



**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieure et la**  
**Recherche Scientifique**  
**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued**



**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTMENT DE GENIE**

**MECANIQUE**

**Mémoire De Fin d'étude**

**Présenté pour l'obtention du diplôme de**

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine :** Science Technologie

**Filière :** Electromécanique

**Spécialité :** Electromécanique

**Thème :**

**Commande d'une machine asynchrone  
à double stator par la logique floue**

**Présenté par :**

Guermit Abdelghani

Ferghani Yacine

Gherbi Youcef

Triki Said

**Dirigé par :**

Djokhrab Ala Eddine

**2022-2023**



## REMERCIEMENTS

*Je remercie Dieu tout puissant par-dessus Tout  
Courage de faire ce petit commerce.*

*Je voudrais exprimer ma gratitude à Le superviseur,  
le Dr Djokhrab Ala Eddine, pour son suivi Trucs et astuces*

*Je remercie les membres du jury pour  
Assister et le consacrer à l'évaluation de ce travail.*


*Je remercie sincèrement tout le monde  
Membres de la halle technologique du département  
Génie mécanique.*

*Je tiens également à remercier tous mes amis  
et camarades de classe*

*Enfin, je tiens à adresser mes sincères Remerciements*

*Tous les enseignants du Département de  
génie mécanique , spécialité électromécanique .*

*Et tous ceux qui ont participé de près ou de loin  
Pour faire le travail*



# ***SOMMAIRE***

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	01
<b>CHAPITRE I      MODELISATION DE LA MASDS</b>	
<b>I.1. INTRODUCTION</b> .....	03
<b>I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATORE</b> .....	03
<b>I.3. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES</b> .....	05
<b>I.4. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A DOUBLES TATOR</b> .....	05
I.4.1. Equations électriques de la machine.....	05
I.4.2. Equations magnétiques.....	06
I.4.3. Equations mécaniques.....	07
<b>I.5. TRANSFORMATION DE PARK</b> .....	07
<b>I.6. CHOIX DU REFERENTIEL</b> .....	08
I.6.1. Référentiel lié au stator.....	08
I.6.2. Référentiel lié au rotor.....	08
I.6.3. Référentiel lié au champ tournant.....	09
<b>I.7. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK</b> .....	09
I.7.1. Equations des tensions.....	09
I.7.2. Equations des flux.....	10
I.7.3. Equations mécaniques.....	11
<b>I.8. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT</b> .....	13
<b>I.9. SIMULATION NUMERIQUE</b> .....	15
I.9.1. Interprétations des résultats.....	17
<b>I.10. MODELISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE MLI</b> .....	17
I.10.1. Fonction de connexion.....	18
I.10.2. stratégie de commande.....	19
<b>I.11. ASSOCIATION DE LA MASDS-ONDULEUR DE TENSION</b> .....	20
I.11.1. Résultats de simulation.....	21
I.11.2. Interprétations des résultats.....	22
<b>I.12. CONCLUSION</b> .....	22
<b>CHAPITRE II      COMMANDE VEVTORIELLE DE LA MASDS</b>	
<b>II.1. INTRODUCTION</b> .....	23

<b>II.2. PRINCIPE DE COMMANDE VECTORIELLE</b> .....	23
<b>II.3. PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX</b> .....	24
<b>II.4. METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE</b> .....	25
II.4.1 Méthode directe.....	25
II.4.2. Méthode indirecte.....	25
<b>II.5. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS REGLAGE DE VITESSE</b> .....	25
II.5.1. Synthèse des régulateurs de courant.....	28
II.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	28
II.5.1.2. Discrétisation du régulateur PI.....	28
II.5.2. Résultats de simulation.....	30
II.5.3. Interprétations des résultats.....	30
<b>II.6. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE</b> .....	31
II.6.1. Bloc de défluxage.....	31
II.6.2. Régulateur de vitesse.....	31
II.6.2.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	32
II.6.2.2. Discrétisation du régulateur PI.....	32
II.6.3. Les résultats de simulation.....	33
II.6.3.1. Interprétations des résultats.....	34
<b>II.7. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE DIRECTE</b> .....	35
II.7.1. Estimateur du flux.....	36
II.7.2. Régulateur du flux.....	36
II.7.2.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	37
II.7.3. Interprétations des résultats.....	38
<b>II.8. TESTS DE ROBUSTESSE</b> .....	39
II.8.1. Résultats de simulation.....	39
II.8.2. Interprétations des résultats.....	40
<b>II.9. CONCLUSION</b> .....	40
<b>CHAPITRE III      COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MASDS</b>	
<b>III.1. HISTORIQUE</b> .....	41
<b>III.2. INTRODUCTION</b> .....	41
<b>III.3. LES SOUS-ENSEMBLES FLOUS</b> .....	42
<b>III.4. FONCTION D'APPARTENANCE</b> .....	43
III.4.1. Définition.....	43
III.4.2. Différentes formes de fonction d'appartenance.....	44
III.4.3. La formulation mathématique des fonctions d'appartenance.....	45

III.4.3.1. Fonction triangulaire.....	45
III.4.3.2. Fonction trapézoïdale.....	45
<b>III.5. OPERATIONS LOGIQUES SUR LES SOUS-ENSEMBLES FLOUS.....</b>	<b>45</b>
<b>III.6. PROPRIETES DES OPERATIONS SUR LES SOUS-ENSEMBLES.....</b>	<b>46</b>
<b>III.7. LES VARIABLES LINGUISTIQUES.....</b>	<b>47</b>
<b>III.8. RELATIONS FLOUES.....</b>	<b>47</b>
III.8.1. Opérations sur les relations floues.....	48
III.8.2. Implication floue.....	49
<b>III.9. STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOU.....</b>	<b>49</b>
<b>III.10. REGULATEUR FLOU.....</b>	<b>50</b>
III.10.1. Fuzzification des entrées.....	51
III.10.2. Base des règles et inférence floue.....	52
III.10.3. Défuzzification.....	53
III.10.3.1. Méthode du centre de gravité.....	53
III.10.3.2. Méthode de moyenne de maximum.....	54
III.10.3.3. Méthode de moyenne pondérée (sugeno).....	55
<b>III.11. REGLAGE DE LA VITESSE PAR REGULATEUR FLOU.....</b>	<b>55</b>
III.11.1. La loi de commande.....	56
III.11.2. Simulation numérique.....	57
III.11.3. Interprétations des résultats.....	58
<b>III.12. REGULATEUR FLOU DE COURANT.....</b>	<b>58</b>
III.12.1. Simulation numérique.....	60
III.12.2. Interprétations des résultats.....	61
<b>III.13. REGULATEUR FLOU A GAIN ADAPTATIF.....</b>	<b>61</b>
III.13.1. Simulation numérique.....	63
III.13.2. Interprétation des résultats.....	64
<b>III.14. REGLAGE DE VITESSE AVEC REGULATEUR FLOU</b>	
<b>A GAIN ADAPTATIF.....</b>	<b>65</b>
III.14.1. Simulation numérique.....	65
III.14.2. Interprétation des résultats.....	69
<b>III.15. TESTS DE ROBUSTESSE.....</b>	<b>69</b>
III.15.1. Interprétations des résultats.....	70
<b>III.16. CONCLUSION.....</b>	<b>70</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>71</b>

## *NOTATIONS*

MASDS:	Machine Asynchrone à Double Stator.
$s_1, s_2, r$ :	Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor.
$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$ :	Indices correspondants au trois phases du 1 stator.
$a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$ :	Indices correspondants au trois phases du 2 stator.
$a_r, b_r, c_r$ :	Indices correspondants au trois phases du rotor.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$ :	Résistances statoriques et rotoriques.
$L_{s1}, L_{s2}$ :	Inductance propre d'une phase statorique.
$L_r$ :	Inductance propre d'une phase rotorique.
$L_{ms}$ :	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
$L_{sr}$ :	Inductance mutuelle entre phases statoriques
$L_{mr}$ :	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$J$ :	Moment d'inertie.
$\omega_m$ :	Vitesse mécanique de la machine.
$\omega_s$ :	Pulsation électrique statorique.
$\omega_r$ :	Pulsation électrique rotorique.
$\omega_{sl}$ :	Pulsation électrique de glissement.
$\Omega_s$ :	Vitesse de rotation du champ tournant (vitesse de synchronisme).
$p$ :	Nombre de paires de pôles de la machine.
$\omega$ :	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
d, q :	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
$C_r$ :	Couple résistant.
$C_{em}$ :	Couple électromécanique.
$K_f$ :	Coefficient de frottement.
$S$ :	Opérateur de Laplace.
$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$ :	Flux statorique et rotorique.
$v$ :	Tension.
$i$ :	Courant.
$\Phi_m$ :	Flux magnétisant
$k_p, k_i$ :	Paramètres du régulateur PI.
FOC:	Flux oriented control.
FLC:	Fuzzy logic controller.

# *SOMMAIRE*

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	01
<b>CHAPITRE I      MODELISATION DE LA MASDS</b>	
<b>I.1. INTRODUCTION</b> .....	03
<b>I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATORE</b> .....	03
<b>I.3. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES</b> .....	05
<b>I.4. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A DOUBLES TATOR</b> .....	05
I.4.1. Equations électriques de la machine.....	05
I.4.2. Equations magnétiques.....	06
I.4.3. Equations mécaniques.....	07
<b>I.5. TRANSFORMATION DE PARK</b> .....	07
<b>I.6. CHOIX DU REFERENTIEL</b> .....	08
I.6.1. Référentiel lié au stator.....	08
I.6.2. Référentiel lié au rotor.....	08
I.6.3. Référentiel lié au champ tournant.....	09
<b>I.7. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK</b> .....	09
I.7.1. Equations des tensions.....	09
I.7.2. Equations des flux.....	10
I.7.3. Equations mécaniques.....	11
<b>I.8. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT</b> .....	13
<b>I.9. SIMULATION NUMERIQUE</b> .....	15
I.9.1. Interprétations des résultats.....	17
<b>I.10. MODELISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE MLI</b> .....	17
I.10.1. Fonction de connexion.....	18
I.10.2. stratégie de commande.....	19
<b>I.11. ASSOCIATION DE LA MASDS-ONDULEUR DE TENSION</b> .....	20
I.11.1. Résultats de simulation.....	21
I.11.2. Interprétations des résultats.....	22
<b>I.12. CONCLUSION</b> .....	22
<b>CHAPITRE II      COMMANDE VEVTORIELLE DE LA MASDS</b>	
<b>II.1. INTRODUCTION</b> .....	23

<b>II.2. PRINCIPE DE COMMANDE VECTORIELLE</b> .....	23
<b>II.3. PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX</b> .....	24
<b>II.4. METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE</b> .....	25
II.4.1 Méthode directe.....	25
II.4.2. Méthode indirecte.....	25
<b>II.5. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS REGLAGE DE VITESSE</b> .....	25
II.5.1. Synthèse des régulateurs de courant.....	28
II.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	28
II.5.1.2. Discrétisation du régulateur PI.....	28
II.5.2. Résultats de simulation.....	30
II.5.3. Interprétations des résultats.....	30
<b>II.6. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE</b> .....	31
II.6.1. Bloc de défluxage.....	31
II.6.2. Régulateur de vitesse.....	31
II.6.2.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	32
II.6.2.2. Discrétisation du régulateur PI.....	32
II.6.3. Les résultats de simulation.....	33
II.6.3.1. Interprétations des résultats.....	34
<b>II.7. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE DIRECTE</b> .....	35
II.7.1. Estimateur du flux.....	36
II.7.2. Régulateur du flux.....	36
II.7.2.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	37
II.7.3. Interprétations des résultats.....	38
<b>II.8. TESTS DE ROBUSTESSE</b> .....	39
II.8.1. Résultats de simulation.....	39
II.8.2. Interprétations des résultats.....	40
<b>II.9. CONCLUSION</b> .....	40
<b>CHAPITRE III      COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MASDS</b>	
<b>III.1. HISTORIQUE</b> .....	41
<b>III.2. INTRODUCTION</b> .....	41
<b>III.3. LES SOUS-ENSEMBLES FLOUS</b> .....	42
<b>III.4. FONCTION D'APPARTENANCE</b> .....	43
III.4.1. Définition.....	43
III.4.2. Différentes formes de fonction d'appartenance.....	44
III.4.3. La formulation mathématique des fonctions d'appartenance.....	45

III.4.3.1. Fonction triangulaire.....	45
III.4.3.2. Fonction trapézoïdale.....	45
<b>III.5. OPERATIONS LOGIQUES SUR LES SOUS-ENSEMBLES FLOUS.....</b>	<b>45</b>
<b>III.6. PROPRIETES DES OPERATIONS SUR LES SOUS-ENSEMBLES.....</b>	<b>46</b>
<b>III.7. LES VARIABLES LINGUISTIQUES.....</b>	<b>47</b>
<b>III.8. RELATIONS FLOUES.....</b>	<b>47</b>
III.8.1. Opérations sur les relations floues.....	48
III.8.2. Implication floue.....	49
<b>III.9. STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOU.....</b>	<b>49</b>
<b>III.10. REGULATEUR FLOU.....</b>	<b>50</b>
III.10.1. Fuzzification des entrées.....	51
III.10.2. Base des règles et inférence floue.....	52
III.10.3. Défuzzification.....	53
III.10.3.1. Méthode du centre de gravité.....	53
III.10.3.2. Méthode de moyenne de maximum.....	54
III.10.3.3. Méthode de moyenne pondérée (sugeno).....	55
<b>III.11. REGLAGE DE LA VITESSE PAR REGULATEUR FLOU.....</b>	<b>55</b>
III.11.1. La loi de commande.....	56
III.11.2. Simulation numérique.....	57
III.11.3. Interprétations des résultats.....	58
<b>III.12. REGULATEUR FLOU DE COURANT.....</b>	<b>58</b>
III.12.1. Simulation numérique.....	60
III.12.2. Interprétations des résultats.....	61
<b>III.13. REGULATEUR FLOU A GAIN ADAPTATIF.....</b>	<b>61</b>
III.13.1. Simulation numérique.....	63
III.13.2. Interprétation des résultats.....	64
<b>III.14. REGLAGE DE VITESSE AVEC REGULATEUR FLOU</b>	
<b>A GAIN ADAPTATIF.....</b>	<b>65</b>
III.14.1. Simulation numérique.....	65
III.14.2. Interprétation des résultats.....	69
<b>III.15. TESTS DE ROBUSTESSE.....</b>	<b>69</b>
III.15.1. Interprétations des résultats.....	70
<b>III.16. CONCLUSION.....</b>	<b>70</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>71</b>



# **Introduction Générale**

## INTRODUCTION GENERALE

Pendant longtemps, le domaine industriel a été largement dominé par les machines à courant continu. Cependant, les machines à courant alternatif présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de leur construction grâce à l'absence de collecteur mécanique.

Les techniques modernes d'entraînement se basent de plus en plus sur l'utilisation de machines asynchrones, motivées par leur robustesse, leur fiabilité électromécanique et leur coût réduit. Actuellement, la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour des applications nécessitant une vitesse variable.

Récemment, les chercheurs se sont davantage intéressés à la commande des machines multiphases, en particulier la machine asynchrone à double stator qui requiert une double alimentation triphasée au niveau du stator. Cette configuration présente plusieurs avantages en termes de fiabilité et permet de réduire les pulsations de couple. De plus, elle permet d'utiliser des composants électroniques de puissance de taille réduite pour des fréquences de commutation plus élevées par rapport aux machines simples.

Cependant, lorsque les machines asynchrones à double stator sont entraînées par des onduleurs de tension, cela peut générer des harmoniques de courant, entraînant des pertes supplémentaires. [1]

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : sa structure dynamique est fortement non linéaire en raison d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui rend sa commande complexe.

Il existe plusieurs techniques de commande appliquées aux machines asynchrones classiques, parmi lesquelles on peut citer la commande par modes glissants, la commande adaptative, la commande par retour d'état, la commande par logique floue et la commande vectorielle.

Notre objectif consiste à étendre ces techniques de commande à la machine asynchrone à double stator, en particulier la commande vectorielle et la commande par logique floue.

La commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, permettant ainsi d'obtenir un contrôle comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour régler la vitesse de la machine de manière indépendante de la charge appliquée, on utilise généralement des régulateurs classiques de type PI. Cependant, les performances de ces

régulateurs sont souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander, telle que la non-linéarité et la variation des paramètres.

Afin de remédier à ces inconvénients, nous introduisons la régulation par logique floue. Les fondements de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble donné. De plus, les systèmes basés sur la logique floue reposent sur une base de connaissances et des règles de traitement de ces connaissances. Ainsi, un régulateur flou permet de traiter des idées humaines souvent incertaines. [2]


Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous s'intéressons en premier lieu à la modélisation de la machine asynchrone à double stator puis à l'association de cette dernière à deux onduleurs de tension.


Le deuxième chapitre, sera consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double stator. Deux méthodes directe et indirecte seront appliquées, pour la commande de la vitesse par le biais de régulateurs classiques de type PI.

Dans le dernier chapitre, nous appliquerons la commande par logique floue sur la machine asynchrone à double stator. Dans cette partie deux types de régulateurs flous seront proposés avec et sans adaptation du gain de la commande seront proposés.

Nous terminerons avec une conclusion générale et nous proposerons quelques perspectives de notre travail.



# **CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR**



## I.1. INTRODUCTION

Depuis les années 20, les machines asynchrones à double stator ont été largement utilisées dans de nombreuses applications en raison de leurs avantages en termes de segmentation de puissance, de fiabilité et de réduction minimale des pulsations de couple [3].

La modélisation d'un système est essentielle lorsque nous souhaitons appliquer une commande spécifique à celui-ci.

L'étude de la modélisation des machines électriques revêt un intérêt majeur en raison des impératifs techniques et économiques qui conduisent à concevoir et exploiter le matériel à proximité de ses limites technologiques [4].

La machine asynchrone à double stator (MASDS) n'est pas un système simple, car son fonctionnement est affecté par de nombreux phénomènes complexes tels que la saturation et l'effet de peau, entre autres.

Cependant, dans notre étude, nous ne tiendrons pas compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, et d'autre part, leur impact sur le comportement de la machine est négligeable dans certaines conditions. Cela nous permet d'obtenir des équations simplifiées qui reflètent fidèlement le fonctionnement de la machine [4].

Le modèle de la machine asynchrone à double stator consiste en un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile, même avec l'utilisation d'outils informatiques. Cependant, en utilisant une transformation de Park, qui est un changement approprié des variables, nous pouvons contourner cette difficulté et obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double stator (MASDS) en résolvant les équations qui régissent son fonctionnement en régime dynamique.

## I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR

La machine asynchrone triphasée à double stator est une configuration de machine qui comprend deux stators fixes, déphasés l'un par rapport à l'autre d'un angle  $\alpha = 30^\circ$ , ainsi qu'un rotor mobile (voir Figure (I.1)).

Chaque stator de la machine asynchrone à double stator est composé de trois enroulements identiques, avec un nombre de paires de pôles égal à  $p$ . Ces enroulements sont disposés de manière à avoir leurs axes décalés de  $2\pi/3$  électriques les uns par rapport aux autres dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que:

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator.

Le rotor de la machine asynchrone à double stator est conçu selon une structure électrique de type "rotor à cage", ce qui signifie qu'il est composé de barres conductrices en aluminium placées entre des tôles ferromagnétiques. Cette configuration présente plusieurs avantages, notamment la réduction des coûts, la robustesse, la facilité d'utilisation et la nécessité d'un entretien limité. Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega$  différente de  $\Omega_s$ , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrice triphasée engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Par conséquent, l'interaction entre l'induction du stator et les courants induits dans le rotor génère un couple électromagnétique qui agit sur le rotor, réduisant ainsi l'écart de vitesse entre les deux.

Le rapport  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$  : est appelé glissement du rotor par rapport au champs tournant du stator.

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation  $g\omega_s$

La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques :  $A_{s1}B_{s1}C_{s1}$  et  $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$  qui sont déphasés de  $\alpha = 30^\circ$  entre eux, et trois phases rotoriques :  $A_r B_r C_r$ .

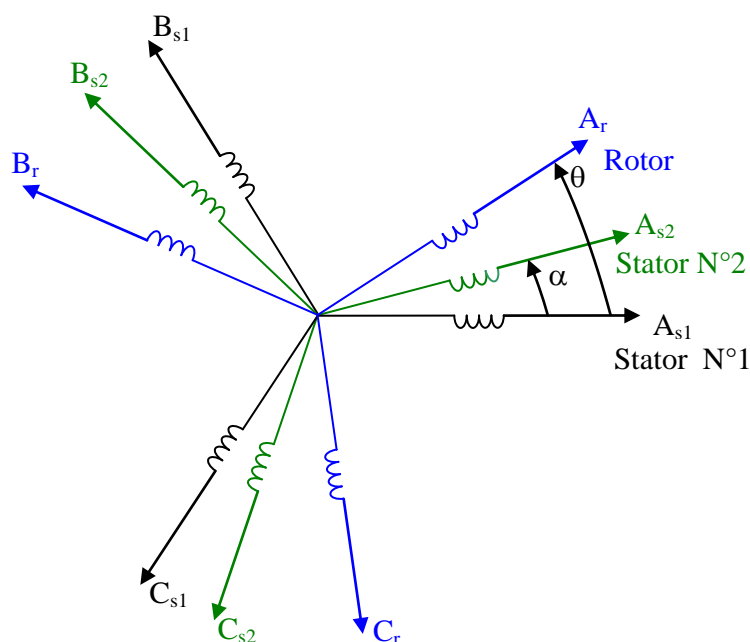


Figure (I.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.

### I.3. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La complexité de la machine asynchrone à double stator (MASDS), avec sa répartition d'enroulements et sa géométrie spécifique, rend difficile une analyse prenant en compte sa configuration exacte. Par conséquent, il est nécessaire de faire certaines hypothèses simplificatrices :

- La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant ;
- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables .Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités de courants ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;

### I.4. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A DOUBLE STATOR

#### I.4.1. Equations électriques de la machine

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit : [5]

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{abc,s1}] &= [\mathbf{R}_{s1}] [\mathbf{I}_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\mathbf{V}_{abc,s2}] &= [\mathbf{R}_{s2}] [\mathbf{I}_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s2}] \\ [\mathbf{V}_{abc,r}] &= [\mathbf{R}_r] [\mathbf{I}_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (I.1)$$

$$[\mathbf{R}_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{R}_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{I}_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{I}_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{I}_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}.$$

$$[\mathbf{V}_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{V}_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{V}_{abc,r}] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}.$$

$$[\Phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}.$$

Avec:

$R_{as1}=R_{bs1}=R_{cs1}=R_{s1}$ : Résistance d'une phase du 1<sup>er</sup> stator.

$R_{as2}=R_{bs2}=R_{cs2}=R_{s2}$ : Résistance d'une phase du 2<sup>ème</sup> stator.

$R_{ar}=R_{br}=R_{cr}=R_r$ : Résistance d'une phase du rotor.

### I.4.2. Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abc,s1} \\ \Phi_{abc,s2} \\ \Phi_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{s1,s1} & \mathbf{L}_{s1,s2} & \mathbf{L}_{s1,r} \\ \mathbf{L}_{s2,s1} & \mathbf{L}_{s2,s2} & \mathbf{L}_{s2,r} \\ \mathbf{L}_{r,s1} & \mathbf{L}_{r,s2} & \mathbf{L}_{r,r} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$\mathbf{L}_{s1,s1} = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{s2,s2} = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{r,r} = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{s1,s2} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{s1,r} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s2,s1}] = [\mathbf{L}_{s1,s2}]^t ; [\mathbf{L}_{r,s1}] = [\mathbf{L}_{s1,r}]^t ; [\mathbf{L}_{r,s2}] = [\mathbf{L}_{s2,r}]^t ;$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$  : Inductance propre du 1<sup>er</sup> stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$  : Inductance propre du 2<sup>eme</sup> stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$  : Inductance propre du rotor.

$L_{ms}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

$L_{mr}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

$L_{sr}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

### I.4.3. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (I.3)$$

avec:

$J$  : Moment d'inertie.

$\Omega$  : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant (couple de charge).

$K_f$  : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [4] :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[ [i_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [\mathbf{L}_{s1,r}] [i_{abc,r}]^t + [i_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [\mathbf{L}_{s2,r}] [i_{abc,r}]^t \right] \quad (I.4)$$

## I.5. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park vise à convertir le système d'enroulements triphasés statoriques avec les axes a, b, c en un système équivalent à deux enroulements biphasés avec les axes d, q, générant la même force magnétomotrice. Dans cette transformation, la composante homopolaire n'intervient pas dans la création du champ magnétique, ce qui permet de choisir l'axe homopolaire de manière orthogonale au plan (d, q).

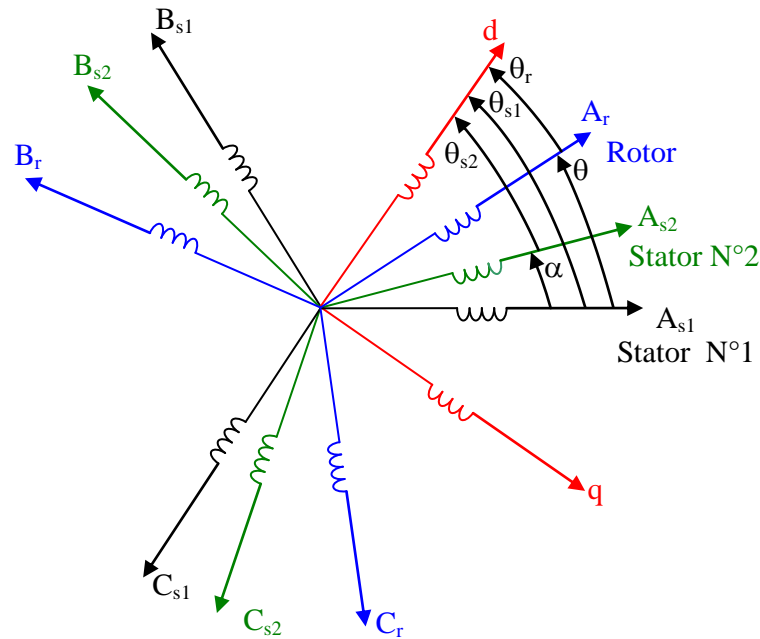


Figure (I.2) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale: 
$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Park

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}].$$

Tel que  $G_{abc}$  : grandeurs triphasées équilibrées.

$G_{dq0}$  : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse  $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]$ .

Sachant que :  $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

## I.6. CHOIX DU REFERENTIEL

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être formulées dans différents référentiels en fonction de la vitesse assignée au repère (d, q).

### I.6.1. Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix,  $\theta_s = 0$  et  $\omega_s = 0$ , dans ce cas les phases  $A_s$  et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

### I.6.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique  $\omega_r$  du rotor ( $\omega_s = \omega_r$ ).

### I.6.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans notre travail, nous avons adopté le référentiel où la vitesse du repère (d, q) correspond à la vitesse du champ tournant  $\omega_s$ . Cette approche a été utilisée pour modéliser la machine asynchrone à double stator (MASDS).

