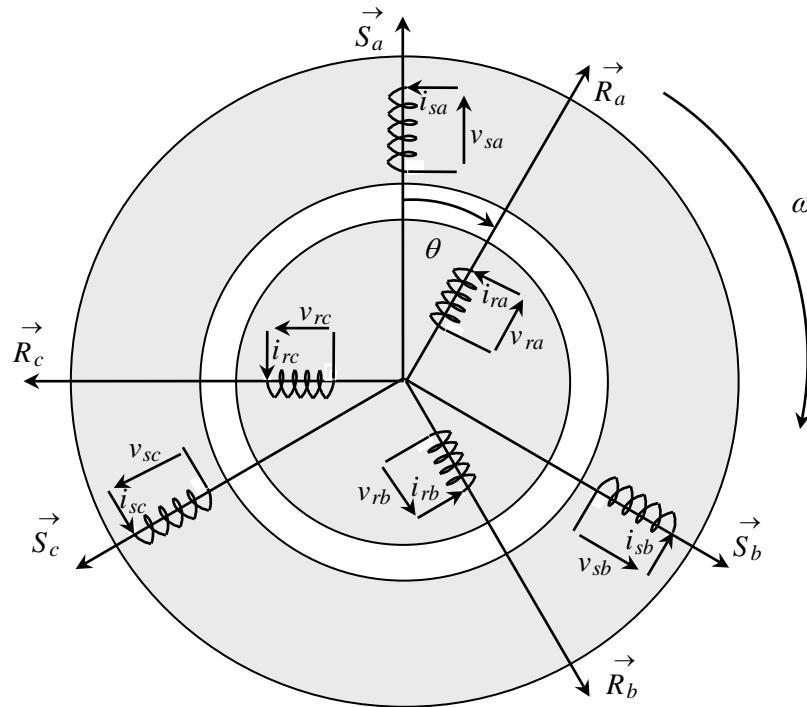
Pour simplifier le modèle de la machine asynchrone nous supposons que, [Elb-09]:

- 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 :

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

$l_{ss}$  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  $\theta$ .

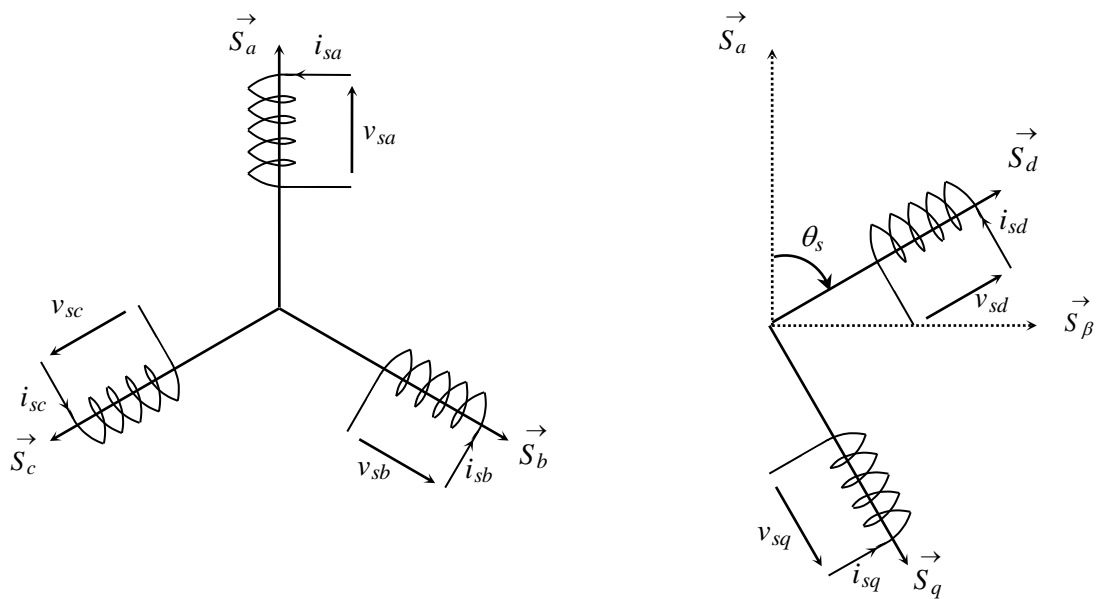
Pour palier à ce problème, on cherche des transformations, des variables triphasés de la machine asynchrone, permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère diphasé fixe ou tournant par rapport au stator ou au rotor.

## II.4. Modélisation diphasée de la MADA

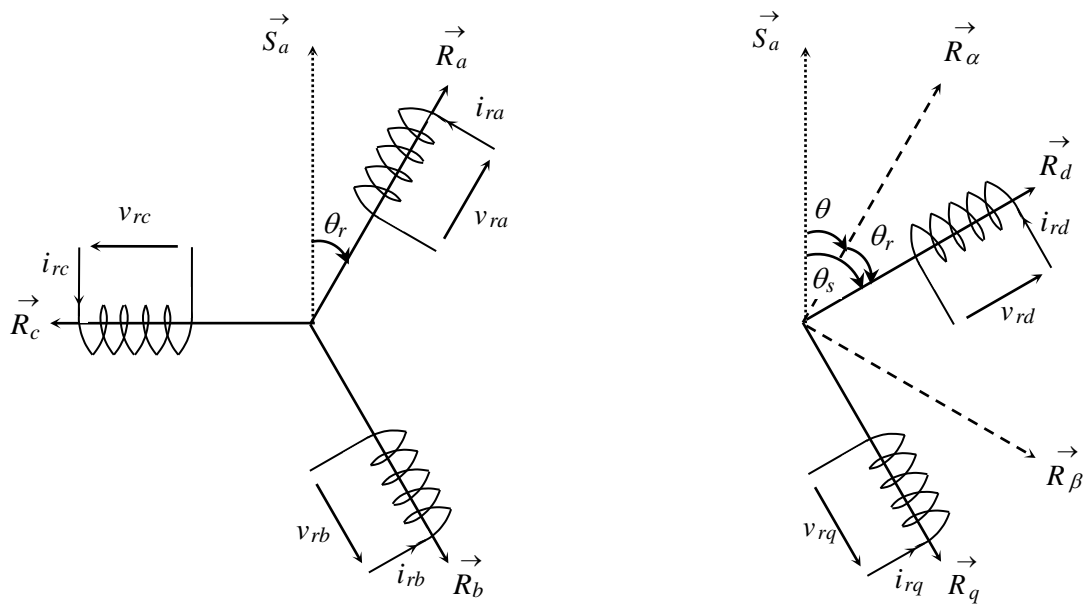
### I.4.1. Transformation de Park

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] :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{II.13})$$

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 :

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

#### 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 rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante, [Lou-17] :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{II.25})$$

Avec :

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

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

$A$  : Matrice d'état du système.

$B$  : Matrice de commande.

Pour la représentation matricielle:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

On pose:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (II.25) dévient:

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (\text{II.27})$$

Par analogie de l'équation (II.25) avec l'équation (II.26) on trouve:

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z]$$

$$B = [L]^{-1}$$

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & a\omega + \omega & a_3 & a_5\omega \\ -a\omega - \omega_s & -a_1 & -a_5\omega & a_3 \\ a_4 & -a_6\omega & -a_2 & -\frac{\omega}{\sigma} + \omega_s \\ a_6\omega & a_4 & \frac{\omega}{\sigma} - \omega_s & -a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_3 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & -b_3 \\ -b_3 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & -b_3 & 0 & b_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$a = \frac{1-\sigma}{\sigma}, \quad a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s}, \quad a_2 = \frac{R_r}{\sigma L_r}, \quad a_3 = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r}, \quad a_4 = \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r}, \quad a_5 = \frac{M}{\sigma L_r}, \quad a_6 = \frac{M}{\sigma L_r}$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad b_2 = \frac{1}{\sigma L_r}, \quad b_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

## II.6. Simulation de la MADA alimentée par le réseau électrique

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 présente une alimentation de la MADA directement par un réseau triphasé, où le stator est connecté à l'alimentation et le rotor est court-circuité jusqu'à  $t = 1.5s$ , 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].

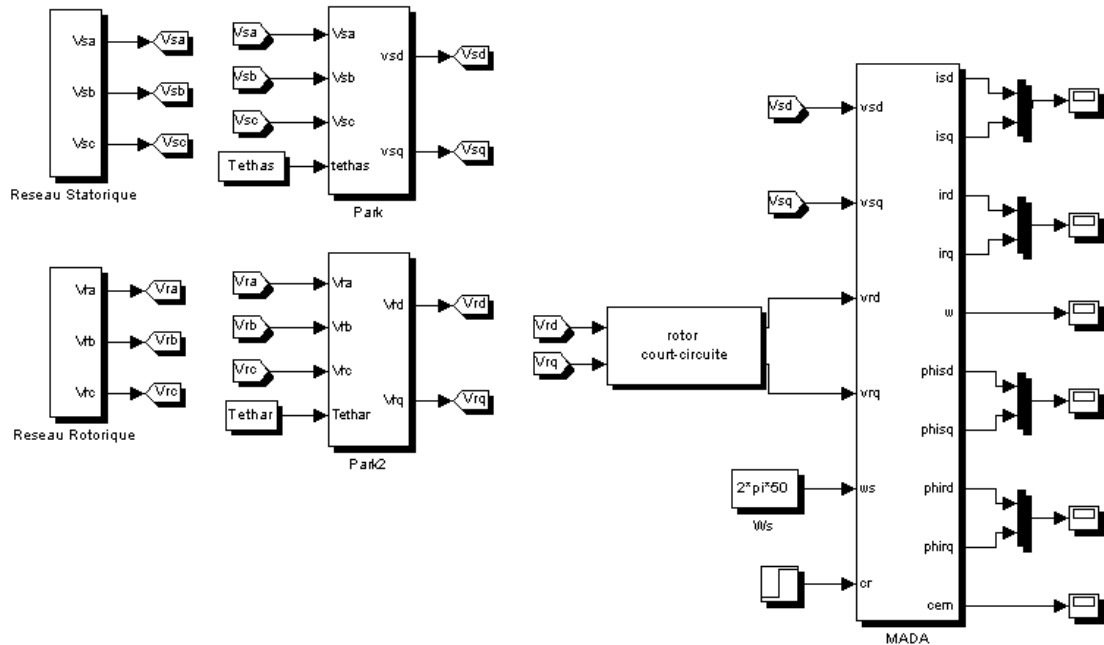
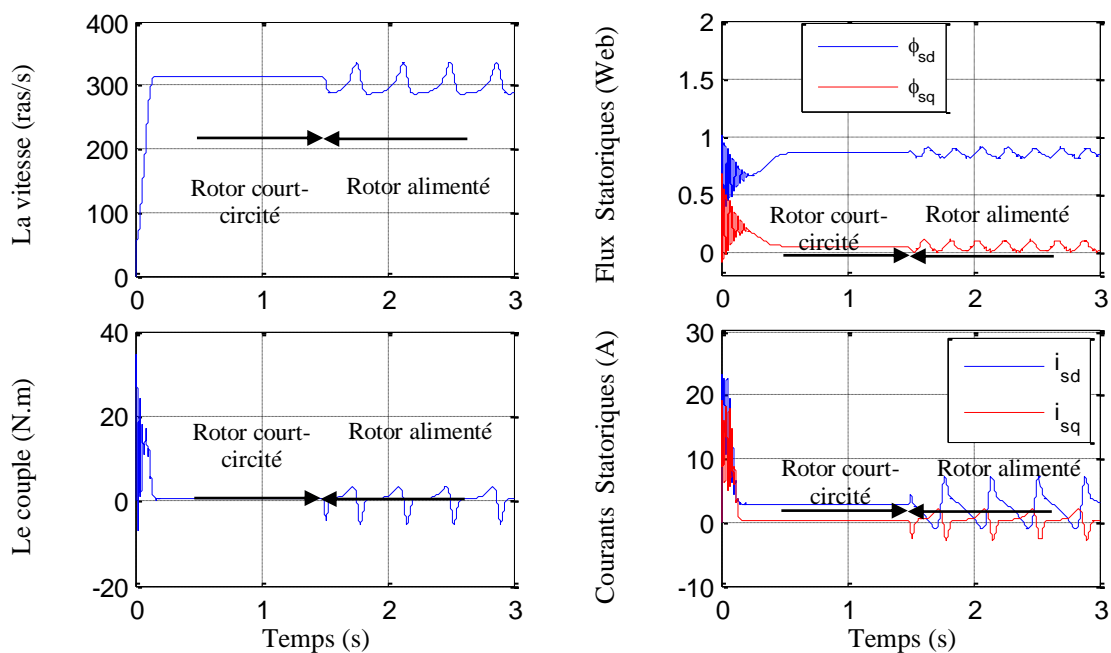


Figure II.4 : Modèle Simulink de la MADA

### II.6.1 Interprétation des Résultats de simulation

Les résultats de simulation donnés par la figure (II.5) représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la MADA à savoir la vitesse de rotation ( $\omega$ ), le couple électromagnétique ( $Cem$ ), les courants statoriques suivant les axes  $d$  et  $q$ , le flux statorique ( $\phi_{sd}, \phi_{sq}$ ).

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint son régime permanent à  $t \approx 0.16s$ . Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de  $34.5 N.m$  et présente des oscillations qui disparaissent au bout de  $0.16 s$ . L'évolution Les courants statoriques suivant les axes directs et en quadrature est presque identique à celle du couple électromagnétique.

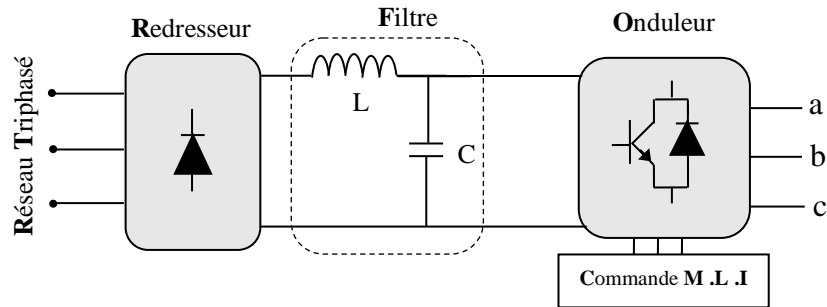


**Figure II.5 :** Simulation de la MADA sans onduleur de tension

## II.7. Modélisation de l'alimentation de la MADA

### II.7.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension (Figure II.6). La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur.

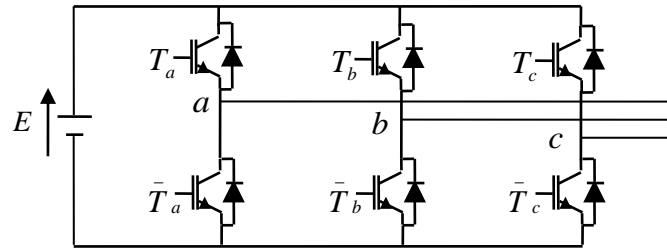


*Figure.II.6 : Schéma synoptique de la chaîne d'alimentation de la machine.*

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.

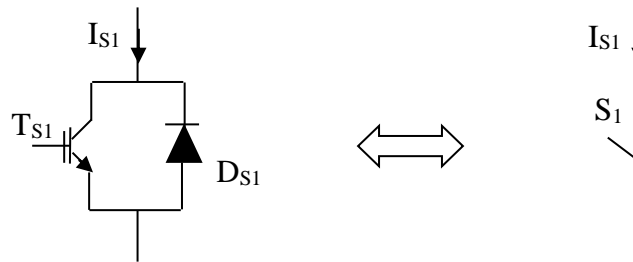
Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur dans les deux sens. L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, 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.7 :** Onduleur de tension à deux niveaux

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.7 :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

En faisant la somme des équations du système (II.31), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (\text{II.32})$$

d'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (\text{II.33})$$

Donc :

$$v_{on} = -1/3 (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.34})$$

En substituant l'équation (II.34) dans le système (II.31), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

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  $k = a, b, c$ ),

$$S_k = 1 \quad \text{Si non} \quad S_k = 0 \quad (\text{II.36})$$

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

$$v_{ko} = (2S_k - 1) \cdot E/2 \quad (\text{II.37})$$

Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation II.38

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

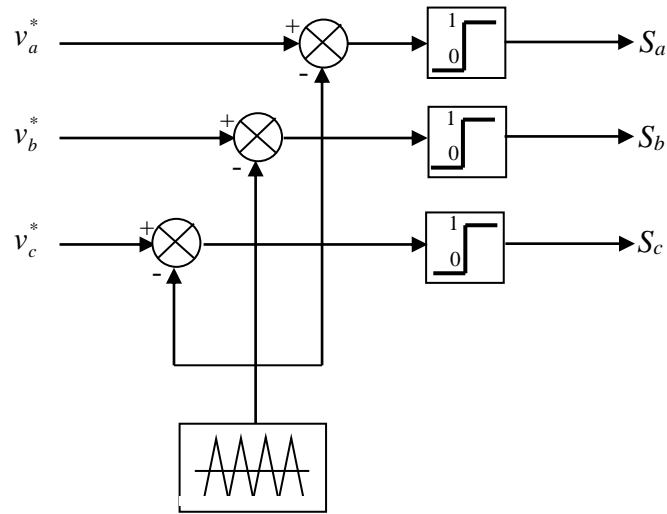
### **II.7.2. Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion**

La commande de l'onduleur par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) permet de produire à partir d'une source à fréquence et à tension fixes, des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence, avec un faible taux d'harmoniques, [Che-14].

