

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

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

**En** : Electrotechnique

**Spécialité** : Commandes électriques

**Par** : MIMOUNI Djemaa Chaimaa

### **Sujet**

**Commande par mode glissant flou  
d'une machine asynchrone à double étoile**

Soutenu en vidéo conférence, le 27 / 09 / 2021 devant le jury composé de :

Mohammed Amine BRIKCI NIGASSA	Maitre assistant 'A'	Univ. Tlemcen	Président
Mohamed Haithem LAZREG	Maitre assistant 'B'	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Karima GHLAM	Maitre assistant 'B'	Univ. Tlemcen	Examineur 1

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*In the name of Allah, the Beneficent, the Merciful*

## **Remerciements :**

*On remercie dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et la volonté d'entamer et de terminer ce mémoire.*

*Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et l'encadrement de Mr. LAZREG Mohamed Haithem, Maître-assistant "B", on le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.*

*Je suis particulièrement sensible à l'honneur que nous a fait Monsieur BRIKCI NIGASSA Mohammed Amine, Maître-assistant "A" à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen pour avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire.*

*Je tiens également à adresser nos remerciements à Madame GHLAM Karima, Maître-assistant "B" à l'Université Abou-bekr Belkaïd de Tlemcen pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce mémoire au titre de membre du jury.*

*Nos remerciements s'adressent également à tous nos professeurs et tous les enseignants du département d'Électrotechnique pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et professionnelles.*

# *Dédicace :*

*Je dédie ce modeste mémoire à mes parents.*

*A ma chère sœur, à mes chers frères.*

*A mon neveu, le petit de la famille: Mohamed Abdellah*

*A mon cher encadreur Mr. LAZREG Mohamed Haïthem.*

*A ma famille Maati et Mimouni.*

*A mes amis.*

# SOMMAIRE

Table de figure .....	A
Liste des tableaux.....	B
Symboles et abréviations.....	C
Introduction générale.....	1

## **Chapitre I: Modélisation de la machine asynchrone à double étoile**

I.1) Introduction .....	3
I.2) Description du moteur asynchrone double étoile MASDE.....	3
I.3) Applications de la MASDE.....	4
I.4) Principe de fonctionnement de la MASDE.....	4
I.5) Hypothèses simplificatrice.....	4
I.6) Avantages et Inconvénients de la MASDE.....	5
I.7) Modèle naturel de la MASDE.....	5
I.7.1) Equation de tension.....	6
I.7.2) Equation de flux.....	6
I.7.3) Equation mécanique.....	7
I.7.4) Couple électromagnétique.....	8
I.8) Modèle de Park .....	8
I.9) Application de Park à la MASDE.....	9
I.9.1) Equation de tension.....	9
I.9.1) Equation de flux.....	11
I.9.1) Equation mécanique.....	11
I.10) choix de référentiel.....	13
I.10.1) Repéré lié au stator.....	13
I.10.2) Repéré lié au rotor.....	13
I.10.3) Repéré lié au champ tournant .....	13
I.11) Modèle de la Machine.....	13
I.12) Mise sous forme d'équation d'état .....	14
I.13) Simulation de la MASDE alimentée en tension .....	17

➤ Interprétations des résultats.....	18
I.14) Modélisation de l'alimentation.....	19
I.14.1) Modélisation du redresseur.....	19
I.14.2) Modélisation du filtre.....	20
I.14.3) Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	20
I.14.4) Stratégie de commande .....	21
I.15) Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension.....	23
➤ Simulation et interprétation des résultats.....	23
I.16) Conclusion.....	24

## **Chapitre II: Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile**

II.1) Introduction.....	25
II.2) Principe de la commande vectorielle.....	25
II.3) Théorie du flux orienté.....	26
II.4) Différentes méthodes de la commande vectorielle.....	27
1. Directe.....	27
2. Indirecte.....	27
II.5) Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse.....	27
II.5.1) Synthèse des régulateurs PI.....	29
II.5.2) Calcul des paramètres du régulateur PI.....	31
II.5.3) Régulateur de vitesse.....	31
II.5.4) Régulateur PI anti windup.....	32
II.5.5) Défluxage.....	32
II.6) Simulation et interprétation des résultats.....	33
➤ Interprétations des résultats.....	34
II.7) Test de Robustesse.....	35
➤ Interprétations des résultats.....	37
II.8) Conclusion.....	38

## **Chapitre III: Commande par mode glissant de MASDE**

III.1)	Introduction.....	39
III.2)	Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant.....	39
III.3)	Principe de la commande par mode glissant.....	39
III.4)	Système à structure variable.....	40
III.5)	Bases théoriques de la commande par mode glissant.....	40
III.6)	Conception de la commande par mode glissant.....	40
III.6.1)	Choix de la surface de glissement.....	41
III.6.2)	Condition d'existence et de convergence.....	41
III.6.3)	Détermination de la loi de commande.....	42
III.7)	Phénomène de broutement.....	44
III.8)	Détermination des différentes surfaces de régulation et application.....	45
III.8.1)	Surface de régulation de la vitesse.....	45
III.8.2)	Surface de régulation du flux rotorique.....	46
III.8.3)	Surfaces de régulation des courants statoriques.....	46
III.9)	Application de la commande par mode glissant.....	48
III.10)	Simulation et Interprétation des résultats.....	50
III.11)	Tests de robustesse.....	52
III.12)	Conclusion.....	55

## **Chapitre IV: Commande hybride par floue-mode glissant de la MASDE**

IV.1)	Introduction.....	56
IV.2)	Principe de la logique floue.....	56
IV.3)	Notions de base de la logique floue.....	57
IV.3.1)	Ensemble flou.....	57
IV.3.2)	Fonction d'appartenance.....	57
IV.3.3)	Univers de discours.....	58
IV.3.4)	Caractéristiques d'un ensemble flou.....	59
IV.3.5)	Raisonnement en logique floue.....	59

IV.4) Commande par logique floue.....	60
IV.4.1) Interface de Fuzzification.....	60
IV.4.2) Base des règles et inférence floue.....	61
IV.4.3) Mécanisme d'inférence flou.....	61
IV.4.4) Interface de Défuzzification.....	62
IV.5) Avantages et inconvénients de la logique floue.....	63
IV.6) Application de la logique floue à la commande de la MASDE.....	64
IV.7) Contrôleur par mode glissant flou (FSMC) de la MASDE.....	65
IV.8) Résultats de simulation .....	67
IV.9) Tests de robustesse.....	69
➤ Interprétations des résultats.....	69
IV.10) Comparaison entre les trois commandes .....	72
IV.11) Conclusion.....	73
CONCLUSION Générale.....	74
Annexe.....	76
Bibliographie.....	i
Résumé.....	x

# Table des figures

Fig. I.1	Représentation schématique des enroulements de la MASDE	03
Fig. I.2	Transformation de Park	09
Fig. I.3	Représentation des axes en transformation de Park	10
Fig. I.4	Le schéma de simulation de la MASDE alimentée par une source de tension triphasé	17
Fig. I.5	Performances de la machine asynchrone triphasée à double étoile	18
Fig. I.6	Représentation du redresseur triphasé à diodes	19
Fig. I.7	Filtre RLC passe-bas	20
Fig. I.8	Onduleur triphasé	20
Fig. I.9	Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I	23
Fig. I.10	Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge	24
Fig.II.1	Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE	26
Fig.II.2	Bloc d'OFr + régulation + découplage.	29
Fig.II.3	La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.	30
Fig.II.4	Le Schéma de régulation des courants	31
Fig.II.5	Schéma réduit de régulation de vitesse.	31
Fig.II.6	Bloc anti windup	32
Fig.II.7	Représente le schéma de régulation de la vitesse par la commande indirecte	32
Fig.II.8	Régulation de la vitesse par la méthode indirecte	33
Fig.II.9	Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).	34
Fig.II.10	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique	36
Fig.II.11	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie	37
Fig.III.1	Trajectoire d'un système de deuxième ordre à VSC	40
Fig.III.2	fonction sign	44
Fig.III.3	différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	44
Fig.III.4	Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant	49
Fig.III.5	Représentation schématique du bloc (MG)	50

Fig.III.6	Régulation en de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'inversion du sens de rotation de 300 à - 300 rad/s à l'instant $t=2.5s$ , Suivi de l'application d'une charge $C_r = 14N.m$ entre [1, 2] et [4, 5] s.	52
Fig.III.7	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique	53
Fig.III.8	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie	54
Fig. IV.1	Différentes formes des fonctions d'appartenance.	58
Fig. IV.2	Caractéristiques d'un ensemble flou.	59
Fig. IV.3	Fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance	60
Fig. IV.4	Défuzzification par centre de gravité.	63
Fig. IV.5	Méthode de Défuzzification par valeur maximum.	63
Fig. IV.6	Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).	65
Fig. IV.7	Fonctions d'appartenance de l'entrée $S(x)$ et de la sortie $U_n$ .	66
Fig. IV.8	Schéma bloc de réglage de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant flou.	67
Fig. IV.9	Régulation de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant flou, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14N.m$ entre [1,2] et [4,5] s et inversion de sens de rotation.	69
Fig. IV.10	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique d'inertie.	70
Fig. IV.11	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie.	71
Fig. IV.13	Comparaison de l'effet de chattering entre la commande par mode glissant et celle par mode glissant-floue	72

## Liste des tableaux

TAB. III.1	Paramètres des régulateurs par mode de glissement	49
TAB. IV.1	Base de règle du contrôleur flou	66
TAB. IV.3	Résultats obtenus avec comparaison des trois approches	72

# Symboles & Abréviations

$\alpha$	Angle de déphasage entre les deux stators
$A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1
$A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2
$A_r, B_r, C_r$	Les indices correspondants aux trois phases du rotor
$C_{em}$	Le couple électromagnétique
$C_r$	Le couple résistant
$d, q$	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
$f_s$	Respectivement les fréquences statorique et rotorique
$E$	La tension continue
$f_p$	La fréquence de la porteuse
$K_f$	Coefficient de frottement
OFR	Orientation de flux rotorique
FSMC	Fuzzy Sliding Mode Controller
$\Phi_s$	Le flux statorique
$\Phi_r$	Le flux rotorique
$\theta_m$	Angle mécanique du rotor
$i$	Le courant
$I_a$	Le courant d'induit de la MCC
$I_f$	Le courant d'excitation de la MCC
$J$	Le moment d'inertie
$K_i, K_p$	Paramètres du régulateur PI
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	Les inductances propres des stators et du rotor
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile
MCC	Machine à Courant Continu
MFOC	Modified Field Oriented Control
$P_{em}$	La puissance et le couple électromagnétique
$\tau$	Constante de temps d'un système du premier ordre
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
$p$	Nombre de paires de pôle
$P_{em}$	La puissance électromagnétique
PI	Le régulateur Proportionnel-Intégral
$q$	Nombre de phase

$r$	L'indice de réglage en tension
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique
$L_r$	Inductance propre d'une phase rotorique
$S$	L'opérateur de Laplace
$S(x)$	La surface de commutation
$S_1, S_2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor
SMC	Sliding Mode Controller
SSV	Système à Structure Variable
SVM	Space Vector Modulation
$\theta_e$	Angle électrique
$\theta_r$	Angle rotorique
$\theta_s$	Angle statorique
$U_{eq}$	La commande équivalente
$U_n$	La commande discontinue
$v$	La tension
$V(x)$	La fonction de Lyapunov
$g$	Glissement
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique
$\omega_m$	La pulsation mécanique
$x^*$	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.)
$\mu$	Fonction ou degré d'appartenance

# **Introduction**

## **Générale**

### Introduction générale

Les moteurs apparaissent de plus en plus dans notre quotidien la durée de vie domestique est supérieure à celle utilisée dans de nombreux processus industriels ; mais prend également en charge les prestations de traction électrique (trains, tramways, véhicules, électricité, navires, etc...), production d'énergie (éoliennes) et tous domaines industrie et aérospatiale [1].