## I.7. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK

En choisissant le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

### I.7.1. Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (I.1), on obtient :

Pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :

$$v_{ar}=0, v_{br}=0, v_{cr}=0,$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec:

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$$

Sous forme d'équation:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\
 v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\
 v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\
 v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\
 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\
 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr}
 \end{array} \right. \quad (I.8)$$

### I.7.2. Equations des flux

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (I.2), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\
 \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\
 \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\
 \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\
 \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds2} \\
 \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2}
 \end{array} \right. \quad (I.9)$$

On pose :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$$

$L_m$  : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (I.9) est écrire comme suite :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec:

$L_{s1}+L_m$ : inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2}+L_m$ : inductance propre cyclique du stator 2.

$L_r+L_m$ : inductance propre cyclique du rotor.

### I.7.3. Equation mécanique

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = [V_s]^t [i_s] = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (I.11)$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P_e = v_{ds1}i_{ds1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{qs2}i_{qs2}. \quad (I.12)$$

En introduisant le système d'équation (I.8) dans l'expression de la puissance instantanée (I.12) on obtient :

$$\begin{aligned} P_e = & R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2 \\ & + \left[ \omega_s(\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \right] \\ & + \left[ \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right] \end{aligned} \quad (I.13)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- ❖ Le premier terme est identifiable aux pertes joules ;
- ❖ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- ❖ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme :

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \quad (I.14)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \quad (I.15)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.9) dans (I.14), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}) \quad (I.16)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}). \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}). \end{cases} \quad (I.17)$$

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (I.18)$$

En introduisant  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  dans l'expression (I.16), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (I.19)$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (I.20)$$

### I.8. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT

Le flux magnétisant  $\Phi_m$  est la somme des deux flux  $\Phi_{md}$  et  $\Phi_{mq}$ , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2}$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.21)$$

A partir de l'équation (I.21) et (I.10) on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (I.22)$$

En remplaçant (I.22) dans (I.8), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (I.23)$$

A partir de l'équation (I.10) on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left( \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left( \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (I.24)$$

Avec:

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

Nous mettons le système d'équations (I.23) sous forme d'un système d'équation d'état.

•

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec :

X : vecteur d'état.

$$X = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t.$$

U : vecteur de commande.

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \end{bmatrix}$$

### I.9. SIMULATION NUMERIQUE

La performance de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide est illustrée dans la figure (I.3).

De même, la figure (I.4) représente les performances de la machine lors d'un démarrage avec une tension nominale et l'application d'un couple de charge.

Les paramètres spécifiques de la machine utilisés sont fournis dans l'annexe (A).

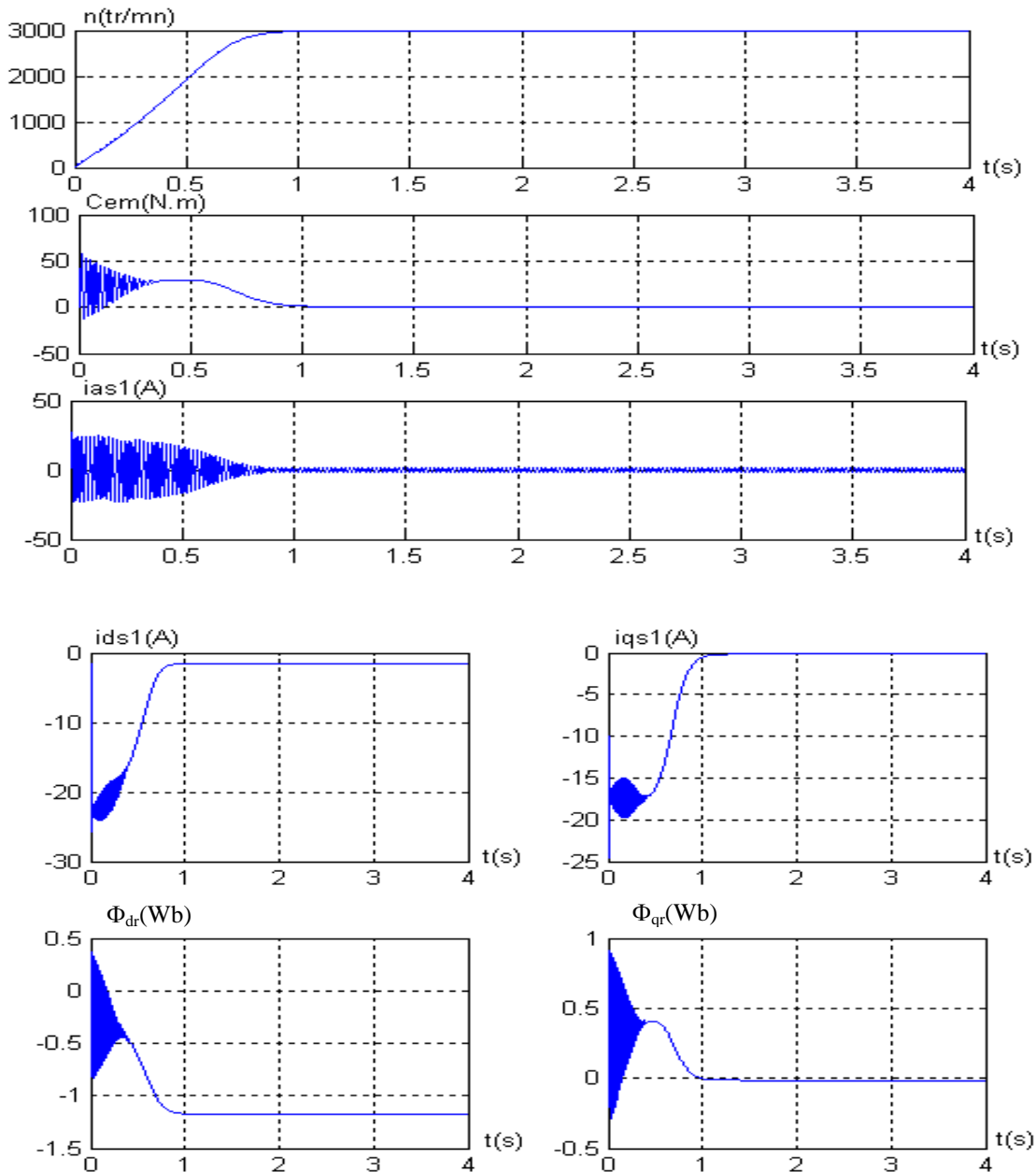


Figure (I.3) : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide.

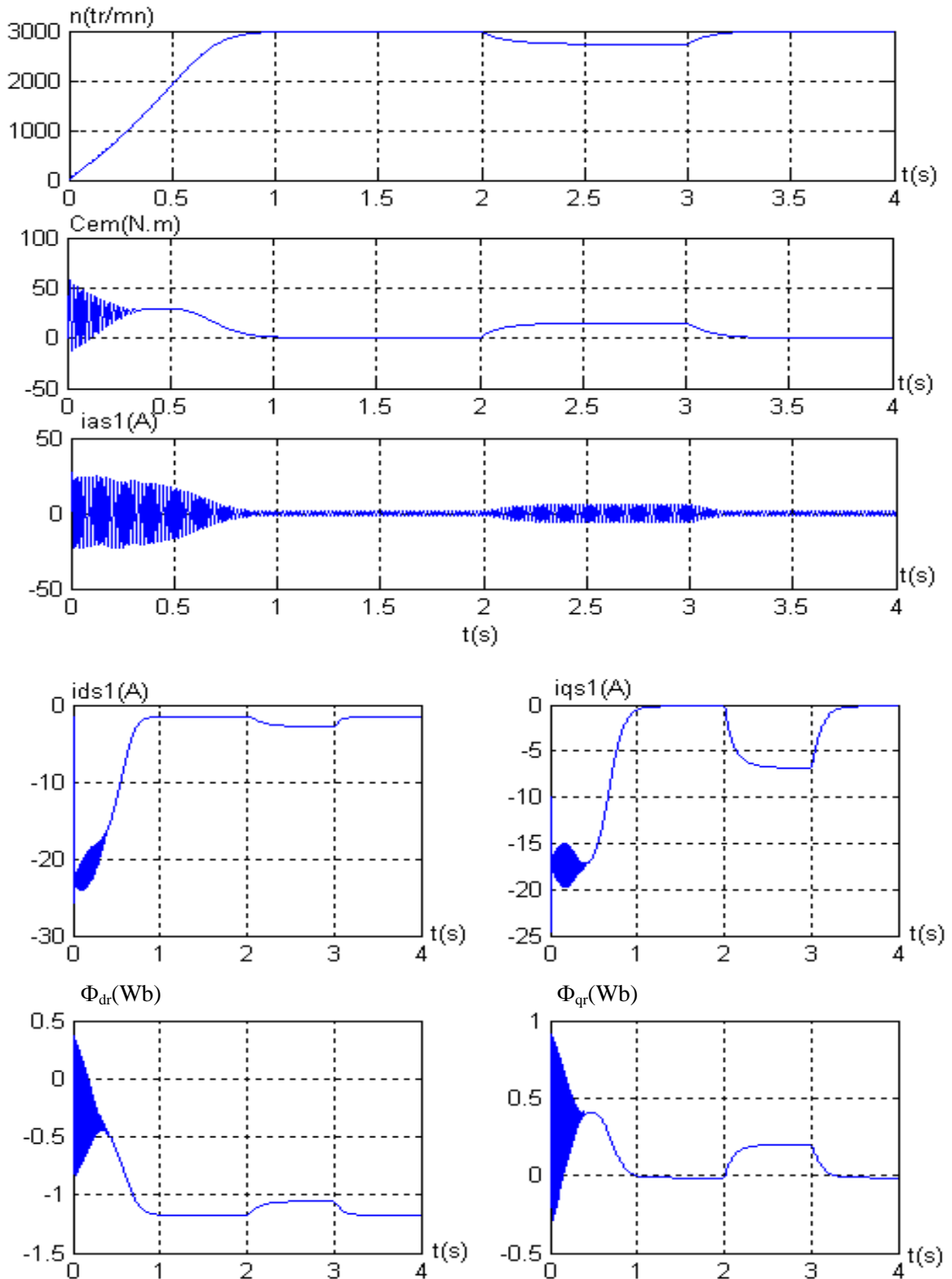


Figure (I.4) : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'une application d'un couple résistant  $C_r=14$  entre (2 et 3s).

### **I.9.1. Interprétations des résultats**

Les performances de la machine asynchrone à double stator révèlent plusieurs aspects importants. Lors d'un démarrage à vide, comme illustré dans la figure (I.3), il est observé que les courants statoriques peuvent atteindre des niveaux élevés, ce qui peut entraîner une surchauffe et éventuellement endommager la machine en cas de répétition excessive. Pendant la période transitoire, le couple électromagnétique présente des fluctuations importantes, ce qui génère du bruit au niveau des composants mécaniques de la machine.

Après cette période transitoire, qui dure environ 1 seconde, la machine atteint quasiment la vitesse de synchronisme de 3000 tr/min, étant donné l'absence de charge (glissement négligeable). Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de 0.33 N.m, compensant ainsi les pertes par frottement. Le flux rotorique atteint quant à lui une valeur de 1.2 Wb. Le courant statorique présente une forme sinusoïdale, avec une valeur de crête de 1.2 A.

Lors de l'application d'un couple résistant de 14 N.m, équivalent au couple nominal de la MASDS, sur l'arbre de la machine, comme illustré dans la figure (I.4), on observe que le couple électromagnétique compense le couple de charge. Les flux rotoriques, à la fois en quadrature et en direct, sont directement affectés, ce qui explique le fort couplage entre la vitesse et les flux rotoriques. La vitesse chute à 2836 tr/min entre 2 et 3 secondes, correspondant à la vitesse nominale de la machine en charge.

### **I.10. MODELISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE MLI**

Le réglage de la vitesse du rotor de la machine asynchrone à double stator (MASDS) est effectué en agissant simultanément sur la fréquence et la tension statorique. Ainsi, il est nécessaire de disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension dont l'amplitude et la fréquence peuvent être ajustées instantanément.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique utilisé dans ce but, et il est généralement composé de cellules de commutation équipées de transistors ou de thyristors GTO pour les applications à haute puissance. Son fonctionnement repose sur le séquençage des interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur d'impulsion (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

Dans un onduleur triphasé, constitué de trois cellules de commutation, chaque cellule est bidirectionnelle en courant. En supposant une conduction continue, on peut démontrer que chaque paire transistor-diode, montée en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) qui peut être commandé pour s'ouvrir ou se fermer. Chaque demi-bras possède son complémentaire.

La figure (I.5) illustre la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

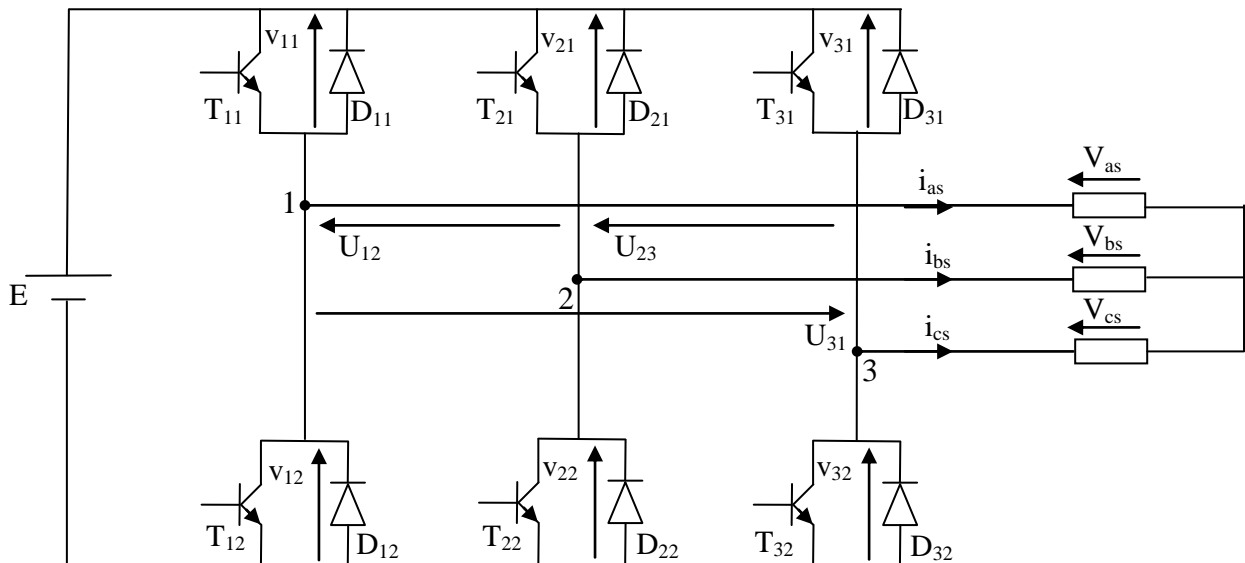
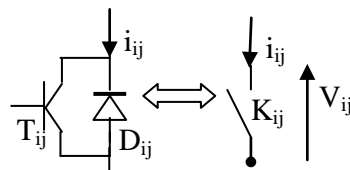


Figure (I.5) : Représentation de l'onduleur de tension MLI.

Chaque paire (transistor, diode) peut être représenté par un interrupteur, comme suit :



### I.10.1. Fonction de connexion

Chaque interrupteur  $K_{ij}$  ( $i \in \{1,2,3\}$ ,  $j \in \{1,2\}$ ), supposé idéalisé introduit une fonction de connexion  $f_{ij}$  ; le courant  $i_{ij}$  qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement :

$$i_{ij} = f_{ij} i \quad \text{et} \quad v_{ij} = (1-f_{ij}) E$$

Avec  $f_{ij} = 0$  interrupteur ouvert,  $f_{ij} = 1$  interrupteur fermé.

$v_{ij}$ : tension commutée.

$i_{ij}$  : courant commuté.

$i$  : courant de la phase  $i$  ;  $i \in \{i_{as}, i_{bs}, i_{cs}\}$ .

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \tag{I.25}$$

L'expression des tensions composées est donnée par

$$\begin{aligned} U_{12} &= v_{as} - v_{bs} = v_{21} - v_{11} \\ U_{23} &= v_{bs} - v_{cs} = v_{31} - v_{21} \\ U_{31} &= v_{cs} - v_{as} = v_{11} - v_{31} \end{aligned} \quad (I.26)$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il vient

:

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

### I.10.2. Stratégie de commande

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) est utilisée pour contrôler les moments d'ouverture et de fermeture des interrupteurs dans un système électrique. Elle repose sur le calcul des points d'intersection entre une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire.

L'objectif de la MLI est de générer une forme d'onde de sortie souhaitée en ajustant la durée des impulsions électriques. Pour ce faire, on compare en continu la tension de référence sinusoïdale avec une tension de modulation triangulaire. Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés en fonction des points d'intersection entre ces deux signaux.

En utilisant la technique de MLI, on peut réguler efficacement la tension et la fréquence appliquées aux composants électriques. Cela permet de contrôler précisément la vitesse et le fonctionnement des machines électriques, y compris la MASDS, en ajustant les moments d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. [6]

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{ref1c} &= V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3); \quad c = 1, 2, 3, \\ V_{ref2c} &= V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3 - \alpha); \quad c = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (I.29)$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ◆ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ),
- ◆ Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ( $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$ ).

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{array}{llll} \text{Si} & V_{ref1} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon} & f_{11} = 0 \\ \text{Si} & V_{ref2} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon} & f_{12} = 0 \\ \text{Si} & V_{ref3} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon} & f_{13} = 0 \end{array} \quad (\text{I.31})$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{array}{llll} \text{Si} & V_{ref21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon} & f_{21} = 0 \\ \text{Si} & V_{ref22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon} & f_{22} = 0 \\ \text{Si} & V_{ref23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon} & f_{23} = 0 \end{array} \quad (\text{I.32})$$

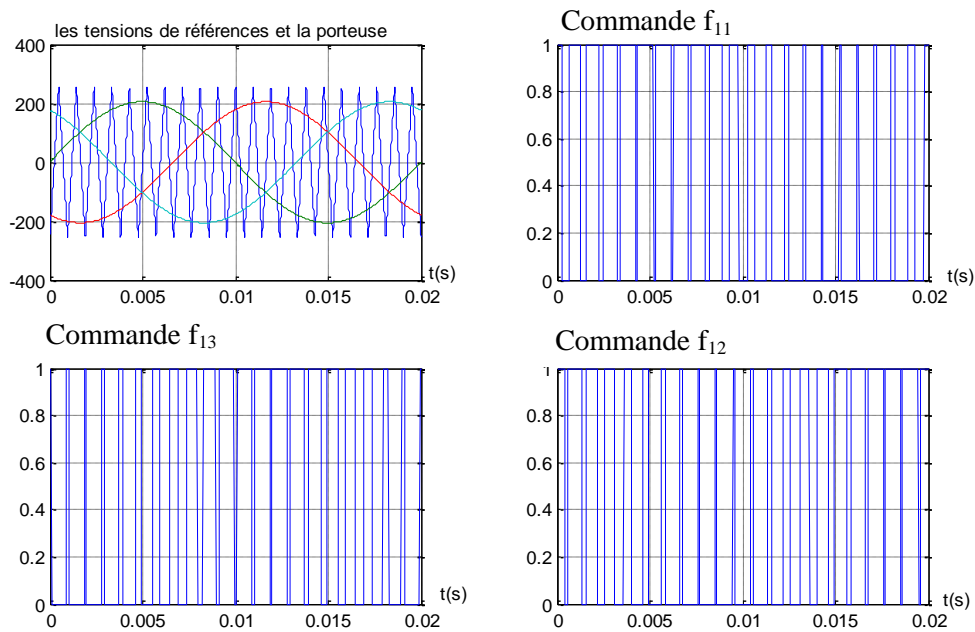


Figure (I.6) : Principe de la MLI triangulo-sinusoïdale.

### I.11. ASSOCIATION DE LA MASDS-ONDULEUR DE TENSION

La figure (I.7) représente l'association de la MASDS à deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI

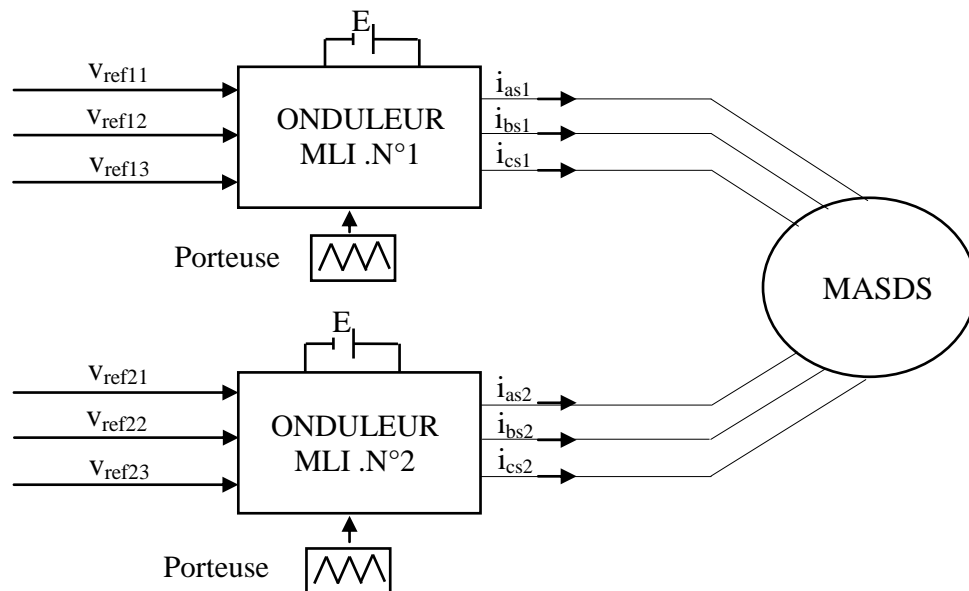


Figure (I.7) : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.

#### I.11.1. Résultats de simulation

La simulation numérique est effectuée pour  $m = 21$  et  $r = 0,8$

Les résultats de simulation de l'association des deux onduleurs avec la MASDS sont représentés dans la figure (I.8.a,b)

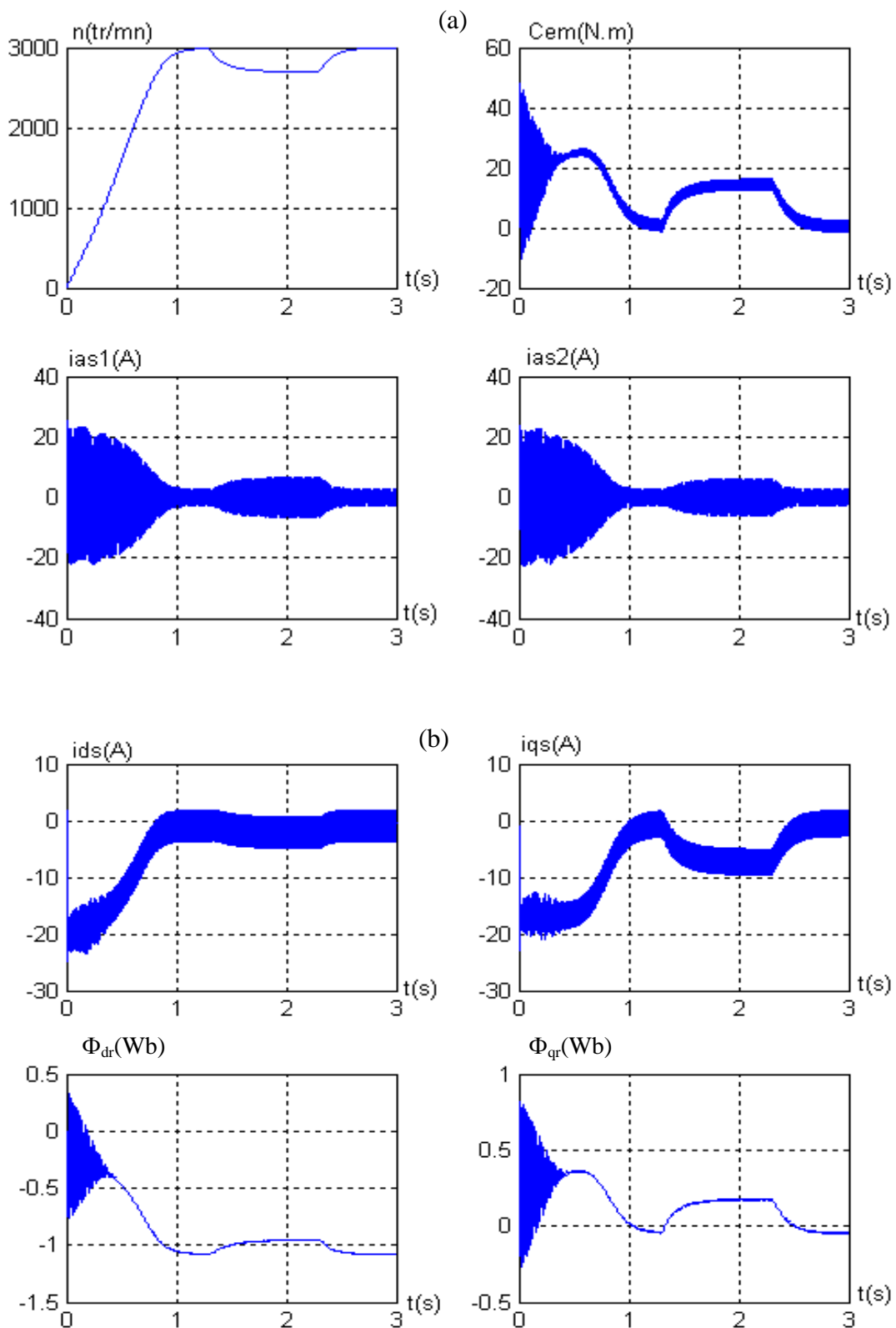


Figure (I.8.a.b) : Réponses de la MASDS alimentée par deux onduleurs de tension lors d'une application d'un couple résistant  $C_r = 14$  durant (1,3 .2,3) s.

### **I.11.2. Interprétations des résultats**

Les résultats illustrés par la figure (I.8.a.b) sont comparables à ceux obtenus pour une machine connectée directement au réseau, cependant, ils présentent quelques fluctuations principalement causées par la présence d'harmoniques dans les tensions produites par les deux onduleurs.

### **I.12. CONCLUSION**

Au cours de ce chapitre, nous avons examiné la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double stator. Cette modélisation nous a permis de développer un modèle mathématique de cette machine, dont la complexité a été réduite grâce à certaines hypothèses simplificatrices. Afin de simplifier davantage le modèle de la machine asynchrone triphasée à double stator, nous avons utilisé la transformation de Park.

Cela nous a permis de réduire le système d'équations d'état de la machine de dix à sept équations, qui ont été validées par le biais d'une simulation numérique.

Pendant le fonctionnement de la machine sous charge, nous avons constaté une chute significative de la vitesse, ce qui nécessite une régulation.

Le chapitre suivant abordera la régulation de la vitesse à l'aide de la technique de commande vectorielle.