La technique de commande MLI sinus – triangle va être développées dans cette section.

#### **II.7.2.1. Commande MLI sinus - triangle**

Il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude  $A_r$  et de fréquence  $f_r$  combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude  $A_p$  de haute fréquence  $f_p$ , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante (figure.II.8).



**Figure II.8:** principe de la technique MLI Sinus-Triangle

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_m \sin(\omega t) \\
 V_b &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_c &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{II-39}$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \cdot \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \cdot \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \tag{II-40}$$

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.41 suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \tag{II.41}$$

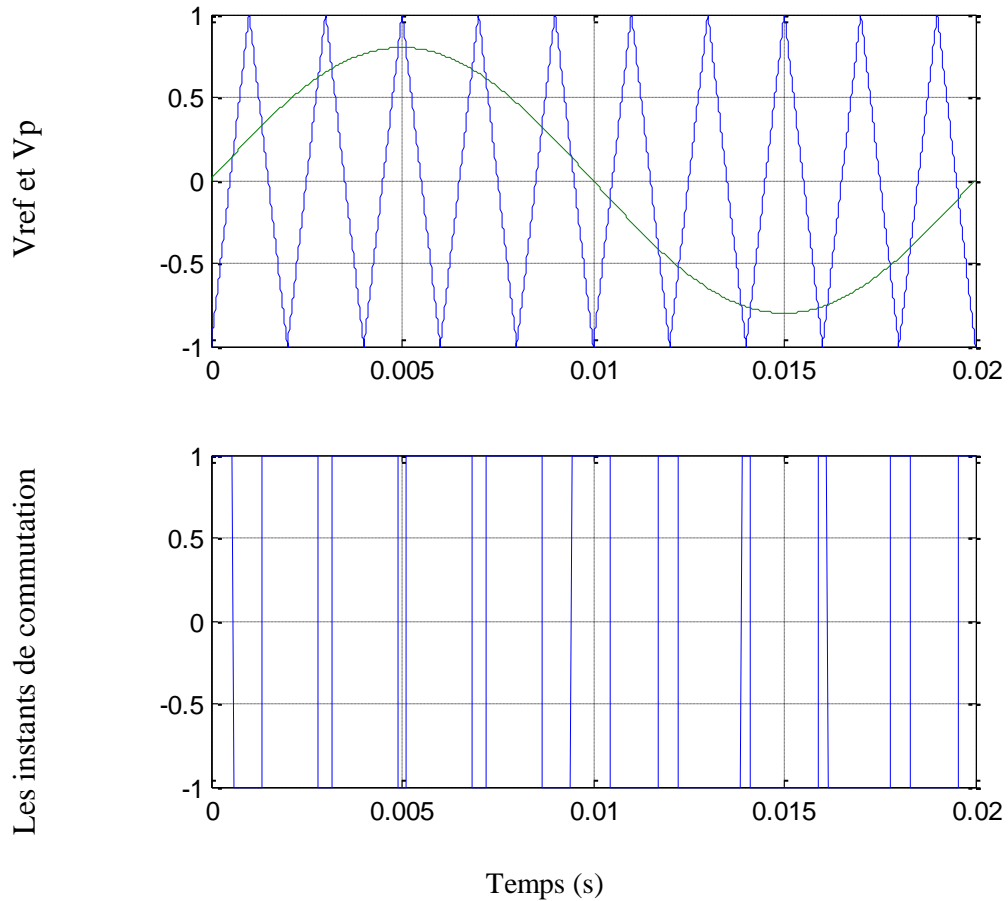
Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

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

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

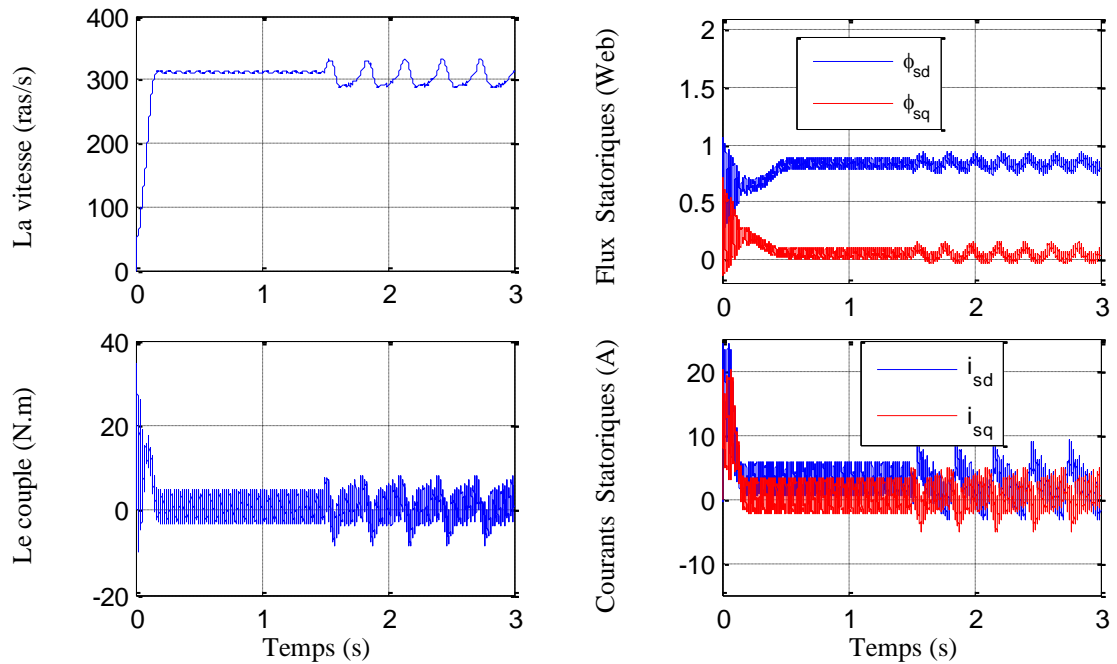


*Figure II.9 : Description de la commande M.L.I. sinus – triangle*

## II.8. Simulation de l'association MADA avec Onduleurs à MLI

La Figure (II.10), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par un onduleur. Ces résultats montrent l'influence de la MLI sur toutes les grandeurs de la machine.

En alimentant le rotor à l'instant  $t = 1.5s$ , pour les deux cas avec et sans onduleur (II.5 et II.10), on remarque que la MADA se distingue par un caractère très instable en boucle ouverte.



**Figure II.10** : Simulation de la MADA avec onduleur de tension

## II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaborées le modèle dynamique de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant, Ensuite, nous avons modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, nous avons appliqué la technique de la MLI pour la réalisation de la commande. Dans le chapitre suivant, nous nous intéresserons à l'application de la commande par orientation du flux statorique à la MADA, dans l'objectif d'améliorer les performances dynamiques et la robustesse de la machine.

---

## *Chapitre III*

---

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

### III.1. Introduction

Pour surmonter les contraintes dues au fort couplage magnétique entre le stator et le rotor, Hasse (1970) et Blaschke (1972), ont présenté le principe du découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone, qui permet d'assimiler cette dernière à une machine à courant continu. Ce principe consiste à orienter le flux vers une direction déterminée d'où l'appellation commande à flux orienté, avec une phase et une amplitude imposées à partir des références souhaitées [Hec-17].

Ce chapitre est consacré à l'étude et la présentation par simulation de la commande vectorielle par orientation du flux statorique de la MADA.

### III.2. Principe de La commande vectorielle par orientation du flux

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la MADA à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects :

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- 2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire, [Tam-17];

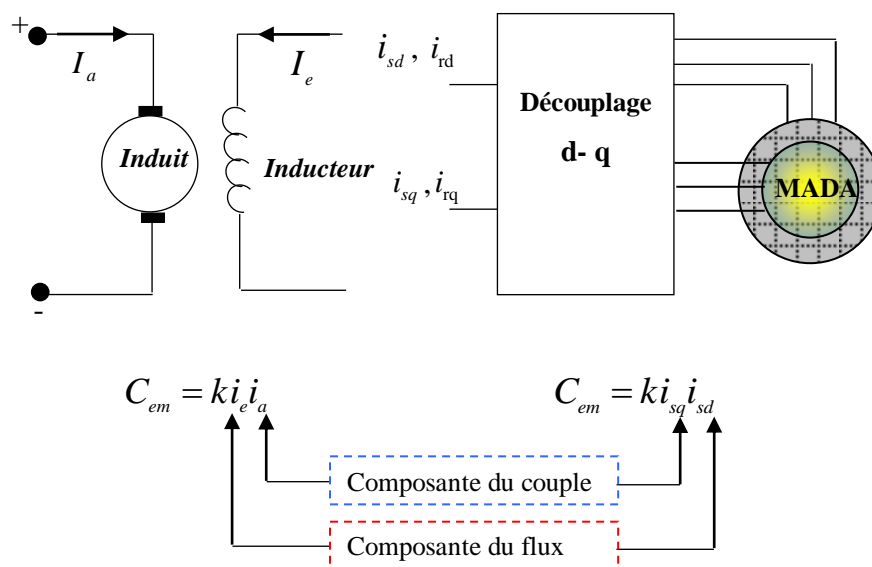
En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit ( $I_a$ ) contrôle le couple et le courant inducteur ( $I_f$ ) contrôle le flux. La relation du couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_a I_f$$

Avec :  $\Phi$  : Flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$ .

$I_a$  : Courant d'induit.

$K, K'$  : Constantes.



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

D'après la figure (III.1) nous constatons que pour la machine asynchrone à double alimentation le couple électromagnétique résulte de l'interaction des courants des deux axes (direct et quadrature).

### III.3. Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MADA est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant « $d,q$ », de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [Che-14] :

- Orientation du flux rotorique :

$$\phi_{rd} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{rq} = 0$$

- Orientation du flux statorique :

$$\phi_{sd} = \phi_s \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0$$

- Orientation du flux d'entrefer :

$$\phi_{md} = \phi_m \quad \text{et} \quad \phi_{mq} = 0$$

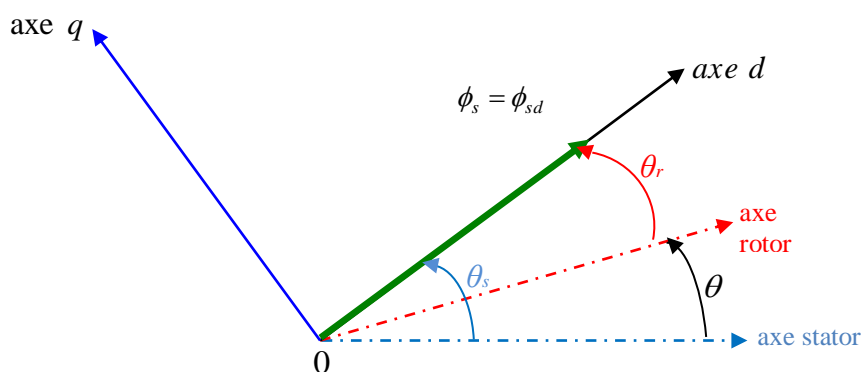
Dans ce qui suit, nous choisissons d'orienter le flux statorique suivant l'axe  $d$

L'orientation du flux statorique consiste à annuler sa composante quadratique, pour ne conserver que la composante directe, Le flux est alors entièrement porté sur l'axe direct, [Lou-17].

Cet alignement est traduit par :

$$\phi_{sq} = 0 \quad \phi_s = \phi_{sd} \quad (\text{III.1})$$

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 statorique.

On remplace l'équation (III.1) dans l'équation (II.20), on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \Rightarrow i_{sq} = \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{L_m} \end{cases} \quad (III.2)$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{P \cdot L_m}{L_s} (\phi_{sq} \cdot i_{rd} - \phi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (III.3)$$

En remplaçant l'équation (III.1) dans (III.3) on trouve :

$$C_e = \frac{P \cdot L_m}{L_s} (-\phi_s \cdot i_{rq}) = -\frac{P \cdot L_m}{L_s} \phi_s \cdot i_{rq} \quad (III.4)$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{P \cdot L_m} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \quad (III.5)$$

De l'équation (II.18) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left( \frac{R_s \cdot L_m}{L_s} i_{rq} + V_{sq} \right) / \phi_s^* \quad (III.6)$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - L_m \cdot i_{rd}) \quad (III.7)$$

$$\phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - L_m \cdot i_{rq}) \quad (III.8)$$

On remplace l'équation (III.7) et l'équation (III.8) dans le système d'équation (II.18) on trouve :

$$\dot{\phi}_{sq} = V_{sd} + \frac{L_m}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \quad (III.9)$$

$$\dot{\phi}_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{L_m}{T_s} i_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \quad (III.10)$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique  $\phi_{sd}$  et le courant rotorique  $i_{rd}$ .

En remplaçant l'équation (III.7) et l'équation (III.8) dans le système d'équation (II.21) on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \phi_{sd} \quad (III.11)$$

$$\phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{L_m}{L_s} \phi_{sq} \quad (III.12)$$

En introduisant les équations (III.9), (III.11) et (III.12) dans l'équation (II.19) on trouve:

$$V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{L_m}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \quad (\text{III.13})$$

$$V_{rq} = \left( R_r + \frac{L_m^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{L_m}{L_s} V_{sq} - \frac{L_m}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \quad (\text{III.14})$$

### III.4. Méthode de la commande vectorielle

La première appelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte.

Dans la commande directe, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci tandis que dans la commande indirecte, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations.

#### III.4.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position.

Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur.

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins en compte les variations de paramètres de la machine.

#### III.4.2. Commande vectorielle indirecte

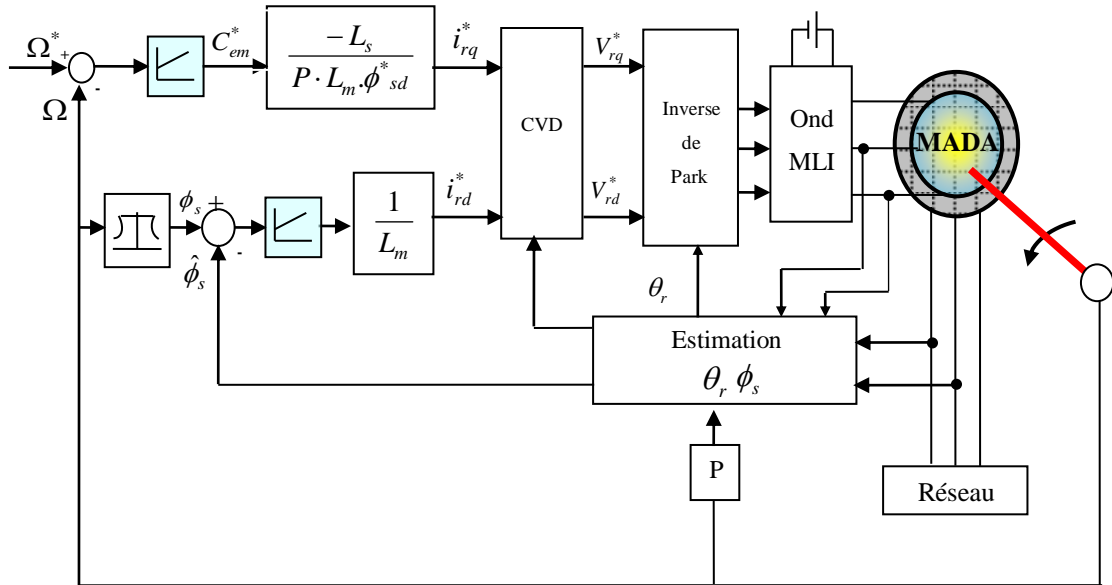
La méthode indirecte a été introduite par K.Hasse. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position.

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découpage 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. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre.

### III.4 Structure de la commande vectorielle directe

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe  $d$  est montré par la figure ci-dessous.



**Figure III.3:** Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

#### III.5.1 Défluxage

Rappelons l'expression du couple électromagnétique de la MADA exprimé en fonction des flux et des courants rotoriques, [Lou-17] :

$$C_e = \frac{P \cdot L_m}{L_s} (\phi_{sq} \cdot i_{rd} - \phi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (\text{III.15})$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique ( $\phi_{sd} = \phi_s$  et  $\phi_{sq} = 0$ ), cette expression du couple devient :

$$C_e = -\frac{P \cdot L_m}{L_s} \phi_s \cdot i_{rq} \quad (\text{III.16})$$

Aussi, l'expression de la puissance électromagnétique de la machine est donnée par :

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (\text{III.17})$$

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 de Défluxage.

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, [Lou-17], [Zem-17] :

$$\begin{aligned} \phi_s^* &= \phi_{sn} & \text{Si } |\omega| &\leq \omega_n \\ \phi_s^* &= \phi_{sn} \cdot \frac{|\omega|}{\omega_n} & \text{Si } |\omega| > \omega_n \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

Ou :

$\omega_n = P \cdot \Omega_n$  : est la vitesse angulaire nominale de la machine.

$\Omega_n$  : est la vitesse de rotation mécanique nominale de la machine.

$\phi_{sn}$  : est le flux statorique nominale.

### III.5.2 Principe du découplage par compensation

Des équations (III.13) et (III.14) on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe  $d$  et l'axe  $q$ .

Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation, [Lou-17], [Zem-17] :

$$E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (\text{III.19})$$

$$E_q = \frac{L_m}{L_s} \omega \phi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad (\text{III.20})$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont :

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{L_m}{L_s} V_{sd} \quad (\text{III.21})$$

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{L_m}{L_s} V_{sq} \quad (\text{III.22})$$

### III.5.3 Estimation du flux statorique

Pour la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire. En mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurable, le flux statorique peut être estimé (calculé). L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes, [Lou-17], [Zem-17] :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (\text{III.23})$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (\text{III.24})$$

La position du flux statorique est calculée par les équations suivantes:

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (\text{III.25})$$

Tel que:

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \quad \theta = \int \omega dt, \quad \omega = P \cdot \Omega$$

Ou :

$\theta_s$  : est la position électrique de stator.

$\theta$  : est la position électrique de rotor.

### III.5.4. 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.

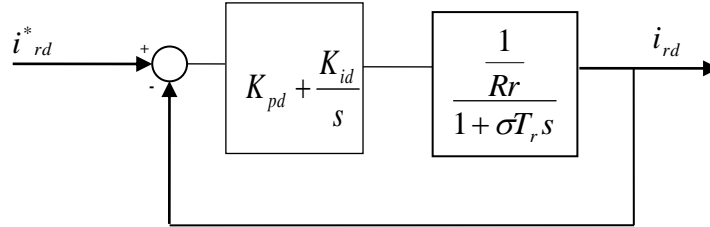
#### a. Régulation du courant rotorique directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (III.13) et par l'annulation de  $E_d$  par le terme de compensation, [Lou-17], [Zem-17] .

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{L_m}{L_s} V_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r s) i_{rd} \quad (\text{III.26})$$

$$\frac{i_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{R_r}{1 + \sigma T_r s} \quad (\text{III.27})$$

La boucle de régulation de courant  $i_{rd}$  peut se présenter par le schéma bloc de la figure (III.4).



**Figure III.4:** Schéma de régulation de courant  $i_{rd}$ .

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (\text{III.28})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (III.3) sera:

$$FTBO(s)_{ird} = \frac{K_{id}}{R_r s} \left( \frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (\text{III.29})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition:

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{III.30})$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$FTBO(s)_{ird} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (\text{III.31})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme:

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III.32})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure (III.3) sera:

$$FTBF(s)_{ird} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (\text{III.33})$$

Par analogie de l'expression (III.33) par l'expression (III.32) on trouve:

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{III.34})$$

De l'expression (III.30) et (III.34) on a, [Lou-17], [Zem-17] :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

### b. Régulation du courant rotorique quadrature

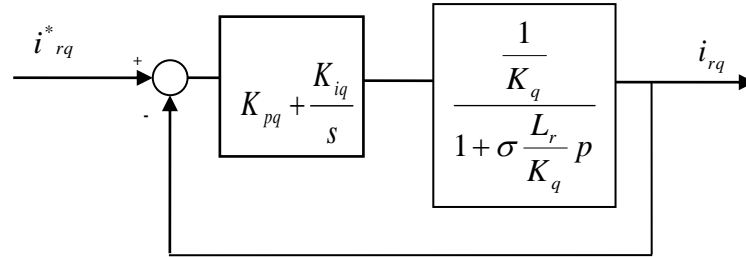
La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (III.14) et par l'annulation de  $E_q$  par le terme de compensation, [Lou-17], [Zem-17] .

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{L_m}{L_s} V_{sq} = \left( R_r + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = k_q \left( 1 + \sigma \frac{L_r}{k_q} s \right) i_{rq} \quad (\text{III.36})$$

$$\frac{i_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{1}{k_q \left( 1 + \sigma \frac{L_r}{k_q} s \right)} \quad (\text{III.37})$$

Ou:  $K_q = R_r + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s}$

La boucle de régulation de courant  $i_{rq}$  peut se présenter par le schéma bloc de la figure (III.5):



**Figure III.5:** Schéma de régulation de courant  $i_{rq}$ .

Pour déterminer les deux coefficients  $K_{pq}$  et  $K_{iq}$ , il sera procédé de la même façon que pour le courant  $i_{rd}$ .

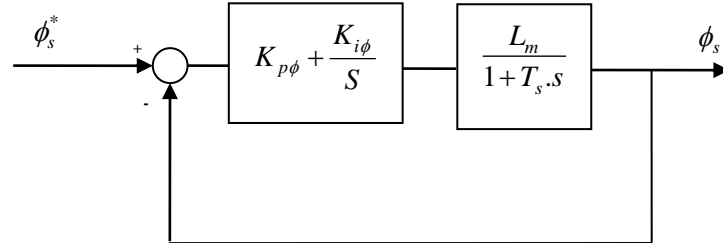
Alors, nous trouvons, [Lou-17], [Zem-17] :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left( R_r + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

### c. Correcteur du flux $\phi_{sd}$

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 statorique est donné à la figure (III.6).



**Figure III.6 :** Schéma bloc de régulation du flux statorique.

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

$$C_{\phi}(s) = K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \quad (\text{III.39})$$

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

$$H_{\phi}(s) = \frac{\phi_{sd}}{\phi_{sd}^*} = \frac{\frac{L_m}{T_s}(K_{p\phi}s + K_{i\phi})}{s^2 + s\left(\frac{1 + K_{p\phi}s + K_{i\phi}}{T_s}\right) + \frac{L_m K_{i\phi}}{T_s}} \quad (\text{III.40})$$

Les paramètres du correcteur seront :

$$K_{p,\phi} = (2\zeta\omega_0 T_s - 1) / L_m, \quad K_{i,\phi} = \omega_0^2 T_s / L_m$$

#### d. Régulateur PI de vitesse

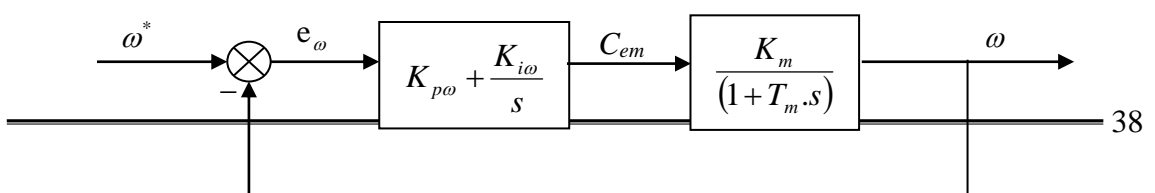
La boucle externe de régulation de vitesse sera défini par les paramètres ( $K_{p\omega}, K_{i\omega}$ ). On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{p}{(f_v + J \cdot s)} \quad (\text{III.41})$$

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{K_m}{(1 + T_m \cdot s)} \quad (\text{III.42})$$

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

La figure III.7 montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :



La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{p\Omega} \cdot s + K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \left( \frac{1 + K_m \cdot K_{p\Omega}}{T_m} \right) + \frac{K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}} \quad (\text{III.43})$$

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

$$K_{p\omega} = (2\xi\omega_0 T_m - 1) / K_m \text{ et } K_{i\omega} = \omega_0^2 T_m / K_m \quad (\text{III.44})$$

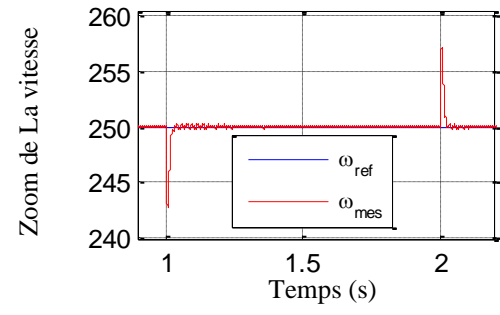
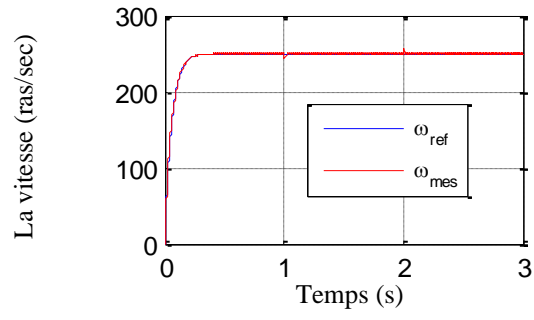
### III. 6. Résultats et interprétations

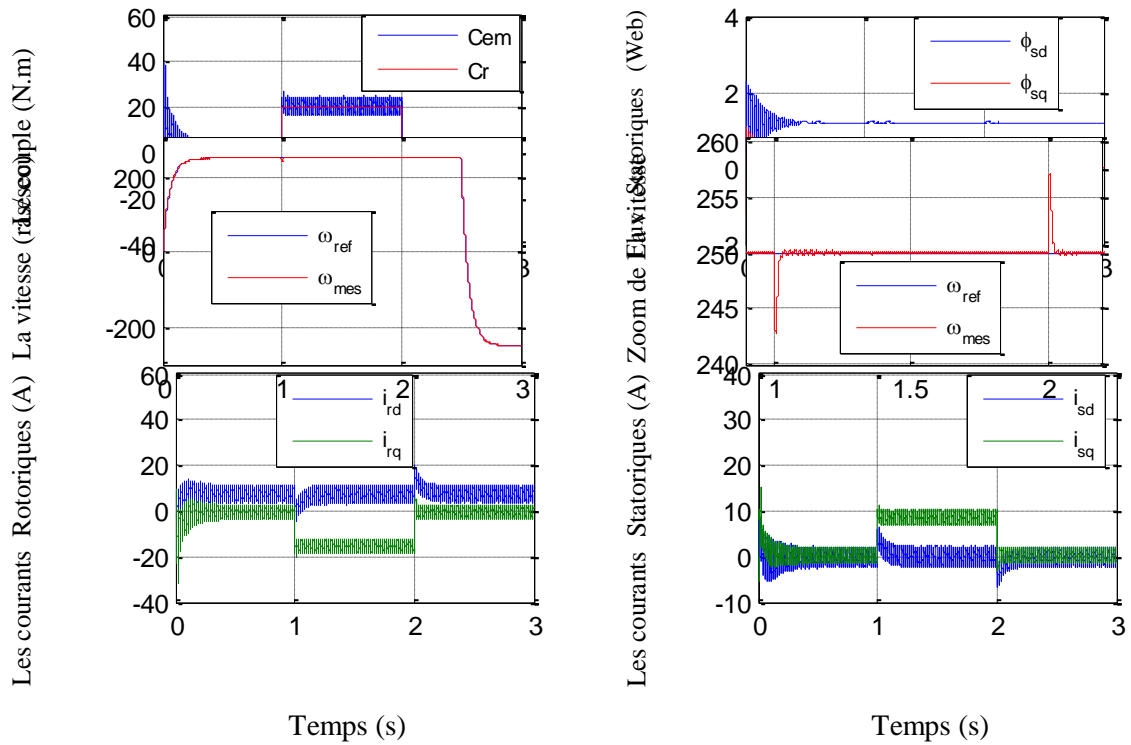
Pour évaluer les performances de la commande vectorielle directe en vitesse, nous avons effectués des simulations numériques sous les conditions suivantes :

- Démarrage à vide avec application d'une vitesse de 250 rad/s.
- Application d'un couple de charge de 10 N.m à l'instant  $t = 1$  s, et puis la charge est éliminée à l'instant  $t = 2$  s.
- Inversion du sens de rotation à l'instant  $t = 2.5$  s.

La figure III.8 montre que le réglage par un régulateur PI donne les résultats acceptable suivant :

- La vitesse de rotation suit la vitesse de référence.
- Le courant est bien limité à sa valeur admissible.
- Les flux ( $\phi_{sd}$  et  $\phi_{sq}$ ) et le couple électromagnétique sont maintenus à leurs valeurs désirées.



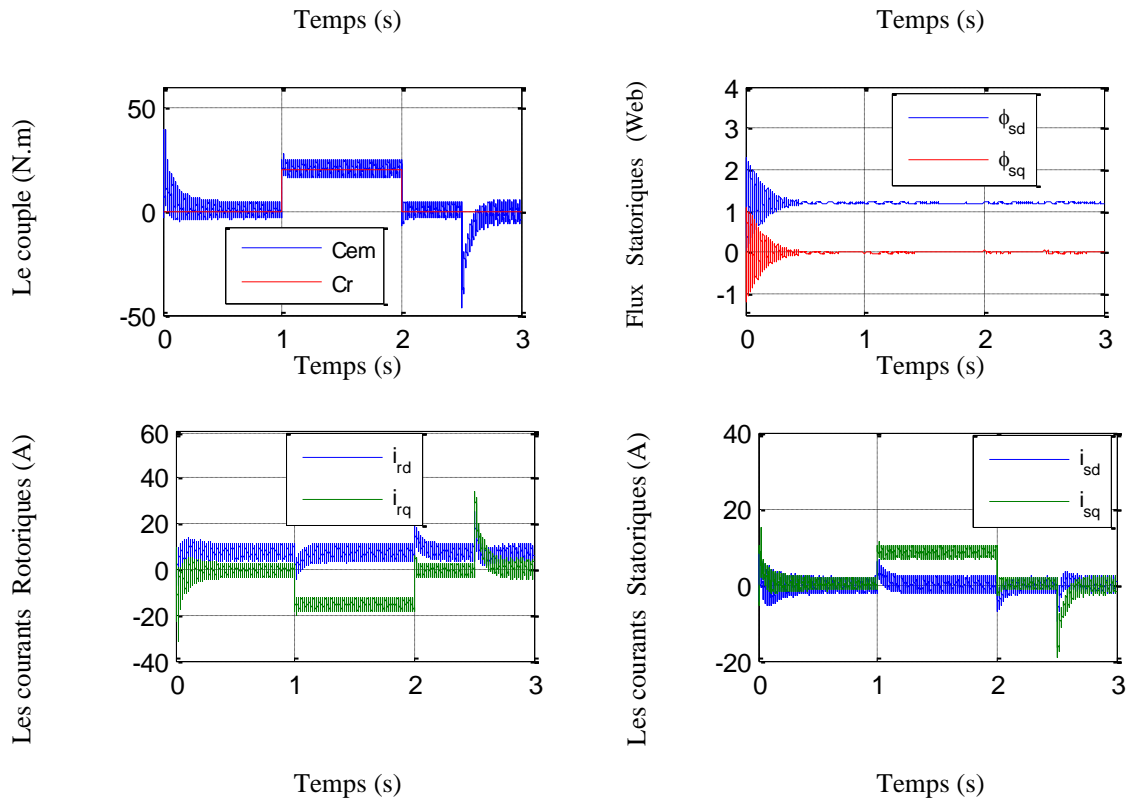


**Figure III.8 :** Réglage de vitesse par la commande vectorielle directe

### III.6.1. Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe du MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (250 rad/sec) à (-250 rad/sec), avec un couple de charge de 10 N.m appliqué à l'instant  $t = 1$  s, et puis cette charge est éliminée à l'instant  $t = 2$  s. .

Les résultats obtenus (voir la figure III.9) montrent clairement que La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 2.5 sec. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale. Le couple électromagnétique atteint -48 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.



**Figure III.9 :** Réglage de vitesse par la commande vectorielle directe lors de l'inversion du sens de rotation

### III.6.2. Robustesse vis-à-vis la variation paramétriques

Le test de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide du MADA suivi de l'introduction d'un couple de charge de 10 N.m à  $t = 1$  sec et éliminé à  $t = 2$  sec, tout en imposant la vitesse de référence  $w = 250$  rad/s

#### III.6.2.1. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance rotorique  $R_r$  de +50% de sa valeur nominale. La figure III.10 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statoriques. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI classique face à ces variations.