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasées présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance ...etc [2].

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle, la commande adaptative, ...etc. Ces techniques utilisent des régulateurs classiques ou modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes. Actuellement les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique. Notre travail s'inscrit dans le cadre de la commande robuste en vitesse ou en couple d'une MASDE.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande adaptative, la commande floue, la commande par mode glissant etc., l'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [3].

Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en quatre chapitres comme suit :

➤ Le **premier chapitre** fait l'objet d'un aperçu sur les MASDE, une description de la machine MASDE, leurs applications, et leurs avantages et inconvénients, suivi par leur modélisation. Après nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la machine, second

## Introduction générale

---

lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Une simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique est faite à la fin de ce chapitre, pour vérifier la conduite de la machine et valider son modèle mathématique. Puis nous donnons un aperçu sur la commande *MLI* (Sinus-triangle) de l'onduleur.

➤ Le **deuxième chapitre**, sera consacré la commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile. La méthode de commande vectorielle indirecte sera appliquée pour la commande de la vitesse par le biais d'un régulateurs classiques de type PI.

➤ Dans **Le troisième chapitre**, est consacré à la commande par mode glissant. Cette technique présente une bonne robustesse. Pour cela une étude théorique sera consacrée aux concepts de base des systèmes à mode glissant, après on procédera à la simulation et à l'analyse des résultats.

➤ que nous avons scindé en deux parties, présentera les différentes propriétés de la commande floue et les principes de base du réglage flou. La synthèse du correcteur flou est basée sur le résonnement d'un opérateur expert en contrôle. Une application de commande vectorielle à base des correcteurs flous de type Mamdani est analysée en fin de chapitre.

➤ Dans **Le quatrième chapitre**, après avoir donné un bref aperçu sur le mode glissant, la logique floue que nous avons scindé en deux parties, présentera les différentes propriétés de la commande floue et les principes de base du réglage flou. La synthèse du correcteur flou est basée sur le résonnement d'un opérateur expert en contrôle. Une application de commande vectorielle à base des correcteurs flous de type Mamdani, une commande dite hybride est développé. Cette méthode a pour but d'éliminer l'effet de broutement et combiner les avantages du mode glissant pendant le régime transitoire, et ceux d'un contrôleur flou durant le régime permanent. Plusieurs résultats illustrent l'efficacité de l'approche proposée.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé. Nous proposerons en perspectives quelques axes de recherche.

**Chapitre I :**  
**Modélisation**  
**de la**  
**machine**  
**asynchrone**  
**à double**  
**étoile**

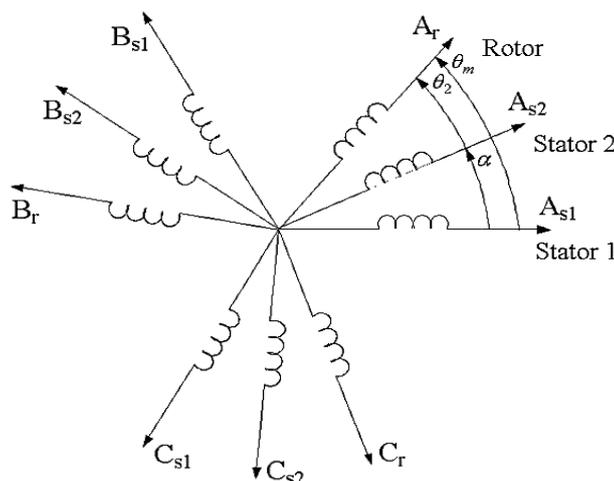
## I.1) Introduction :

La modélisation de tout système est indispensable pour étudier et maîtriser son fonctionnement, d'autre part, lorsqu'une personne souhaite lui appliquer des commandes spécifiques, elle est indispensable. La modélisation du moteur est une étape importante de son développement. Ce chapitre présentera la description du MASDE et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone double étoile (MASDE), son application, ses avantages et ses inconvénients, et d'autre part, le moteur peut être modélisé sur la base de la théorie unifiée du moteur. Electronique classique, également appelée théorie généralisée; cette dernière est basée sur la transformation de Park, qui relie les équations du stator électrique et du rotor à l'axe vertical électrique (axe direct et axe orthogonal). Dans ce chapitre, nous étudierons la combinaison pur sinus et MASDE directement fournis par la source de la balance. Ensuite, on va étudier son comportement par simulation avec une alimentation parfaitement sinusoïdale et avec deux onduleurs de tension. Enfin, les résultats de la simulation seront présentés et commentés.

## I.2) Description du moteur asynchrone à double étoile (MASDE) :

Le moteur asynchrone double étoile comprend deux systèmes d'enroulement triphasé dans le stator, l'angle de décalage entre eux est l'angle électrique  $\alpha$  (dans ce modèle, nous prenons  $\alpha = 30^\circ$ ), et le rotor est une bobine ou une cage d'écuréuil. Afin de simplifier l'étude, nous pensons que le circuit du rotor équivaut à un enroulement triphasé court-circuité.

(Figure I-1) montre les positions des arbres d'enroulement des neuf phases qui composent le moteur ; Le stator est à six phases et le rotor à trois phases.



**Fig. I-1** : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.[1]

### I.3) Applications de la MASDE

Les MASDE sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc.

### I.4) Principe de fonctionnement de la MASDE

Les courants statoriques de la machine asynchrone double Etoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle  $\alpha=30^\circ$ ). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « $f_s$ » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « $\omega_s$ ». Elle définit comme suite [4].

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \quad [\text{Rad/s}] \quad (1.1)$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ( $\omega_s > \omega_r$ ), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement [5] :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r .$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au Rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (1.2)$$

### I.5) Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [6] [7] [8] :

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est uniforme.

- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

### I.6) Les avantages et inconvénients de MASDE:

Depuis des décennies, les moteurs asynchrones à double étoile sont utilisés dans de nombreuses applications en raison de leurs avantages:

- Segmentation de la puissance pour créer des composants convertisseur-machine Composants haute puissance et de faible calibre.
- La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique le système de contrôle.
- L'amélioration des performances des machines alimentées par des tensions ou des courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde).
- Réduire la fluctuation du couple électromagnétique et la perte du rotor,
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité d'un fonctionnement correct Système dégradé (une ou plusieurs phases ouvertes).

**Le principal inconvénient** de la machine asynchrone double étoile est l'apparence Courant de circulation harmonique lorsqu'il est fourni par un onduleur de tension.

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut augmenter le coût des composants du convertisseur machine.
- Outre La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique le système de contrôle.

### I.7) Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont [9] :

#### Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^T \\ [\phi_{s1}] = [\phi_{as1} \ \phi_{bs1} \ \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (1.3)$$

#### Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^T \\ [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} \ \phi_{bs2} \ \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (1.4)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ [\phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (1.5)$$

### I.7.1) Equation de tension

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes : [4]

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s1}] \\ [V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s2}] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{cases} \quad (1.6)$$

### I.7.2) Equation de flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes [4] :

$$[\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (1.7)$$

$$[\phi_{s2}] = [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [M_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (1.8)$$

$$[\phi_{sr}] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [M_{r,r}] \quad (1.9)$$

$[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$  Les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement :

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1}[ID]_{3*3} \\ [R_{s2}] = R_{s2}[ID]_{3*3} \\ [R_r] = R_r[ID]_{3*3} \end{cases} \quad (1.10)$$

Avec :

- $[ID]_{3*3}$ : la matrice identité d'ordre 3.
- $R_{s1}$ : la résistance d'une phase de la 1<sup>ère</sup> étoile.
- $R_{s2}$ : la résistance d'une phase de la 2<sup>ème</sup> étoile.
- $R_r$ : la résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (I.7), (I.8) et (I.9) sont exprimés comme suit [4] :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1+} L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1+} L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1+} L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2+} L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2+} L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2+} L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$[M_{s1,r}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta m) & \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta m) & \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta m) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$[M_{s2,r}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta 2) & \cos\left(\theta 2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta 2 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta 2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta 2) & \cos\left(\theta 2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta 2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta 2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta 2) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

- $L_{s1}$  : l'inductance propre de la 1<sup>ère</sup> étoile.
- $L_{s2}$  : l'inductance propre de la 2<sup>ème</sup> étoile.
- $L_r$  : l'inductance propre d'une phase du rotor.
- $L_{ms}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.
- $L_{mr}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.
- $M_{sr}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

### I.7.3) Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [4] :

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m) \quad (1.17)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (1.18)$$

Avec :

- J: le moment d'inertie de la machine
- $C_{em}$  : le couple électromagnétique
- $C_r$  : le couple résistant (couple de la charge)
- $K_f$ : le coefficient de frottement

#### I.7.4) Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes :

$[M_{s1,r}] [M_{s2,r}] [M_{r,s1}] [M_{s1,r}]$  et  $[M_{s2,r}]$  Dépendent de  $\theta_m$  ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation

$$C_{em} = [I_{s1}]^t \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^t \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (1.20)$$

Les équations (I.4), (I.5), (I.6), (I.7), (I.8), (I.9), (I.17), (I.18) et (I.19), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

#### I.8) Modèle de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou inversement [4].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homo polaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq). La (Fig. I.2) représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage du système triphasé.