# **CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA "MASDS"**



## II.1. INTRODUCTION

La commande d'une machine asynchrone est complexe en raison du couplage complexe entre les variables d'entrée, de sortie et internes de la machine, telles que le flux, le couple, la vitesse ou la position. Parmi les méthodes de commande proposées pour les machines asynchrones, on trouve la commande  $v/f=constante$ , qui régule le couple en ajustant le glissement fréquentiel et le flux en fonction du rapport entre la tension d'alimentation et la fréquence. Cependant, cette méthode de commande ne permet pas d'obtenir de bonnes performances dynamiques à basse vitesse [7].

En 1972, Blaschke a introduit une nouvelle théorie de commande, appelée commande par flux orienté, qui permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu. Grâce à cette technique de commande et aux progrès des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont aujourd'hui remplacés par des variateurs pour machines asynchrones [8].

## II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

L'objectif de cette commande est de rendre le comportement de la machine asynchrone à double stator similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, en se concentrant sur deux aspects distincts (figure (II.1)).

- 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 ;

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 :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_a I_f \quad (II.1)$$

Avec :

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

$I_a$  : courant d'induit.

$K, K'$  : constantes.

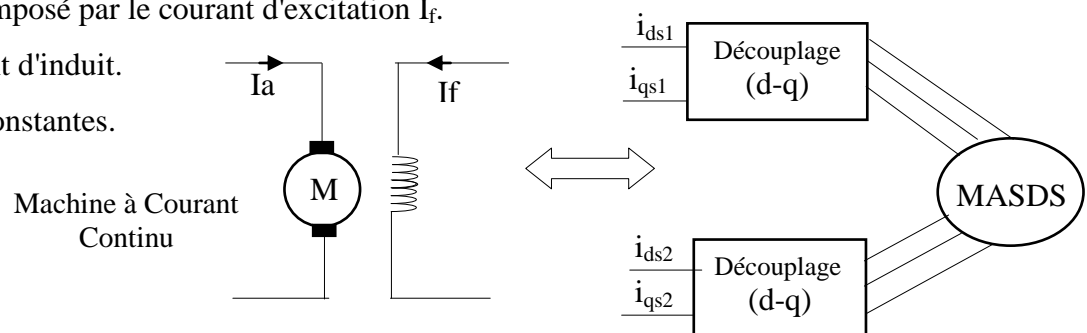


Figure (II.1) : Principe de la commande vectorielle.

La commande vectorielle de la machine asynchrone à double stator vise à désolidariser les grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. L'expression mathématique du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double stator est la suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (II.2)$$

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant ,c'est à dire :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r$$

$$\Phi_{qr} = 0$$

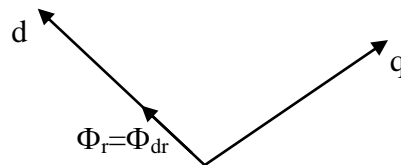


Figure (II.2) Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

La relation finale du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) = k \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (II.3)$$

Avec.

$$k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

En analysant l'équation (II.3), nous pouvons observer que le couple électromagnétique est le résultat de l'interaction entre un terme de flux et un terme de courant. Cette expression rappelle le fonctionnement du couple dans une machine à courant continu à excitation séparée. Ainsi, nous pouvons en conclure que le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator, avec sa commande vectorielle, est similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

### II.3. PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX

La méthode de flux orienté repose sur le choix d'un système de coordonnées de référence, en fonction de la vitesse attribuée à ce système (d,q). Nous sélectionnons un référentiel lié au champ tournant où l'axe "d" est aligné avec la direction souhaitée du flux (flux statorique, flux rotorique ou flux d'entrefer).

Il existe trois types de référentiel :

- 1 Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \qquad \Phi_{qr} = 0$$

2 Orientation du flux statorique avec les conditions :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \qquad \Phi_{qs} = 0$$

3 Orientation du flux d'enterfer avec les conditions :

$$\Phi_{md} = \Phi_m \qquad \Phi_{mq} = 0$$

La technique du flux orienté présente l'avantage de permettre la création d'un variateur de vitesse dans lequel le flux et le couple sont contrôlés indépendamment par les deux composantes du courant statorique.

Dans notre étude, nous optons pour la technique d'orientation du flux rotorique.

#### II.4. METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Pour mettre en œuvre la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double stator, il existe deux méthodes : directe et indirecte. La principale problématique rencontrée lors de cette mise en œuvre est la détermination précise et continue de la position et du module du flux.

##### II.4.1. Méthode directe

Cette méthode vise à obtenir la position et le module du flux, quel que soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

1 la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.

2 l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

##### II.4.2. Méthode indirecte

La méthode indirecte implique de ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais uniquement sa position. Dans cette approche, le contrôle du flux est réalisé en boucle ouverte.

#### II.5. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS REGLAGE DE VITESSE

La méthode indirecte repose sur les équations qui gouvernent le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator avec une orientation du flux, où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement.

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :

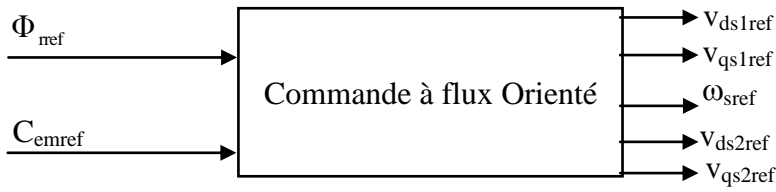


Figure (II.3) : Bloc de commande à flux Orienté.

Considérons comme références de commande le flux rotorique  $\Phi_{rref}$  et le couple  $C_{emref}$ . En tenant compte de la condition,  $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$  et  $\Phi_{qr} = 0$ , le système d'équation (I.18) devient :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})}{L_m + L_r} ; i_{qr} = \frac{-L_m(i_{qs1} + i_{qs2})}{L_m + L_r} \quad (II.4)$$

En remplaçant (II.4) dans (I.10) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (II.5)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} ; \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r.$$

$$\Phi_{rref} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}). \quad (II.6)$$

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = - (L_m + L_r) i_{qr} \quad (II.7)$$

$$i_{qr} = - \frac{\omega_{glref} \Phi_{rref}}{R_r} \quad (II.8)$$

En remplaçant (II.5), (II.6) et (II.7) dans le système d'équation (I.8) on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds2ref} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2ref} = R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (II.9)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\begin{cases} i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)}{P L_m \Phi_{ref}} C_{em\ ref} \\ \omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_{ref}} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (II.10)$$

$$\text{Donc: } C_{em\ ref} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{ref} (i_{qs1} + i_{qs2})$$

L'expression du couple met en évidence que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas complètement indépendants. Afin de résoudre ce problème, il est nécessaire de découpler la commande du couple et la commande du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (II.11)$$

Le système (II.11) montre que les tensions statoriques ( $v_{ds1}$ ,  $v_{ds2}$ ,  $v_{qs1}$ ,  $v_{qs2}$ ) sont directement reliées aux courants statoriques ( $i_{ds1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{qs2}$ ). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ( $v_{ds1ref}$ ,  $v_{ds2ref}$ ,  $v_{qs1ref}$ ,  $v_{qs2ref}$ ) à flux constant sont donnés par :

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = v_{ds1} - v_{ds1c} \\ v_{ds2ref} = v_{ds2} - v_{ds2c} \\ v_{qs1ref} = v_{qs1} + v_{qs1c} \\ v_{qs2ref} = v_{qs2} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (II.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{ref} \omega_{glref}) \\ v_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{ref} \omega_{glref}) \\ v_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{ref}) \\ v_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{ref}) \end{cases} \quad (II.13)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques ( $i_{ds1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{qs2}$ ) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques ( $v_{ds1}$ ,  $v_{ds2}$ ,  $v_{qs1}$ ,  $v_{qs2}$ ).

### II.5.1. Synthèse des régulateurs de courant

L'objectif de l'utilisation des régulateurs est d'assurer une plus grande robustesse face aux perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs de type proportionnel-intégral (PI). Le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable pour les deux axes "d" et "q", est illustré dans la figure suivante.

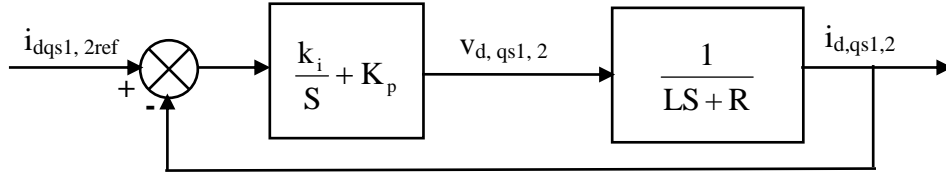


Figure (II.4) : Schéma de régulation des courants.

Avec :

L : est égale à  $L_{s1}$  ou  $L_{s2}$ .

R : est égale à  $R_{s1}$  ou  $R_{s2}$ .

#### II.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\dot{i}_{dq,s1,2}}{\dot{i}_{dq,s1,2ref}} = \frac{(k_i + k_p S)}{LS^2 + (R + k_p)S + k_i} \quad (II.14)$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués  $S_{1,2} = \rho_i \pm j\omega_i$  le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_i S + 2\rho_i^2 \quad (II.15)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_p = 2\rho_i L - R \\ k_i = 2\rho_i^2 L \end{cases} \quad (II.16)$$

#### II.5.1.2. Discrétisation du régulateur PI

La fonction de transfert continue du régulateur PI selon l'axe « d » (par exemple) est :

$$\frac{V_{ds1}}{e_i} = \left( \frac{k_{id1}}{S} + k_{pd1} \right) \quad (II.17)$$

$$e_i = i_{ds1ref} - i_{ds1} \quad (II.18)$$

$$v_{ds1}(k) = k_p (i_{ds1ref}(k) - i_{ds1}(k)) + k_i \Sigma(k) \quad (II.19)$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ei} (i_{ds1ref}(k) - i_{ds1}(k)) \quad (II.20)$$

$T_{ei}$  : la période d'échantillonnage du régulateur. Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la figure (II.5)

On admet que  $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$  et  $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$ .

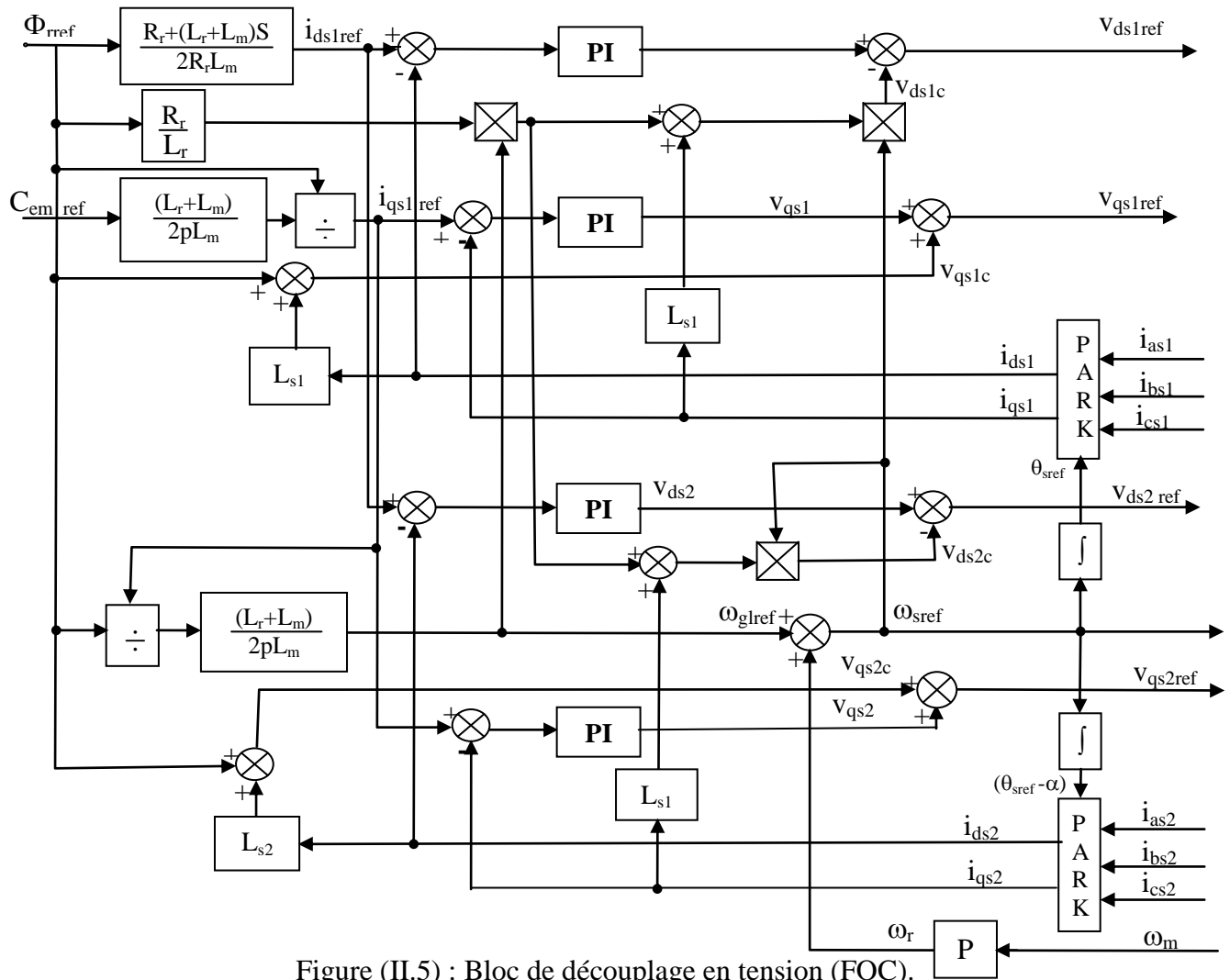


Figure (II.5) : Bloc de découplage en tension (FOC).

L'application de cette commande sur la machine conduit au schéma suivant :

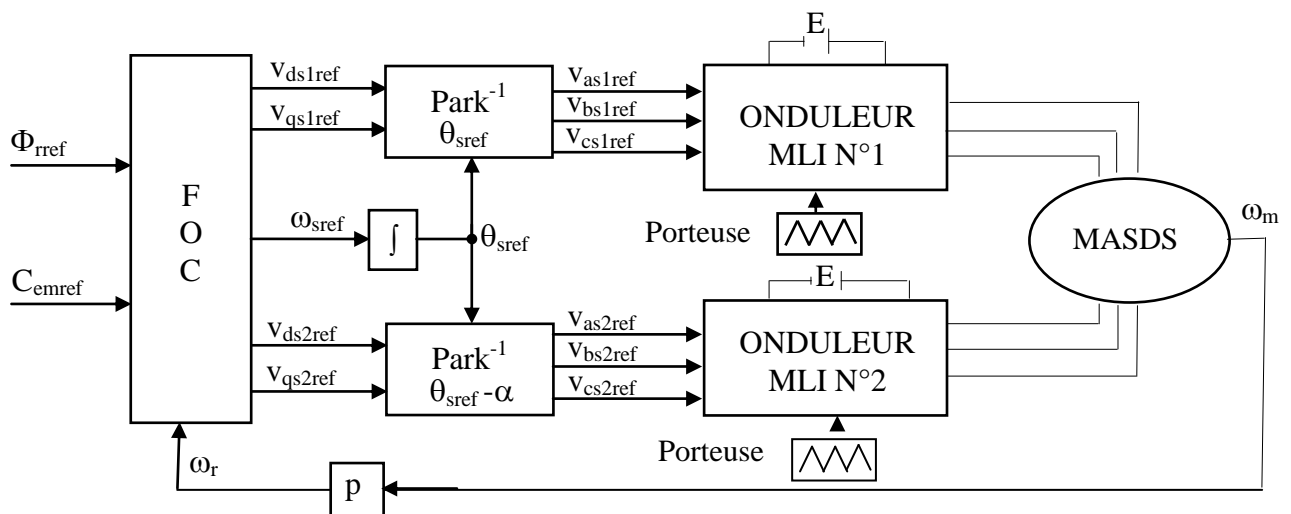


Figure (II.6) : Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée sur la MASDS.

### II.5.2. Résultats de simulation

La figure (II.6) illustre la réponse de la machine asynchrone à double stator (MASDS) lors d'une commande par orientation du flux rotorique. Nous avons fixé le flux de référence à  $\Phi_{rref}=1$  Wb et le couple de référence sous forme de créneaux [+15, -15, +10] N.m pour les intervalles de temps respectifs [0, 1], [1, 2.5], [2.5, 4] secondes.

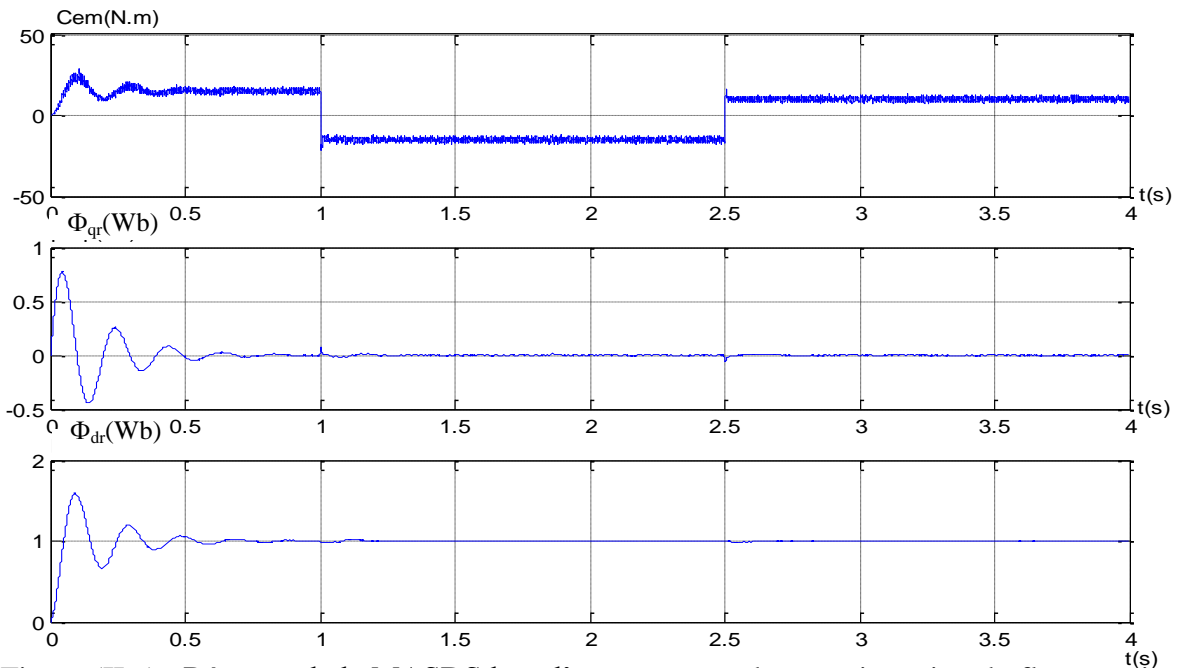


Figure (II.6) : Réponse de la MASDS lors d'une commande par orientation du flux rotorique.

Les paramètres des régulateurs utilisés sont donnés par le tableau (II.1):

	$\rho$	$k_p$	$k_i$	$T_e$
Axe d	500	18.28	$1.1 \times 10^4$	$5 \times 10^{-4}$
Axe q	400	13.88	$7.04 \times 10^3$	$2 \times 10^{-4}$

Tableau (II.1) : Paramètres des régulateurs des courants.

### II.5.3. Interprétations des résultats

En régime permanent, le couple électromagnétique suit sa référence imposée, tandis que la composante en quadrature du flux rotorique  $\Phi_{qr}$  s'annule. La composante directe du flux rotorique  $\Phi_{dr}$  reste constante à la valeur imposée (1 Wb).

Nous observons que les variations soudaines du couple électromagnétique n'affectent pas les composantes  $\Phi_{dr}$  et  $\Phi_{qr}$  du flux rotorique, ce qui démontre le découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

**II.6. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE**

Le principe de cette méthode repose sur l'utilisation de la position calculée du flux rotorique en fonction des grandeurs de référence, plutôt que de son amplitude. Cela élimine ainsi le besoin d'un capteur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse du rotor.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDS est donné par la figure suivante :

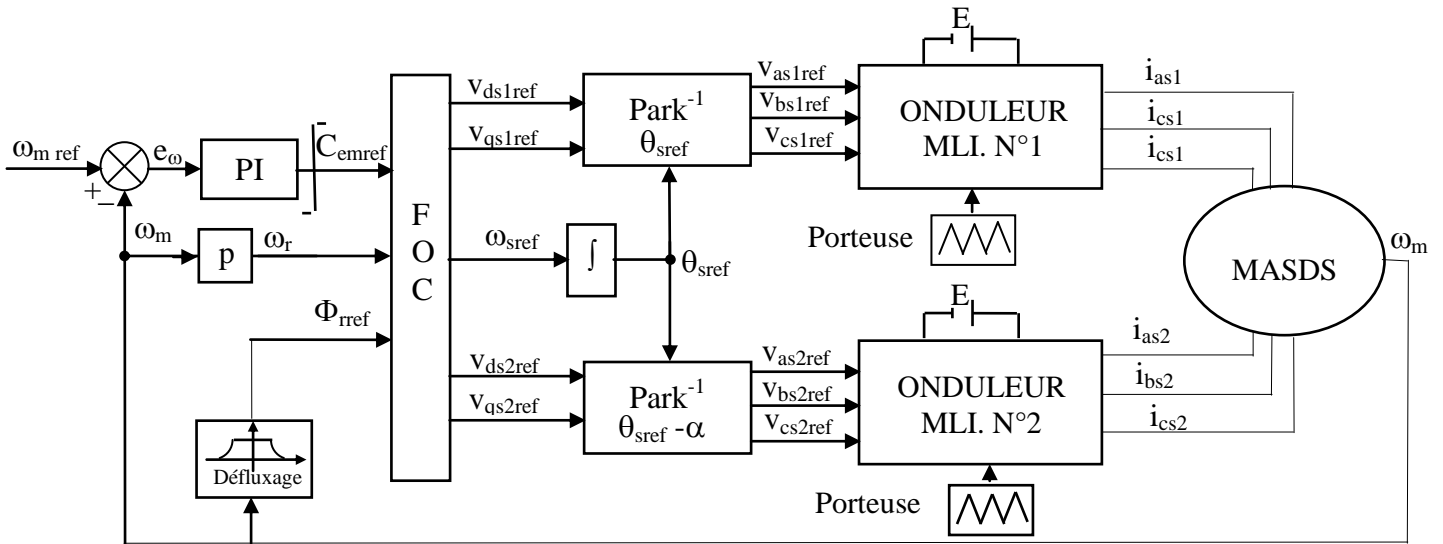


Figure (II.7) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.

**II.6.1. Bloc de défluxage**

Le flux est généralement maintenu à une valeur constante, notée Φ<sub>n</sub>, pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine, ω<sub>n</sub>. Cependant, pour des vitesses supérieures, le flux diminue à mesure que la vitesse augmente, afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ref} = \Phi_n & \text{si } \omega_m \leq \omega_n \\ \Phi_{ref} = \Phi_n \omega_n / \omega_m & \text{si } \omega_m \geq \omega_n \end{cases} \quad (II.21)$$

Avec: ω<sub>n</sub> = 296,98 rd/s ; Φ<sub>n</sub> = 1Wb.

**II.6.2. Régulateur de vitesse**

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la figure suivante :

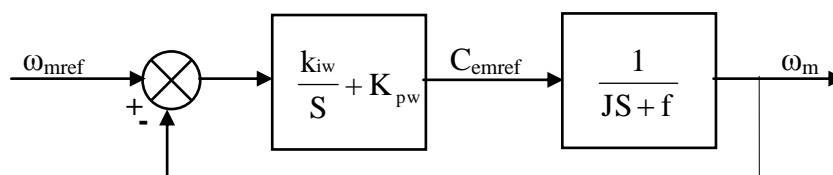


Figure (II.8) : Schéma réduit de régulation de vitesse..

### II.6.2.1. Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\omega_m}{\omega_{ref}} = \frac{(k_{iw} + k_{pw}S)}{JS^2 + (f + k_{pw})S + k_{iw}} \quad (II.22)$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués  $S_{1,2} = \rho_\omega \pm j\rho_\omega$  le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_\omega S + 2\rho_\omega^2 \quad (II.23)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pw} = 2\rho_\omega J - f \\ k_{iw} = 2\rho_\omega^2 J \end{cases} \quad (II.24)$$

### II.6.2.2. Discrétisation du régulateur PI

La fonction de transfert continue du régulateur PI est :

$$\frac{C_{emref}}{e_w} = \left( \frac{k_{iw}}{S} + k_{pw} \right) \quad (II.25)$$

$$e_w = \omega_{mref} - \omega_m \quad (II.26)$$

$$C_{emref}(k) = k_{pw} (\omega_{mref}(k) - \omega_m(k)) + k_{iw} \Sigma(k) \quad (II.27)$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ew} (\omega_{mref}(k) - \omega_m(k)) \quad (II.28)$$

$T_{ew}$  : la période d'échantillonnage du régulateur.

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par :

$$C_{emref}[k] \text{ (limite)}_- = \begin{cases} C_{emref}[k] & \text{si } C_{emref}[k] \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \text{sign}(C_{emref}[k]) & \text{si } C_{emref}[k] \geq C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (II.29)$$

$$C_{em}^{\max} = 30 \text{ N.m ;}$$

Cette limitation provoque un effet d'emballement (effet windup), il faut donc associer le régulateur à un système d'anti-windup.

$$e_\omega^L[k] = e_\omega[k] \frac{1}{k_{p\omega} + hk_{i\omega}} (C_{mref}[k] - C_{mref}[k] \text{ (limité)}) \quad (II.30)$$

$e_\omega^L$  : L'erreur de vitesse qui aurait produit le couple de sortie du régulateur obtenu après la fonction de saturation

L'équation du sommateur devient :

$$\Sigma[k] = \Sigma[k-1] + e_\omega^L[k] T_{e\omega}. \quad (II.31)$$

**II.6.3. Les résultats de simulation**

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

Régulateurs	$\rho$	$k_p$	$k_i$	$T_e$
De courant (axe d)	5350,5	231,701	$1,259 \times 10^6$	$10^{-4}$
De courant (axe q)	2249,5	95,258	$2,226 \times 10^5$	$10^{-4}$
De vitesse	<b>200</b>	<b>24,99</b>	<b>5000</b>	$5 \times 10^{-4}$

Tableau (II.2) : paramètres des régulateurs utilisés.