**III.6.2.2. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique**

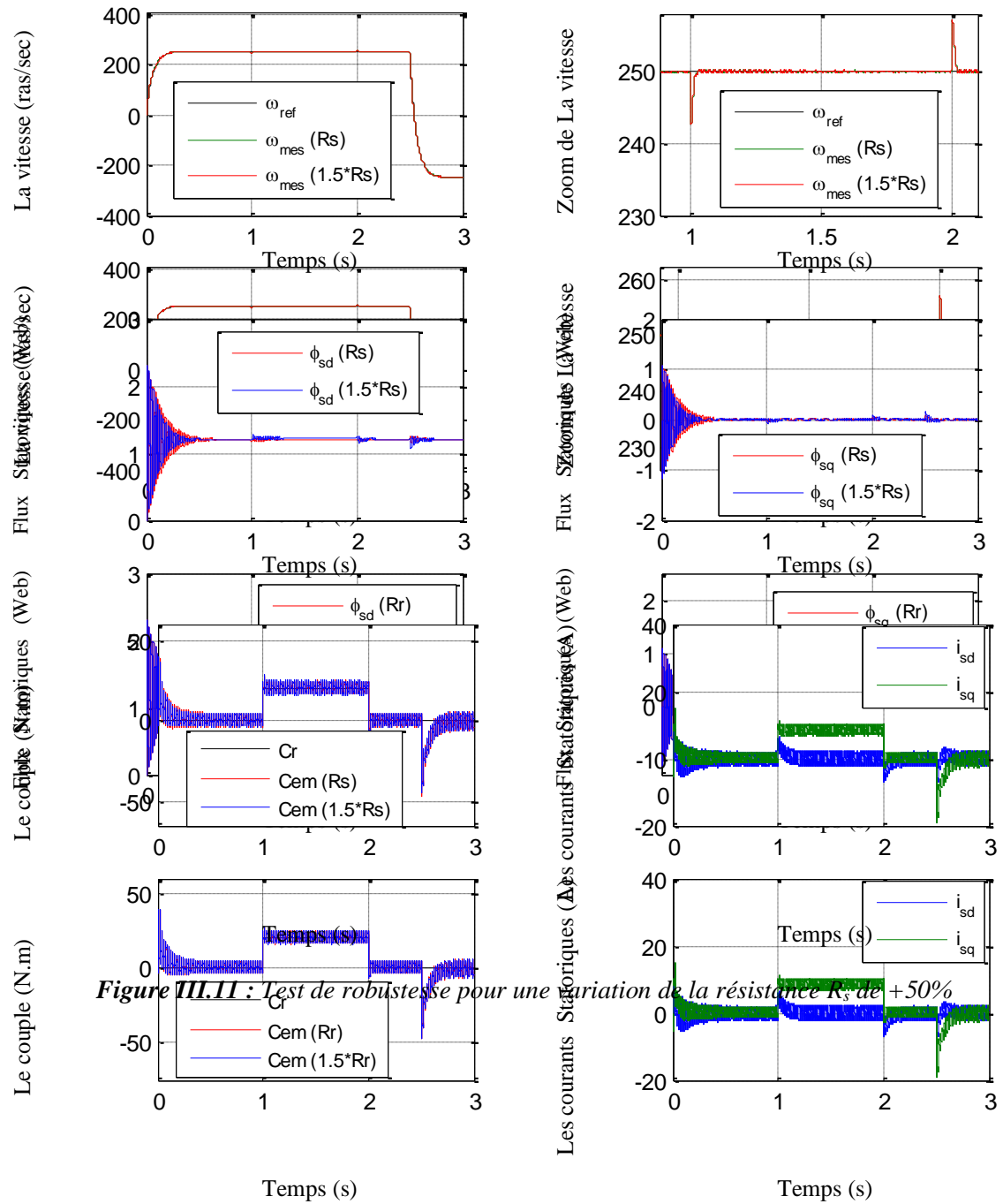
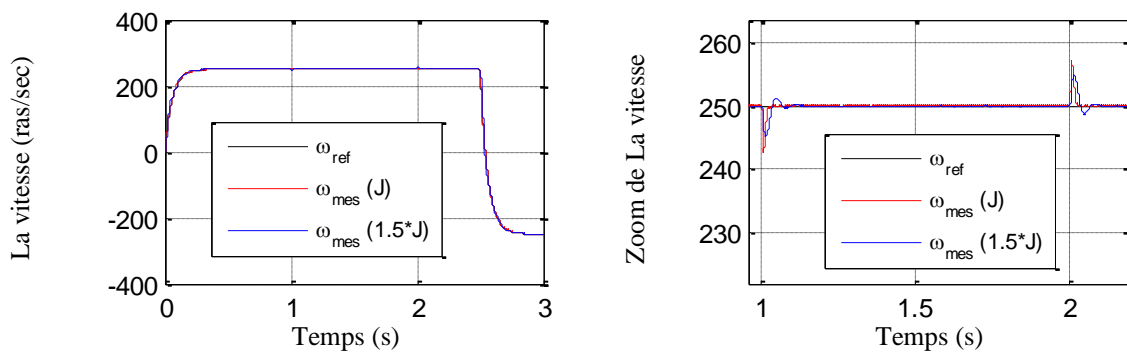


Figure III.11 : Test de robustesse pour une variation de la résistance  $R_r$  de +50%

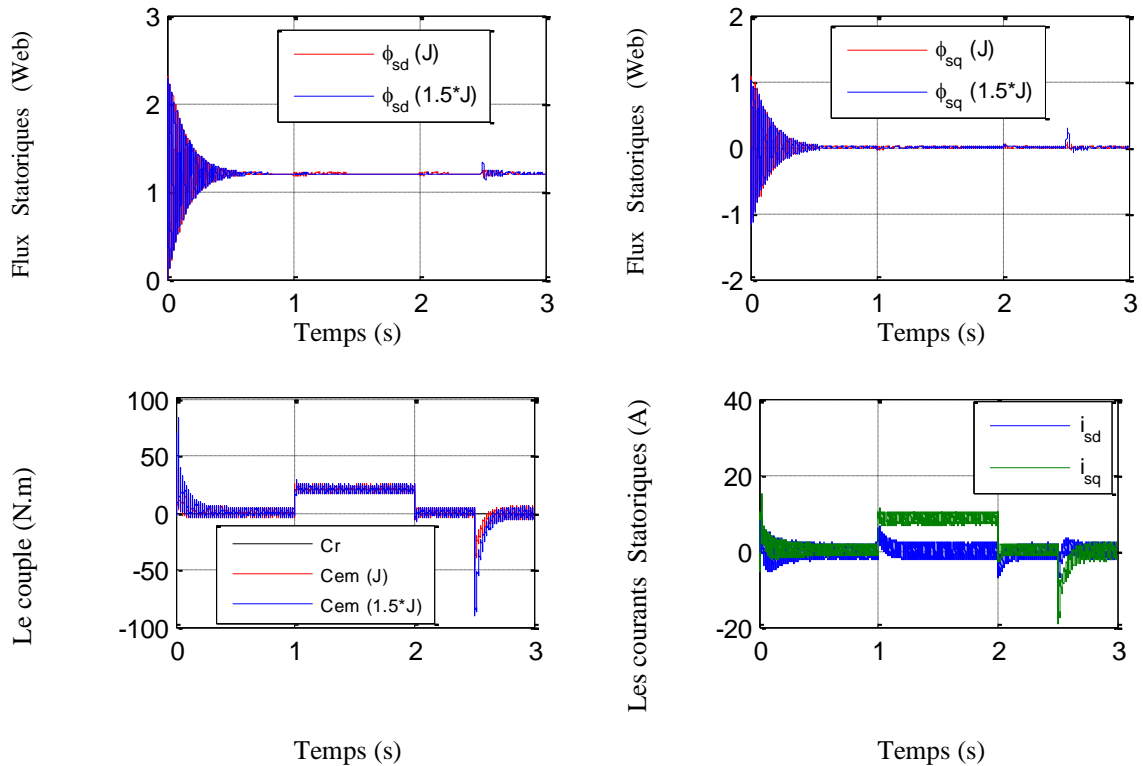
Figure III.10 : Test de robustesse pour une variation de la résistance  $R_r$  de +50%

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance rotorique  $R_s$  de +50% de sa valeur nominale. La figure III.11 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statoriques. D'après ces résultats, on remarque que cette variation influence sur l'orientation du flux qui sont bien affectés, ce qui montre la sensibilité de la commande vectorielle par le régulateur PI classique face à ce test.



### III.6.2.3. Robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie

Les résultats de simulation de test de l'augmentation du moment d'inertie de +50% de sa valeur nominale sont présentés par la Figure III.12. Cette variation montre que l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple au régime transitoire même lors de l'inverse du sens de rotation aussi la dynamique de la vitesse a été affectée. On constate que l'augmentation du moment d'inertie influence peu sur les allures des composantes du flux statorique.



*Figure III.12 : Test de robustesse pour une variation du moment d'inertie de +50%*

### III.7. Conclusion

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone reste la méthode la plus répondeue. 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.

L'utilisation du régulateur à structure PI pour la commande en vitesse de la MADA n'a pas donné des résultats satisfaisants vis-à-vis les perturbations imposées. Et Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande, par mode de glissement qui sera l'objet du chapitre suivant.



---

## *Chapitre IV*

---

*Commande de la MADA sans Capteur*

*Mécanique par Filtre de Kalman*

*Etendu (EKF)*

## IV.1 Introduction

En générale, de nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non linéarités et des perturbations paramétriques.

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PI donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, mais pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [Bek-17].

Le mode de glissement (en anglais: sliding mode), est un mode de fonctionnements particulier des systèmes de réglage à structure variable. La théorie de ces systèmes à été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs comme UTKIN à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOV sur les équations différentielles à second membre discontinu. En suite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par SOLTINE, et au japon par YOUNG, HARASHIMA et HASHIMOTO. Ce n'est pas qu'à partir des années 80 que le commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaire et les systèmes ayant un modèle imprécis, [Zem-17].

L'étude présentée dans ce chapitre concerne les algorithmes de commande à régime glissant appliqués à la MADA. Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle à structure variable utilisant le mode de glissement, nous aborderons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis nous allons appliquer cette commande sur le MADA et nous allons enfin illustrer et visualiser les résultats de simulation.

## IV.2. Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement (MG), on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par

commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente", [Ben-11]. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

#### IV.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (IV.1). Cette structure de commande est la plus classique elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas, [Ard-10], [Ben-11], [Fen-13].

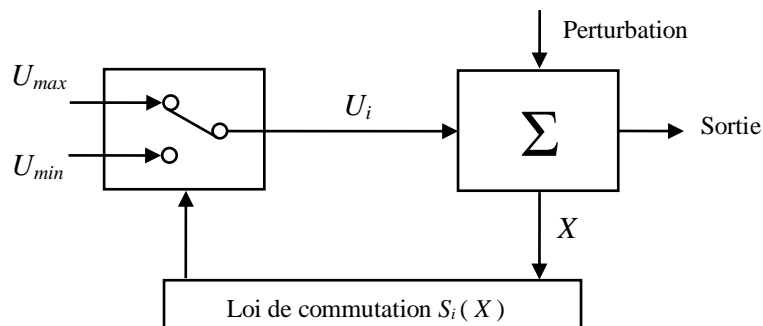


Figure IV.1 : Structure de régulateur par commutation au niveau de l'organe de commande

#### IV.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système, [Ard-10], [Ben-11], [Fen-13].

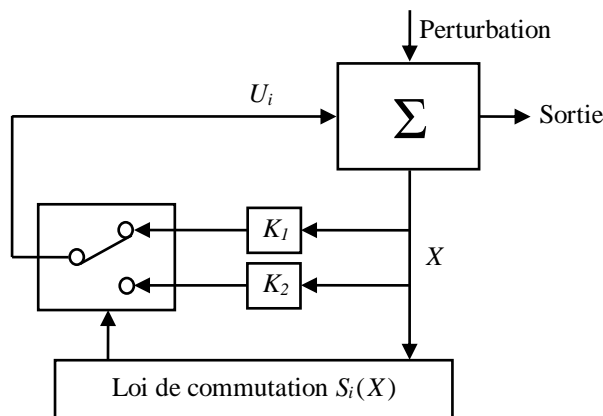
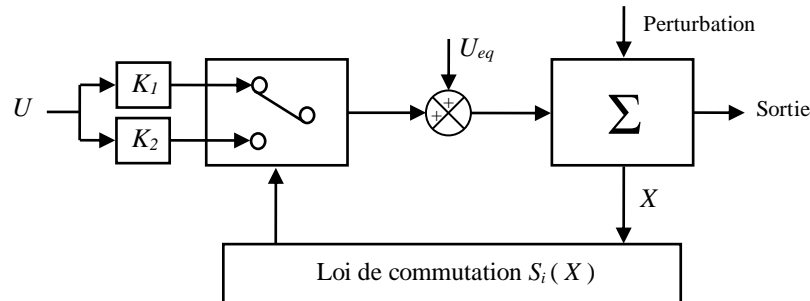


Figure IV.2 : Structure de régulateur par commutation au niveau de la contre réaction d'état

#### IV.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (IV.3), présente un réel avantage. Elle permet de repositionner l'état futur du système grâce à la commande

équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente, [Ard-10], [Ben-11], [Fen-13].



**Figure IV.3 :** Structure de réglage par ajout de la commande équivalente

Avec :

$U$  : vecteur de commande.

$U_{eq}$  : vecteur de commande équivalente.

$X$  : vecteur des variables.

$S_i$  : vecteur surface de commutation.

### IV.3. Principe de la commande à régime glissant

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

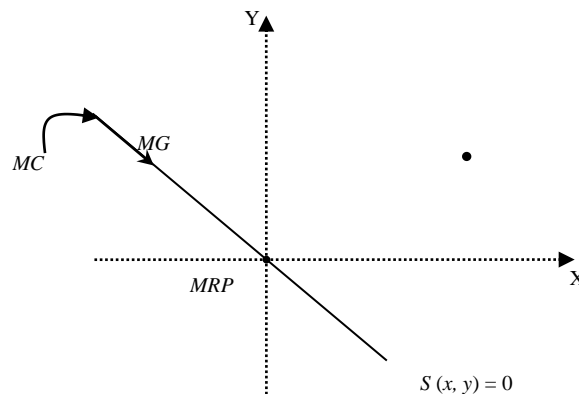
Parmi les propriétés des modes glissants, [Ard-10], [Ben-11]:

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure **IV.4**

- **Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $s(x, y) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- **Le mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phases. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $s(x,y) = 0$ .
- **Le mode du régime permanent (MRP)** : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.



**Figure IV.4 :** Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

#### IV.4. Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche. En général, pour réaliser ce type de commande trois étapes doivent être effectuées, [Ard-10], [Ben-11]:

- Choix de la surface de glissement ;
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant ou conditions d'accès ;
- Synthèse des lois de commande du mode glissant.

##### IV.4.1 Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant, [Lou-17], [Zem-17]:

$$\dot{x} = f(x,t) + B(x,t) \cdot u(x,t) \quad (\text{IV.1})$$

Où:  $x \in \mathcal{R}^n$  est le vecteur d'état,  $u \in \mathcal{R}^m$  est la vecteur de commande,  $f(x,t) \in \mathcal{R}^n$

$B(x,t) \in \mathcal{R}^{n \times m}$ .

J.J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée:

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (\text{IV.2})$$

Avec:

$\lambda$  : Coefficient positif.

$e = x_d - x$  : Écart de la variable à régler.

$x_d$  : Valeur désirée.

$n$  : Ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

$S(x)$ : Est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse 'e' tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

#### ***IV.4.2 Condition d'existence et de convergence du régime glissant***

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions qui sont:

##### ***IV.4.2.1 La fonction discrète de commutation***

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme, [Lou-17], [Zem-17]:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.3})$$

##### ***IV.4.2.2 La fonction de Lyapunov***

La fonction de Lyapunov, c'est une fonction scalaire positive,  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; elle a la forme suivante:

En définissant la fonction de lyapunov par, [Lou-17], [Zem-17]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.4})$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{IV.5})$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ). L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande 'U' tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

D'où la condition de convergence exprimée par  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ .

#### IV.4.3 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties: La première concerne la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et la deuxième est stabilisante ( $U_n$ ). Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures, [Lou-17], [Zem-17].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (IV.6)$$

$U_{eq}$  Correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle  $\dot{S}(x) = 0$ .

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

La commande discrète  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (l'équation IV.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ , [Lou-17], [Zem-17].

La dérivée de la surface  $S(x)$  est:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (IV.7)$$

En remplaçant les expressions (IV.1) et (IV.6) dans l'expression (IV.7), on trouve:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x,t) + B(x,t) \cdot U_{eq}(x,t)) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \quad (IV.8)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente, [Lou-17], [Zem-17]:

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x,t) \cdot \left( \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \quad (IV.9)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0 \quad (\text{IV.10})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (IV.9) dans l'expression (IV.8), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \quad (\text{IV.11})$$

Et la condition d'attractivité  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$  devient:

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n < 0 \quad (\text{IV.12})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$ . généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante, [Lou-17], [Zem-17] :

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (\text{IV.13})$$

Ou:

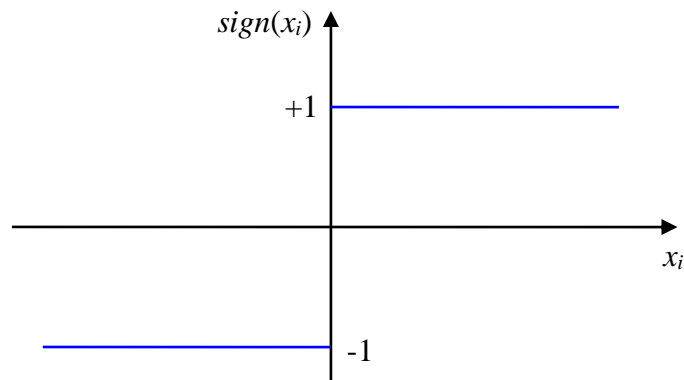
$k$  : Est un gain.

Le signe de  $k$  doit être différent de celui de  $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$ .

Pour une fonction définie  $\varphi$ , [Lou-17], [Zem-17]:

$$\text{sgn}(\varphi) = \begin{cases} 1, & \text{si } \varphi > 0 \\ 0, & \text{si } \varphi = 0 \\ -1, & \text{si } \varphi < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

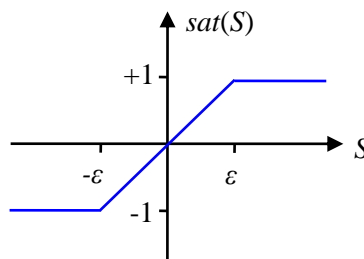
La figure (IV.5) représente la fonction de la commande discrète de type relais :



**Figure IV.5:** Fonction  $\text{sgn}$  (commande de type relais).

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu de ‘chattering’. En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d’équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction signe (sgn). Ce phénomène de chattering ou broutement est un sérieux obstacle pour les applications de commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire des effets. L’une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d’arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de saturation (sat) à la fonction signe (sgn) dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Cette fonction de saturation peut être exprimée par, [Lou-17], [Zem-17]:

$$\text{sat}(S(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ -1 & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ \frac{S(x)}{\varepsilon} & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$



*Figure IV.6: Fonction de saturation (Commande adoucie).*

#### IV.5. Application de la commande par mode glissant au MADA

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissant avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l’application de la commande par mode glissant au moteur asynchrone à double alimentation afin de valider l’approche présentée par des résultats de simulation les lois de commande pour l’asservissement de vitesse ont pour objectifs, [Lou-17], [Zem-17]:

- D’assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées.
- D’assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l’arbre du moteur.