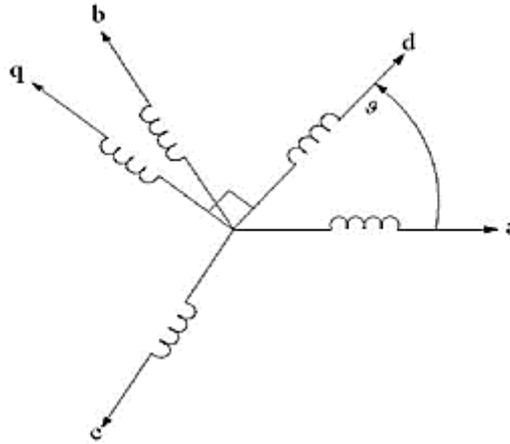


Fig. I-2 : Transformation de Park .

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$[P(\theta)^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [A_p][G_{abc}] \quad (1.23)$$

$$[G_{abc}] = [A_p^{-1}][G_{dqo}] \quad (1.24)$$

Avec :

- $[G_{abc}]$  Est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré.
- $[G_{dqo}]$  Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

## I.9) Application de Park à la MASDE

### I.9.1) Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (I.6), on obtient [4].

• Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{(coor-\alpha)}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

• Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

• Pour le rotor :

Le rotor étant en court-circuit c.-à-d. que  $v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

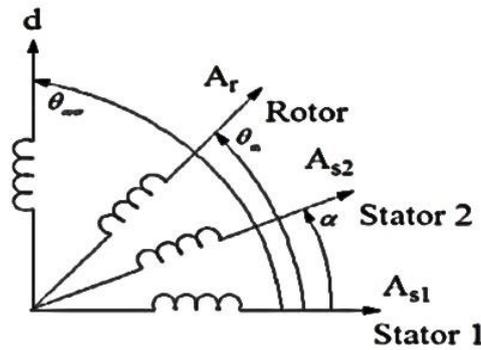


Fig. I-3 : Représentation des axes en transformation de Park

Avec :

- $\theta_{coor}$  : L'angle constitué par les axes As1- d
- $\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$  : l'angle constitué par les axes Ar, d (Fig. I.3)
- $\frac{d\theta_{coor}}{dt} = \omega_{coor}$  : la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1
- $\frac{d\theta_{rcoor}}{dt} = \omega_{rcoor}$  : la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor

Fig. I-3 Représentation des axes en transformation de Park Sous forme d'équations [2] :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_{\text{coor}} \phi_{qs1} \\ v_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_{\text{coor}} \phi_{qs2} \\ v_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_{\text{coor}} \phi_{ds1} \\ v_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_{\text{coor}} \phi_{ds2} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.28)$$

### I.9.2) Equations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient [4] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + 3/2 L_{ms} i_{ds1} + 3/2 L_{ms} i_{ds2} + 3/2 M_{sr} i_{dr} \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + 3/2 L_{ms} i_{ds2} + 3/2 L_{ms} i_{ds1} + 3/2 M_{sr} i_{dr} \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + 3/2 L_{ms} i_{qs1} + 3/2 L_{ms} i_{qs2} + 3/2 M_{sr} i_{qr} \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + 3/2 L_{ms} i_{qs2} + 3/2 L_{ms} i_{qs1} + 3/2 M_{sr} i_{qr} \\ \phi_{rd} = L_r i_{dr} + 3/2 L_{mr} i_{dr} + 3/2 L_{sr} i_{ds1} + 3/2 M_{sr} i_{ds2} \\ \phi_{rq} = L_r i_{qr} + 3/2 L_{mr} i_{qr} + 3/2 L_{sr} i_{qs1} + 3/2 M_{sr} i_{qs2} \end{array} \right. \quad (1.29)$$

On à :

$$3/2 L_{ms} = 3/2 L_{mr} = 3/2 M_{sr} = L_m \quad (1.30)$$

- $L_m$ : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Le système d'équations (I.29) est réécrit comme suit [4] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{rd} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{rq} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (1.31)$$

Avec :

- $L_{s1} + L_m$  : l'inductance propre cyclique de l'étoile 1
- $L_{s2} + L_m$  : l'inductance propre cyclique de l'étoile 2
- $L_{s3} + L_m$  : l'inductance propre cyclique du rotor

### I.9.3) Equation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère [2].

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante [2].

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (1.32)$$

Ce qui donne

$$P_{abs} = v_{as1} i_{as1} + v_{bs1} i_{bs1} + v_{cs1} i_{cs1} + v_{as2} i_{as2} + v_{bs2} i_{bs2} + v_{cs2} i_{cs2} \quad (1.33)$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors

$$P_{abs} = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} \quad (1.34)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (I.34) par leurs expressions dans l'équation (I.28), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$P_{abs} = \underbrace{R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s1} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} + \omega_{\text{coor}} \left( \underbrace{\left( \phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2} \right)}_{\text{terme 2}} \right) + \underbrace{\left( \frac{d\phi_{ds1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} i_{ds2} \right)}_{\text{terme 3}} \quad (1.35)$$

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 universelle

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (1.36)$$

Avec,  $\Omega$  : la vitesse de rotation mécanique du rotor ;  $C_{em}$  le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (I.35) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = \omega_{\text{coor}} (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (1.37)$$

D'après l'équation (I.34) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (1.38)$$

Avec :  $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine

### **I.10) choix de référentiel**

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [5]

#### **I.10.1) Repère lié au stator**

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{\text{coor}}$ ). Dans ce cas, la phase  $A_{s1}$  Et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [5].

#### **I.10.2) Repère lié au rotor**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une Vitesse  $\omega_r$  donc ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$ ).

L'utilisation de ce référentiel, permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [4].

#### **I.10.3) Repère lié au champ tournant**

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique Créé par les deux étoiles du stator ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$ ) [5].

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de La vitesse, de couple, etc..., puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue

### **I.11) Modèle de la Machine**

Dans notre travail, on utilise le référentiel lie au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient:

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_s \phi_{qs1} \\
 v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_s \phi_{qs2} \\
 v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_s \phi_{ds1} \\
 v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_s \phi_{ds2} \\
 v_{dr} &= 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
 v_{qr} &= 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{1.39}$$

### I.12) Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant  $\phi_m$  est la somme des deux flux magnétisants direct  $\phi_{md}$  et quadratique  $\phi_{mq}$

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \tag{1.40}$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases}
 \phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{cases} \tag{1.41}$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.41) dans le système d'équations (I.29), on obtient :

$$\begin{cases}
 \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \phi_{md} \\
 \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \phi_{md} \\
 \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \phi_{mq} \\
 \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \phi_{mq} \\
 \phi_{rd} = L_r i_{dr} + \phi_{md} \\
 \phi_{rq} = L_r i_{qr} + \phi_{mq}
 \end{cases} \tag{1.42}$$

A partir de l'équation (I.42) on tire :

$$\begin{cases}
 i_{ds1} = (\phi_{ds1} - \phi_{md}) / L_{s1} \\
 i_{ds2} = (\phi_{ds2} - \phi_{md}) / L_{s2} \\
 i_{qs1} = (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) / L_{s1} \\
 i_{qs2} = (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) / L_{s2} \\
 i_{dr} = (\phi_{rd} - \phi_{md}) / L_r \\
 i_{qr} = (\phi_{rq} - \phi_{mq}) / L_r
 \end{cases} \tag{1.43}$$

En remplaçant les courants du système d'équations (I.43) par leur expression dans le système d'équations (I.39), on aura [4] :

$$\begin{cases}
 \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\
 \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\
 \left. \begin{cases}
 \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{md}) - \omega_s \phi_{ds1} \\
 \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{md}) - \omega_s \phi_{ds2}
 \end{cases} \right\} \quad (1.44) \\
 \frac{d}{dt} \phi_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{md} (\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{qr}) \\
 \left( \frac{d}{dt} \phi_{rq} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{mq} (\phi_{qr} - \phi_{md}) - \omega_{gl} \phi_{dr}) \right.
 \end{cases}$$

Avec :  $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

A partir de l'équation (1.29), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{cases}
 \phi_{md} = L_a \left( \frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) \\
 \phi_{mq} = L_a \left( \frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right)
 \end{cases} \quad (1.45)$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)} \quad (1.46)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.31) dans (I.37), on obtient :

$$C_{em} = p L_m [(i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}] \quad (1.47)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (1.29). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{cases}
 \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{cases} \quad (1.48)$$

Les courants rotoriques sont [10] :

$$\begin{cases}
 i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{rd} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\
 i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{rq} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})]
 \end{cases} \quad (1.49)$$

En introduisant  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  dans l'expression (2.48), on aura [2]

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \phi_{qr}] \quad (1.50)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I.51)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants ( $\Phi_{md}, \Phi_{mq}$ ) dans (I.44)

Et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations [10] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = v_{ds1} - \left( \frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = v_{ds2} - \left( \frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = v_{qs1} - \left( \frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = v_{qs2} - \left( \frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{qs2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = - \left( \frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = - \left( \frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} + \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{qs2} \end{cases} \quad (1.52)$$

En mettant le système d'équations (I.50) sous forme d'équations d'état [11].

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU$$

$X = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^T$  : vecteur d'état ;

$B = [v_{ds1}, v_{ds2}, v_{qs1}, v_{qs2}]^T$  : vecteur de commande (vecteur d'entrée).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \\ \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & -\omega_{gl} \\ \left[ \begin{array}{cc} 0 & 0 \\ \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} \\ \omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{array} \right] \end{bmatrix} \quad (1.52)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

- $T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$ : Constante de temps statorique de la première étoile.
- $T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$ : constante de temps statorique de la deuxième étoile.
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ : constante de temps rotorique.