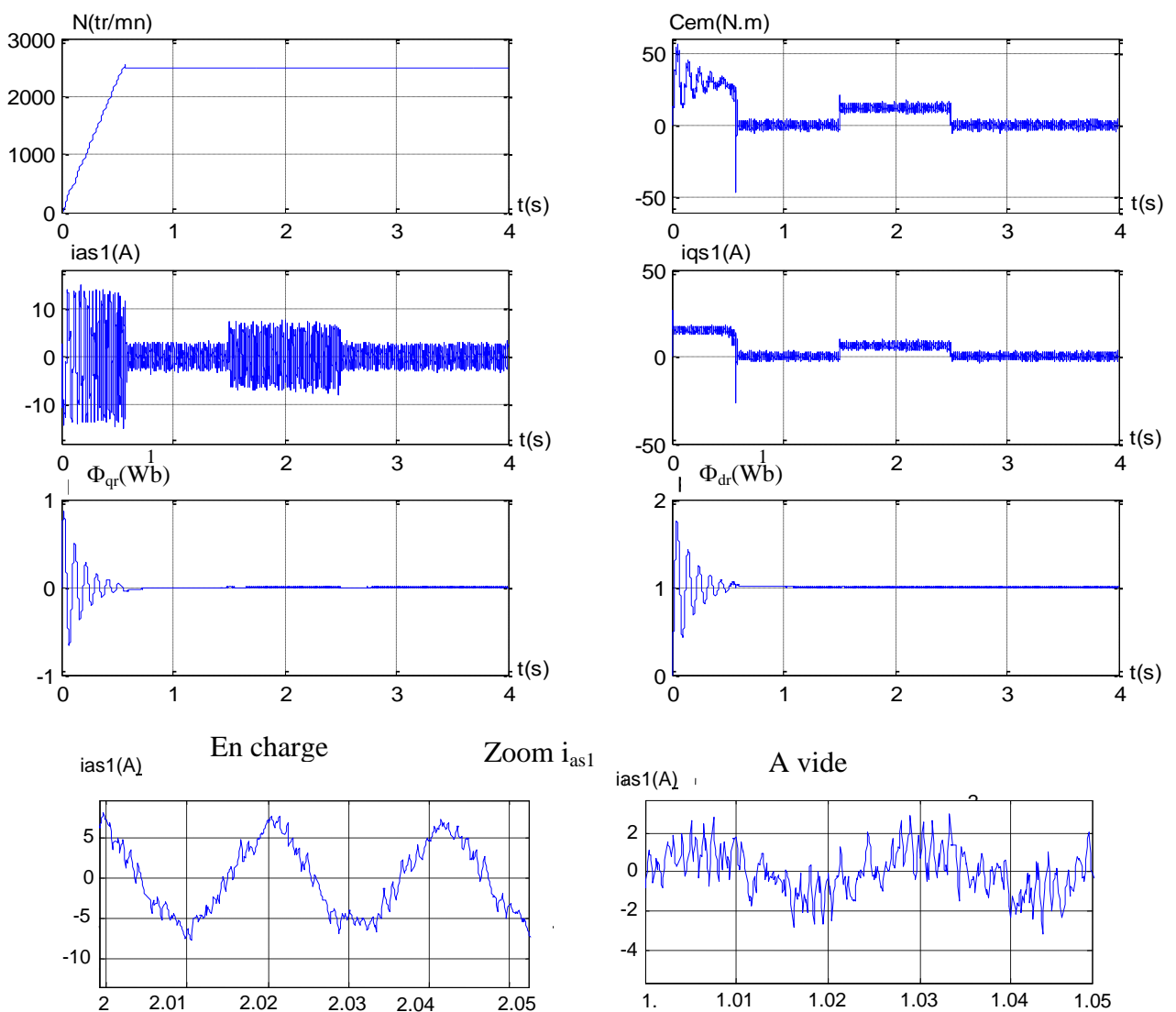


Figure (II.9) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge  $C_r = 14N.m$  entre [1.5, 2.5] s.

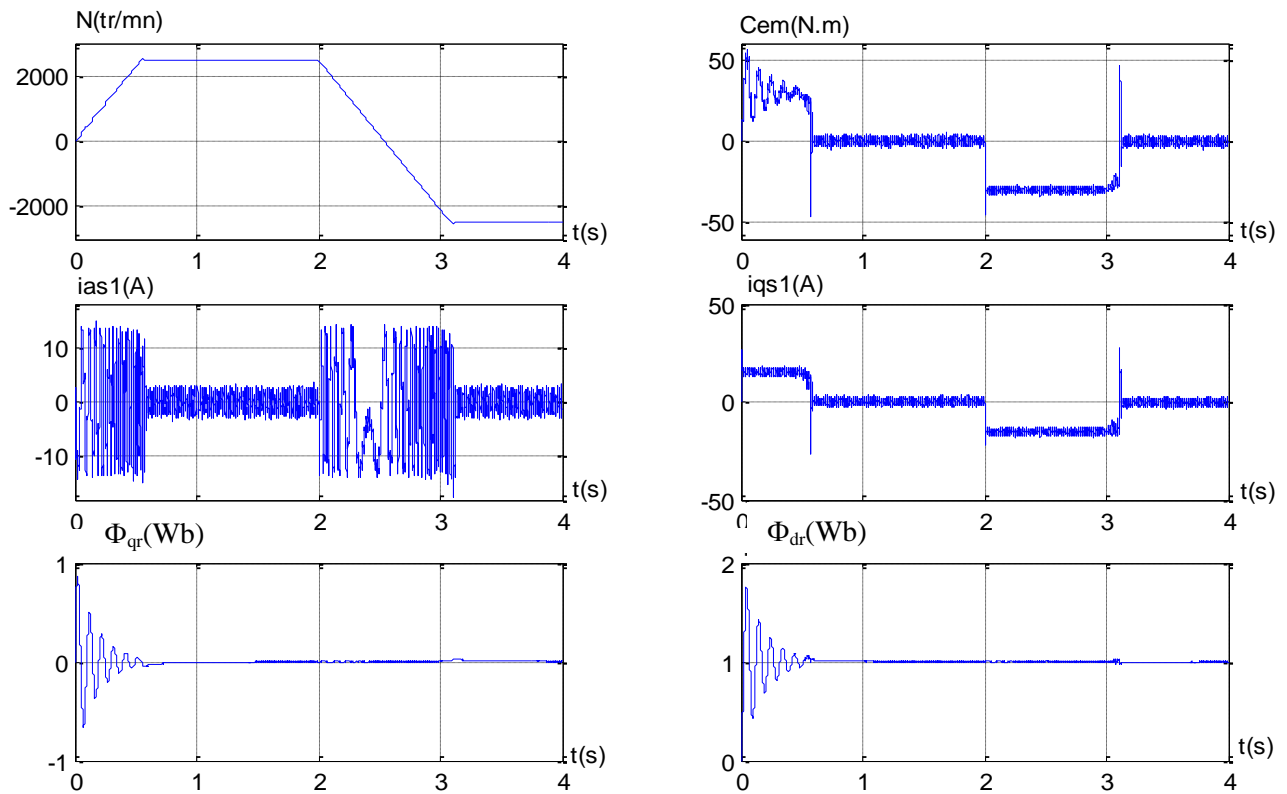


Figure (II.10) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec une inversion de vitesse à l'instant  $t=2s$ .

### II.6.3.1. Interprétations des résultats

Les performances de la commande indirecte avec régulation de vitesse de la MASDS ont été visualisées pour les deux tests suivants :

1. réponse à un échelon de vitesse de  $N=2500\text{tr/mn}$  avec l'application d'un couple de charge  $C_r=14\text{N.m}$  entre (1 à 2) s
2. réponse à une inversion de vitesse (2500 à  $-2500$ ) tr/mn à l'instant  $t=2s$ .

Pour le premier cas on constate que :

- La vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0,59s) avec un dépassement (1.20% de vitesse de référence). Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,16s).
- Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (50N.m).
- Le courant statorique  $i_{as1}$  a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 14.1A.

Pour le deuxième cas :

- La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (1.12 s).
- L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif égale à ( $-30\text{N.m}$ ).
- Le courant statorique  $i_{as1}$  a une allure sinusoïdale.

**II.7. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE DIRECTE**

Dans la commande vectorielle directe, le module du flux rotorique est contrôlé en utilisant une contre-réaction. À cette fin, un estimateur du flux rotorique  $\Phi_r$  est mis en place en utilisant les mesures de  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  ainsi que la pulsation des courants rotoriques  $\omega_r$  imposée à la machine [9]. Pour cette méthode, il est nécessaire de modifier le schéma présenté dans la figure (II.5), et nous l'appelons MFOC (Modified Field Oriented Control). Il est représenté de la manière suivante:

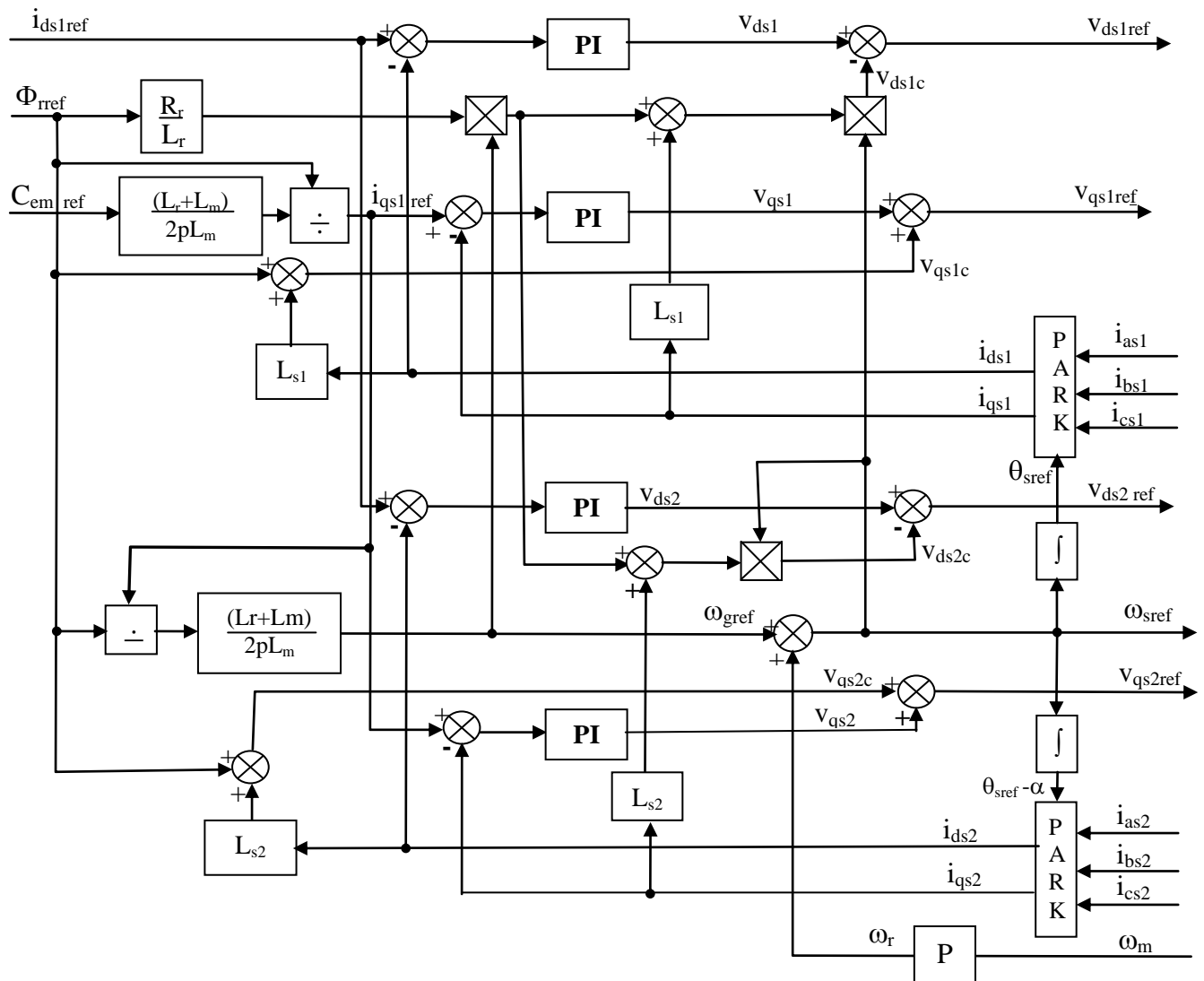


Figure (II.11) : Bloc de découplage en tension modifié (MFOC).

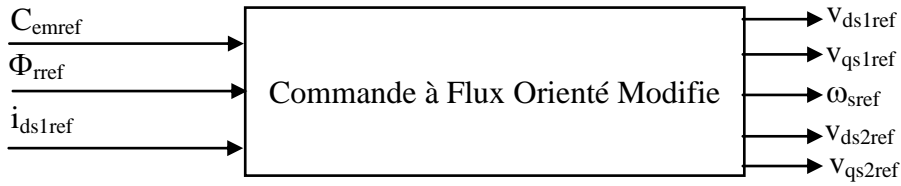


Figure (II.12) : Bloc de commande à flux Orienté modifié.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDS est donné par la figure suivante :

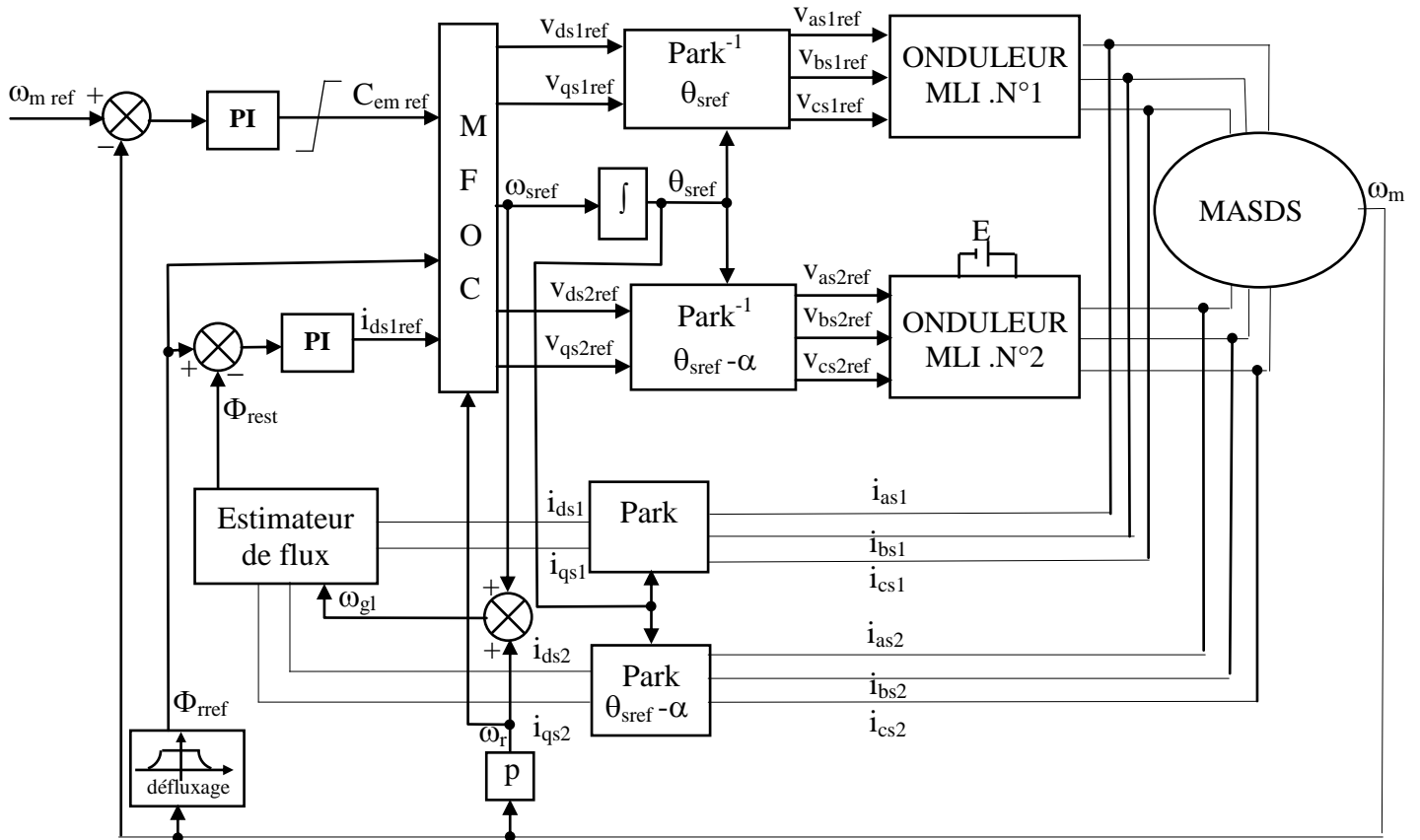


Figure (II.13) : Régulation de la vitesse par la méthode directe.

### II.7.1. Estimateur du flux

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gref} \Phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{drest} \\ \frac{d\Phi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{gref} \Phi_{drest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{qrest} \end{cases} \quad (II.32)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2} \quad (\text{II.33})$$

### II.7.2. Régulateur du flux

Le schéma de régulation du flux est réalisé en admettant que :  $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$

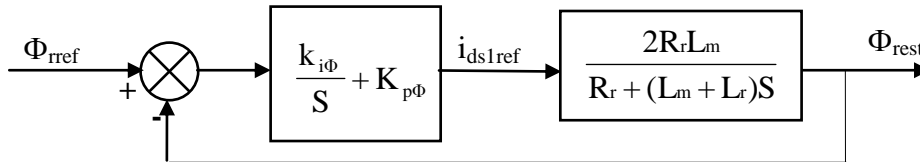


Figure (II.14) : Schéma réduit de régulation de flux.

#### II.7.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{ref}} = \frac{(k_{i\phi} + k_{p\phi}S)2R_r L_m}{(L_m + L_r)S^2 + (R_r + 2k_{p\phi}R_r L_m)S + 2k_{i\phi}R_r L_m} \quad (\text{II.34})$$

De la même manière précédente, pour dimensionner le régulateur, nous procédons au principe d'imposition des pôles, on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\phi} = (2\rho_\phi(L_m + L_r) - R_r) / (L_m + L_r) \\ k_{i\phi} = \rho_\phi^2(L_m + L_r) / R_r L_m \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :  $\rho_\phi = 45,15$  ;  $k_{p\phi} = 84,61$  ;  $k_{i\phi} = 977,27$  ;  $T_{e\phi} = 2 \times 10^{-4}$  ; les paramètres des régulateurs (vitesse, courant) sont égaux à ceux utilisés dans la méthode indirecte.

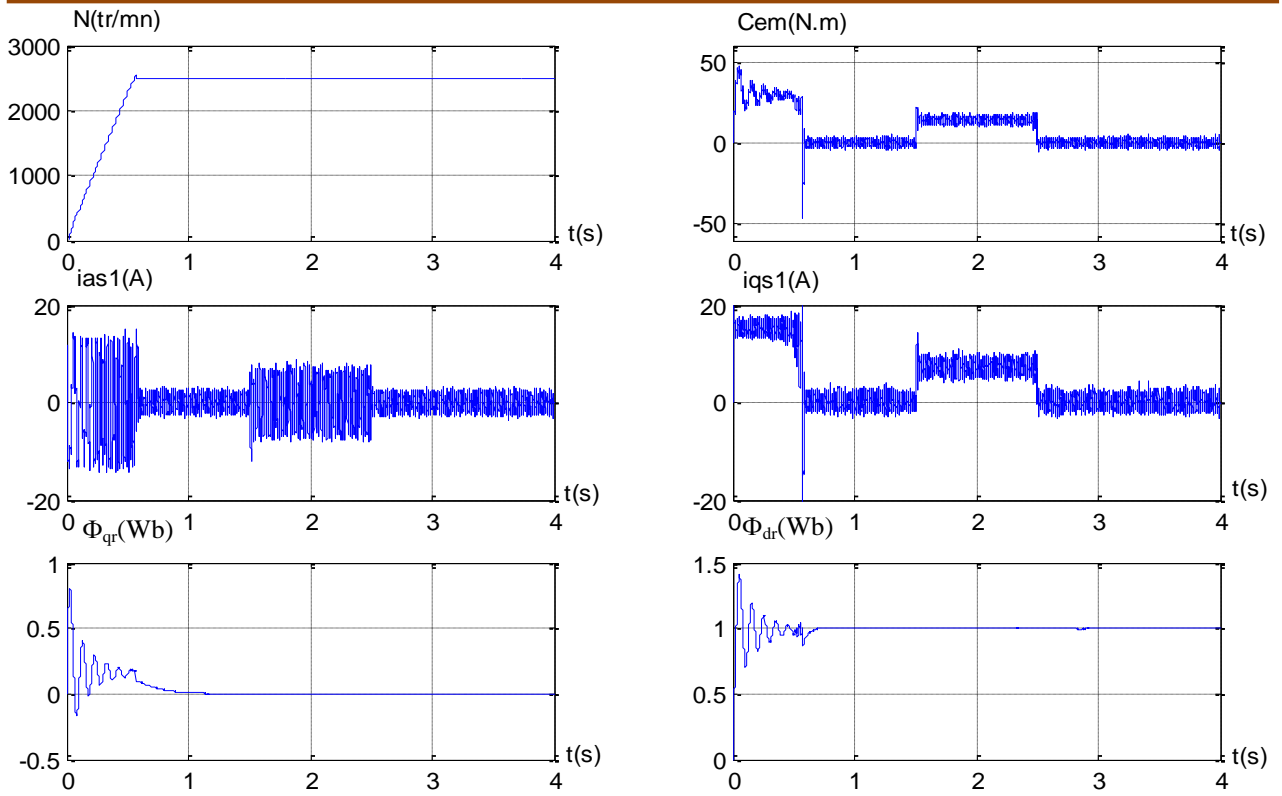


Figure (II.15) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une charge  $C_r = 14\text{N.m}$  entre [1.5, 2.5]s.

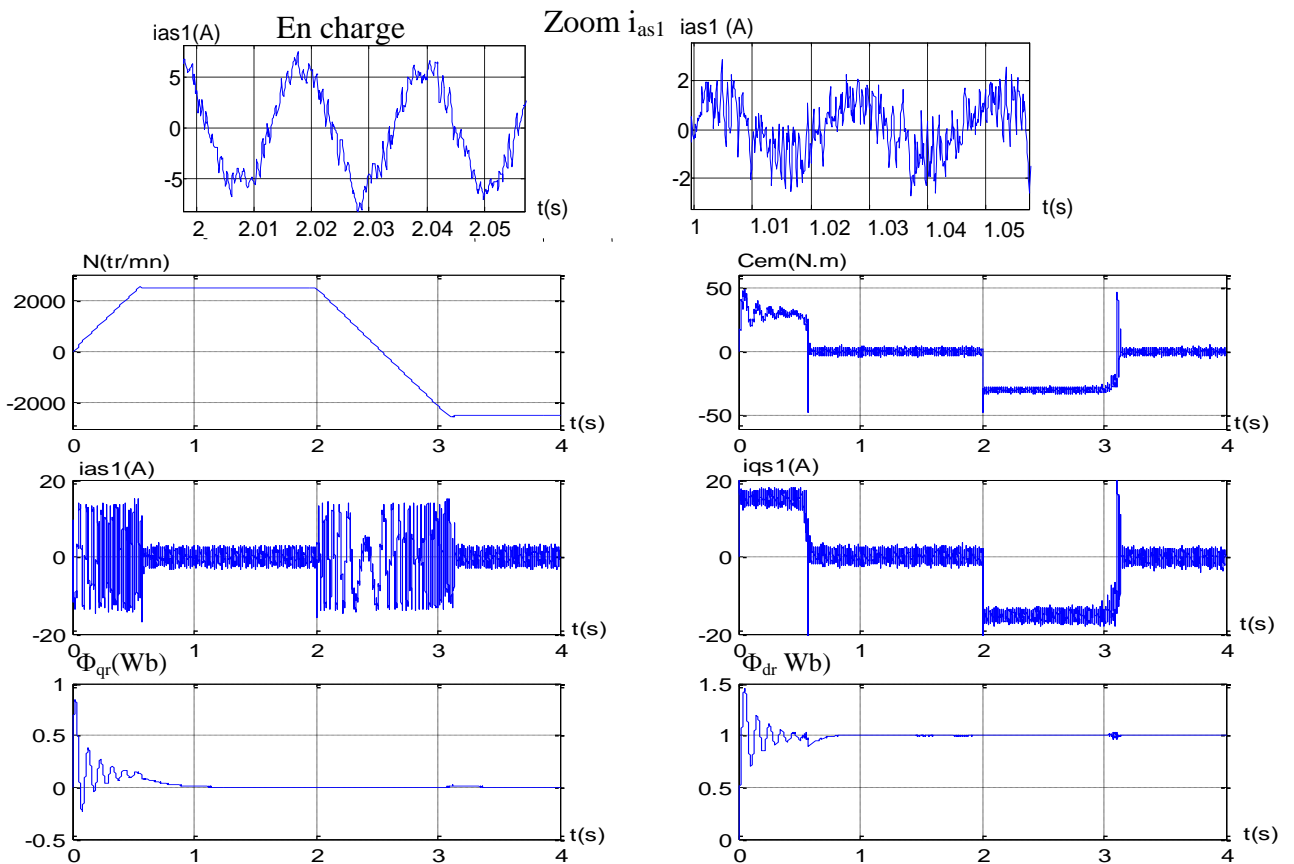


Figure (II.16) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec une inversion de vitesse de (2500 à -2500) tr/mn est effectuée à  $t = 2\text{s}$ .

### II.7.3. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests :

- Dans le premier, il s'agit d'application d'une charge ( $C_r = 14 \text{ N.m}$ ) durant l'intervalle  $[1,5, 2,5] \text{ s}$ .
- Dans le deuxième test, nous avons inversé le sens de rotation de  $(2500 \text{ à } -2500) \text{ tr/mn}$  à l'instant  $(2 \text{ s})$ .

Le premier test montre que :

La vitesse de référence est atteinte en environ  $0,58$  seconde avec un dépassement d'environ  $1,19\%$  par rapport à la vitesse de référence.

Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint une valeur de  $49 \text{ N.m}$  au démarrage.

Le courant statorique  $i_{as1}$  présente une forme sinusoïdale et au démarrage, il atteint un pic de courant de  $14,1 \text{ A}$ .

Pour le deuxième test on constate que :

La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de  $1,12$  seconde.

Le couple électromagnétique atteint une valeur négative de  $-30 \text{ N.m}$  pendant l'intervalle d'inversion de la vitesse et oscille autour de zéro lorsque la vitesse atteint  $-2500 \text{ tr/min}$ .

Le courant statorique  $i_{as1}$  présente une forme sinusoïdale.

### II.8. TESTS DE ROBUSTESSE

La robustesse d'une commande se mesure par sa capacité à faire face à l'incertitude du modèle à contrôler. Dans notre étude, nous évaluerons le comportement de la régulation face aux variations des paramètres de la machine asynchrone à double stator (MASDS), en faisant varier la résistance rotorique  $R_r$  et le moment d'inertie  $J$  par rapport à leurs valeurs nominales.