- Limiter les amplitudes des tensions et de courants lors des régimes transitoires.

Maintenant, à partir du deuxième chapitre (partie de la commande vectorielle), on tire le système d'équation d'états de la MADA suivant :

$$i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{L_m} \quad (IV.16)$$

$$\dot{i}_{rd} = -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s \cdot L_r} \right) i_{rd} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} V_{sd} + \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s \cdot T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \quad (IV.17)$$

$$\dot{i}_{rq} = -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s \cdot L_r} \right) i_{rq} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} V_{sq} + \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \omega \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \quad (IV.18)$$

$$\dot{\phi}_{sd} = V_{sd} + \frac{L_m}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \quad (IV.19)$$

$$\dot{\Omega} = -\frac{P \cdot L_m}{J \cdot L_s} (i_{rq} \cdot \phi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \quad (IV.20)$$

#### IV.5.1 Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par:

$$e = \Omega^* - \Omega \quad (IV.21)$$

Pour  $n = 1$ , l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (IV.2) comme suivant:

$$S(\Omega) = e = \Omega^* - \Omega \quad (IV.22)$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (IV.23)$$

En substituant l'expression de  $\dot{\Omega}$  l'équation (IV.20) dans l'équation (IV.23), on obtient:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \left( -\frac{P \cdot L_m}{J \cdot L_s} (i_{rq} \cdot \phi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \right) \quad (IV.24)$$

On prend:

$$i_{rq} = i_{rqeq} + i_{rqn} \quad (IV.25)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a:

$$S(\Omega) = 0, \quad \dot{S}(\Omega) = 0, \quad i_{rqn} = 0$$

Ou la commande équivalente est donnée par:

$$i_{rqeq} = -\frac{J \cdot L_s}{P \cdot L_m \cdot \phi_{sd}} \left( \dot{\Omega}^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right) \quad (IV.26)$$

Et

$$i_{rqn} = k_{irq} \text{sat}(S(\Omega)) \quad (\text{IV.27})$$

Avec  $k_{irq}$ : Constante négative.

#### IV.5.2 Surface de régulation du flux statorique

La surface du flux est définie par:

$$S(\phi_{sd}) = \phi_s^* - \phi_{sd} \quad (\text{IV.28})$$

$$\dot{S}(\phi_{sd}) = \dot{\phi}_s^* - \dot{\phi}_{sd} \quad (\text{IV.29})$$

En substituant l'expression de  $\phi_{sd}$  l'équation (IV.19) dans l'équation (IV.29), on obtient:

$$\dot{S}(\phi_{sd}) = \dot{\phi}_s^* - \left( V_{sd} + \frac{L_m}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \right) \quad (\text{IV.30})$$

Le courant de commande  $i_{rd}$  est défini par:

$$i_{rd} = i_{rdeq} + i_{rdn} \quad (\text{IV.31})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a:

$$S(\phi_{sd}) = 0, \quad \dot{S}(\phi_{sd}) = 0, \quad i_{rdn} = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par:

$$i_{rdeq} = \left( \phi_s^* - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \right) \frac{T_s}{L_m} \quad (\text{IV.32})$$

Et  $i_{rdn} = k_{ird} \text{sat}(S(\phi_{sd}))$

Avec  $k_{ird}$ : Constante positive.

#### IV.5.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation

Afin de limiter tout les dépassements possible du courant  $i_{rd}$ , nous ajoutons un limiteur du courant défini par:

$$i_{rd}^{\text{lim}} = i_{rd}^{\text{max}} \text{sat}(i_{rd}) \quad (\text{IV.34})$$

L'erreur de courant rotorique directe est définie par:

$$e = i_{rd}^{\text{lim}} - i_{rd} \quad (\text{IV.35})$$

Pour  $n = 1$ , l'équation diverse de commande de courant rotorique directe peut être obtenue par:

$$S(i_{rd}) = i_{rd}^{\text{lim}} - i_{rd} \quad (\text{IV.36})$$

$$\dot{S}(i_{rd}) = \dot{i}_{rd}^{\text{lim}} - \dot{i}_{rd} \quad (\text{IV.37})$$

En substituant l'expression  $i_{rd}$  de l'équation (IV.17) dans l'équation (IV.37), on obtient:

$$\dot{S}(i_{rd}) = \dot{i}_{rd}^{\text{lim}} - \left( -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s \cdot L_r} \right) i_{rd} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} V_{sd} + \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s \cdot T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (\text{IV.38})$$

La tension de référence de commande  $V_{rd}^{\text{réf}}$  est définie par:

$$V_{rd}^{\text{réf}} = V_{rd}^{\text{eq}} + V_{rd}^n \quad (\text{IV.39})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a:

$$S(i_{rd}) = 0, \quad \dot{S}(i_{rd}) = 0, \quad V_{rd}^n = 0$$

Donc la commande équivalente est donnée par:

$$V_{rd}^{\text{eq}} = \left( \dot{i}_{rd}^{\text{lim}} + \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s \cdot L_r} \right) i_{rd} + \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} V_{sd} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s \cdot T_s} \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rq} \right) \sigma \cdot L_r \quad (\text{IV.40})$$

L'expression (IV.16) dans (IV.40) donne:

$$V_{rd}^{\text{eq}} = \left( \dot{i}_{rd}^{\text{lim}} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} i_{rd} + \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rq} \right) \sigma \cdot L_r \quad (\text{IV.41})$$

Et

$$V_{rd}^n = k_v v_{rd} \text{sat}(s(i_{rd})) \quad (\text{IV.41})$$

$k_v$  : Constante positive.

#### IV.5.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation

Afin de limiter tout les dépassements possible du courant  $i_{rq}$ , nous ajoutons aussi un limiteur du courant défini par:

$$\dot{i}_{rq}^{\text{lim}} = i_{rq}^{\text{max}} \text{sat}(i_{rq}) \quad (\text{IV.43})$$

Pour  $n = 1$ , l'équation diverse de commande de courant rotorique quadrature peut être obtenue par:

$$S(i_{rq}) = \dot{i}_{rq}^{\text{lim}} - i_{rq} \quad (\text{IV.44})$$

$$\dot{S}(i_{rq}) = \dot{i}_{rq}^{\text{lim}} - \dot{i}_{rq} \quad (\text{IV.45})$$

En substituant l'expression  $\dot{i}_{rq}$  de l'équation (IV.18) dans l'équation (IV.45), on obtient:

$$\dot{S}(i_{rq}) = \dot{i}_{rq}^{\text{lim}} - \left( -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s \cdot L_r} \right) i_{rq} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} V_{sq} + \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \omega_s \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{1}{\sigma \cdot L_r} V_{rq} \right) \quad (\text{IV.46})$$

La tension de référence de commande  $V_{rq}^{\text{réf}}$  est définie par:

$$V_{rq}^{\text{réf}} = V_{rq}^{\text{eq}} + V_{rq}^n \quad (\text{IV.47})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a:

$$S(i_{rq}) = 0, \quad S(i_{rq}) = 0, \quad V_{rq}^n = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par:

$$V_{rq}^{eq} = \left( i_{rq}^{\lim} \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{L_m^2}{L_s \cdot T_s \cdot L_r} \right) i_{rq} + \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} V_{sq} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \omega_s \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} \right) \sigma \cdot L_r \quad (\text{IV.48})$$

Et

$$V_{rq}^n = k_{V_{rq}} \text{sat}(S(i_{rq})) \quad (\text{IV.49})$$

$k_{V_{rq}}$  : Constante positive.

#### **IV.6. Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotorique par mode glissant**

Le schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissant de la MADA est illustré par li figure (IV.7).

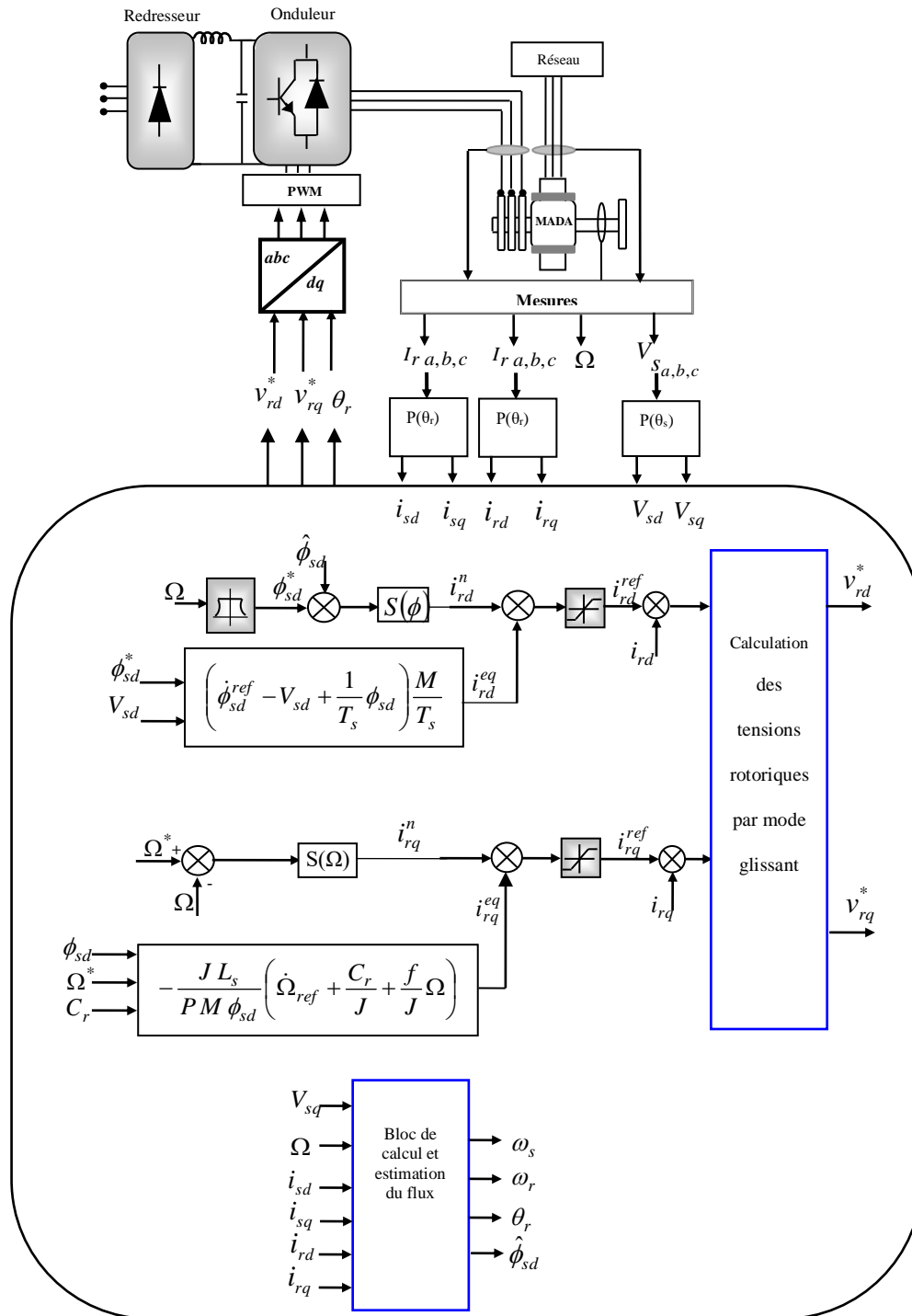


Figure IV.7: Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissant du MADA.

## **IV.7. Résultats de simulation**

La commande par mode glissant de la MADA (la boucle de la vitesse, de flux statorique et des courants rotoriques) a été validée par simulation numérique en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans les sections suivantes.

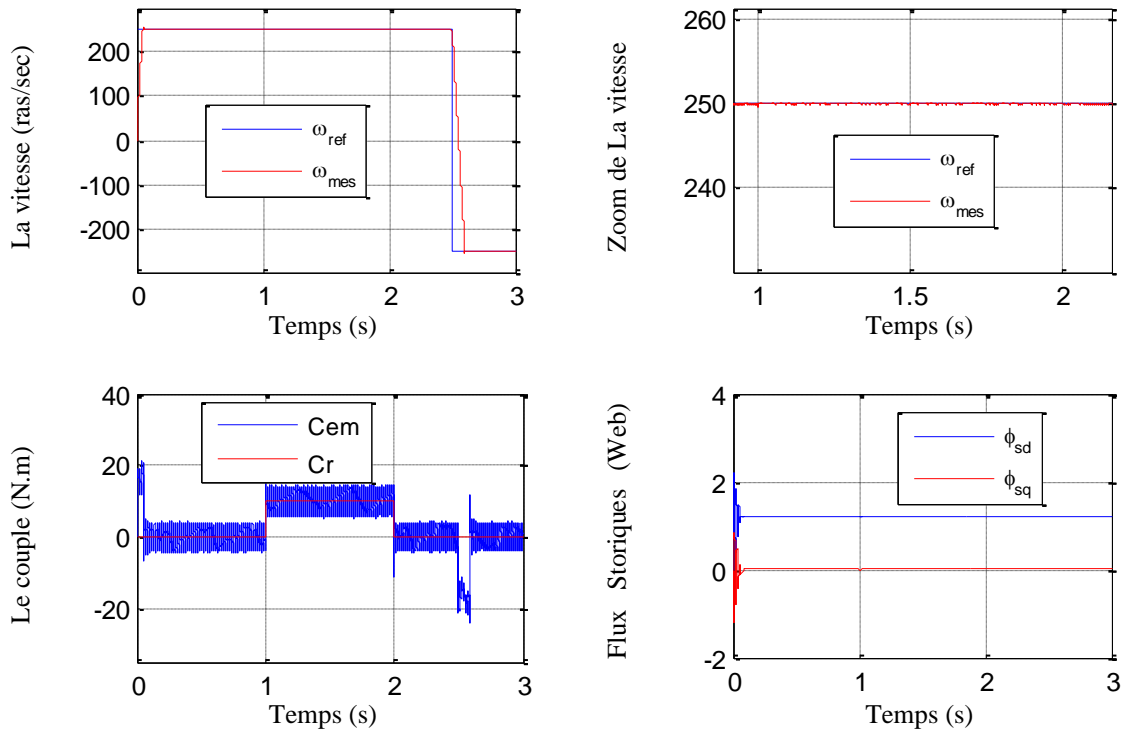
### ***IV.7.1. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations***

Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse rapide comparativement à celle obtenue dans le cas du PI classique. De plus, l'allure du couple et des courants statoriques et rotoriques marquent des pics inférieurs à ceux marqués dans le cas du PI classique.

D'après ces résultats, on constate que la commande par mode de glissant a une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse et même du flux statorique, car l'introduction de charge n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse et aussi du flux, ce qui montre bien la robustesse du régulateur par mode de glissant face à ces perturbations.

- **Inversion du sens de rotation de la machine**

Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement (identique au temps de réponse au démarrage). De plus, le couple électromagnétique et les courants statoriques et rotoriques marquent des pics inférieurs à ceux marqués dans le cas du PI classique.