La matrice A être décomposée comme suit [11] :

$$A=[A11]+ [A12] \omega_s+ [A13] \omega_{gl}$$

Telle que

$$A12= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.54) \quad A13= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.55)$$

$$A11= \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \\ \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ \left[ \begin{array}{cccccc} 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{array} \right] \end{bmatrix} \quad (1.56)$$

$$[\emptyset] = [H]. [I]$$

$$H= \begin{bmatrix} L_{s1}+L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1}+L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2}+L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2}+L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r+L_m & 0 \\ \left[ \begin{array}{cccccc} 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r+L_m \end{array} \right] \end{bmatrix} \quad (1.57)$$

### I.13) Simulation de la MASDE alimentée en tension

Le schéma bloc de simulation de la MASDE alimentée en tension sous Matlab/Simulink est représenté par la figure ci-dessous

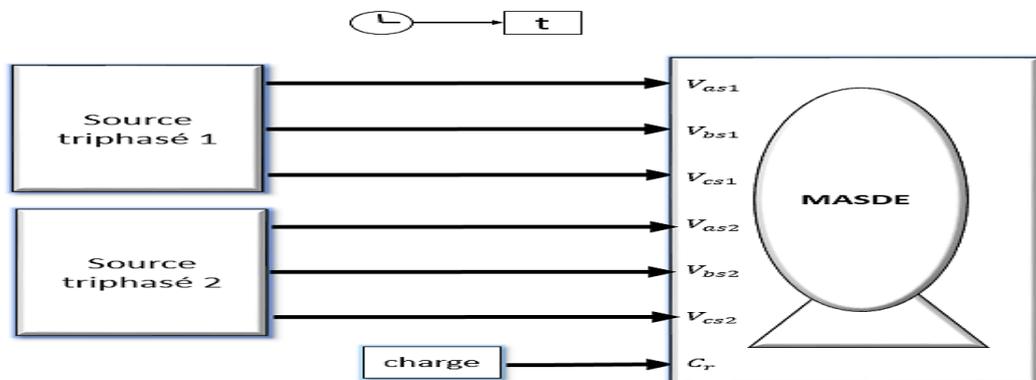
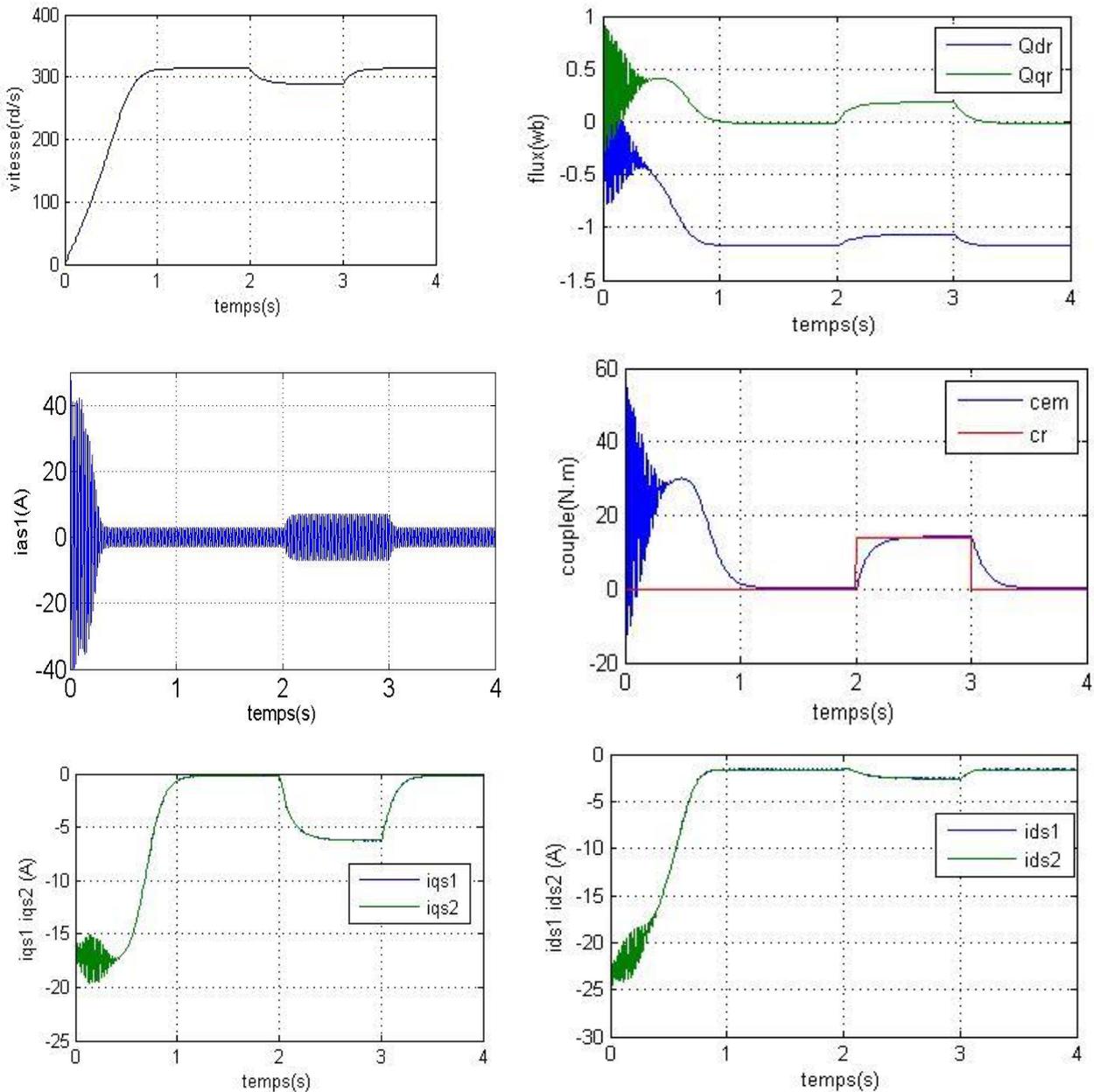


Fig. I-4 : Le schéma de simulation de la MASDE alimentée par une source de tension triphasé.



**Fig. I-5 :** Performances de la machine asynchrone triphasée à double étoile.

➤ **Interprétations des résultats**

la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application des charges  $C_r = 14 \text{ N.m}$  entre l'intervalle de temps  $t = [2,3] \text{ s}$ . Cette dernière montre que : Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 314 rd/s (très proche de celle du synchronisme) à  $t \approx 1 \text{ s}$  (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 60 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 1s où il rejoint 60 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stable à sa valeur minimale de 0.15 N.m, qui est due aux frottements.

Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant. Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation ( $V_{s1}$  (V)) et le courant statorique ( $I_{s1a}$ (A)) sont presque en phase et de même signe. L'application de la charge  $Cr = 14$  N.m à l'instant  $t = [2,3]$  s, engendre des augmentations aux niveaux, de la vitesse, des courants statoriques.

## I.14) Modélisation de l'alimentation

### I.14.1) Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composantes sont des diodes (Fig.I.6). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré [7].

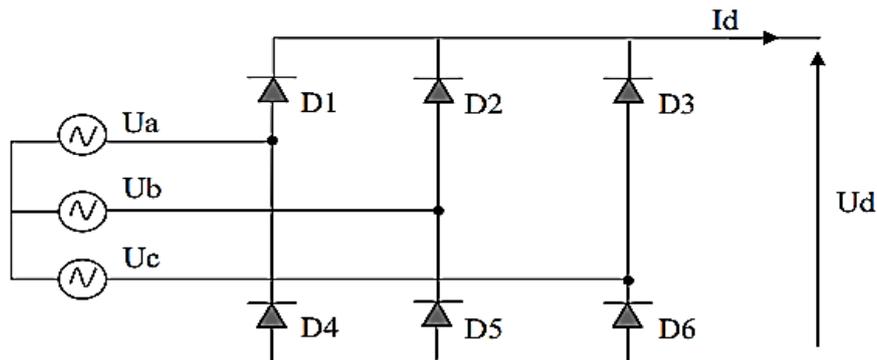


Fig. I.6 – Représentation du redresseur triphasé à diodes.

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [7]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{aligned}
 U_a(t) &= V_{\max} \sin(\omega t) \\
 U_b(t) &= V_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 U_c(t) &= V_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{1.58}$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par :

$$U_{\text{red}} = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \tag{1.59}$$

### I.14.2) Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [7]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

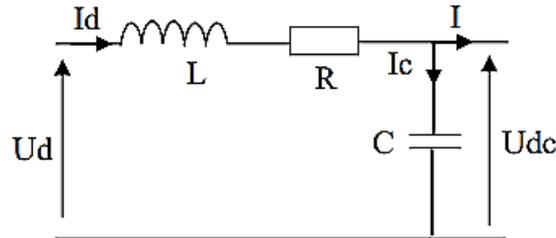


Fig. I.7 – Filtre RLC passe-bas

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + R \cdot I_d + U_{dc}(t) \quad (1.60)$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C}(I_d(t) - I(t)) \quad (1.61)$$

### I.14.3) Modélisation de l'onduleur à commande MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les thyristors Gto surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable [2], pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation. Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques. Pour modéliser l'onduleur (Fig. 1.8), on doit distinguer d'une part les tensions de branches  $v_{10}$ ,  $v_{20}$  et  $v_{30}$  mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue  $E$ , la tension d'entrée de l'onduleur. D'autres part, il y a les tensions de phases  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  mesurées par rapport au neutre  $N$ . Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple [1]).

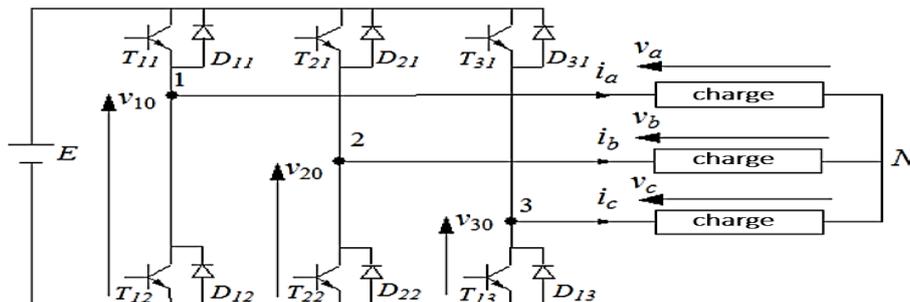


Fig. I.8 – Onduleur triphasé

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Fig. 1.10), ( $K_{ij}$   $i = 1, 2$  ou  $3$   $j = 1$  ou  $2$ ), suppose idéalise. On peut établir les relations :

$$v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0 \quad (1.62)$$

$$v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \quad (1.63)$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courants  $i_a + i_b$  et  $i_c$  doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition  $v_a + v_b + v_c = 0$ .