II.8.1. Résultats de simulation

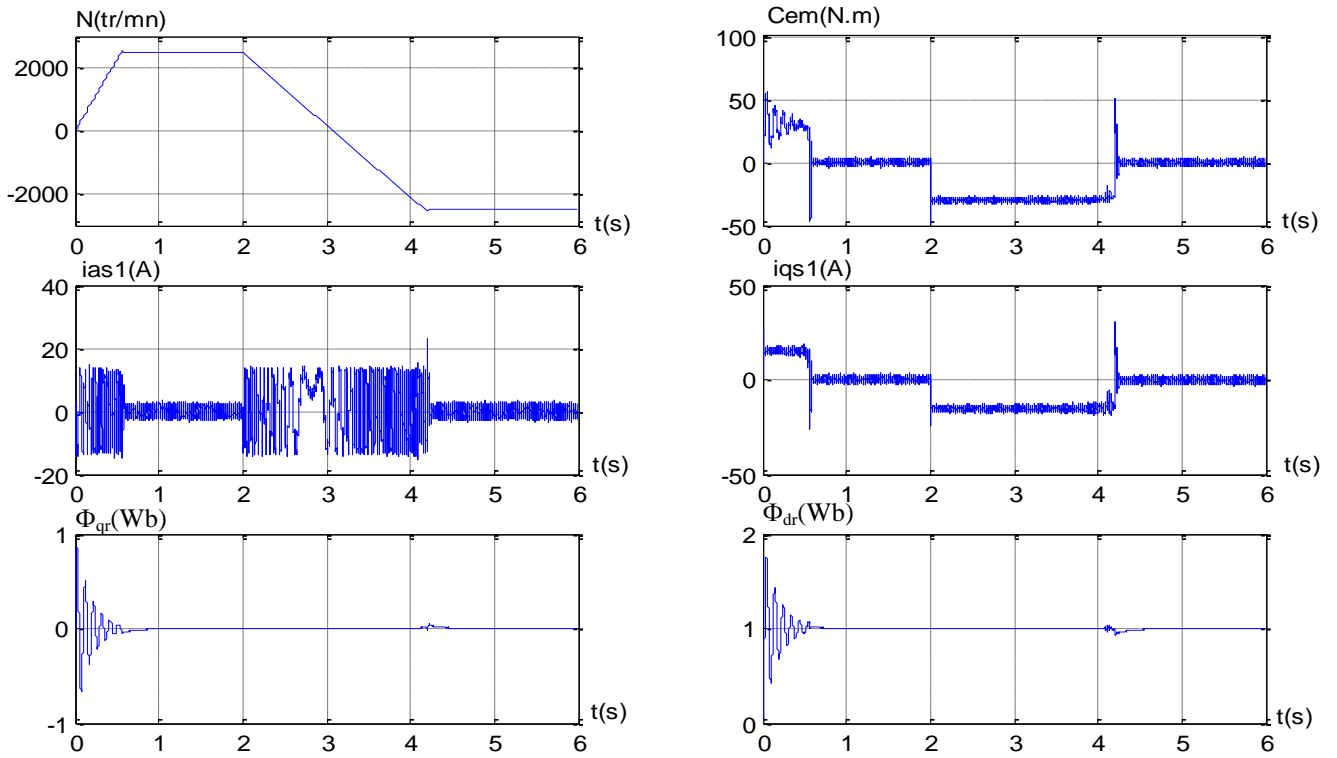


Figure (II.17) : Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation du moment d'inertie ( $J=2J_n$  à partir  $t=1$ s.)

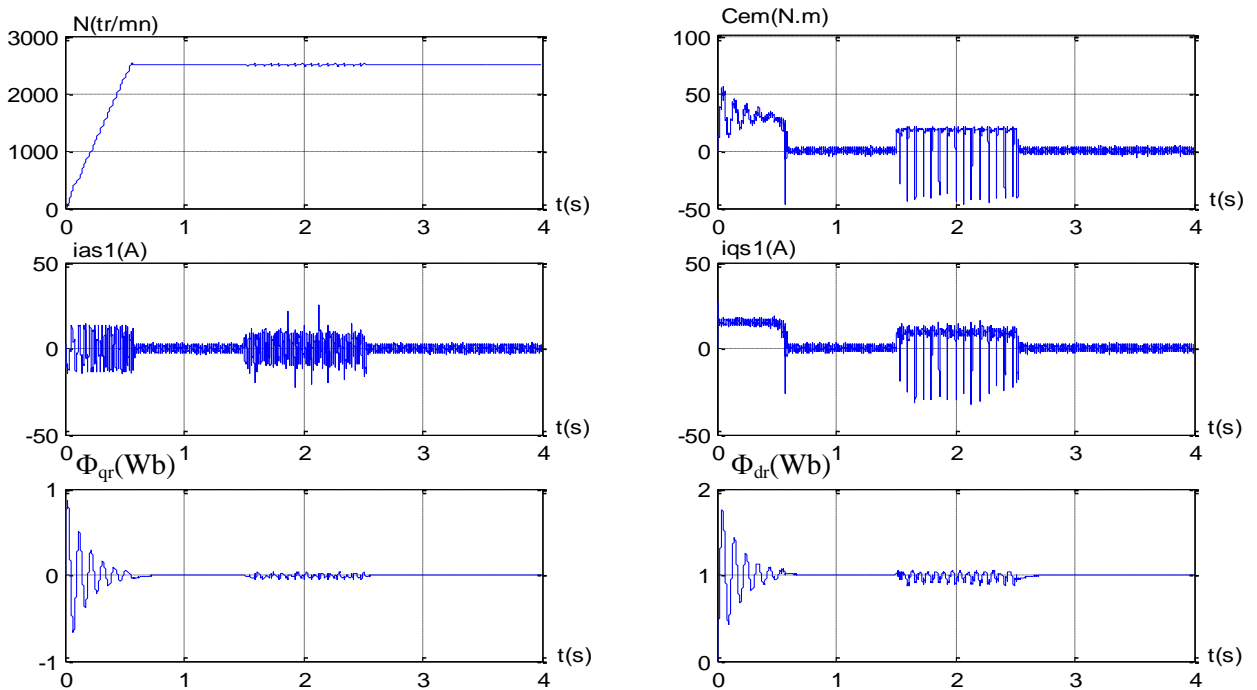


Figure (II.18) : Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation de la résistance rotorique d'inertie ( $R=2R_n$  à partir de  $t=1$ s).

### II.8.2. Interprétations des résultats

Les résultats de la simulation mettent en évidence la sensibilité de la régulation proportionnelle-intégrale (PI) aux variations de la résistance rotorique, ce qui affecte le découplage. De plus, la variation du moment d'inertie entraîne une augmentation du temps nécessaire pour inverser le sens de rotation.

### II.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique, appliquée à une machine asynchrone à double stator (MASDS). Nous avons examiné deux méthodes, à savoir la méthode indirecte et la méthode directe. La première méthode ne nécessite que la connaissance de la position du flux, tandis que la seconde nécessite à la fois le module et la position du flux.

La régulation par la méthode directe présente de meilleures performances que celle de la méthode indirecte en termes de temps de réponse et de rejet des perturbations. Cependant, les régulations basées sur ces méthodes sont sensibles aux variations des paramètres de la machine, ce qui constitue un inconvénient.

Face à cet inconvénient, nous proposons dans le prochain chapitre une technique de commande basée sur la logique floue, qui vise à atténuer la sensibilité aux variations paramétriques de la machine.



# **CHAPITRE III : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MASDS**



### III.1. HISTORIQUE

Les origines de la logique floue remontent au principe d'incertitude d'Heisenberg, formulé dans les années 20. Les physiciens ont introduit la troisième valeur,  $\frac{1}{2}$ , dans le système logique bivalent  $\{0,1\}$  afin de traiter les paradoxes. La logique classique, avec ses axiomes, interdit l'existence de paradoxes.

Dans les années 30, le logicien polonais Jan Łukasiewicz a développé un système logique à trois valeurs, puis l'a étendu à tous les nombres rationnels entre 0 et 1. Il a défini la logique floue comme une logique utilisant une fonction de vérité générale pouvant prendre toutes les valeurs entre 0 (faux) et 1 (vrai).

Dans les années 30 également, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles, en se référant à l'incertitude de ces ensembles. Il a introduit la première fonction d'appartenance d'un ensemble flou.

En 1965, Lotfi Zadeh a publié l'article "Ensembles flous", dans lequel il a développé la théorie des ensembles flous et a introduit le terme "flou" dans la littérature technique. Il a utilisé la logique floue pour modéliser des systèmes à l'aide de relations floues, notamment dans le domaine des systèmes experts et du réglage automatique.

Les premiers résultats en matière de commande floue ont été publiés par Mamdani et Assilian en 1975, ce qui a suscité un intérêt croissant en Angleterre, au Danemark et en France. Cependant, après 1980, la recherche en Europe a ralenti tandis que les Japonais ont repris le flambeau. L'industrie japonaise a lancé de nombreux produits basés sur la logique floue, tels que des appareils électroménagers et du matériel audiovisuel. Aujourd'hui, la logique floue est considérée comme un outil de base au Japon.

### III.2. INTRODUCTION

L'incertitude et l'imprécision sont des éléments inhérents à certaines informations traitées ou échangées par l'homme avec son environnement. Contrairement à l'intelligence artificielle, le raisonnement humain utilise souvent des expressions floues pour décrire des situations, telles que "il fait chaud", "le ciel est gris", etc. Cette caractéristique distingue l'intelligence humaine de l'intelligence artificielle.

La théorie des ensembles flous constitue un outil mathématique essentiel pour formaliser l'analyse humaine face à des systèmes complexes et les résultats qui en découlent. Elle trouve des applications dans de nombreux domaines, tant scientifiques que techniques, en facilitant souvent l'intégration de l'interprétation humaine d'un problème.

Le jugement humain intervient lorsque la quantification numérique d'un phénomène ou d'un état n'est pas possible ou pertinente sans altérer sa signification dans son contexte. Par exemple, la beauté d'une image ou le confort d'une voiture ne peuvent être mesurés de manière classique. De même, la distance à un obstacle sur une route peut être mesurée avec précision, mais la signification de cette mesure diffère pour un piéton et un automobiliste.

Ces aspects sont encore plus prononcés lorsqu'il s'agit de transmettre des informations à un être humain ou à une machine pour une décision finale. L'homme évalue souvent un état par rapport à son environnement et appréhende les phénomènes dynamiques à travers des tendances et des qualificatifs nuancés.

### III.3. LES SOUS-ENSEMBLES FLOUS

La notion d'ensemble est l'un des concepts fondamentaux en mathématiques. Elle a été développée par le mathématicien allemand Georg Cantor. Un ensemble peut être défini comme une collection d'objets.

Il peut être discret ou continu, et peut être décrit de trois manières différentes :

1. En donnant une liste de ses éléments.

Par exemple :  $E = \{a, b, c, d, e\}$  est un ensemble fini, qui contient cinq éléments. Ces éléments appartiennent à cet ensemble et cela peut être noté :

$a \in E, b \in E, \dots, e \in E$ . la relation inverse est notée :  $x \notin E$ .

2. En donnant une propriété pour l'appartenance.

Si  $P(x)$  est un prédicat qui énonce que l'élément  $x$  a la propriété  $P(x)$ , alors l'ensemble de tous les  $x$  avec cette propriété est noté comme :  $E = \{x / P(x)\}$ .

3. En définissant la fonction caractéristique pour tous les éléments  $x$  de l'univers du discours  $U$ . L'univers du discours est l'ensemble référentiel qui contient tous les éléments qui sont en relation avec le cotexte donné.

La fonction caractéristique de l'ensemble  $E$ ,  $\mu_E : \longrightarrow \{0,1\}$  est défini comme :

$$\mu_E(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in E \\ 0 & \text{si } x \notin E \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Nous allons voir que, dans la théorie des ensembles flous, cette fonction s'appelle **fonction d'appartenance**.

### III.4. FONCTION D'APPARTENANCE

#### III.4.1. Définition

Les valeurs affectées aux variables linguistiques ne sont pas des entiers ou des réels ou autre mais des « ensembles flous ».

Supposons que la figure (III.1.a) représente un ensemble classique des personnes dans la force de l'âge. La lettre  $\mu$  désigne l'appartenance à cet ensemble et  $x$  désigne l'âge.

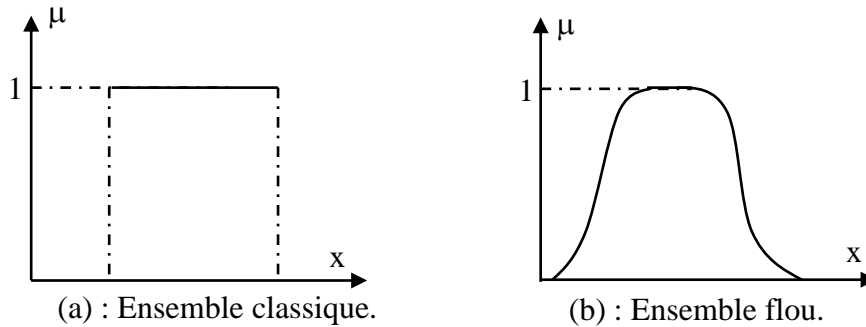


Figure (III.1) : Représentation graphique de sous-ensemble dont les ensembles de référence est infinis.

Si l'on présente cette propriété comme une propriété floue, où doit passer à un ensemble flou et nous pouvons dessiner une courbe comme celle de la figure (III.1.b). Cette courbe est arbitraire, subjective, dépendante de l'instant parce que les différentes personnes jugent différemment les propriétés concernant l'âge.

#### Notation

Pour un ensemble flou continu  $A$  dans l'ensemble de référence  $U$ , on utilise la notation suivante :

$$A = \int_u \mu_A(x)/x \quad (\text{III.2})$$

Où la fonction d'appartenance est exprimée sous une forme analytique.

Par exemple : la fonction qui représente les nombres réels autour de 10 peut être exprimée de la façon suivante :

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{5}(x-10)\right)^2} \quad (\text{III.3})$$

Il suit que l'ensemble flou est :

$$A = \int_{\mathbb{R}} \left( \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{5}(x-10)\right)^2} / x \right) dx \quad (\text{III.4})$$

### III.4.2. Différentes formes de fonction d'appartenance

Nous avons vu que chaque ensemble flou peut être représenté par sa fonction, d'appartenance. Si l'ensemble de référence est discret, les fonctions d'appartenance sont des valeurs discrètes de l'intervalle  $[0, 1]$ . Si l'univers du discours est un ensemble continu, nous pouvons représenter ces valeurs analytiquement comme fonction d'appartenance. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme montré sur la figure (III.2) et (III.3).
- Triangulaires : figure (III.4.a).
- Trapézoïdales : figure (III.4.b).
- En forme de cloche (Gaussiennes). Comme montré sur la figure (III.4.c).

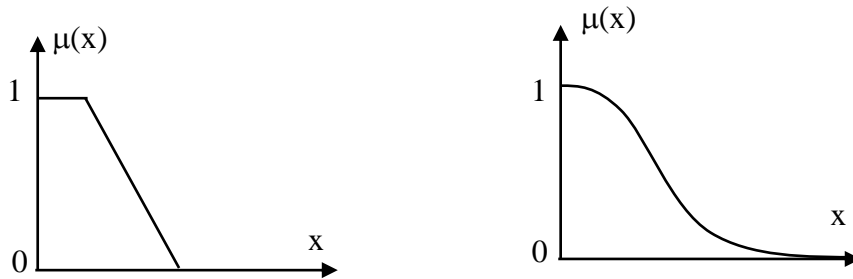


Figure (III.2) : Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes.

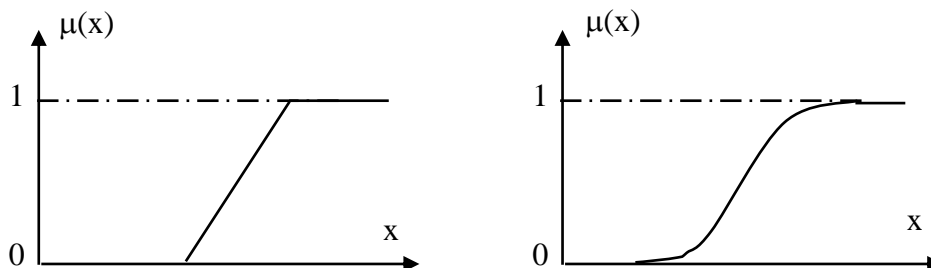


Figure (III.3) : Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.

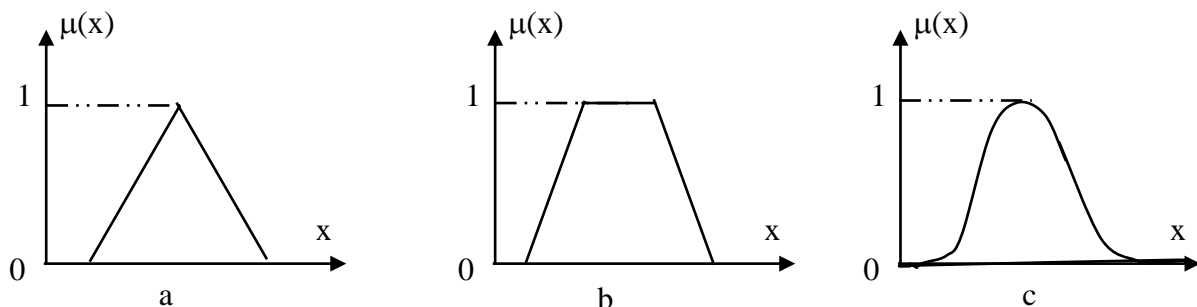


Figure (III.4) : Exemples de fonctions d'appartenance

### III.4.3. La formulation mathématique des fonctions d'appartenance

On présente ici seulement les deux fonctions triangulaire et trapézoïdale.

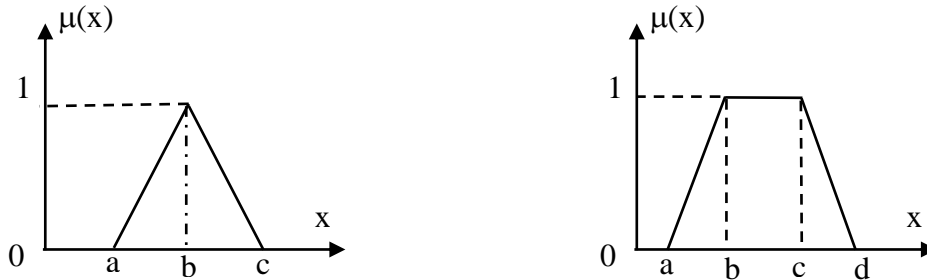


Figure (III.5) : Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.

#### III.4.3.1. Fonction triangulaire

L'allure de cette fonction est définie par trois paramètres  $\{a, b, c\}$  avec :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right). \quad (\text{III.5})$$

#### III.4.3.2. Fonction trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètres  $\{a, b, c, d\}$ .

$$\text{Avec : } \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right). \quad (\text{III.6})$$

### III.5. OPERATIONS LOGIQUES SUR LES SOUS-ENSEMBLES FLOUS

Les opérations de base sur les sous-ensembles flous sont données [6] :

- Egalité de deux sous-ensembles flous

Deux sous ensembles A et B d'un même ensemble de référence D (de discours) sont dits égaux si seulement si :  $\forall x \in D, \mu_A(x) = \mu_B(x)$  (III.7)

- Inclusion de deux sous-ensembles flous :

$$A \subset B \Leftrightarrow \forall x \in D, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.8})$$

- intersection de deux sous-ensembles flous :

$$\text{Soit } A \cap B = C \text{ on a } \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.9})$$

L'intersection de deux ensembles flous correspond à l'opération "et".

- Union de deux sous-ensembles flous :

$$\forall x \in D, A \cup B = C, \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)). \quad (\text{III.10})$$

- complément de deux sous-ensembles flous :

B" est le complément d 'un sous-ensemble flou " A " si seulement si :

$$\forall x \in D, \mu_B(x) = 1 - \mu_A(x) \text{ on écrit : } B^c = A \quad (\text{III.11})$$

Les opérateurs "max." et "min" ne sont pas les seuls qui peuvent être choisis pour modéliser l'union et l'intersection floue dans son premier article Zadeh a définis deux opérateurs pour l'union et l'intersection floues.

- union floue :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{III.12})$$

- Intersection floue :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{III.13})$$

### III.6. PROPRIETES DES OPERATIONS SUR LES SOUS-ENSEMBLES

On suppose que A, B et C sont des sous-ensembles flous dans un ensemble de référence U :

- Commutativité :  $A \cup B = B \cup A.$  (III.14)

$$A \cap B = B \cap A.$$

- Associativité :  $A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap C.$  (III.15)

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup C.$$

- Distributivité :  $A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C).$  (III.16)

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C).$$

- Idempotence :  $A \cap A = A.$  (III.17)

$$A \cup A = A.$$

- Identité :  $A \cup \emptyset = A.$  (III.18)

$$A \cap U = A.$$

$$A \cap \emptyset = \emptyset.$$

$$A \cup U = U.$$

- Involution.  $\overline{\overline{A}} = A$  (III.19)

- Transitivité : si  $A \subseteq B \subseteq C$  alors  $A \subseteq C.$  (III.20)

- Théorème de Dé Morgan :

$$\overline{A \cup B} = \overline{A} \cap \overline{B} \quad (\text{III.21})$$

$$\overline{A \cap B} = \overline{A} \cup \overline{B}.$$

- Absorption:  $A \cap (A \cup B) = A.$  (III.22)

$$A \cup (A \cap B) = A.$$

Ces deux propriétés ne sont pas classiques :

$$\text{Loi de contradiction } A \cap \bar{A} \neq \emptyset. \quad (\text{III.23})$$

$$\text{Loi de "excluded middle" : } A \cup \bar{A} = 1_v. \quad (\text{III.24})$$

### III.7. LES VARIABLES LINGUISTIQUES

L'ensemble de référence d'un mot dans un langage naturel est appelé l'univers du discours. Cet univers de discours représente un ensemble de termes qui évoquent le même concept mais avec des degrés différents. Il peut être de taille finie ou infinie.

Une variable linguistique est utilisée pour représenter un état dans un système de contrôle ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie en utilisant des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases provenant d'un langage naturel ou artificiel.

Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que : [10]

$$\{x, T(x), U, G, M\}$$

Où :

- X est nom de la variable.
- T(x) est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x.
- U est l'univers du discours avec la valeur de base.
- G est la règle syntaxique pour générer les linguistiques de x.
- M est la règle sémantique pour associer un sens à chaque valeur linguistique.

On prend cet exemple : la variable linguistique  $x =$  température ambiante peut être définie avec un ensemble des termes :

$$T(x) = \{\text{extrêmement froide, très froide, froide, chaude, très chaude, extrêmement chaude}\}$$

Qui forment son univers du discours  $U = [-20^\circ\text{C}, 40^\circ\text{C}]$ . La variable de base est température, le terme froid représente une valeur linguistique. On peut l'interpréter, par exemple comme "les températures plus petites que  $15^\circ\text{C}$ ".

### III.8. RELATIONS FLOUES

Se sont des structures qui représentent l'absence ou la présence d'une interaction entre les éléments de divers ensembles.

Une opération floue sur deux univers U et V est un ensemble flou :

$$R : U \times V \longrightarrow [0,1]$$

$$(u,v) \longrightarrow \mu_R(u, v).$$

### III.8.1. Opérations sur les relations floues

On définit l'union et l'intersection de deux relations floues comme suit :

Soient :

$$\begin{array}{l} R : U \times V \longrightarrow [0,1] \\ (u,v) \longrightarrow \mu_R(u,v). \end{array} \quad \text{et} \quad \begin{array}{l} S : U \times V \longrightarrow [0,1] \\ (u,v) \longrightarrow \mu_S(u,v). \end{array}$$

Alors au sens de Mandani :

$$\mu_{R \cup S}(u,v) = \max(\mu_R(u,v), \mu_S(u,v)).$$

$$\mu_{R \cap S}(u,v) = \min(\mu_R(u,v), \mu_S(u,v)).$$

Alors au sens de sugeno :

$$\mu_{R \cup S}(u,v) = \mu_R(u,v) + \mu_S(u,v) - \mu_R(u,v) \cdot \mu_S(u,v).$$

$$\mu_{R \cap S}(u,v) = \mu_R(u,v) \cdot \mu_S(u,v)$$

#### Exemple:(cas de mamdani)

$R = \ll x \text{ est beaucoup plus grand que } y \gg, S = \ll x \text{ est très proche de } y \gg$

$$\mu_R(x,y) = \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{pmatrix} \quad \mu_S(x,y) = \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{pmatrix}$$

$R \cup S = \ll x \text{ est beaucoup plus grand que } y \gg \text{ ou } \ll x \text{ est très proche de } y \gg$ .

$$\begin{aligned} \mu_{R \cup S}(x,y) &= \max \left( \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{pmatrix} ; \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{pmatrix} \right) \\ &= \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ 0.8 & 0.1 & 0.9 & 0.7 \\ 0.9 & 0.8 & 0.5 & 0.7 \\ 0.9 & 1 & 0.8 & 0.8 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

$R \cap S = \ll x \text{ est beaucoup plus grand que } y \gg \text{ et } \ll x \text{ est très proche de } y \gg$ .

$$\begin{aligned} \mu_{R \cap S}(x,y) &= \min \left( \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{pmatrix} ; \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{pmatrix} \right) \\ &= \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ 0.4 & 0 & 0.1 & 0.6 \\ 0 & 0.4 & 0 & 0 \\ 0.3 & 0 & 0.7 & 0.5 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

- On définit le produit cartésien de deux ensembles flous A et B par (Mamdani) :

Soient  $A: U \rightarrow [0, 1]$  et  $B: V \rightarrow [0, 1]$   
 $u \rightarrow \mu_A(u)$  et  $v \rightarrow \mu_B(v)$

Alors  $\mu_{A \times B}(u, v) = \min(\mu_A(u), \mu_B(v))$

Le produit cartésien de deux ensembles flous est une relation floue.

### III.8.2. Implication floue

Dans la logique classique  $p \Rightarrow q$  équivaut à  $\neg p \vee q$  on obtient la table de vérité suivante :

p	q	$p \Rightarrow q$
1	1	1
1	0	0
0	1	1
0	0	1

(III. 25)

Dans la logique floue : il n'y a pas une seule définition.

L'extension de la définition précédente est appelée l'implication de Kleene-Dienes

$A \Rightarrow B$  équivaut à  $\mu_{A \Rightarrow B}(u, v) = \max(1 - \mu_A(u), \mu_B(v))$ .

On utilise couramment l'implication de Mamdani :

$\mu_{A \Rightarrow B}(u, v) = \min(\mu_A(u), \mu_B(v))$ .