**Figure IV.8 :** Réponses de la commande par mode de glissant lors de démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge et inverse du sens de rotation

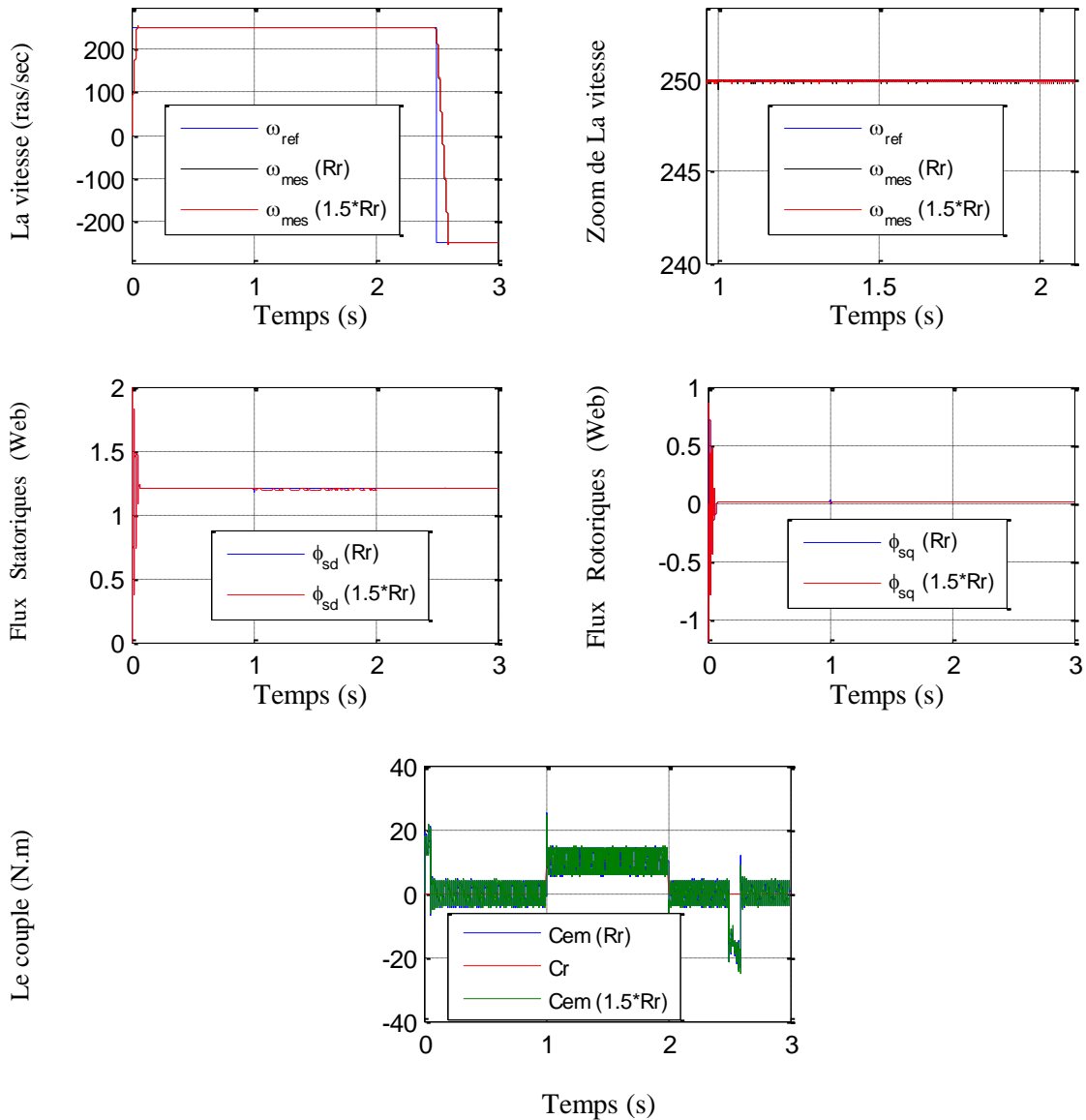
#### IV.7.2. Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode glissant de la MADA, nous avons également étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances

- **Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique**

La figure (IV.9) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique, des composantes du flux statorique et courants rotorique, pour une augmentation de la valeur de la résistance rotorique de 50% de sa valeur nominale.

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par mode de glissant. De plus, le découplage n'est pas influencé par cette variation.

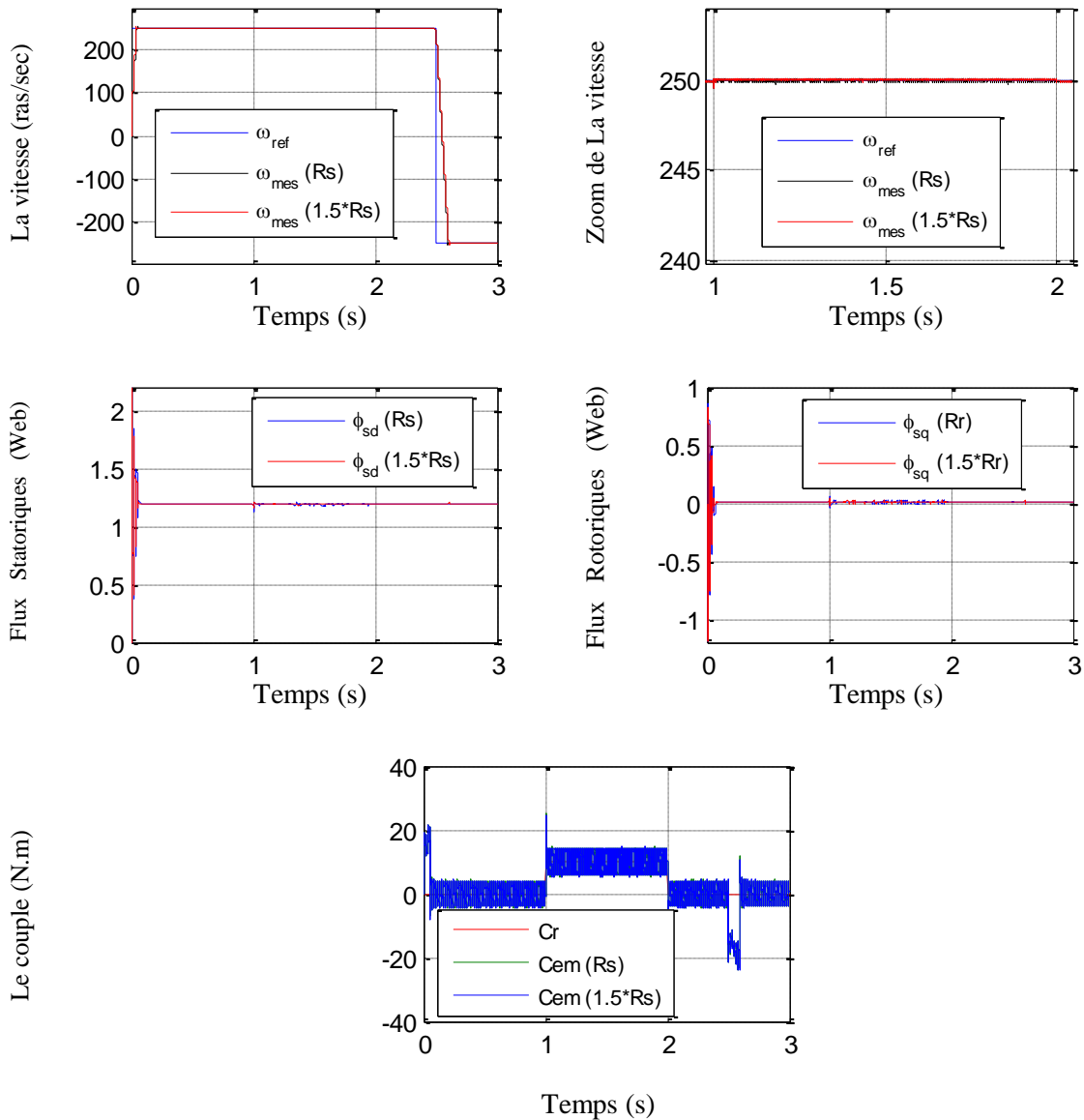


**Figure IV.9 :** Test de robustesse pour une variation de résistance rotorique de 50% de  $R_m$

▪ **Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique**

La figure IV.10 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance statorique ( $R_s$  et  $1.5 \cdot R_s$ ). D'après les résultats obtenus, on peut constater que la

variation de la résistance statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques.

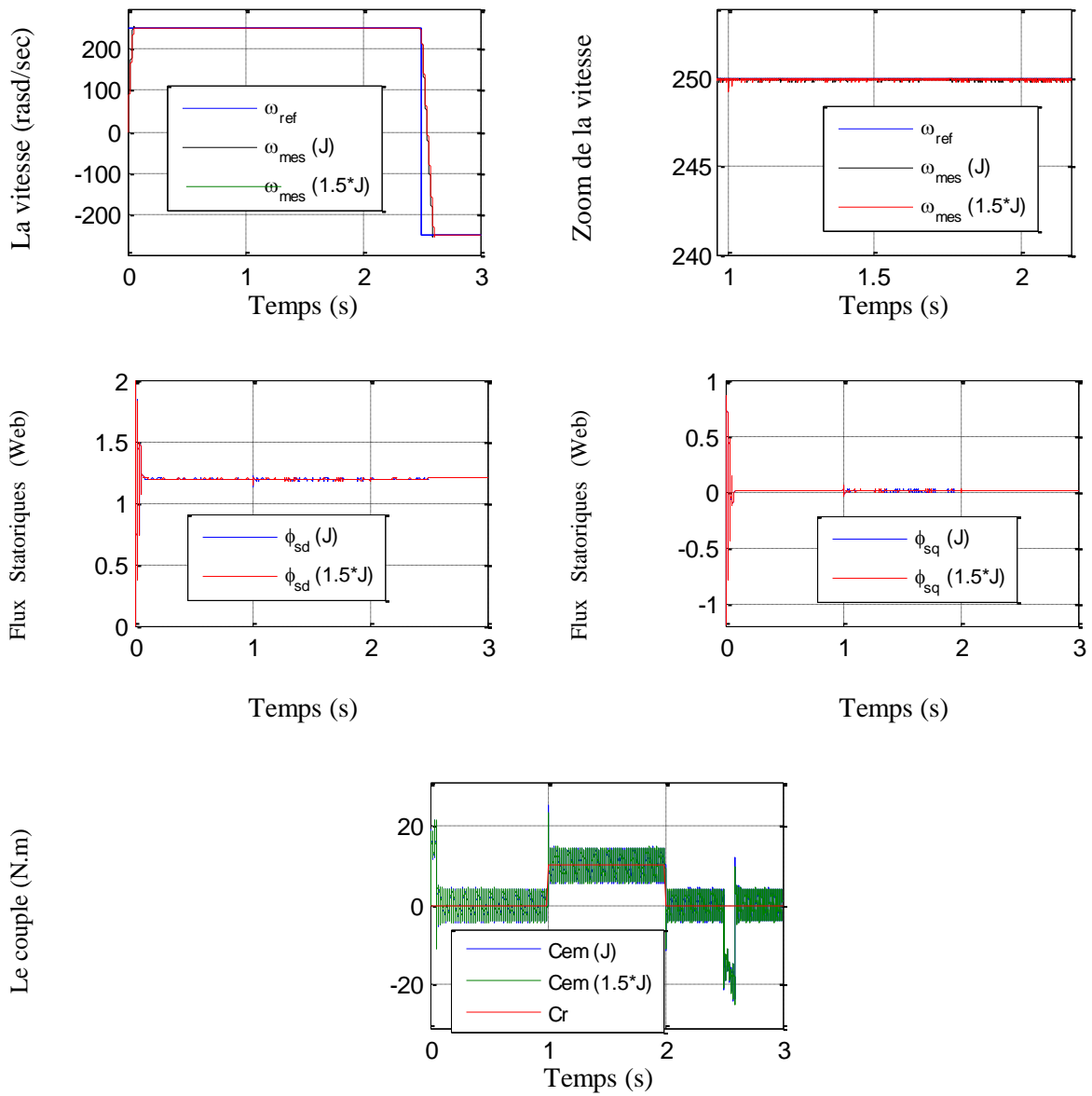


**Figure IV.10 :** Test de robustesse pour une variation de résistance statorique de 50% de  $R_{st}$

- **Robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie**

Les résultats de simulation représentés par la figure IV.11 sont obtenus pour 50 % de la valeur nominale du moment d'inertie. D'après ces résultats, on constate que l'augmentation du moment d'inertie influe très peu sur le temps de réponse de la vitesse. D'après ces résultats, on constate que l'augmentation du moment d'inertie influe peu sur la

réponse du couple. Pour les allures de la vitesse, et celles des composantes du flux statorique, presque aucun changement n'apparaît.



**Figure IV.11** : Test de robustesse pour une variation de moment d'inertie de  $1.5*J_n$

#### **IV.8. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref rappel sur la commande par les modes glissants, et nous avons appliqué cette commande à la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

On peut conclure que la commande par mode glissant est apparue plus performante par rapport à celle directe par PI classique, néanmoins des perturbations néfastes sont présentées surtout sur la courbe du couple de la MADA. Ces perturbations sont dues essentiellement à la présence du phénomène de chattering lié à la nature discontinue de la commande par mode glissant. A cet effet, dans la prochaine section nous présenterons une solution dans le but de remédier et/ou diminuer l'effet de ce phénomène.

---

## *Chapitre V*

---

### *Commande par Mode Glissant Flou de la MADA*

## **V.1. Introduction**

De nos jours, comme conséquence du progrès important dans le domaine de la commande des machines électriques, de nouvelles techniques et approches ont vu le jour.

La commande par mode glissant flou est l'une des commandes robustes les plus courantes qui consiste à combiner les deux techniques : logique floue et mode de glissement pour exploiter les avantages des deux techniques en même temps, afin de limiter les inconvénients de régulation par les algorithmes de réglage classiques et améliorer les performances du système à commander (stabilité, précision, rapidité, robustesse, ...etc.), [Ard-16].

Dans ce chapitre, nous appliquons la commande floue en mode glissant au contrôle de la MADA pour réduire le phénomène de chattering et pour la donner une bonne robustesse lors de l'application du couple de charge et la variation paramétrique.

## **V.2. La logique floue**

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée au début des années 65 par LOTFI ZEDEH, c'est une technique de traitement des incertitudes et a pour objet : la représentation des connaissances imprécises, elle est basée sur des termes linguistiques courants comme petit, grand, moyen...etc. Elle autorise des valeurs intermédiaires entre le vrai et le faux et admet même des chevauchements entre eux, [Tar-15].

## **V.3. Principe de la logique floue**

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes ; c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel, [Lag-16], [Deh-17].

## **V.4. Notions de base de la logique floue**

### ***V.4.1. Ensemble ordinaire et ensemble flou***

Soit un ensemble  $X$  continu ou non, fini ou infini, tel que «  $x \in X$  » désigne un ensemble de  $X$ , [Tar-15].

$A$  est un sous ensemble binaire ou ordinaire de  $X$  lorsque  $A \subset X$ . L'ensemble ordinaire  $A$  est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que :

$$\mu_A(x) : X \rightarrow [0,1]$$

$$\mu_A(x) : \begin{cases} 1 & ; \text{ si } x \in A \\ 0 & ; \text{ sinon} \end{cases} \quad (\text{V-1})$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe.

Soit un référentiel  $X$  dénombrable ou non et  $x$  un élément de  $X$ , alors un ensemble flou  $A$  de  $X$  est un ensemble de couples tel que :

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) / x \in X \} \quad (\text{V-2})$$

$\mu_A(x)$  est le degré d'appartenance de  $x$  à  $A$ .  $\mu_A(x)$  est attribué à  $X$  par la fonction d'appartenance de  $A$  qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné  $A$ . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle  $[0,1]$ . La fonction d'appartenance d'un ensemble flou  $A$  est définie par :

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1]$$

$$x \rightarrow \mu_A(x) \quad (\text{V-3})$$

#### V.4.2. Fonction d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles.

Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (V.1).

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdales, donc par des segments de droite, et sont alors dites linéaires par morceaux, aussi elles sont très employées car elles sont simples et comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise, [Lag-16].

De façon générale, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous, [Lag-16].

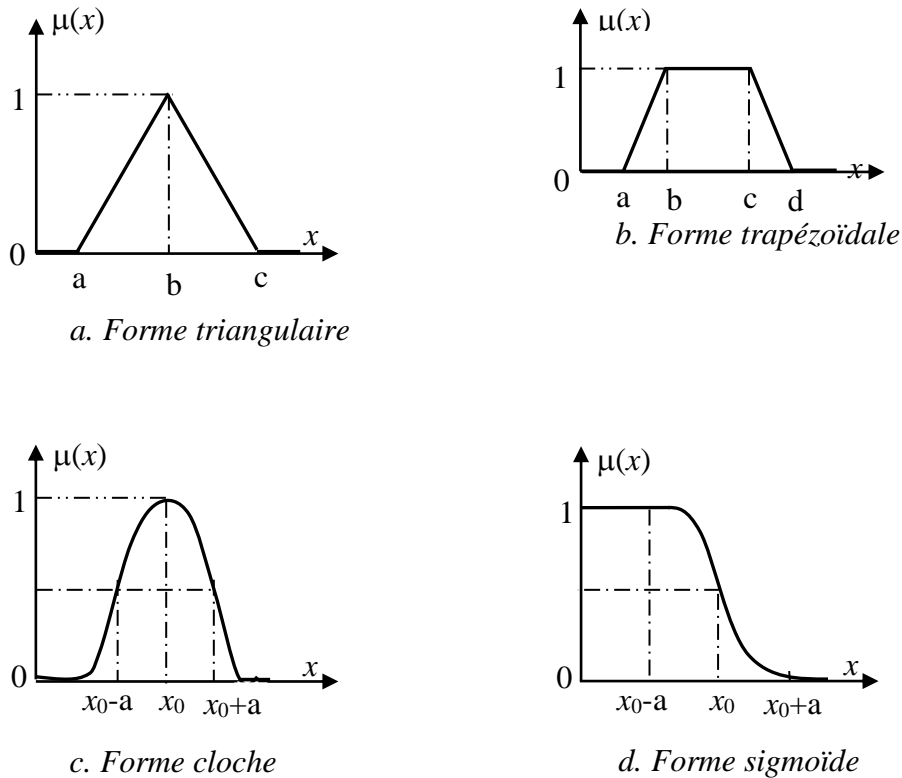


Figure V.1 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

#### V.4.3. Univers de discours

Soit une variable floue  $x$ , on définit un ensemble flou  $A$  sur un univers de discours  $X$  par une fonction degré d'appartenance, [Deh-17] :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \quad (\text{V-4})$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue  $x$  et  $\mu_A(x)$  est le degré d'appartenance de l'élément  $x$  à l'ensemble flou  $A$ .

#### V.4.4. Caractéristiques d'un ensemble flou

Soit  $A$  un sous ensemble flou de  $X$ . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou (figure V.2).