Dans (2.62), on peut remplacer  $v_b + v_c$  par  $-v_a$  et on tire.

$$v_a = \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30})$$

$$v_b = \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \quad (1.64)$$

$$v_c = \frac{1}{3}(-v_{10} - v_{20} + 2v_{30})$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs  $K_{ij}$  les tensions de branche  $v_{j0}$  peuvent être égales à  $E$  ou à  $0$ . On introduit d'autres variables  $f_{11}$ ,  $f_{21}$  et  $f_{31}$  qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour l'interrupteur  $K_{i1}$  respectivement. L'équation (2.63) peut être réécrite comme suit [2] :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (1.65)$$

#### I.14.4) Stratégie de commande

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique mli (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire [1].

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes :

$$v_{ks1ref} = V_m \sin [2\pi ft - 2(j - 1) \pi/3] \quad \text{pour l'onduleur 1} \quad (1.66)$$

$$v_{ks1ref} = V_m \sin [2\pi ft - 2(j - 1) \pi/3 - \alpha] \quad \text{pour l'onduleur 2}$$

Avec :  $k = a, b$  ou  $c, j = 1, 2$  ou  $3$ .

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (1.67)$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants : **L'indice de modulation "m"** est 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"** est 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 références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant [4]:

Pour l'onduleur N°1

$$\text{Si } v_{as1ref} \geq v_p(t) \quad f_{11} = 1 \quad \text{sinon } f_{11} = 0$$

$$\text{Si } v_{bs1ref} \geq v_p(t) \quad f_{21} = 1 \quad \text{sinon } f_{21} = 0 \quad (1.68)$$

$$\text{Si } v_{cs1ref} \geq v_p(t) \quad f_{31} = 1 \quad \text{sinon } f_{31} = 0$$

Pour l'onduleur N°2

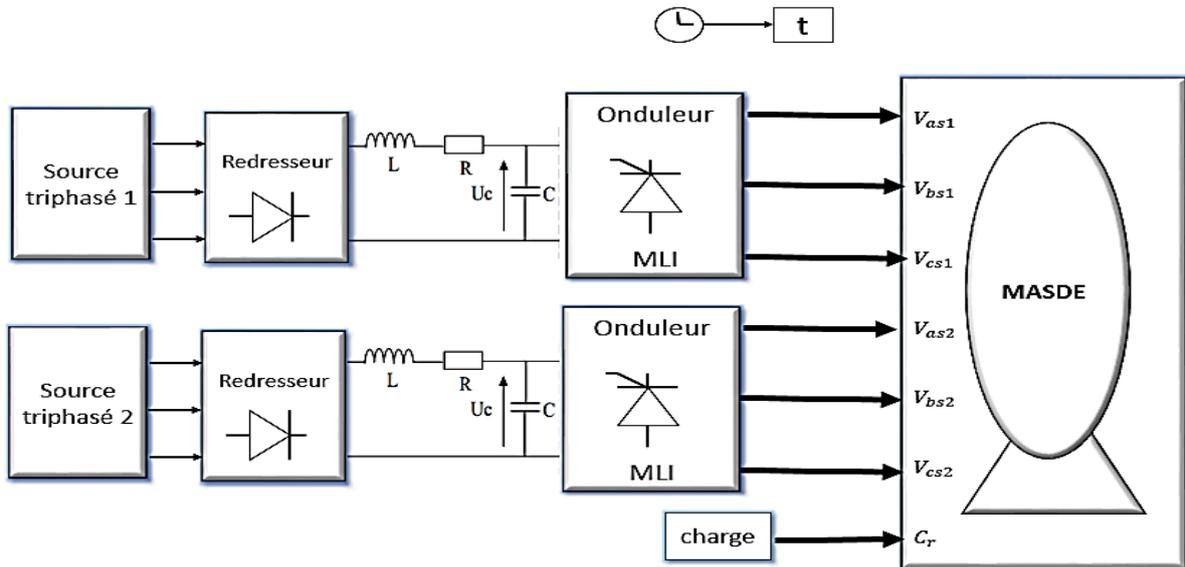
$$\text{Si } v_{as2ref} \geq v_p(t) \quad f_{12} = 1 \quad \text{sinon } f_{12} = 0$$

$$\text{Si } v_{bs2ref} \geq v_p(t) \quad f_{22} = 1 \quad \text{sinon } f_{22} = 0 \quad (1.69)$$

$$\text{Si } v_{cs2ref} \geq v_p(t) \quad f_{32} = 1 \quad \text{sinon } f_{32} = 0$$

**I.15) Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension**

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC onduleur MLI (Fig.I.9).

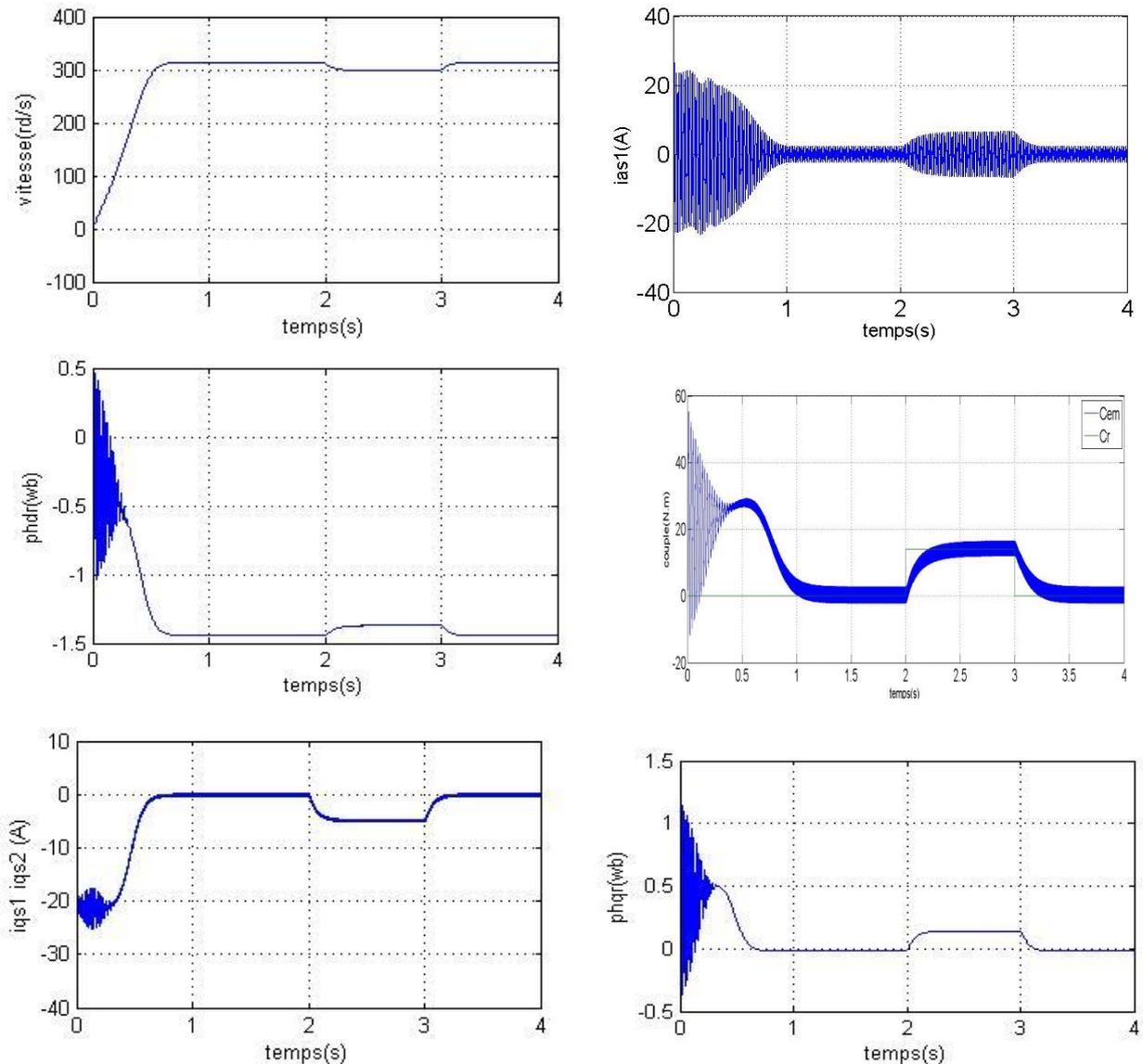


**Fig. I.9** – Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I

➤ **Simulation et interprétation des résultats**

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire  $\alpha = 30^\circ$ , La figure I.5 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension a commandé M.L.I. sinus-triangle dont  $r = 0.8$  et  $m = 21$ , suivi de l'application des charges  $C_r = 14 \text{ N.m}$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3] \text{ s}$ . Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (figure I.5).

En termes de valeurs des différentes grandeurs (courant en charge, couple et vitesse en régime établi etc.), mais avec la présence d'harmoniques au niveau du courant  $i_{as1}$ , du couple électromagnétique, des courants des axes  $i_{ds1}$  et  $i_{qs1}$  et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q  $\phi_{dr}$  et  $\phi_{qr}$ . Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension.



**Fig. 1.10** – Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

### I.16) Conclusion

Ce chapitre a pour objet d'établir un modèle mathématique MASDE basé sur la théorie unifiée des moteurs électriques basée sur des hypothèses simplifiées. Recherche sur les caractéristiques de MASDE directement fournie par la source l'onde sinusoïdale est alors contrôlée par M.L.I. L'onduleur de tension est terminé lorsqu'il n'y a ni charge ni charge.

Dans les deux cas, l'insertion de la charge produira des changements de vitesse (diminution du fonctionnement du moteur et augmentation du fonctionnement du générateur). Afin de résoudre ce problème, nous proposons la technique d'ajustement utilisant le contrôle vectoriel dans le chapitre suivant.

**Chapitre II :**  
**Commande**  
**vectorielle**  
**de la**  
**machine**  
**asynchrone**  
**double**  
**étoile**

### II.1) Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position [12].

Blaschke a proposé une méthode, dite « commande vectorielle », permettant d'obtenir une situation pour la machine asynchrone équivalente à celle de la machine à courant continu. Le vecteur courant statorique est décomposé en deux composantes, l'une contrôle le flux et l'autre contrôle le couple [9].

Ce chapitre se concentrera sur l'étude du principe de la commande vectorielle des moteurs asynchrones double étoile, afin de le réaliser sous Simulink.

### II.2) Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la MASDE à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée [13].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [14].