### III.9. STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOU

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (Figure III.6)

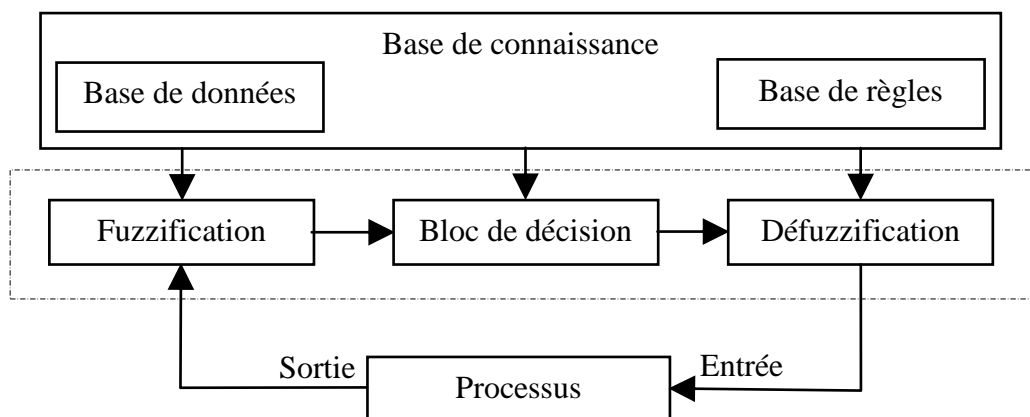


Figure (III.6) : Structure générale d'un système basé sur la logique floue.

- Base de connaissance : règles et paramètres des fonctions d'appartenance.
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence : inférence des opérations sur les règles.

- Fuzzification : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- Défuzzification : transformation des résultats flous en sorties précises.

### III.10. REGULATEUR FLOU

La commande floue vise les mêmes objectifs de régulation et de suivi que la commande réalisée en automatique classique. Cependant, elle permet de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. Dans cette approche, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés qui manipulent le procédé est pris en compte pour élaborer la loi de commande. [12]

Cette approche repose sur deux concepts clés : la décomposition d'une plage de variation d'une variable en nuances linguistiques telles que "faible", "moyen", "élevé", etc., et l'utilisation de règles qui proviennent de l'expertise de l'opérateur humain. Ces règles expriment, de manière linguistique, comment les commandes du système doivent évoluer en fonction des variables observées. [12]

**«Si** l'erreur est positivement grande  
**Et** la variation de l'erreur est positivement grande  
**Alors** la variation de la sortie est négative »

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par Zadeh.

Une présentation courante d'un régulateur flou se divise généralement en trois parties : la fuzzification, qui permet de convertir des variables réelles en variables floues ; le cœur du régulateur, représenté par les règles qui relient les entrées et les sorties ; et enfin, l'inférence et la défuzzification, qui permettent de déterminer la valeur réelle de sortie à partir des ensembles flous d'entrée (Figure (III.7)).

L'ensemble des entrées du procédé est noté  $U$ , représentant les actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé. L'ensemble des sorties observées est noté  $S$ , l'ensemble des consignes est noté  $C$ , et l'ensemble des entrées du régulateur flou est noté  $X$ , comprenant par exemple la taille, la température, la vitesse, etc. Les gains de normalisation des entrées, notés  $GE$ , et les gains de sorties, notés  $GS$ , du régulateur permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables.

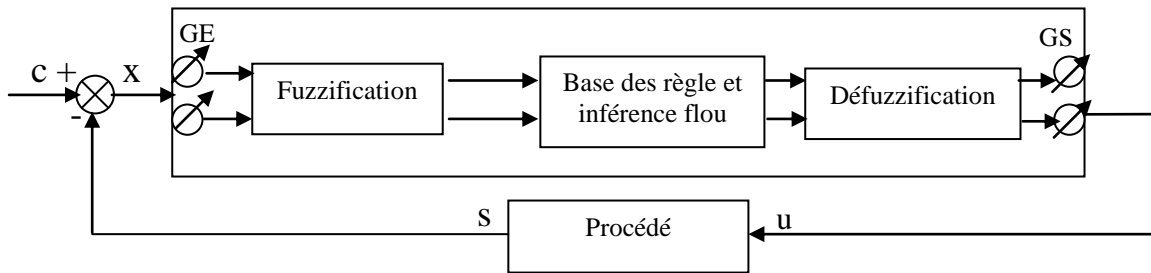


Figure (III.7) : Schéma de principe de la régulation floue (FLC).

### III.10.1. Fuzzification des entrées

L'objectif de la fuzzification est de convertir les variables d'entrée déterministes en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée.

Les grandeurs physiques d'entrée  $X$  sont transformées en grandeurs normalisées  $x$  dans une plage de variation, souvent  $[-1, 1]$ , appelée univers de discours. Cet univers de discours peut être discret ou continu. Dans de nombreux cas, il est borné en imposant une limitation sur la valeur absolue de  $x \leq 1$  afin de compenser les grandes variations de  $X$ . Les gains de normalisation déterminent les facteurs d'échelle entre  $x$  et  $X$ .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeurs linguistiques (par exemple, négatif petit, négatif moyen, positif grand, ...) pour une variable  $x_1$  peut varier (par exemple, trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré dans la figure (III.8) pour une seule variable  $x$ , avec des fonctions d'appartenance triangulaires. Les valeurs linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tels que :

NG: négative grande.

NM: négative moyenne.

NP: négative petite.

ZE: zéro environ.

PP: positive petite.

PM: positive moyenne.

PG: positive grande.

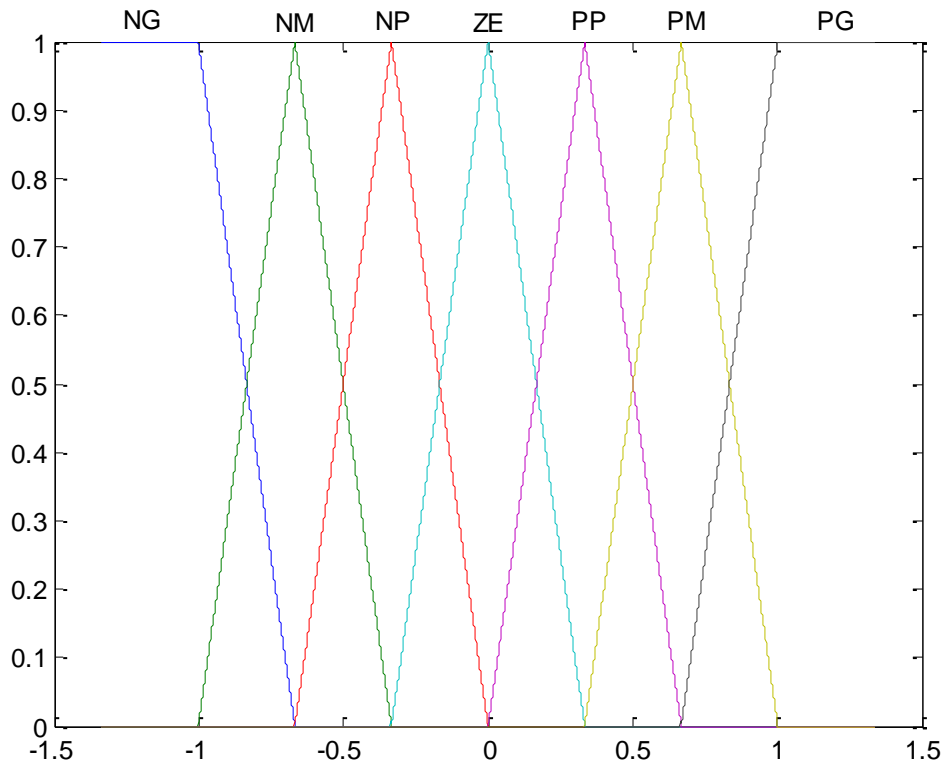


Figure (III.8) : Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.

### III.10.2. Base des règles et inférence floue

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, elles 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 :

Si  $x_1$  est "positif grand" et  $x_2$  est "zéro environ" 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.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

La table (III.1) représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur de vitesse «  $e_w$  » et la variation de cette dernière «  $\Delta e_w$  » et la variable de sortie «  $u$  »

$e_w \backslash \Delta e_w$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (III.1) : Tableau de calcul de la variation de la commande  $\Delta u$ .

### III.10.3. Défuzzification

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou. Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs méthodes existent, les plus couramment utilisées sont :

Méthode du centre de gravité ;

Méthode de moyenne de maximum ;

Méthode de moyenne pondérée ;

#### III.10.3.1. Méthode du centre de gravité

La méthode du centre de gravité est la méthode la plus mentionnée dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée en utilisant la formule générale :

$$u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x \mu(x) dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x) dx} \quad (\text{III.26})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

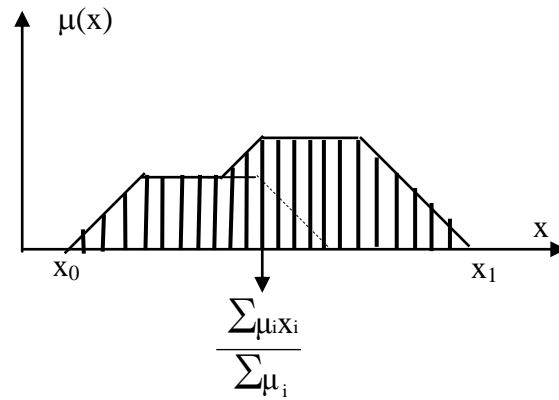


Figure (III.9) : Défuzzification par le centre de gravité.

Lorsque la fonction  $\mu(x)$  est discrétisée (figure III.9), le centre de gravité est donné par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (\text{III.27})$$

Où  $n$  est le nombre des niveaux de quantisation,  $x_i$  la valeur de sortie pour le niveau  $i$  et  $\mu_i$  sa valeur d'appartenance. [10]

### III.10.3.2. Méthode de moyenne de maximum

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale.

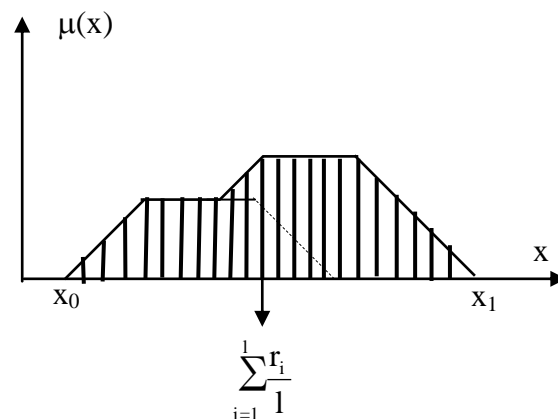


Figure (III.10) : Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.

Si la fonction est discrétisée, comme montré à la (figure III.10)), la valeur defuzzifiée est donnée par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^l r_i}{l} \quad (\text{III.28})$$

Où  $l$  est le nombre de valeurs quantifiées  $r$  pour lesquelles l'appartenance est maximale [10].

### III.10.3.3. Méthode de moyenne pondérée (sugeno)

Cette méthode est utilisée lorsque les sorties sont définies comme fonctions linéairement dépendantes d'entrées. En générale, la partie conséquente de la règle est

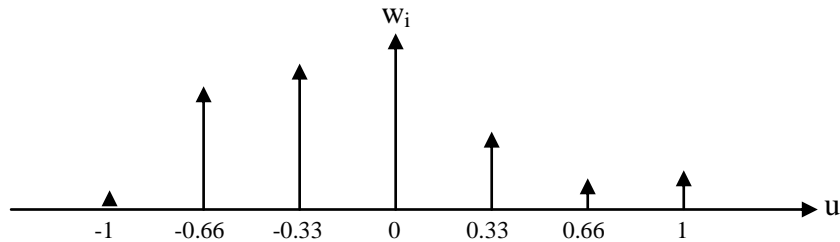


Figure (III.11) : Interprétation géométrique de la méthode de Sugeno

Si  $\mu_i$  est le poids d'activation de la règle  $i$ , la valeur précise de la commande est :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (\text{III. 29})$$

Où  $n$  est le nombre de règles activées. [10]

### III.11. REGLAGE DE LA VITESSE PAR REGULATEUR FLOU

La figure (III.12) présente le schéma de principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logic controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

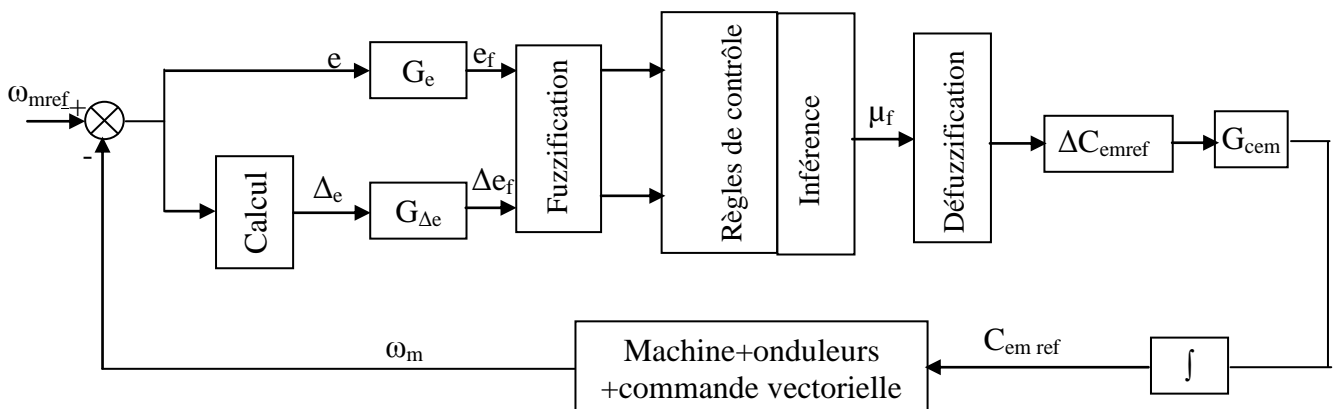


Figure (III.12) : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).

D'après ce schéma, le régulateur est composé:

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur.

- Des facteurs d'échelles (normalisation) associé à l'erreur ( $G_e$ ), à sa variation ( $G_{\Delta e}$ ) et à la variation de la commande ( $G_{cem}$ ).
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- De la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférence).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique.
- D'un bloc sommateur.

La régulateur flou de type PI dans notre travail se caractérise par :

1- l'échelle de normalisation de l'erreur et sa variation :

$$G_e=10^{-4}, G_{\Delta e}=0.26.$$

2- Pour la fuzzification de l'erreur ( $e$ ) et sa variation ( $\Delta e$ ) de vitesse on prend les fonctions d'appartenances triangulaire pour l'univers de discours suivant :

$$NG_{e,\Delta e} = \max(\min(1, -(x+b)/(c-b)), 0),$$

$$NM_{e,\Delta e} = \max(\min((x+c)/(c-b), -(x+a)/(b-a)), 0),$$

$$NP_{e,\Delta e} = \max(\min((x+b)/(b-a), -x/a), 0)$$

$$ZE_{e,\Delta e} = \max(\min(x/a+1, -x/a+1), 0)$$

$$PP_{e,\Delta e} = \max(\min(x/a, (-x+b)/(b-a)), 0)$$

$$PM_{e,\Delta e} = \max(\min((x-a)/(b-a), (-x+c)/(c-b)), 0)$$

$$PG_{e,\Delta e} = \max(\min(1, (x-b)/(c-b)), 0)$$

Avec :  $a, b, c, d$  : constantes ;  $x$  prendre  $e_f$  ou  $\Delta e_f$ .

3- la variation de la commande  $\Delta C_{emref}$  est calculée selon le (tableau (III.1))

4- Défuzzification de  $\Delta C_{emref}$  par la méthode de moyenne pondérée.

5- Normalisation de la commande qui doit être multiplié  $\Delta C_{emref}$  par  $G_{cem}$ .

### III.11.1. La loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation  $\mu=f(e, \Delta e)$  par conséquence, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande ( $\Delta\mu$ ) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande  $\mu$ .

La forme la plus générale de cette commande est :

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{cem} \Delta C_{emref}$$

Où :  $G_{cem}$  gain associé à la commande  $C_{emref}(k+1)$ , en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

$\Delta C_{emref}$  : La variation de la commande.

III.11.2. Simulation numérique

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure (II.7) mais en remplaçant le régulateur classique de vitesse avec un régulateur flou type PI. Les autres régulateurs de courant restent de type classiques. Le schéma de principe de réglage de la vitesse est :

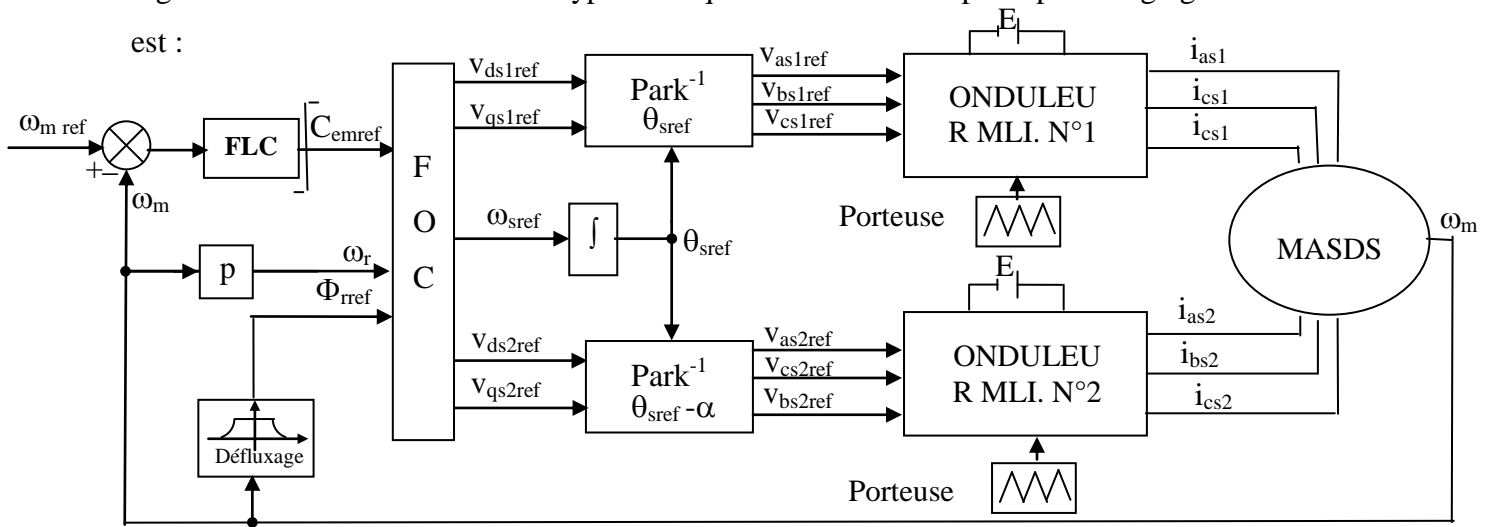


Figure (III.12) : Schéma bloc de régulation floue à gain fixe de la vitesse par la méthode indirecte.

Les résultats de simulation sont effectués pour le gain fixe du régulateur flou de vitesse :

$G_{cem}=0.725;$

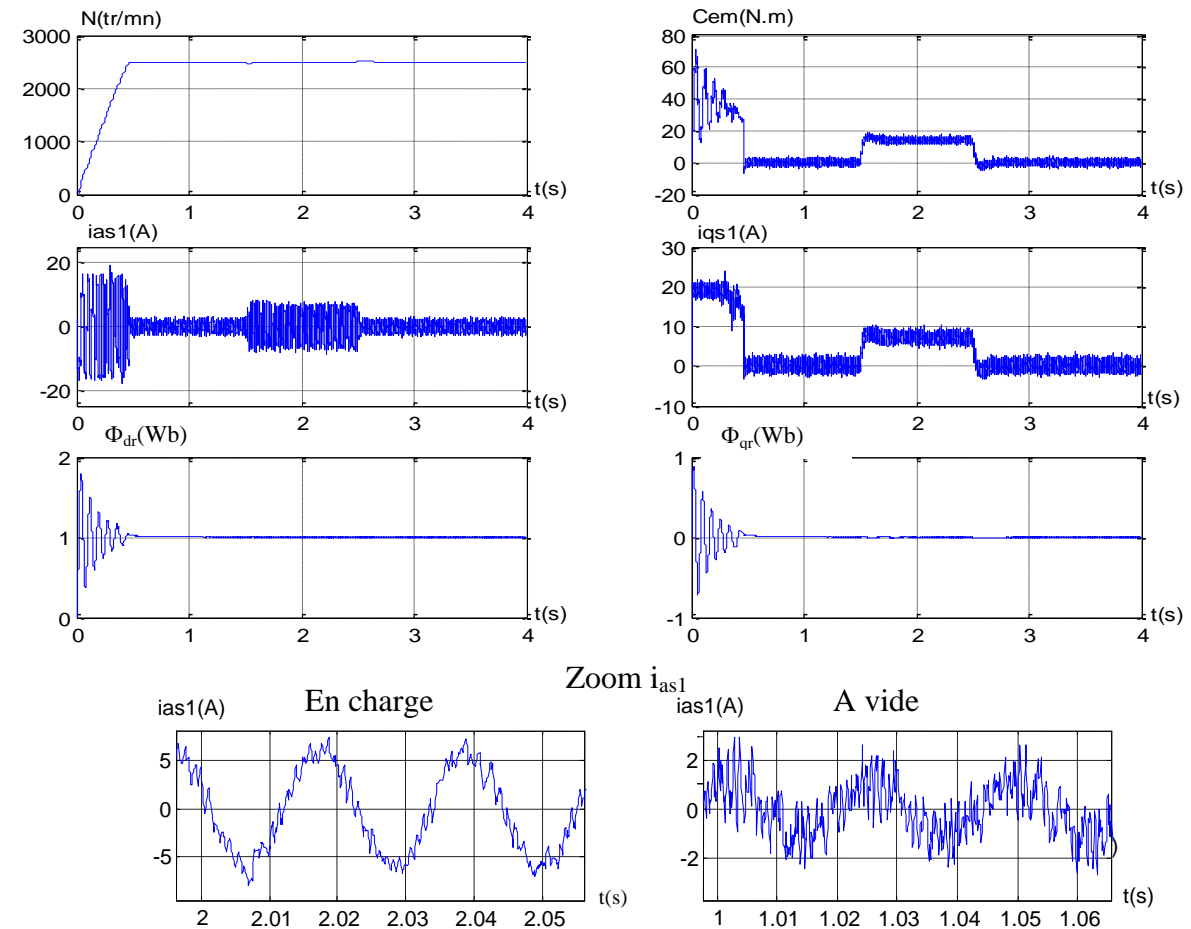


Figure (III.13) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou à gain fixe, avec application d'un couple résistant ( $C_r=14N.m$ ) durant l'intervalle [1,5 2,5]s.

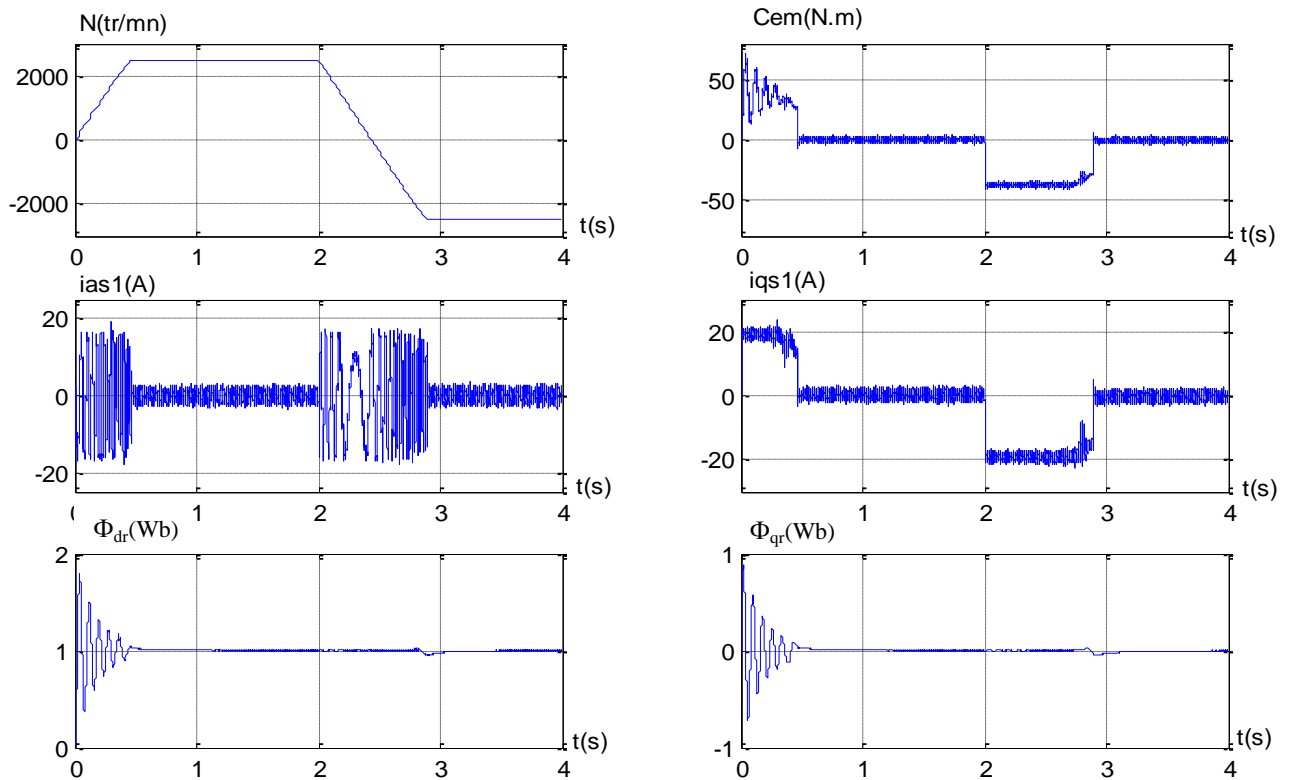


Figure (III.14) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou à gain fixe, avec inversion du sens de rotation à l'instant  $t=2s$ .

### III.11.3. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests, l'application d'un couple de charge ( $C_r=14N.m$ ) durant l'intervalle  $[1.5 ; 2.5]s$ , et l'inversion du sens de rotation de (2500 à -2500)tr/mn à l'instant  $t=2s$ .

On constate que : la vitesse atteint sa valeur de référence au bout de (0.55s) sans dépassement, le couple électromécanique compense le couple de charge et présente au démarrage une valeur égale à (70N.m). L'inversion de vitesse est effectuée au bout de (0.96s) sans dépassement et conduit à un couple négatif (40N.m).

Le flux rotorique direct suit la valeur imposée (1Wb) et la composante en quadrature est nulle.

Le courant statorique  $ias1$  a une allure sinusoïdale.

### III.12. REGULATEUR FLOU DE COURANT

Dans la figure (II.5) on a changé les régulateurs PI classiques par des régulateurs flous avec élimination de la partie de compensation des tensions ( $v_{ds1c}$ ,  $v_{qs1c}$ ,  $v_{ds2c}$ ,  $v_{qs2c}$ ). Dans ce cas le schéma de découplage (FFOC : Fuzzy Flux Oriented Controller) est présenté par la figure (III.15), les régulateurs flous des courants sont synthétisés de la même manière que le régulateur de vitesse.