##### ➤ Support

Le support de  $A$  est la partie de  $X$  sur laquelle la fonction d'appartenance de «  $A$  » n'est pas nulle.

$$\text{Supp}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{V-5})$$

➤ **Noyau**

Le noyau de  $A$  est l'ensemble des éléments de  $X$  pour lesquelles la fonction d'appartenance de  $A$  vaut 1.

$$\text{Noy}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{V-6})$$

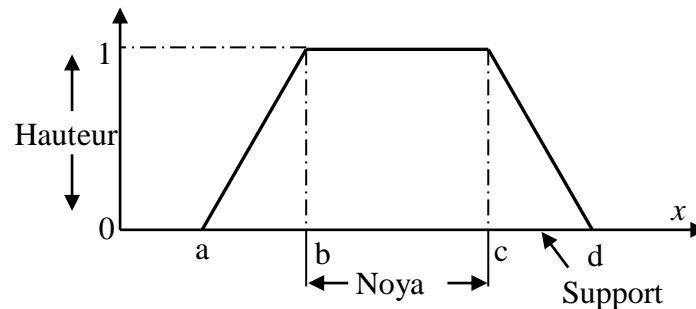
➤ **Hauteur**

La hauteur d'un ensemble flou  $A$  dans  $X$  est la valeur maximale de la fonction d'appartenance; c'est le plus grand degré d'appartenance de  $A$ .

$$H(A) = \max(\mu_A(x); x \in X) \quad (\text{V-7})$$

➤ **Ensemble normalisé**

Un ensemble est dit normalisé s'il est de hauteur 1.



*Figure V.2 : Caractéristiques d'un ensemble flou normalisé.*

#### V.4.5. Les opérateurs des ensembles flous

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs « et », « ou » et « non ». La figure 5.5 représente la réalisation des opérateurs et, ou et non des ensembles flous  $A$  et  $B$  utilisant des fonctions d'appartenance triangulaires et sont comparés aux opérateurs booléens correspondants. Soit  $\mu_A(x)$ ,  $\mu_B(x)$  les degrés d'appartenance de l'élément  $x$  dans l'univers de discours  $X$  (dénommé par  $x \in X$ ), [Deh-17].

➤ **Opérateur OU**

L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles flous  $A$  et  $B$  définis dans l'univers de discours  $X$ . L'union ( $A \cup B$ ) est aussi un ensemble flou de  $X$ , avec une fonction d'appartenance donnée par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{V.8})$$

$$= \mu_A(x) \cup \mu_B(x)$$

ou le symbole «  $\cup$  » est l'opérateur maximum. Il est équivalent à la logique booléenne OR.

➤ **Opérateur ET**

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles flous  $A$  et  $B$  définis dans l'univers de discours  $X$ . L'intersection ( $A \cap B$ ) est aussi un ensemble flou de  $X$ , avec une fonction d'appartenance donnée par :

$$\begin{aligned} \mu_{A \cap B}(x) &= \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ &= \mu_A(x) \cap \mu_B(x) \end{aligned} \quad (\text{V.9})$$

ou le symbole «  $\cap$  » est l'opérateur minimum.

➤ **Opérateur NON**

Le complément d'un ensemble flou  $A$  dans un univers de discours  $X$  est dénommé  $\bar{A}$  et a la fonction d'appartenance suivante :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{V.10})$$

Il est équivalent à la logique booléenne NOT.

Dans la logique floue, on peut définir d'autres opérateurs tels que :

La fonction arithmétique « Somme » :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (\text{V.11})$$

La fonction arithmétique « Produit » :

$$\mu_{A \cap B}(x) = (\mu_A(x) \cdot \mu_B(x)) \quad (\text{V.12})$$

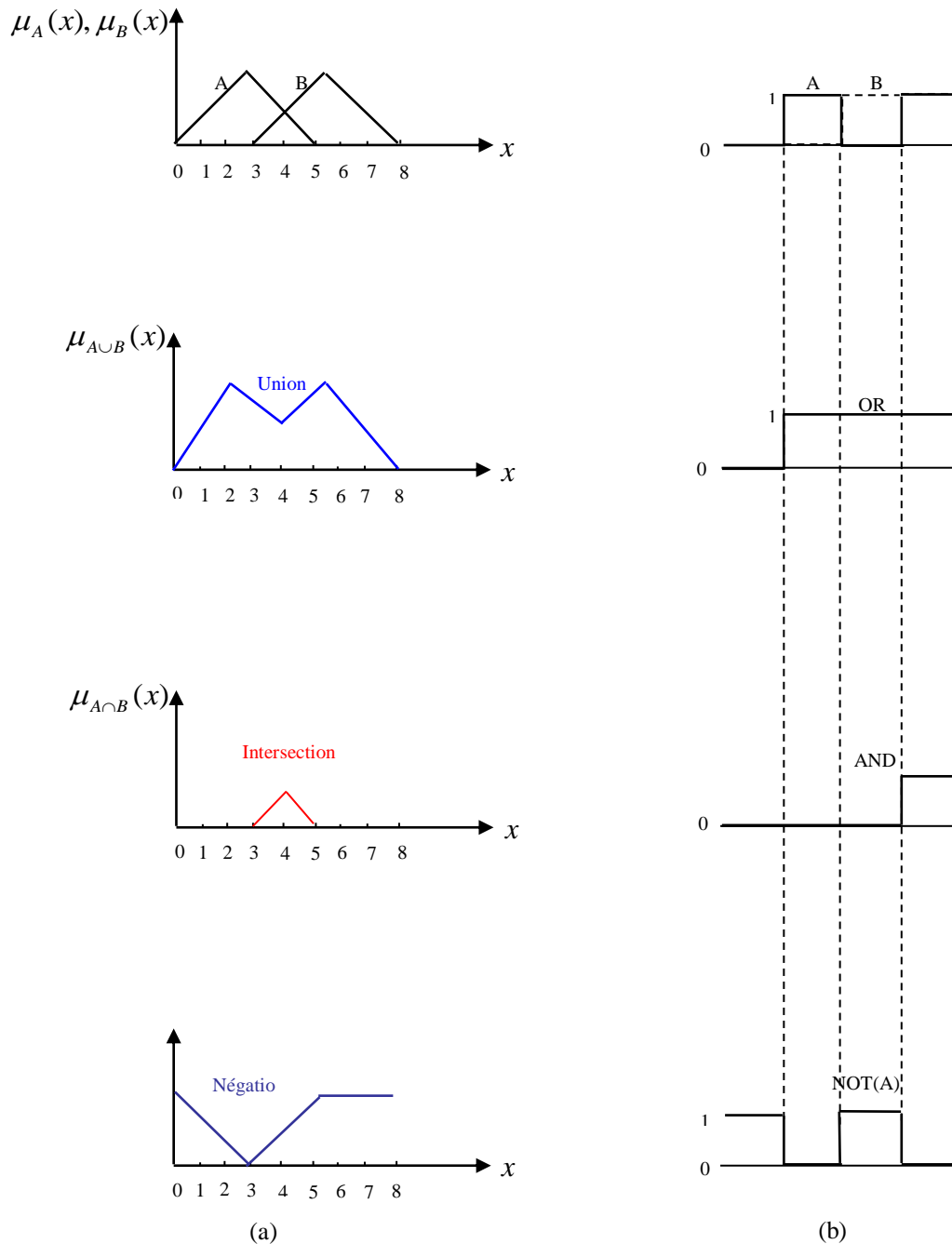
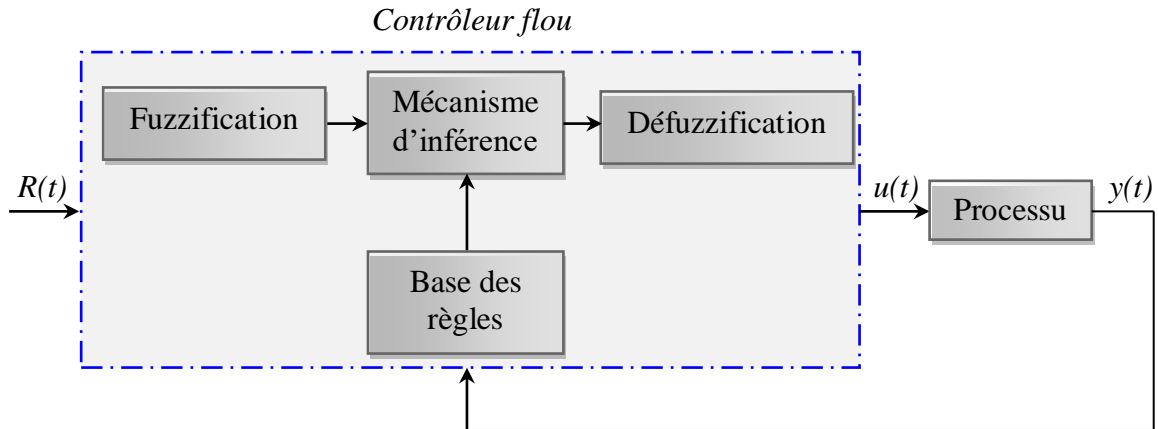


Figure V.3: Opérateurs logiques des (a) Ensembles flous (b) Ensembles booléennes

### V.5. Structure générale d'un contrôleur flou

L'avantage de la commande floue par comparaison avec les commandes classiques est qu'elle ne nécessite pas la connaissance des modèles mathématiques du système. Par contre elle a besoin d'un ensemble de règles basées essentiellement sur la connaissance d'un opérateur qualifié manipulant le système, [Tar-15].



**Figure V.4 :** Schéma général d'un contrôleur flou.

$R(t)$  : est le signal de référence ;

$u(t)$  : est le signal de commande ;

$y(t)$  : est la sortie du système à commander.

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties comme le montre la figure V.4 ; une interface de Fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de Défuzzification.

### **V.5.1. Interface de Fuzzification**

Dans le domaine du contrôle, les données observées sont des grandeurs physiques générées par des capteurs. Il est nécessaire de convertir ces grandeurs réelles en des variables floues. Pour cela, on fait appel à une opération dite fuzzification, qui permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses sous ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée, [Tar-15].

On utilise en général des fonctions d'appartenance de forme triangulaire, trapézoïdale bien qu'il en existe d'autres.

### **V.5.2. Base des règles et inférence floue**

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, est permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système. Un type de règle peut-être par exemple, [Tar-15] :

Si  $x_1$  est "positif grand " et  $x_2$  est "environ zéro " alors  $u$  est " négatif grand " ,

où  $x_1$  et  $x_2$  représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et  $u$  la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

### V.5.3. Mécanisme d'inférence flou

Dans cette étape, il s'agit de déterminer comment le système interprète les variables linguistiques floues. Les variables linguistiques (entrées et sorties) sont liées par les règles d'inférence. Les variables sont liées par l'opérateur "ET", tandis que les variables de sortie des différentes règles sont liées par l'opérateur "OU" et l'ensemble des règles sont liées par les connecteurs tels que "ET" et "Alors". La conséquence d'une règle floue est inférée par l'emploi de règle de composition, en utilisant les fonctions d'implications floues et les connecteurs "ET" et "Alors".

Les méthodes d'inférences se différencient selon la combinaison et l'utilisation des opérateurs (ET et OU) dans les règles d'inférence. Parmi ces méthodes on trouve, [Tar-15] :

- **Méthode d'inférence MAX-MIN (Méthode de MAMDANI)** : La méthode d'inférence max-min, utilise l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.
- **Méthode d'inférence MAX-PRODUIT (Méthode de LARSEN)** : La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur « ET » par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.
- **Méthode de SUGENO** : L'opérateur « ET » est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

### V.5.4. Interface de Défuzzification

La Défuzzification est la dernière étape dans la commande floue, elle consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou, autrement dit, Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération, [Lag-16] :

- Méthode du centre de gravité;
- Méthode par valeur maximum;
- Méthode de la moyenne des maximums.

## V.6. Principe de la commande par mode glissant flou

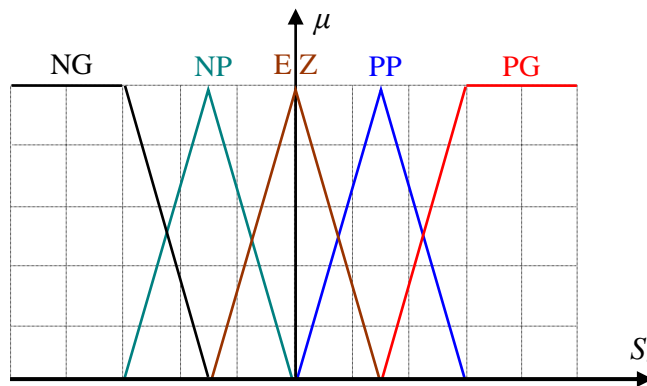
Dans notre proposition qui permette la combinaison entre la logique floue et le contrôle par mode glissant, nous appelons le contrôleur résultant de cette combinaison : contrôleur par mode glissant flou, celui-ci présente la même structure de commande par mode glissant étudiée dans le chapitre précédent, mais ici la fonction (*Sat*) existante dans le terme de commande, qui va remplacée par des fonctions floues, [Ard-12], [Bou-13], [Bou-16], [Ard-16]. Ces fonctions possèdent une entrée et une sortie, et la base de règle sert à établir une connexion entre les surfaces de glissement  $S$  et les commandes  $U$ .

Ceci est interprété par des règles de la forme : Si-Alors.

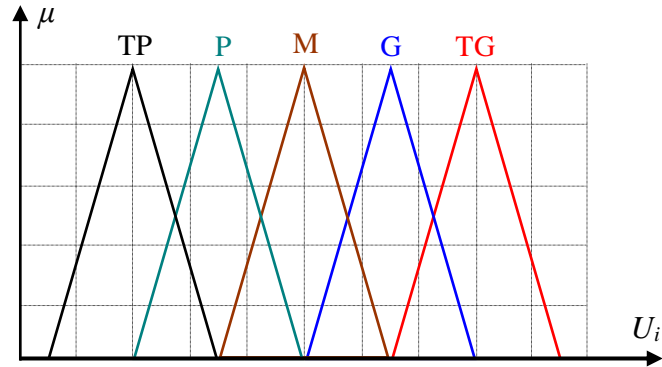
- si  $S$  est **NG** Alors  $U$  est **TG**
- si  $S$  est **NP** Alors  $U$  est **G**
- si  $S$  est **EZ** Alors  $U$  est **M**
- si  $S$  est **PP** Alors  $U$  est **P**
- si  $S$  est **PG** Alors  $U$  est **TP**

Avec :

**TG** : Très Grand, **M** : Moyen, **P** : Petit, **G** : Grand, **TP** : Très Petit, **NG** : Négatif Grand, **NP** : Négatif Petit, **EZ** : Environ Zéro, **PP** : positif Petit, **PG** : positif Grand.



*Figure V.5 : Fonctions d'appartenance de l'entrée normalisée de la fonction floue.*



**Figure V.6 :** Fonctions d'appartenance de la sortie normalisée de la fonction floue.

Les fonctions floues utilisées ayant une entrée  $S$  de cinq fonctions d'appartenance et une sortie  $U$  de cinq fonctions d'appartenance qui sont représentées dans les figures (V.5) et (V.6) respectivement.

La figure suivante, présente le schéma bloc de la commande de la MADA par mode glissant flou.