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix de référentiel. On se place donc dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désirée du flux [14].

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et en quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et en quadrature) et la fréquence de ces signaux. Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d-q et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse. L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu [5].

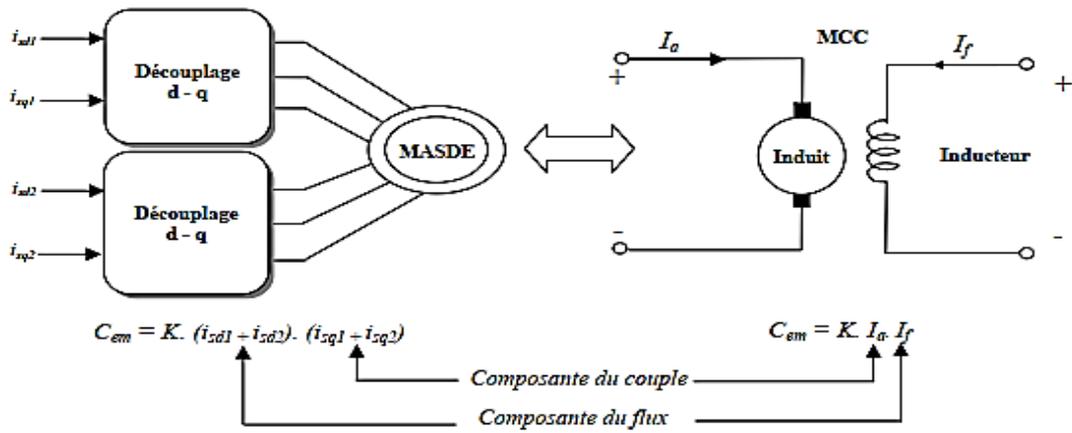


Fig.II.1 : Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

### II.3) Théorie du flux orienté

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions  $\phi_{dr} = \phi_r$   $\phi_{qr} = 0$ .
- Orientation du flux statorique avec les conditions  $\phi_{ds} = \phi_s$   $\phi_{qs} = 0$ .
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions  $\phi_{dm} = \phi_m$   $\phi_{qm} = 0$ .

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique [2]. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est-à-dire  $\phi_{dr} = \phi_r$   $\phi_{qr} = 0$ .

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (2.1)$$

L'équation devient alors :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_r] = K'' \phi_r i_q \quad (2.2)$$

avec :

$$K'' = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

D'après l'équation (2.2) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la

machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée [2].

#### II.4) Différentes méthodes de la commande vectorielle

Pour maintenir la condition de la commande, il est nécessaire de connaître à chaque instant la position du flux à orienter afin d'effectuer le changement de coordonnées qui annulera sa composante en quadrature. Du on distinguera deux méthodes de contrôle du flux, directe et indirecte [10] :

##### 1. Directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur, mais les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères tels que les variations et les échauffements excessifs.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

##### 2. Indirecte

Le flux est régulé en boucle ouverte. Il n'est ni mesuré ni estimé, les grandeurs (tensions ou courants) assurant l'orientation du flux et le découplage sont évaluées à partir des équations de la machine en régime transitoire.

#### II.5) Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (I.49) devient :

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (2.3)$$

$$I_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (2.4)$$

En remplaçant (2.3) et (2.4) dans (I.42) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (2.5)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}; \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r \quad (2.6)$$

Et on a :

$$\Phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (2.7)$$

$$I_{qr} = \frac{-\omega_{gl} \Phi_r^*}{R_r} \quad (2.8)$$

En remplaçant (2.5), (2.8) et la deuxième équation de (2.3) et (2.4) dans le système d'équations (I.39) on trouve :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{ds2}^* &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ \left( \begin{aligned} v_{qs2}^* &= R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_r^*) \end{aligned} \right. \end{aligned} \quad (2.9)$$

On a:

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \Phi_r^*} C_{em}^* \quad (2.10)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \quad (2.11)$$

Où  $X_j^*$  sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (2.9), on prend les premières parties linéaires (2.12) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$\begin{aligned} v_{ds1l} &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ v_{qs1l} &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ \left( \begin{aligned} v_{ds2l} &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ v_{qs2l} &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{aligned} \right. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Le système (2.12) montre que les tensions statorique ( $v_{ds1l}$ ,  $v_{qs1l}$ ,  $v_{ds2l}$ ,  $v_{qs2l}$ ) sont directement reliées aux courants statoriques ( $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs2}$ ) Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ( $v_{ds1}^*$ ,  $v_{qs1}^*$ ,  $v_{ds2}^*$ ,  $v_{qs2}^*$ ) à flux constant sont données par :

$$\begin{cases}
 v_{ds1}^* = v_{ds1l} - v_{ds1c} \\
 v_{qs1}^* = v_{qs1l} + v_{qs1c} \\
 v_{ds2}^* = v_{ds2l} - v_{ds2c} \\
 v_{qs2}^* = v_{qs2l} + v_{qs2c}
 \end{cases} \quad (2.13)$$

Avec :

$$\begin{cases}
 v_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*) \\
 v_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \Phi_r^*) \\
 v_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*) \\
 v_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \Phi_r^*)
 \end{cases} \quad (2.14)$$

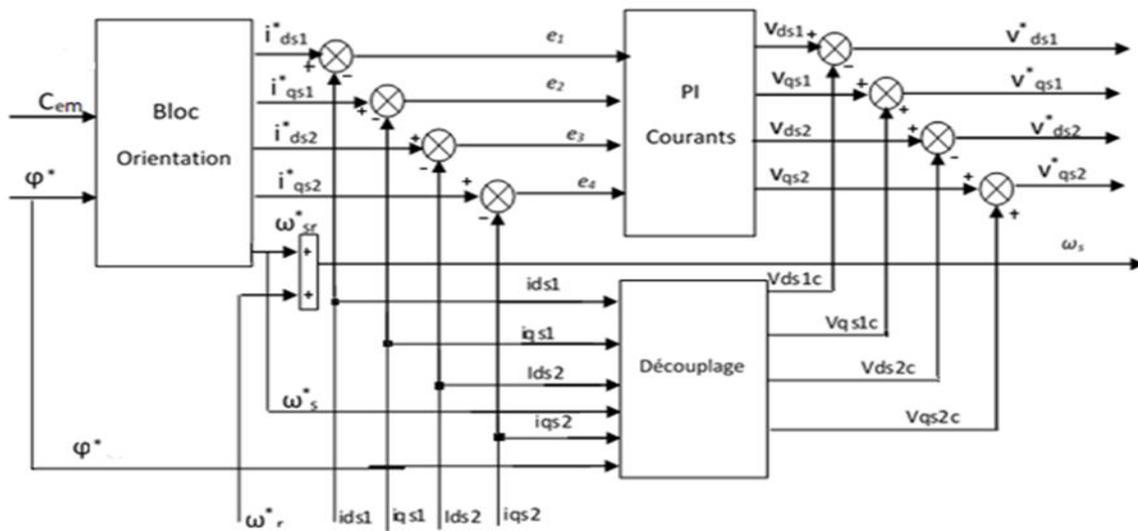


Fig.II.2 : Bloc d'OFR + régulation + découplage.

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

### II.5.1) Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La figure (Fig.II.2) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q [15].

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

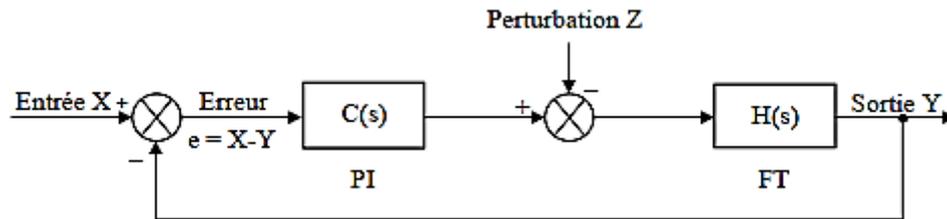
$$H(s) = \frac{1}{as+b} \quad (2.15)$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert d'un régulateur PI est :

$$C(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (2.16)$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire réglé par un PI est donné par la figure (Fig.II.2).



**Fig.II.3** : La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(s) = H(s) \cdot C(s) = \frac{Kp \cdot s + Ki}{a \cdot s^2 + b \cdot s} \quad (2.17)$$

En boucle fermée on obtient :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{Kp \cdot s + Ki}{a \cdot s^2 + (b + Kp)s + Ki} \quad (2.18)$$

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

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (2.19)$$

Il suffit d'identifier (2.18) à (2.19) comme suit :

$$\frac{Kp \cdot s + Ki}{a \cdot s^2 + (b + Kp)s + Ki} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (2.20)$$

Ce qui donne :

$$Kp \cdot \tau \cdot s^2 + (Ki \cdot \tau + Kp)s + Ki = a \cdot s^2 + (b + Kp)s + Ki \quad (2.21)$$

D'où :

$$\begin{cases} Kp = \frac{a}{\tau} \\ Ki = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (2.22)$$

### II.5.2) Calcul des paramètres du régulateur PI

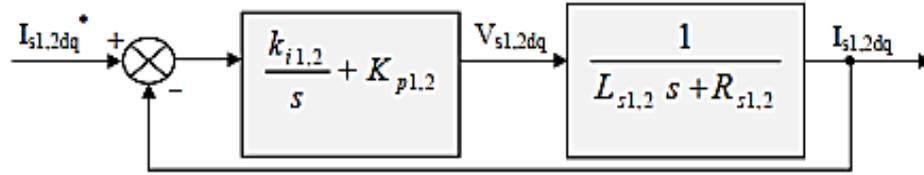


Fig.II.4 : Le Schéma de régulation des courants.

Avec :

$$\begin{cases} K_{P1} = \frac{L_{s1}}{\tau} \\ K_{i1} = \frac{R_{s1}}{\tau} \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} K_{P2} = \frac{L_{s2}}{\tau} \\ K_{i2} = \frac{R_{s2}}{\tau} \end{cases} \quad (2.24)$$

On prend  $\tau = \frac{\tau_r}{6}$  pour avoir une dynamique du processus rapide, avec  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

### II.5.3) Régulateur de vitesse

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

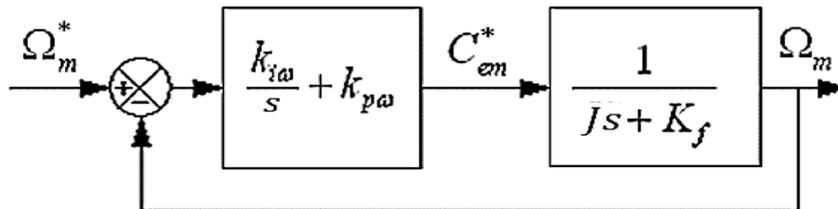


Fig.II.5 : Schéma réduit de régulation de vitesse.