## III.12.1. Simulation numérique

Les résultats de simulation pour le réglage de vitesse avec régulateurs flous sont présentés par la figure suivante :

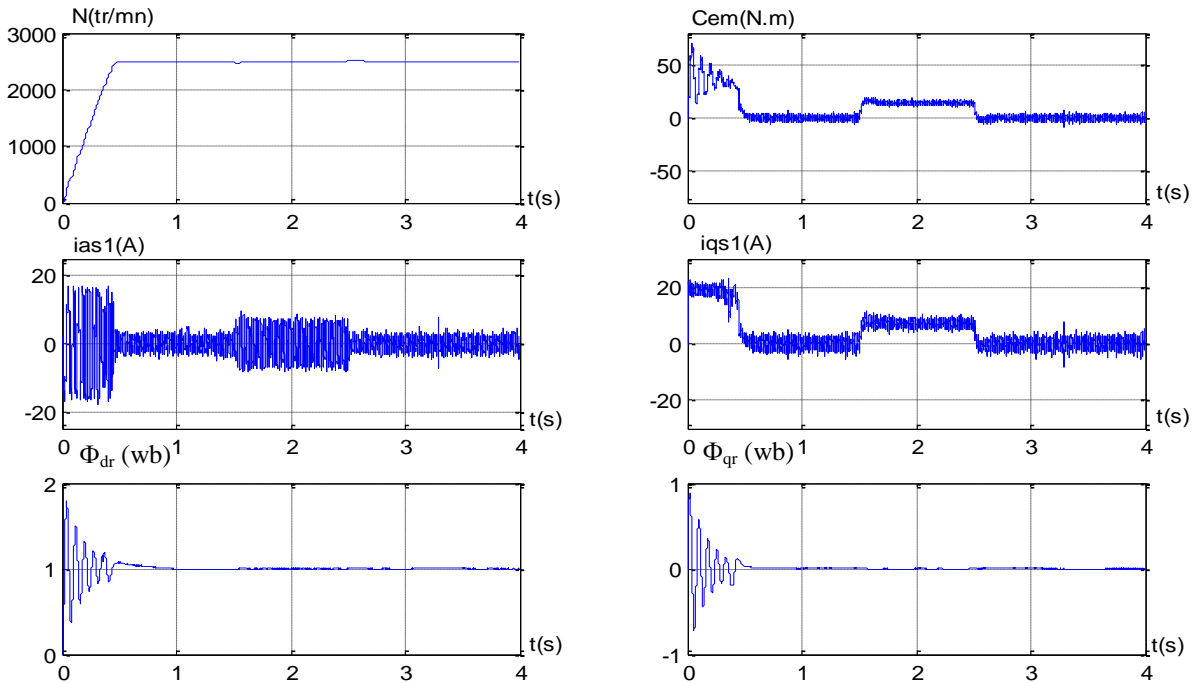


Figure (III.17) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec régulateurs flous à gain fixe, avec application d'un couple résistant ( $C_r=14\text{N.m}$ ) durant l'intervalle  $[1,5\ 2,5]\text{s}$ .

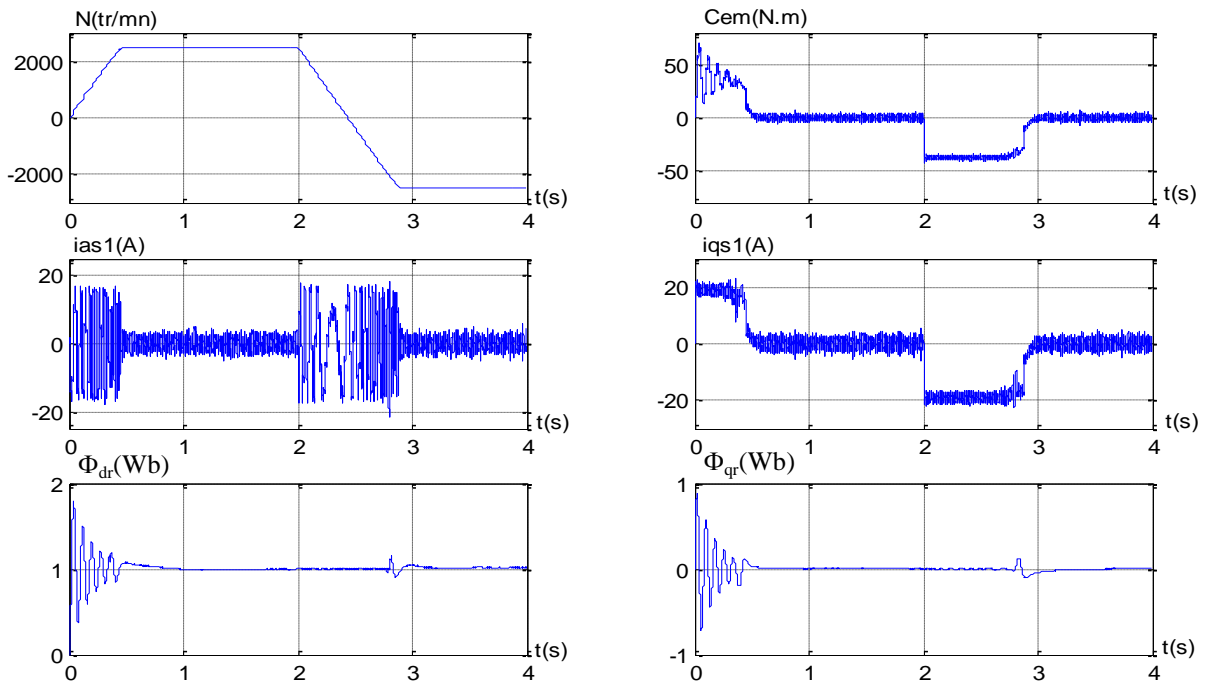
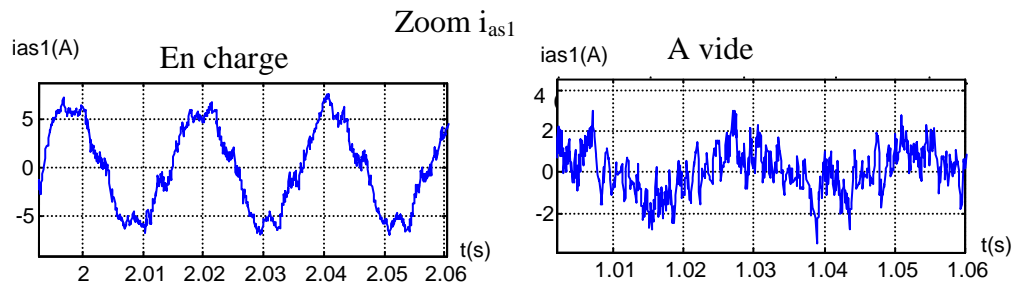


Figure (III.18) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec régulateurs flous à gain fixe, avec inversion du sens de rotation à l'instant  $t=2\text{s}$ .



### III.12.2 Interprétations des résultats

La structure des régulateurs flous utilisés pour la régulation des courants est identique à celle du régulateur de vitesse.

$G_{vds1}=0,15$   $G_{vds2}=0,15$ . Pour les courants statoriques  $i_{ds1}$  et  $i_{ds2}$ .

$G_{vqs1}=0,10$   $G_{vqs2}=0,10$ . Pour les courants statoriques  $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$ .

$G_{cem}=0,725$  pour la vitesse.

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests, l'application d'un couple de charge ( $C_r=14N.m$ ) durant l'intervalle  $[1.5, 2.5]s$ , et l'inversion de sens de rotation de  $(2500 \text{ à } -2500)tr/mn$  à l'instant  $t=2s$ .

Les résultats sont similaires à ceux obtenus précédemment.

### III.13. REGULATEUR FLOU A GAIN ADAPTATIF

Dans ce cas, nous examinons le régulateur flou de type PI. Le gain (facteur d'échelle de sortie) de ce régulateur est ajusté en temps réel en fonction des états réels du processus sous contrôle. Bien que les caractéristiques d'un régulateur dépendent à la fois des facteurs d'échelle d'entrée et de sortie (ce qui signifie qu'un ajustement simultané des facteurs d'échelle d'entrée et de sortie est recommandé pour de meilleures performances), notre objectif est d'adapter uniquement le facteur d'échelle de sortie pour une valeur donnée du facteur d'échelle d'entrée. Le schéma bloc de notre régulateur adaptatif est illustré dans la figure (III-19).

La figure (III.19) représenté une régulation de vitesse par un régulateur flou type PI à gain adaptatif. La valeur actuelle de commande ( $C_{emref}$ ) est obtenu par :

$$C_{emref}(k) = C_{emref}(k-1) + G_{cem} \Delta C_{emref}(k)$$

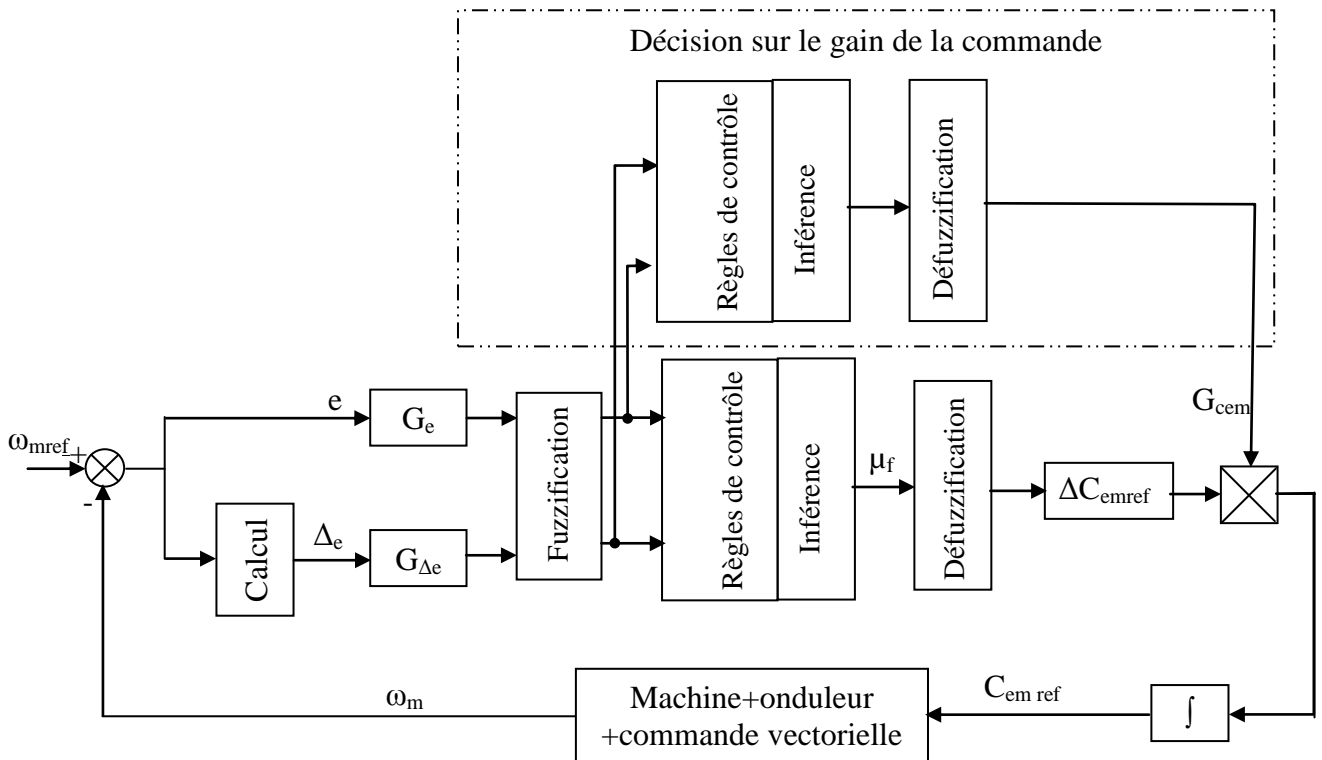


Figure (III.19) : Schéma d'un contrôleur flou avec gain adaptatif.

La (figure (III.19)) composé de même que le gain  $G_{cem}$  fixe (figure (III.12)) pour la variation de commande  $\Delta C_{emref}$ , mais on ajoute deux blocs (règles de contrôle, Défuzzification) pour calculer le gain adaptatif.

1- Calcul du gain adaptatif selon le tableau (III.2).

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	TG	TG	TG	G	PG	P	ZE
NM	TG	TG	G	G	M	P	TP
NP	TG	M	G	TG	TP	P	TP
ZE	P	PG	M	ZE	M	PG	P
PP	TP	P	TP	TG	G	MG	TG
PM	TP	P	M	G	G	TG	TG
PG	ZE	P	PG	G	GT	TG	TG

Tableau (III.2) : Tableau de calcul du gain adaptatif.

Avec :

ZE : zéro environ.

TP : très positif

P : petite.

PG : positif grand.

M : moyenne.

G : grand.

TG : très grand.

2- Défuzzification en utilisant la méthode de moyenne pondérée.

### III.13.1. Simulation numérique

Dans la (figure (III.12)) nous avons remplacé le régulateur flou à gain fixe par un régulateur flou à gain adaptatif, les résultats de simulation sont présentés sur les figures ((III.20), et (III.21)).

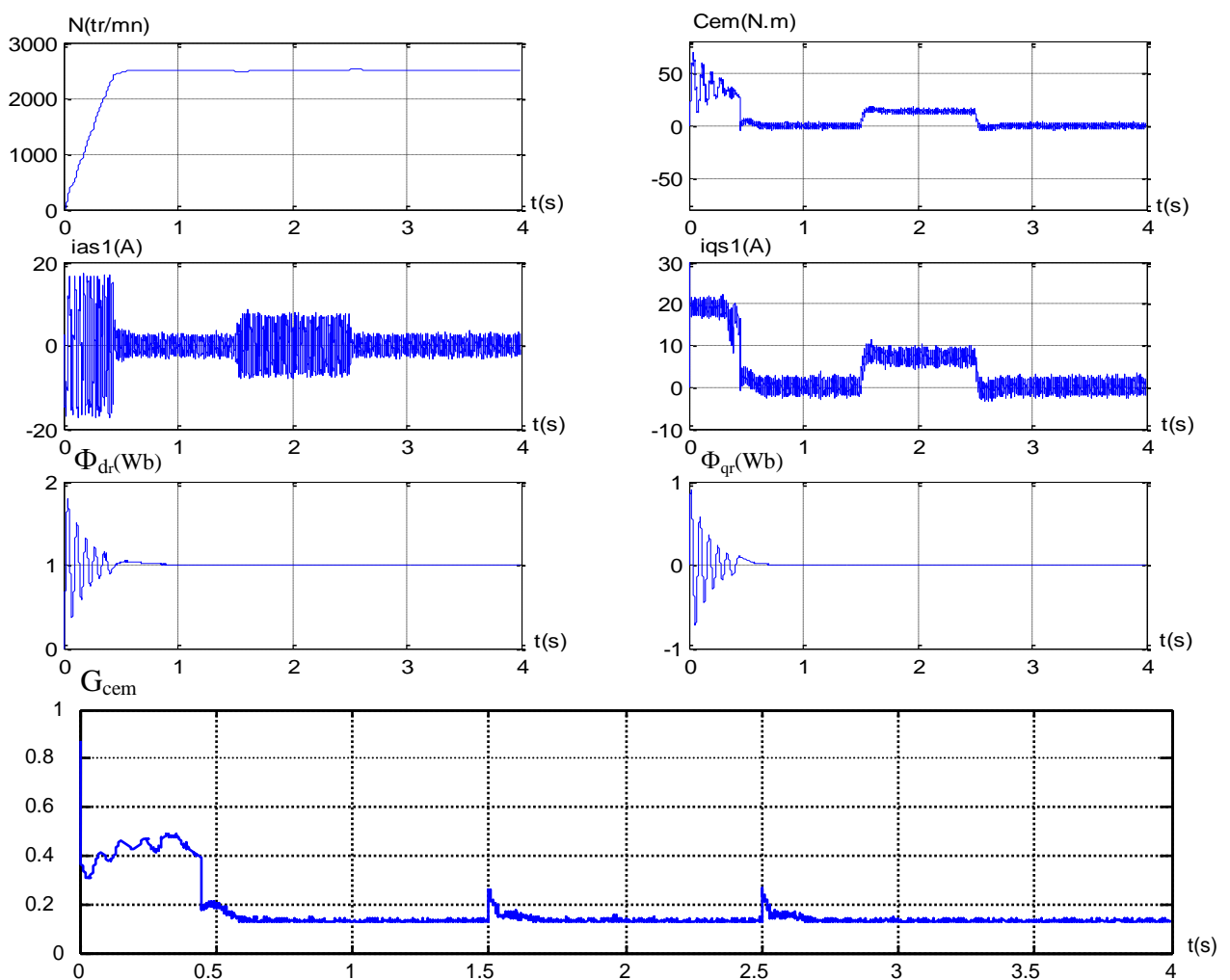


Figure (III.20) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou à gain adaptatif, avec application d'un couple résistant ( $C_r=14\text{N.m}$ ) durant  $[1,5;2,5]\text{s}$ .

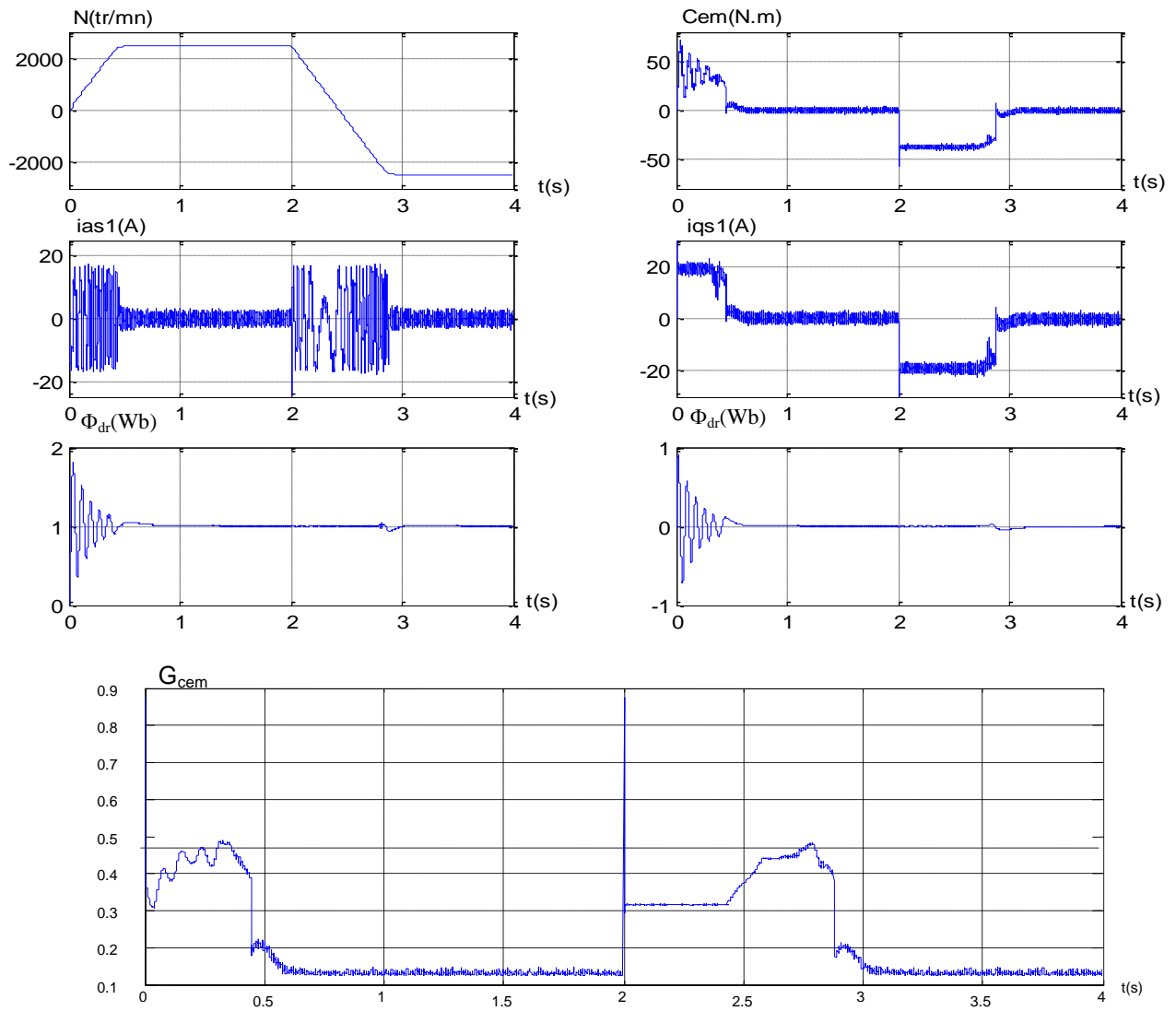


Figure (III.21) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou à gain adaptatif, avec inversion du sens de rotation à l'instant  $t=2s$ .

### III.13.2. Interprétations des résultats

La figure (III.20) illustre que la vitesse de rotation atteint sa valeur de référence en un temps de réponse de 0.57s, avec un rejet de perturbation de 0.2s.

Les deux flux rotoriques, en quadrature et direct, suivent leurs valeurs imposées respectives de 0.1Wb et 0Wb. Le gain du régulateur démarre à 0.5, est perturbé pendant la période transitoire, et oscille autour de 0.15 en régime permanent.

Quant à la figure (III.21), elle montre que l'inversion du sens de rotation se produit après 0.9s. Le gain adaptatif subit une variation brusque au moment de l'inversion de la vitesse (atteignant une valeur de 0.48 au démarrage) et oscille autour de 0.16 en régime permanent.

### III.14. REGLAGE DE VITESSE AVEC REGULATEUR FLOU A GAIN ADAPTATIF

1- On remplace dans la (figure (III.16)) le régulateur flou à gain fixe de la vitesse par un régulateur flou à gain adaptatif, et les régulateurs des courants de la (figure (III.15)) restent à gains fixes.

#### III.14.1. Simulation numérique

Les résultats de simulation sont représentés dans la figure (III.23) suivante :

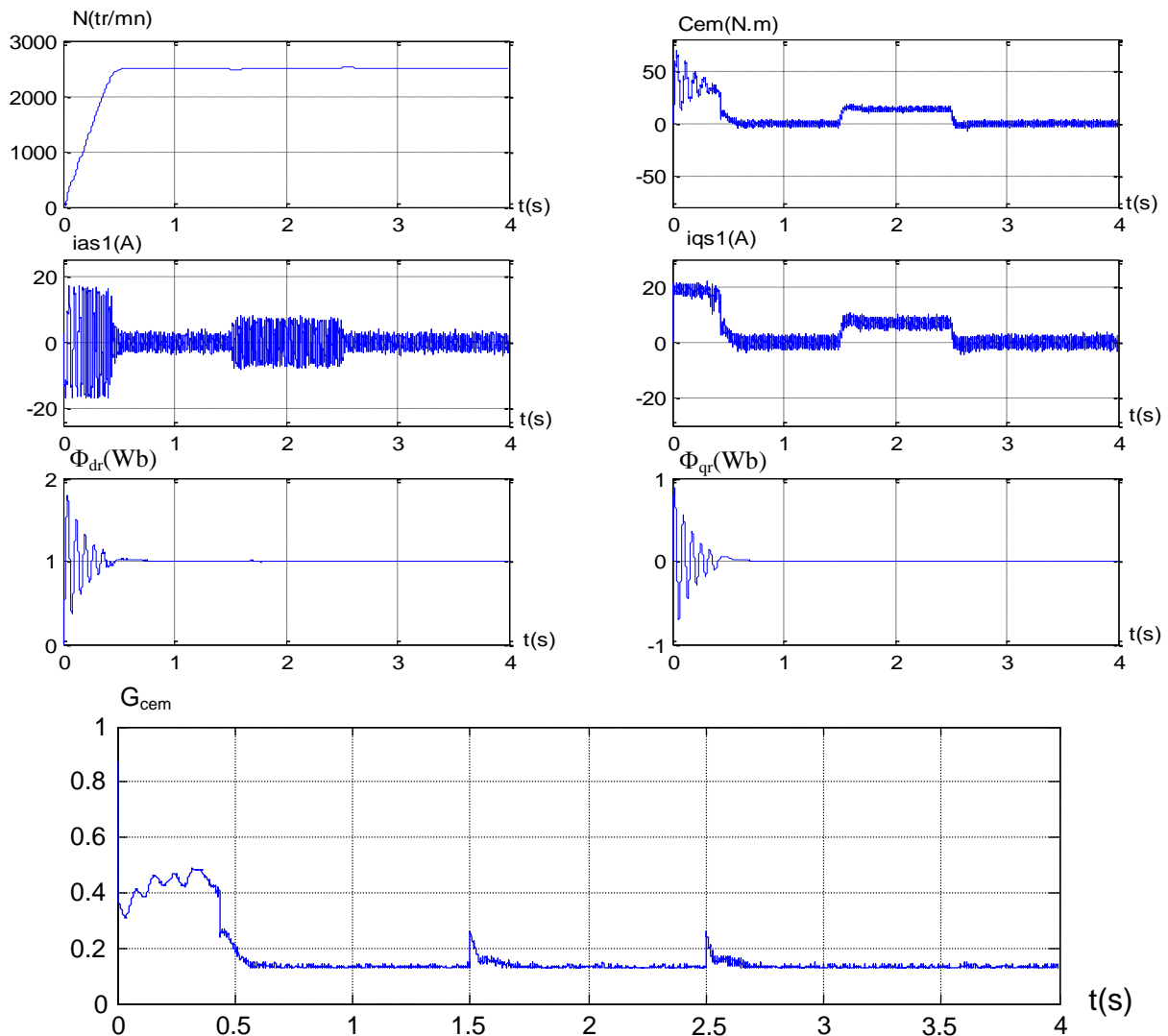


Figure (III.22) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou à gain adaptatif, avec application d'un couple résistant ( $C_r=14\text{N.m}$ ) durant  $[1,5;2,5]\text{s}$ .