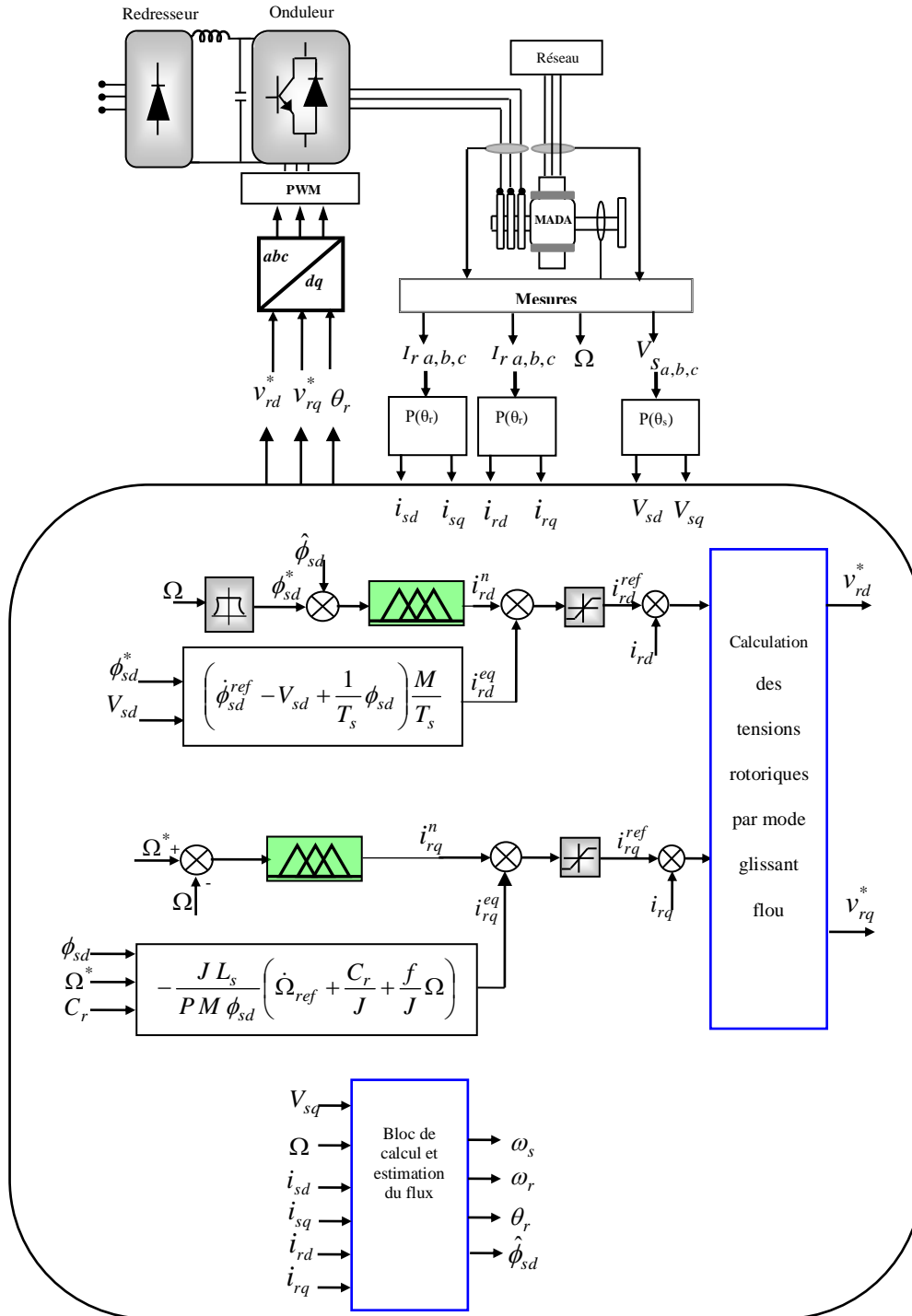


Figure V.7 : Représentation schématique du bloc de la commande par mode glissant flu du MADA

V.7. Résultats de simulation et discussions

Afin de montrer les performances de la commande par mode glissant flu, nous allons

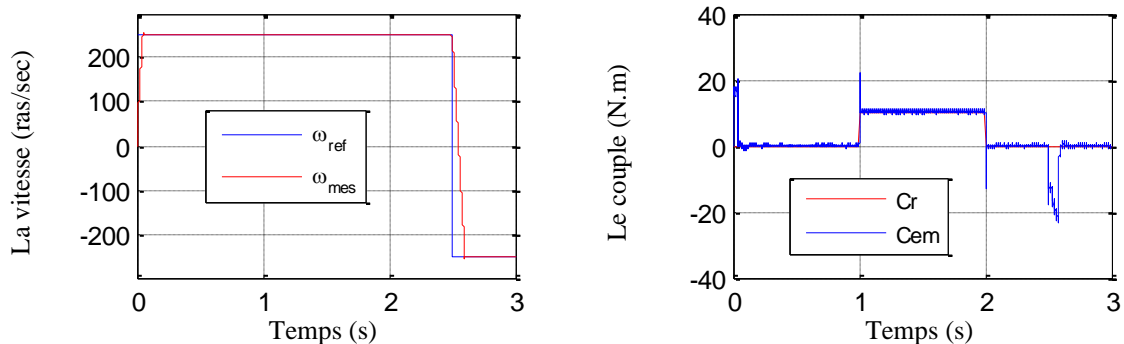
appliquer les mêmes conditions que celles utilisées dans le chapitre IV. On garde le même schéma de principe adopté pour la commande sauf qu'on remplace la fonction  $sat(x)$  par un contrôleur flou par nos régulateurs à mode glissant flou.

### ***V.7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge Inversion du sens de rotation***

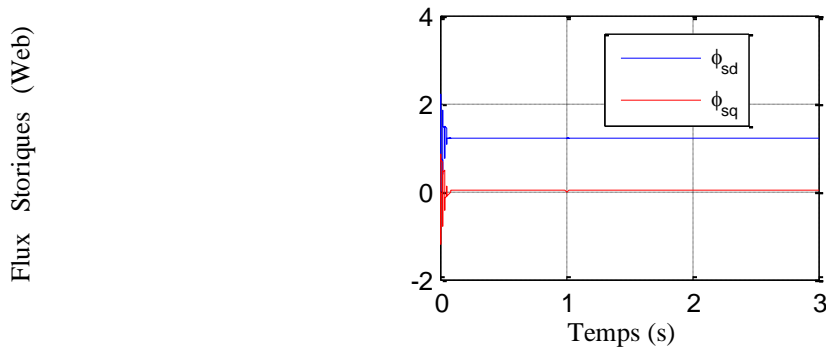
La figure (V.8) représente l'évolution des caractéristiques de la MADA avec la régulation par mode glissant flou, suivi de l'application d'une charge  $C_r = 10\text{N.m}$  entre 1 et 2 s, en imposant la vitesse de référence  $\omega = 250\text{ rad/s}$  à 2.5 s.

Les résultats de simulation montrent l'efficacité et les performances de la commande par mode glissant flou. Elle donne de bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne (vitesse) sans dépassement, le découplage et l'orientation sont assurés, ainsi, qu'un rejet total de perturbation.

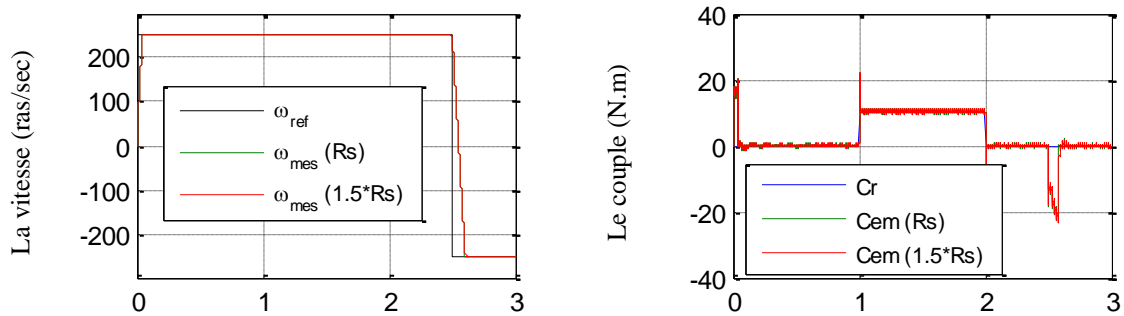
En comparant l'application de cette technique sur la MADA avec la commande par mode de glissement déjà traitées, on remarque qu'elle a donné de bons résultats en



éliminant l'effet Chattering.



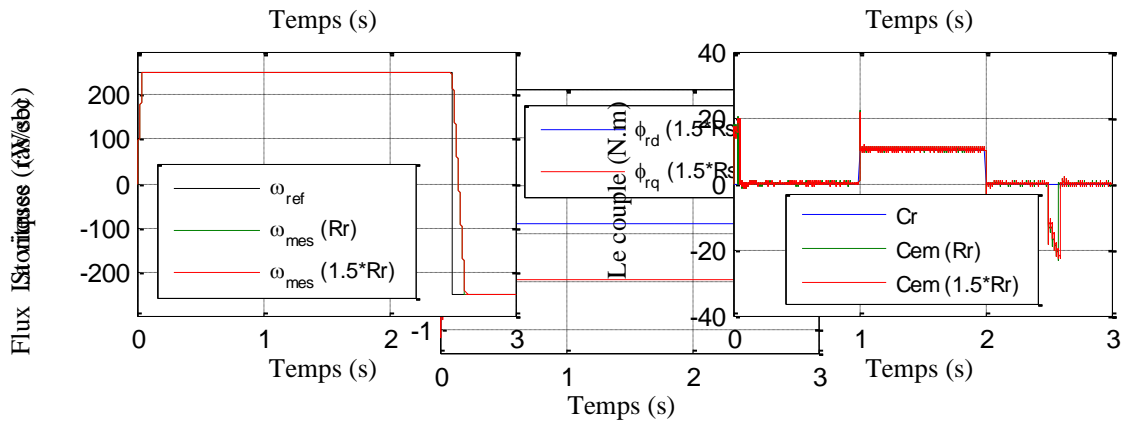
**Figure V.8 :** Résultats de simulation de la commande par mode glissant flou du MADA



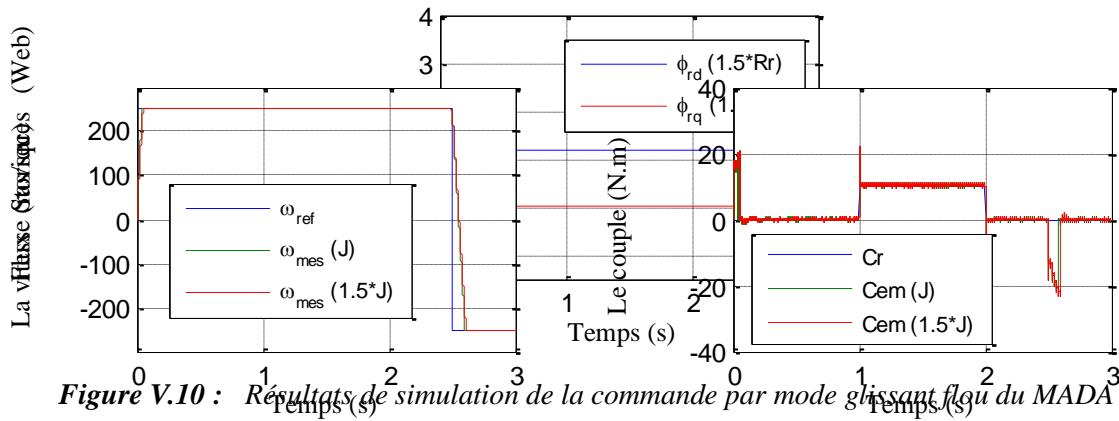
### V.7.2. Tests de robustesse

Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant flou de la MADA, les mêmes tests ont été effectués (l'augmentation de la résistance rotorique  $R_r$ , statorique  $R_s$  ainsi que le moment d'inertie  $J$  de 50 % par rapport à leurs valeurs nominales). Les résultats de simulation sont représentés par les figures (V.9) et (V.10), (V.11).

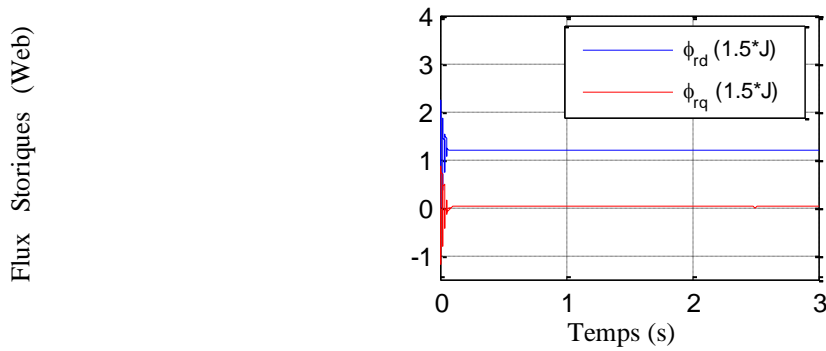
Ces résultats montrent la robustesse de la commande par mode glissant flou, car malgré une variation paramétrique et les perturbations externes, la MADA a manifestée un comportement stable.



**Figure V.9 :** Résultats de simulation de la commande par mode glissant flou du MADA lors la variation de la résistance statorique



**Figure V.10 :** Résultats de simulation de la commande par mode glissant flou du MADA lors la variation de la résistance rotorique



**Figure V.11 :** Résultats de simulation de la commande par mode glissant flou du MADA lors la variation du moment d'inertie.

## V.8. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande par mode glissant flou, l'objectif de cette commande hybride est d'établir une passerelle entre la commande floue et la commande par mode de glissant qui prouve des propriétés de stabilité et d'invariance par rapport aux perturbations paramétriques et extérieures, donc elle combine les avantages des deux techniques.

L'application de cette commande sur la MADA a donné de bons résultats tout en s'affranchissant les problèmes de broutement de la commande par mode glissant. La robustesse de cette commande est prouvée à travers les résultats de simulation obtenus.

La commande par mode glissant flou permet d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.

---

## *Conclusion Générale*

---

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent, d'une façon générale, l'étude et la modélisation d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), pour cela de nombreuses techniques de commande ont été présentées et validées par simulation sur la MADA, tel que la commande vectorielle classiques, la commande par mode de glissant et la commande par mode de glissant flou.

Afin de réaliser les objectifs du mémoire, nous avons réparti notre manuscrit en cinq 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 évaluer les performances apportées par cette machine et les différentes techniques de commande . 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 réglage de la vitesse, la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique utilisant un régulateur de vitesse classique (PI) qui permet de rendre le système de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu a été appliquée à la MADA dans le troisième chapitre, mais devant l'insuffisance des performances de ce régulateur , où le test de robustesse montre bien la sensibilité de ces régulateurs aux variations paramétriques de la machine comme la résistance statorique, où le découplage a été affecté. Dans le quatrième chapitre , la commande par mode de glissant de la MADA a été appliquée; nous avons fait appel à un régulateur par mode de glissant, où les résultats de simulation obtenus par l'utilisation de ce dernier ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport au régulateur classique PI .Car, le régulateur par mode de glissant offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiat et quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite, ainsi qu'une robustesse contre les variations paramétrique de la machine, mais il provoque un phénomène appelé broutement (chattering).

Dans le cinquième chapitre, nous avons développé et combiné la commande floue avec le mode glissant qu'il résulte la commande par mode de glissant flou, notre

objectif principal est de montrer l'apport de cette stratégie de commande par rapport à la commande par mode de glissant, l'application de celle-ci au moteur asynchrone à double alimentation a permis le rejet total des perturbations, une insensibilité aux variations paramétriques, et enfin une réduction du phénomène de broutement (chattering).

En fin, on propose quelques perspectives pour l'avenir :

Etude consiste à réaliser toutes ces commandes de la MADA expérimentalement, pour vérifier et exploiter les essais des simulations présentés,

Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones, commande par la méthode du backstepping,

L'utilisation des algorithmes génétiques pour optimiser les différents gains des régulateurs PI et gains du mode de glissant.

---

# *Bibliographie*

---

## Bibliographie

- [Ais-10] **S. Aissi**, « Contribution au contrôle de la machine asynchrone double alimentée », Mémoire de Magister. Université Hadj Lakhdar Batna, 2010.
- [Amo-16] **N. Amouchas, A. Boutaleb**, «Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI», Mémoire de Master ,l'Université de Boumerdes, 2016.
- [Ard-10] **S. Ardjoun**, «Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à double Alimentation», Mémoire de Magister, l'Université de Sidi-Bel-Abbes, 2010.
- [Abd-12] **S.Ardjoun, M. Abid**, «Commande par Mode Glissant Flou d'un système Eolien à Base d'une génératrice Asynchrone à Double Alimentation», Article, Laghouat, 2012.
- [Ard-16] **S. Ardjoun**, «Commande d'un système d'énergie renouvelables Multi sources relié au réseau électrique», Thèse de Doctorat, l'Université de Sidi-Bel-Abbes, 2016.
- [Ben-11] **I. Bendaas**, «Conception d'une commande par mode glissement flou d'un moteur à induction», Mémoire de Magister, l'Université de Batna, 2011.
- [Bou-16] **R.B4OUSSAID, M.A.Morad**,«Commandes non linéaires d'une Machine Asynchrone Double Alimentation», Mémoire de Master, l'Université de Tlemcen, 2016.
- [Bou-13] **Z. Boudjema, A. Meroufel, Y. Djerriri, E. Bounadja**, "Fuzzy sliding mode control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion", Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering, 2013
- [Bou-16] **Z. Boudjema, R.Taleb, A Yahdou**, "A New DTC Scheme using Second Order Sliding Mode and Fuzzy Logic of a DFIG for Wind Turbine System", (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications, Vol. 7, No. 8, 2016
- [Cha-15] **Y. Chalabi**, «Modélisation et commande neuro-floue de la machine asynchrone à double alimentation» , Mémoire de Magister. ENPO Oran, 2015.
- [Fen-13] **A. Fenni**, «Commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA)», Mémoire de Magister, l'Université de Biskra, 2013.
- [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, l'Université de Batna juin 2009.
- [Har-11] **N. Haradj**, «Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

- 
- (MADA)», Mémoire de Master, l'Université de Setif, 2011.
- [Hec-17] **M. Hechelef**, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de Doctorat, l'Université de Sidi-Bel-Abbes, 2017.
- [Lag-16] **I. Laghouab**, «Commande par logique floue type-2-appliquée à la machine asynchrone», Mémoire de Master, l'Université de M'sila, 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.
- [Tam-17] **Z. Tamindjoute, A. Touati**, «Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA)», Mémoire de Master, l'Université de Béjaia, 2017.
- [Tar-15] **B. Tarfaoui**, «Commande par mode flou glissant de la machine asynchrone double alimentée utilisée en aérogénérateur», Mémoire de Magister, l'Université d'Oran, 2015.
- [Kho-06] **S. Khojet el khilil**, « commande vécatorielle d'une machine asynchrone doublement alimenté MADA », Ecole doctorale GEET, Toulouse 2006.
- [Sal-07] **G. Salloum**, « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Ecole doctoral GEET, Toulouse 2007.
- [Vid-04] **P Vidal**, «Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation», Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [Gai-07] **A.Gaid ; N.Houari**, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone", Mémoire d'ingénieur de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.
- [Zem-17] **A. Zemmit**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes», Thèse de Doctorat l'Université de M'sila, 2017.

---

# *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/min)	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