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{pw} = J/\tau \\ K_{iw} = K_f/\tau \end{cases} \quad (2.25)$$

Et on prend  $\tau = \tau_r$

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

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (2.26)$$

Le couple maximal adoptée est  $C_{em}^{max} = 30 \text{ N.m}$

### II.5.4) Régulateur PI Anti-windup

Dans le cadre des systèmes de contrôle, il peut arriver qu'un contrôleur fonctionne très bien pour une certaine gamme de valeurs du signal de référence alors les performances se trouvent considérablement détériorées en cas de signaux de référence qui sortent même de peu de cette gamme. Dans beaucoup de cas, la sortie d'un contrôleur n'attaque pas directement le système mais passe par des dispositifs de limitation d'amplitude (saturation) ou par d'autres non-linéarités.

Un phénomène appelé « windup » en anglais apparaît si aucune précaution n'est prise lors de la synthèse du correcteur. L'origine de ce phénomène est le fait que la commande calculée par le correcteur est différente de celle appliquée réellement au système. Ainsi, le contrôleur continue à intégrer l'erreur et à fournir une grande valeur de commande malgré le fait que cette commande dépasse la limitation. Le résultat est l'apparition de phénomènes oscillatoires très marqués ou, parfois, de réponses divergentes.

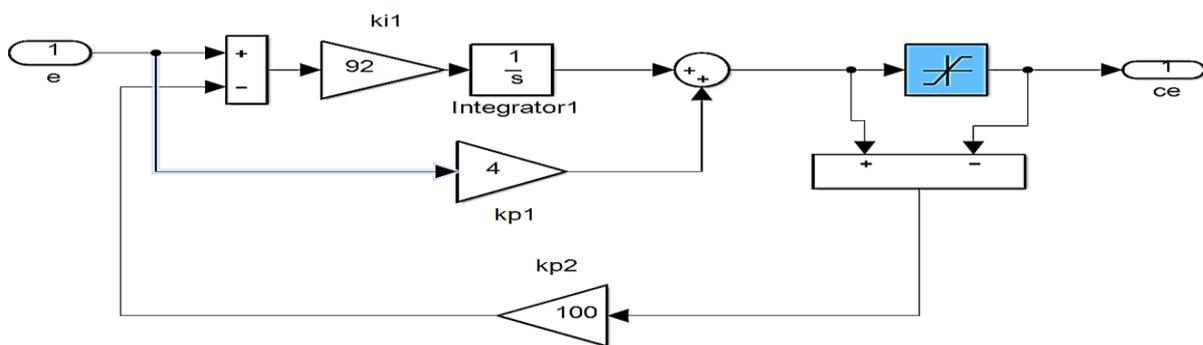


Fig.II.6 : Bloc d'anti-windup

### II.5.5) Défluxage

Pour obtenir un variateur de vitesse, il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte un régulateur de flux et un régulateur de couple. La vitesse est mesurée et il est donc possible de faire sa régulation. Par contre le flux ne peut pas être mesuré directement et son contrôle, le plus simple est du type réaction le bloc de défluxage est défini par la non linéarité suivante [5].

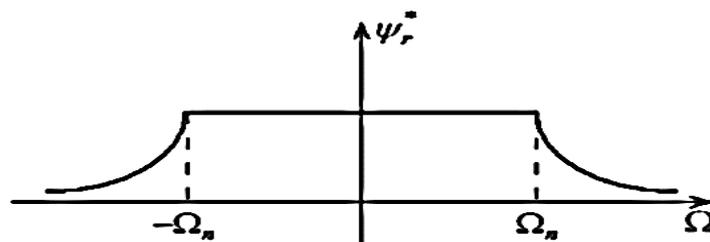
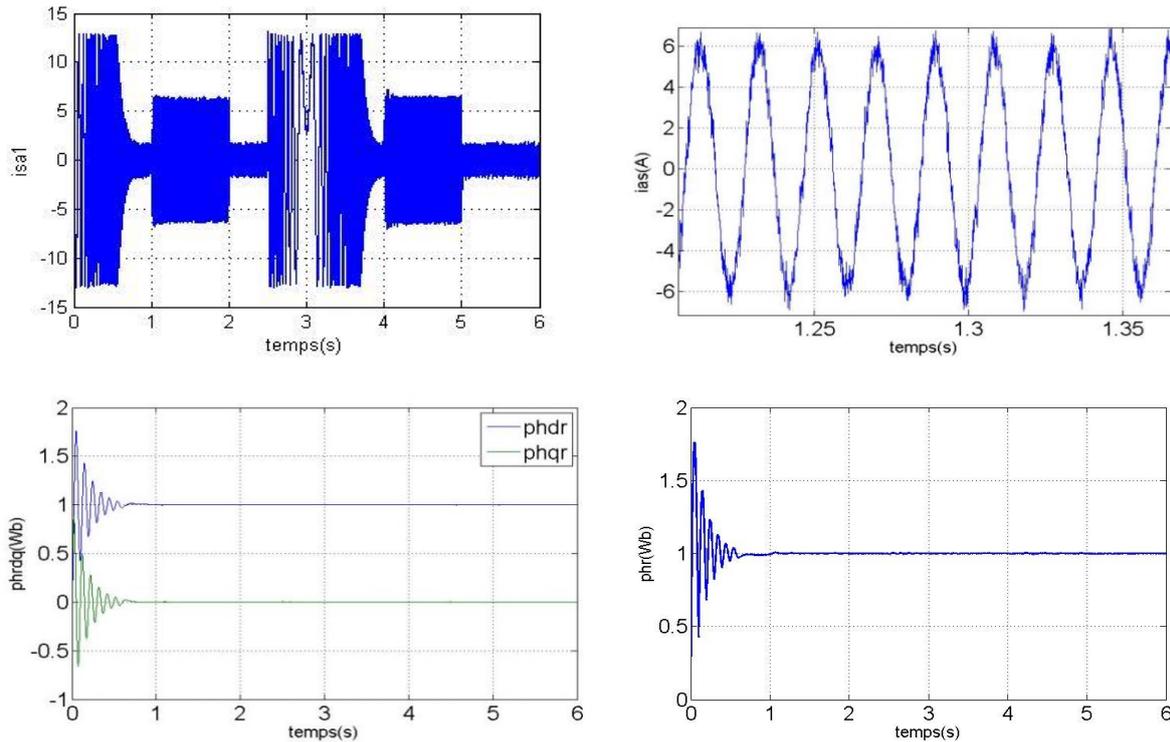


Fig.II.7 : Représente le schéma de régulation de la vitesse par la commande indirecte





**Fig.II.9** : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).

➤ **Interprétations des résultats**

L'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, avec application des charges  $Cr = 14Nm$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1,2]$  s et  $Cr = -14Nm$  dans  $t = [4,5]$  s, suivi de l'inversion de cette dernière de 300 à -300 à partir de l'instant  $t = 2.5$  s. Celle-ci montre que :

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse ( $rad/s$ ) rejoint sa valeur de consigne à  $t = 0.9s$ . Le couple électromagnétique ( $Cem (N.m)$ ) atteint la valeur maximale de 56 (Nm) à  $t = 0.05s$ , par suite, au de but du régime permanent (à  $t = 0.9s$ ). Puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0).

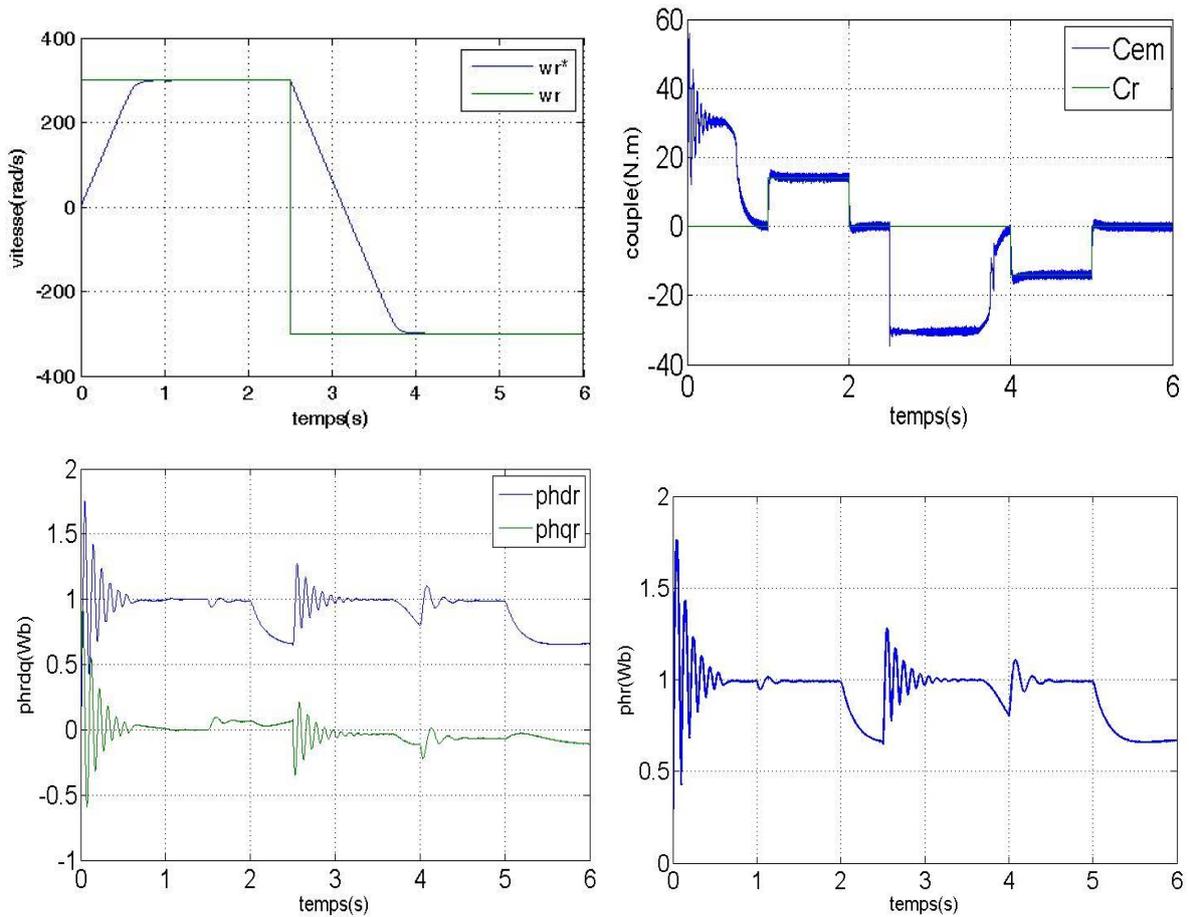
Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) observent un courant d'appel d'environ 2 fois le courant nominal, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale. Le courant en quadrature ( $i_{qs1}$ ) évolue pendant le régime établi identiquement au couple électromagnétique.