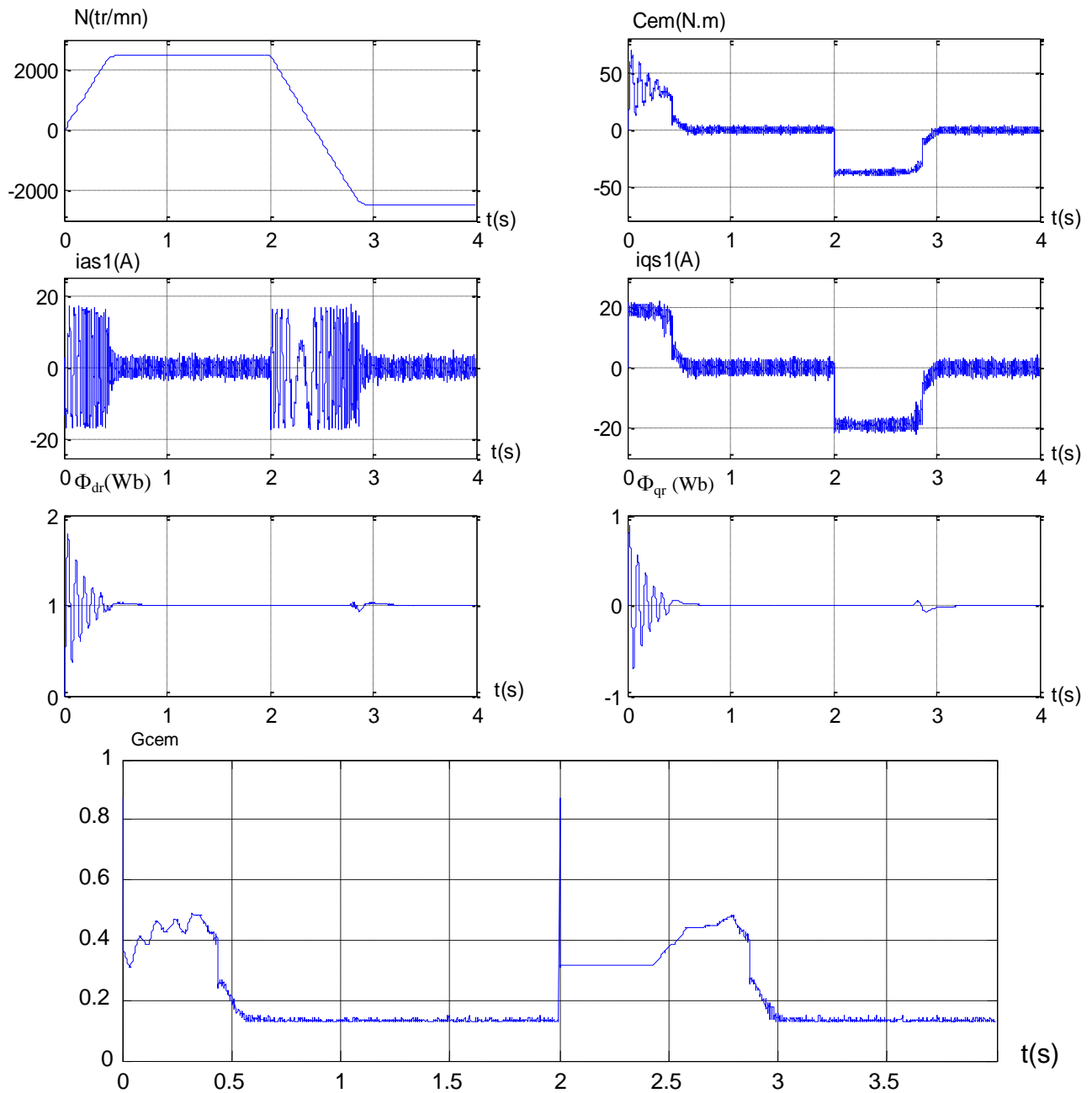


Figure (III.23) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou à gain adaptatif, avec inversion de vitesse de rotation à l'instant  $t=2s$

2- Les régulateurs des courants et de vitesse sont tous des régulateurs flous à gain adaptatif. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures (III.24) et (III.25).

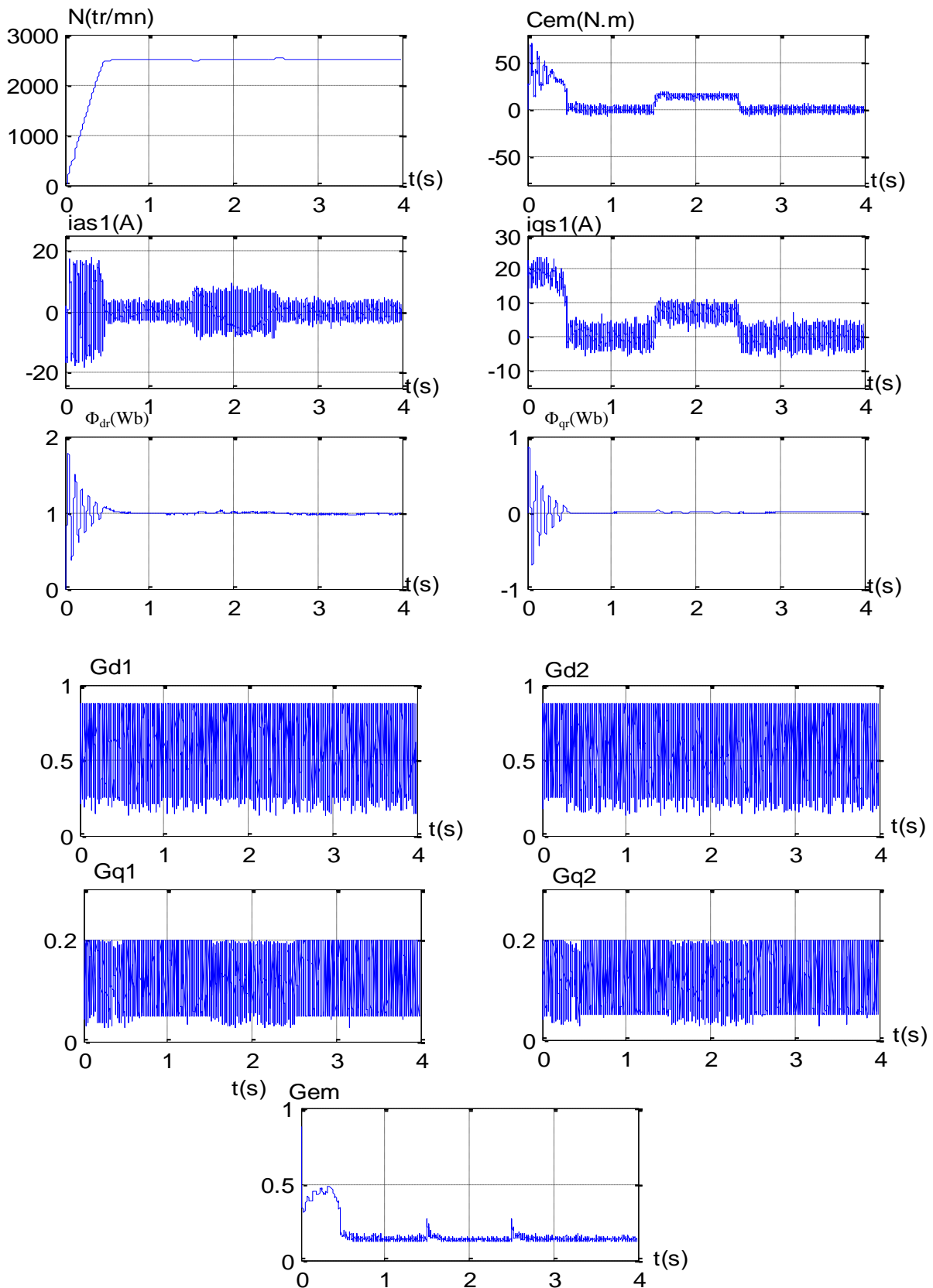


Figure (III.24) : Régulation de vitesse par la méthode indirecte avec régulateurs flous à gains adaptatifs, avec application d'un couple résistant ( $C_r=14\text{N.m}$ ) durant  $[1,5;2,5]\text{s}$ .

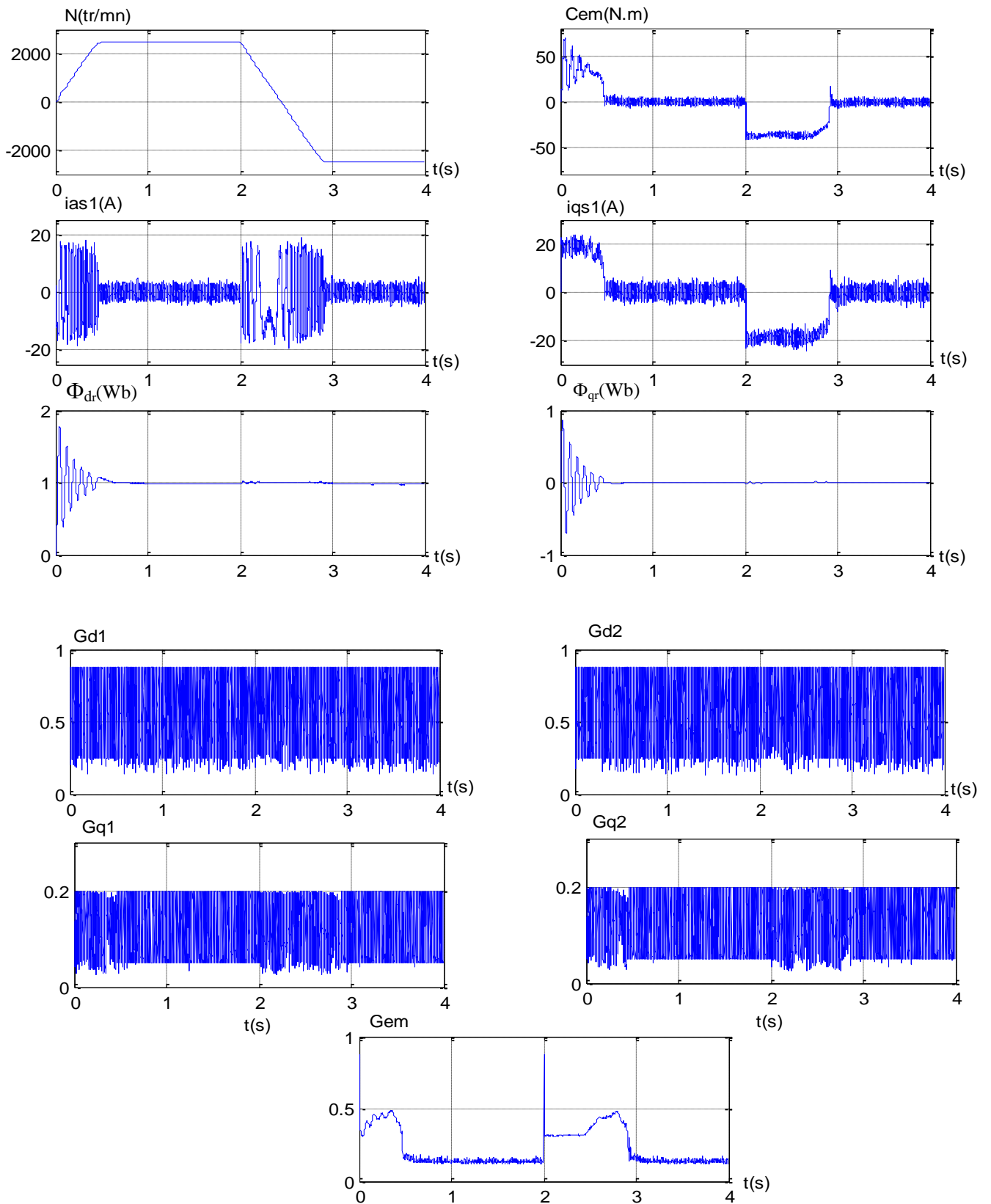


Figure (III.25) : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec des régulateurs flous à gains adaptatifs, inversion de vitesse de rotation à l'instant  $t=2s$

### III.14.2. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation ont été effectués pour les deux tests, l'application d'une charge ( $C_r = 14\text{N.m}$ ) et l'inversion du sens de rotation à l'instant  $t=2\text{s}$ .

On constate que :

La vitesse atteint sa référence au bout de  $0,58\text{s}$  sans dépassement, le couple électromagnétique compense le couple de charge.

L'inversion du sens de rotation est effectuée au bout de ( $0,9\text{s}$ ) sans dépassement, le flux rotorique direct suit la valeur imposée et le flux en quadrature est nul.

Le gain du régulateur de vitesse est atteint au démarrage  $0,49$ , perturbé dans le régime transitoire, et oscillée autour  $0,15$  dans le régime permanent. Les gains des régulateurs de courant en quadrature oscillent entre ( $0,05$  et  $0,2$ ) et entre ( $0,24$  et  $0,87$ ) pour les régulateurs des courants statoriques direct.

### III.15. TESTS DE ROBUSTESSE

Les résultats sont présentés sur la figure suivante :

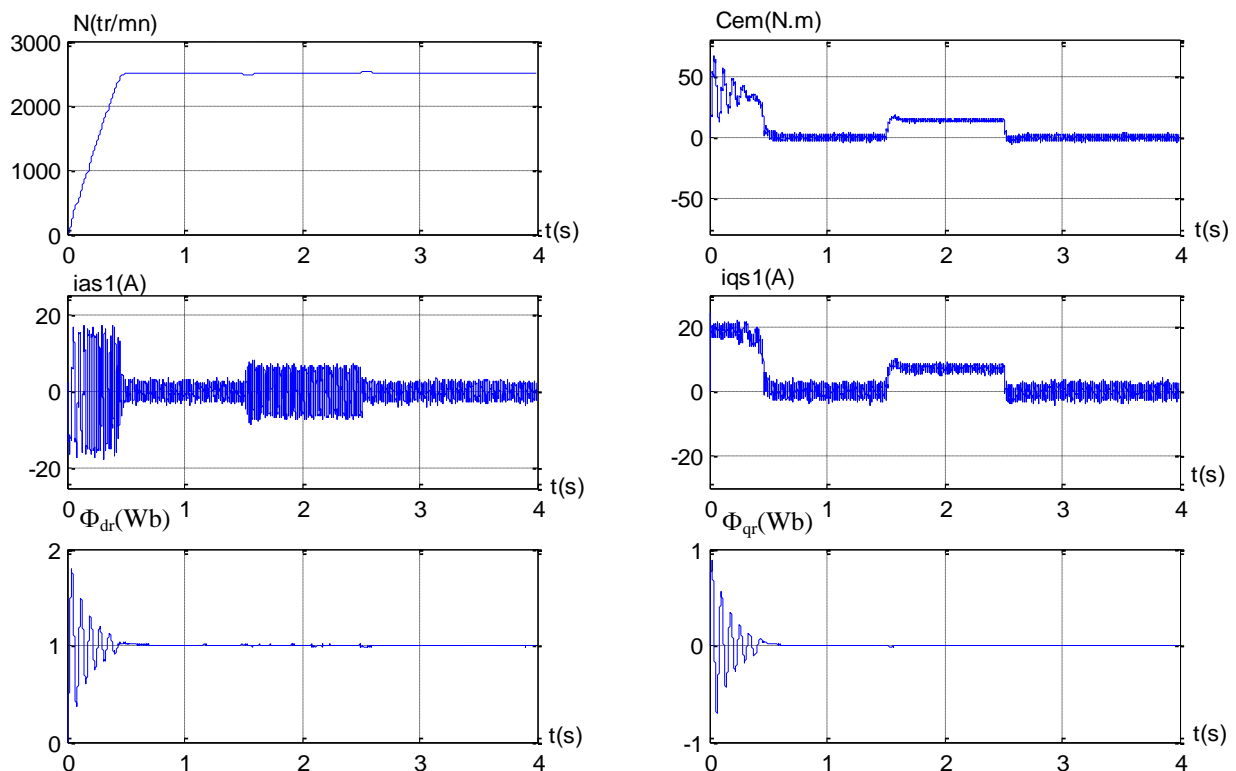


Figure (II.26) : Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation de  $R_r$  ( $R_r=2 R_{rn}$ )

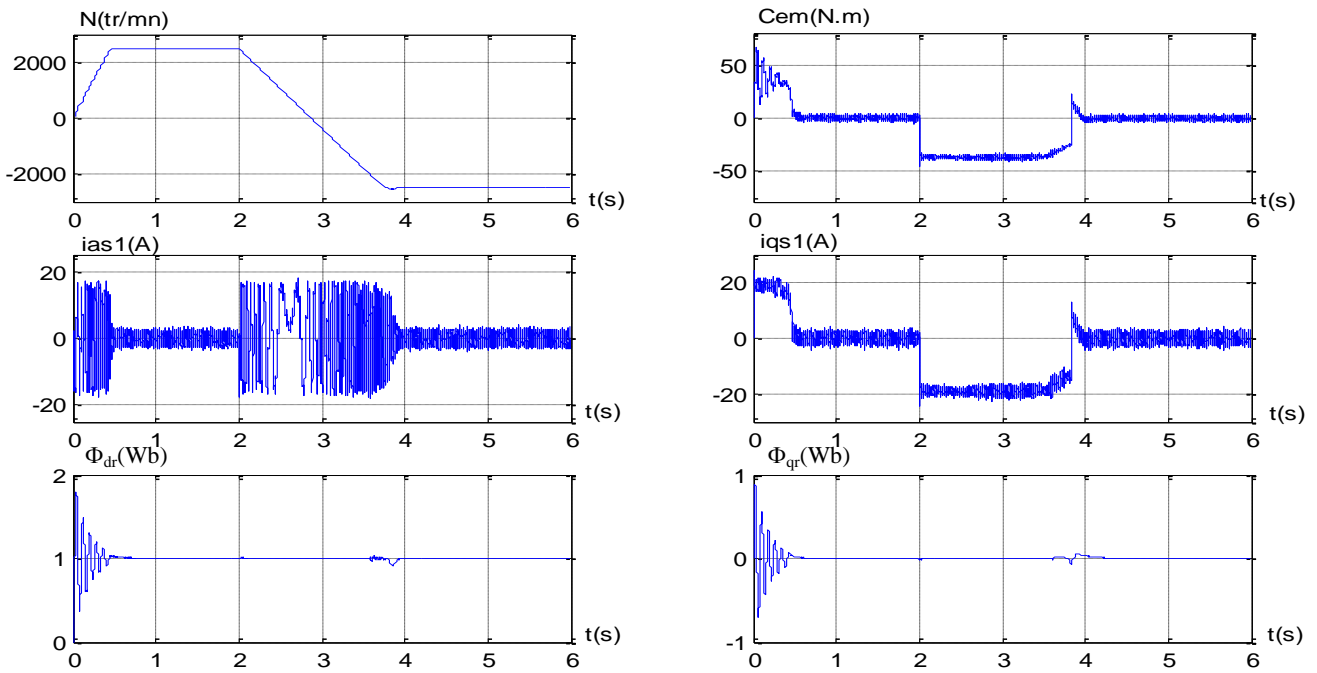


Figure (II.27) : Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation de  $J$  ( $J=2J_n$ )


### III.15.1. Interprétations des résultats

Les figures (II.26 et II.27) présentent le comportement de la MASDS dans deux scénarios différents : lorsque la résistance rotorique  $R_r$  est augmentée de 100% par rapport à sa valeur nominale, et lorsque le moment d'inertie  $J$  est augmenté de 100% par rapport à sa valeur nominale. Les résultats de simulation démontrent que la commande par logique floue est insensible aux variations de  $R_r$ , seule la variation du moment d'inertie entraîne une légère augmentation du temps d'inversion de la vitesse, sans dépassement.

### III.16. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons appliqué le régulateur flou pour le réglage de la vitesse de la MASDS. Deux types de régulateurs flous ont été présentés, l'un avec un gain fixe et l'autre utilisant une adaptation floue du gain de commande.

Nous pouvons conclure que le régulateur flou offre d'excellentes performances dynamiques. Il permet d'obtenir des réponses sans dépassement, avec une réduction du temps de montée et du temps d'inversion du sens de rotation. De plus, il est robuste aux variations de la résistance rotorique, ce qui s'explique par le fait que la synthèse du régulateur flou ne repose pas sur le modèle de la machine.



# Conclusion Générale

## CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire se concentre sur la commande de la machine asynchrone à double stator alimentée par deux onduleurs de tension. Nous avons commencé par étudier la modélisation de la MASDS et son association avec deux onduleurs de tension contrôlés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

Les résultats obtenus mettent en évidence le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique, ce qui nous a conduit à introduire une commande découplante basée sur l'orientation du flux rotorique. Nous avons appliqué deux méthodes, directe et indirecte, pour la commande en vitesse en utilisant des régulateurs classiques de type PI.

Les simulations ont montré de bonnes performances dynamiques. Cependant, nous avons constaté que le régulateur PI est sensible aux variations de la constante de temps rotorique.

La dernière partie du mémoire est consacrée au développement de régulateurs flous à gain fixe et adaptatif. Le régulateur à gain fixe a démontré des performances dynamiques très intéressantes, contribuant efficacement à réduire le temps de réponse et à limiter le dépassement.

L'adaptation du gain de commande à l'aide d'une méthode floue renforce la qualité de la régulation floue, en particulier lors des régimes transitoires. Des tests de robustesse ont été effectués pour évaluer les variations du moment d'inertie et de la résistance rotorique. Ces tests ont montré que les performances d'un régulateur flou dépassent largement celles d'un régulateur classique dans des conditions similaires.

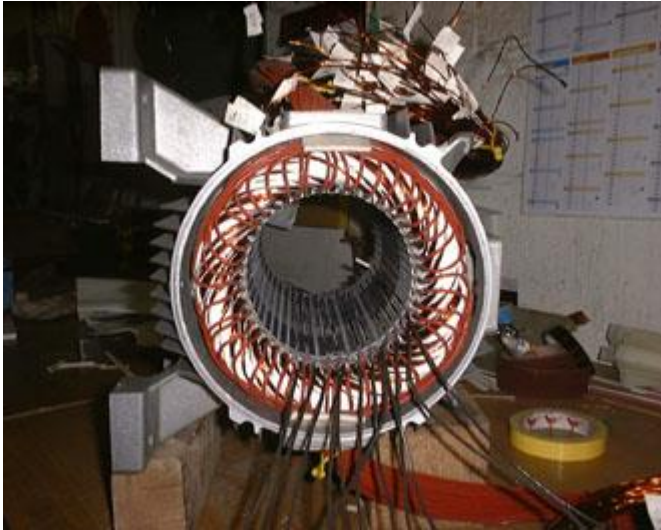
Cependant, la commande floue présente également des inconvénients. L'un des inconvénients est l'absence de méthodes pour la conversion des connaissances ou de l'expérience humaine en règles linguistiques d'un système flou. Il n'existe pas de procédure générale pour choisir un nombre optimal de règles, et même lorsque l'expert humain est disponible, ses connaissances peuvent être incomplètes plutôt que systématiques.

En perspective, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer la commande de la machine asynchrone à double stator. Par exemple, la réalisation pratique des propositions avancées, l'application de techniques de contrôle non linéaire, l'intégration de réseaux neuronaux avec des techniques floues, la commande par mode glissant et la commande adaptative floue.



*Paramètre de la machine asynchrone à double stator*

❖	Puissance nominale	$P_n=4,5\text{kw}$
❖	Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
❖	Courant nominale	$I_n=6,5\text{A}$
❖	Nombre de paires de pôles	$p=1$
❖	Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3,72\Omega$
❖	Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3,72\Omega$
❖	Résistance rotorique	$R_r=2,12\Omega$
❖	Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0,022\text{H}$
❖	Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}=0,022\text{H}$
❖	Inductance rotorique	$L_r=0,006\text{H}$
❖	Inductance mutuelle	$L_m=0,3672\text{H}$
❖	Moment d'inertie	$J=0,662\text{kg.m}^2$
❖	Coefficient de frottement	$K_f=0,001\text{Nms/rd}$
❖	Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$



Photos de machine asynchrone à double étoile



# BIBLIOGRAPHIE



## ***REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES***

- [1] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, “ Stady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors ”, 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47.
- [2] B.hemici & M.O.Mahmoudi, “ Méthodologie de Commande de la Machine Asynchrone Incluant la Logique Floue ”, mémoire d’ingénieur, ENP, 1997.
- [3] A.Kalantari, M. Mirsalim, H.Rastegar, “ Adjustable speed drive based on fuzzy logic for a dual three-phase induction machine ”, Electrimacs, 2002, pp 18-21.
- [4] Beriber Dalila, “ Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC ”, Thèse de magistère, ENP, 2004.
- [5] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, “ Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings ”, EPE-PEMC2000, Kosice.
- [6] Salim Zitouni & Toufik boudraa, “ Modélisation et commande floue d’une machine asynchrone alimentée en tension ”, Mémoire d’ingénieur, M’sila 2005.
- [7] G.A.Capolino, Y.Y.Fu, “ Commande des machines asynchrones par flux orienté : principe, méthode et simulation”, Institut méditerranéen de technologie département électronique de puissance et systèmes associés.
- [8] Yayuan Fu “ Commande découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées ” Thèse de doctorat, Université montpellier II, 1991.
- [9] G.A.Capolino “ Commande numérique vectorielle des machines a courant alternatif alimentées en courant ”, RGE N°5 /92, Mai 1992.
- [10] Jelena godejevac, “ Idées nettes sur la logique floue ”, Presses polytechniques et universitaires romandes.
- [11] M. ENGEL, “ Introduction à la logique floue ”, cours DESS –AII.
- [12] T.M. Guerra et L. Vermeiren, “ proposition de lois de commande pour la stabilisation des modèles flous ”, LFA, lyon Cépaduès-Editions, 1997.

**Résumé :** Ce mémoire présente une étude de la modélisation et la commande en vitesse de la machine asynchrone à double stator (MASDS) alimentée par deux onduleurs de tension.

Notre travail entre dans le cadre d'application des stratégies de commande sur la MASDS. Nous commençons par la commande vectorielle avec ses deux variantes directe et indirecte à base de régulateurs linéaires de type PI.

Afin d'améliorer les performances du réglage, une commande non-linéaire est introduite. Il s'agit de la commande par logique floue. Dans cette partie deux régulateurs sont développés, l'un à gain de commande fixe et l'autre adaptatif.

Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour montrer la faisabilité de ces techniques de commande.

**Mots Cles :** Machine asynchrone à double stator (MASDS), Commande Vectorielle, Onduleur de Tension, Technique MLI, Régulateur PI, Logique floue, FLC.

**المخلص :** يقدم هذا البحث دراسة للنمذجة والتحكم في سرعة الماكينة الغير متزامنة ذات المكونين الثابتين (MASDS) المغذاة بواسطة اثنين من محولات الجهد .

يدخل عملنا في إطار تطبيق استراتيجيات التحكم على MASDS. نبدأ بالتحكم الناقل بتصنيفه المباشر وغير المباشر باستخدام مراقبين خطيين من نوع PI.

ومن أجل تحسين أداء الضبط، يتم تقديم التحكم غير الخطي. وهذا يعتبر التحكم باستخدام المنطق الضبابي. في هذا الجزء، تم تطوير مراقبين اثنين، واحد بمعامل ثابت للتحكم والآخر قابل للتكيف. أخيراً، يتم تقديم نتائج المحاكاة لتوضيح جدوى تلك التقنيات التحكمية.

**الكلمات المفتاحية :** الماكينة الغير متزامنة ذات المكونين الثابتين (MASDS) ، التحكم الناقل، محول الجهد، تقنية MLI ، المراقب النسبي، المنطق الضبابي، FLC.

**Summary :** This research presents a study on the modeling and control of the double stator asynchronous machine (MASDS) with two fixed components, supplied by two voltage inverters.

Our work falls within the framework of applying control strategies to MASDS. We begin with vector control, employing both direct and indirect variants using linear PI-type controllers.

To improve the tuning performance, non-linear control is introduced, specifically fuzzy logic control. In this part, two controllers are developed, one with a fixed control gain and the other with adaptive control.

Finally, simulation results are presented to demonstrate the feasibility of these control techniques.

**Keywords:** Double Stator Asynchronous Machine (MASDS), Vector Control, Voltage Inverter, PWM Technique, Proportional-Integral Controller (PI), Fuzzy Logic, FLC.