Le courant statorique ( $i_{qs1}$ ) atteint approximativement 15A pendant le régime transitoire, et il se stabilise à 0s en régime permanent. Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toutefois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent.

L'application de la charge  $C_r = 14N.m$  (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps  $t=(1,2)$  s, engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statoriques et du courant rotorique, qui se stabilisent respectivement à  $c_{em}=14N.m$ ,  $i_{as1}=i_{as2}=7A$ ,  $i_{qs1}=9A$ , et pour l'application de la charge  $C_r= -14N.m$  (fonctionnement moteur) pendant l'Intervalle de temps  $t = [4,5]$  s. La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes. Cependant, en fonctionnement moteur la tension et le courant sont presque en phase et de même signe Par contre, l'inversion de la vitesse de 300 à -300  $rad/s$  à partir de l'instant  $t = 2.5s$ . Les résultats obtenus montrent clairement que : la vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 4s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise au bout de 4s, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint  $-14N.m$  pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Le courant  $i_{qs1}$  (A) évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

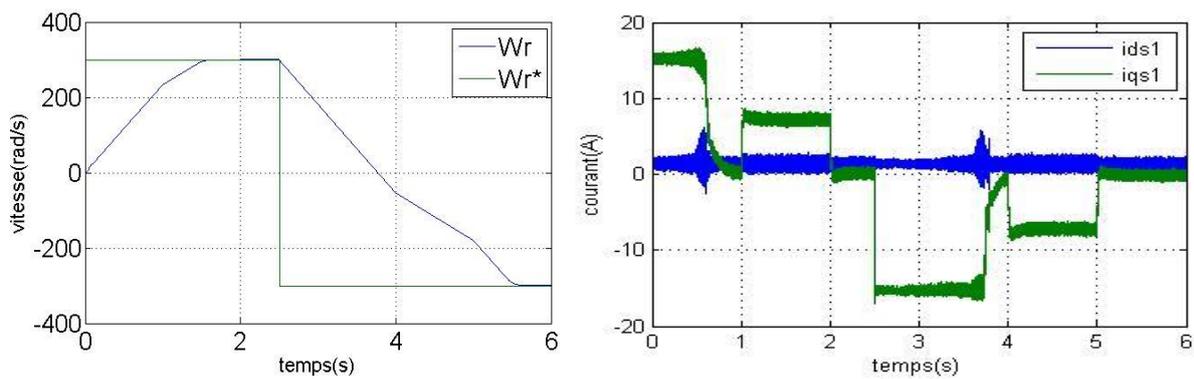
### II.7) Test de Robustesse

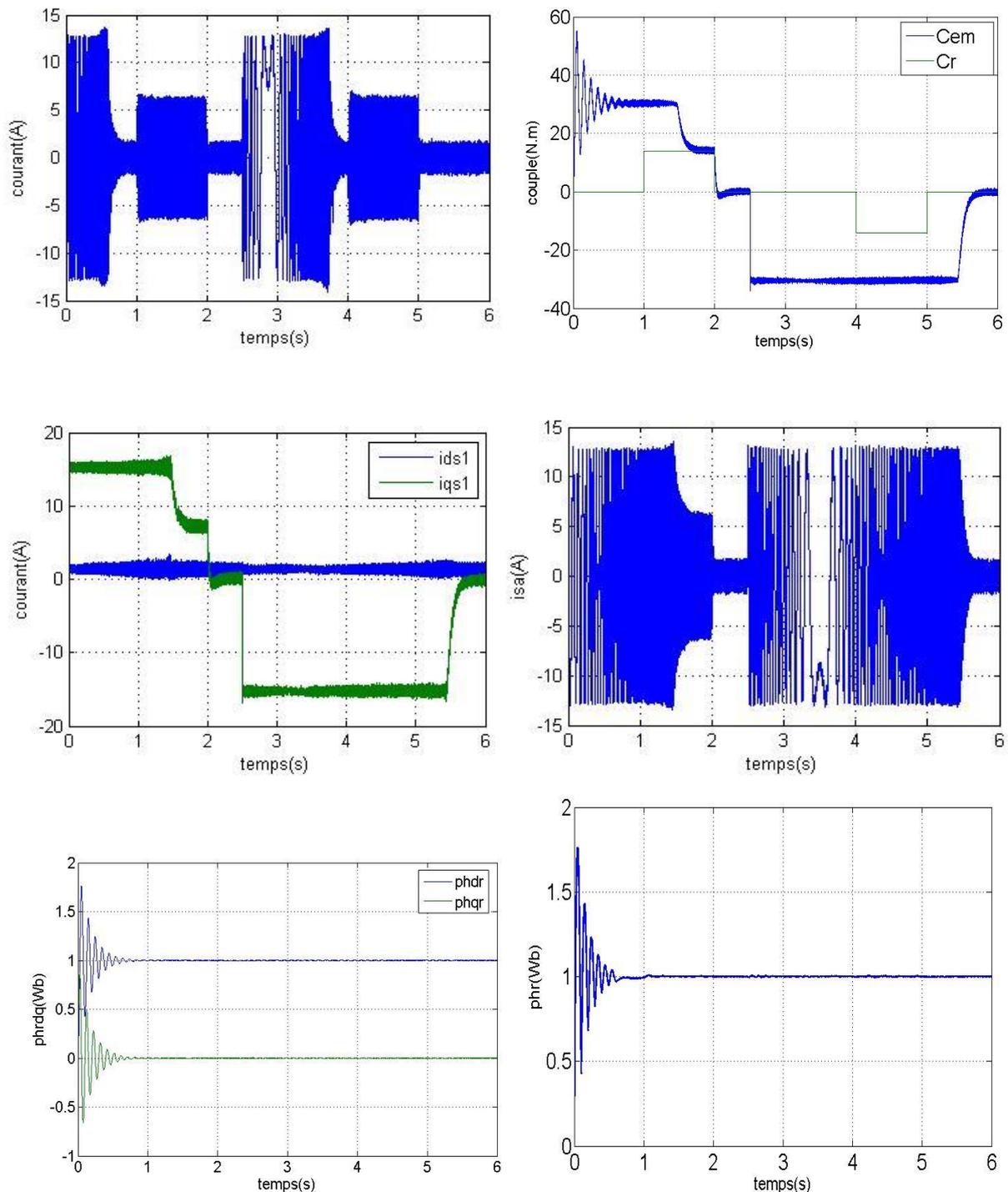
La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE, en faisant varier la résistance rotorique  $R_r$  ainsi que le moment d'inertie  $J$  par rapport à leurs valeurs nominales.



*Fig.II.10 : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique*

**Second test :**





**Fig.II.11** : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie.

### ➤ Interprétations des résultats

#### Premier test :

La figure Fig.II.10 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivie de l'augmentation de la résistance rotorique à 100% à l'instant  $t=1.5s$  avec l'application des charges  $C_r= 14N.m$  entre [2 3] s et  $C_r=-14 N.m$  entre [4 5] s, tout en imposant la vitesse de référence  $w= 300rad/s$  et  $w= -300rad/s$  après 2.5 s. Ces caractéristiques

montrent, premièrement une légère variation au niveau de la vitesse due à l'application de la charge, deuxièmement la stabilité au niveau de l'évolution du courant ( $i_{as}(A)$ ) et du couple  $c_{em}(N.m)$ , finalement une perturbation engendrée principalement par l'augmentation de la résistance rotorique au niveau des flux rotoriques directs et en quadrature.

### **Second test :**

La figure Fig.II.11 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivie de l'augmentation de la valeur du moment d'inertie de 100% avec l'application des charges  $Cr= 14N.m$  entre [2,3]s et  $Cr=-14 N.m$  entre [4,5] s, tout en imposant la vitesse de référence  $wr^*= 300rad/s$  et  $wr^*= -300rad/s$ .

Au démarrage la MASDE a peu d'influence sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage. Le flux rotorique est parfaitement orienté.

### **II.8) Conclusion :**

D'après ce chapitre nous pouvons dire que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la MADE de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Dans cette technique on a utilisé un Régulateur proportionnel intégral PI

L'inconvénient de régulation par les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI, c'est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Face à cet inconvénient, on propose une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant, et qui sera l'objet de chapitre suivant.

**Chapitre III :**  
**Commande**  
**par mode**  
**glissant de**  
**MASDE**

### III.1) Introduction

Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov [16]. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles, en particulier dans le domaine des entraînements réglés.

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [3].

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle de la MASDE. Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur la MASDE, enfin illustration et visualisation des résultats de simulation.

### III.2) Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant

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

En fin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la « commande équivalente ». Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude [17].

### III.3) Principe de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires.

La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé.

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement définie  $S$  (Sliding Surface) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [18].

### III.4) Système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement [16]. Le terme « Système à structure variable » apparaît à cause de la commutation (variation discontinue) du système et de son contrôleur (ou observateur) entre deux ou plusieurs structures. L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela est principalement dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous-systèmes pris seuls [19].

### III.5) Bases théoriques de la commande par mode glissant

Soit un système de commande continue, représenté par le système d'état (3.1) :

$$\dot{x} = A(x, t)x + B(x, t)u \quad (3.1)$$

Où  $x \in R^n$  est le vecteur d'état du système,  $u \in R^m$  est le vecteur de commande,

Et  $y \in R^m$  est le vecteur de sortie.

Dans la commande à structure variable, la réponse d'un tel système passe en général par trois phases ou modes appelés, mode d'atteinte (Reaching Mode, RM), mode de glissement (Sliding Mode, SM), et le mode du régime permanent (steady-state mode, SS) [18]. Ces modes sont illustrés dans le plan de phase sur Fig. III.4.

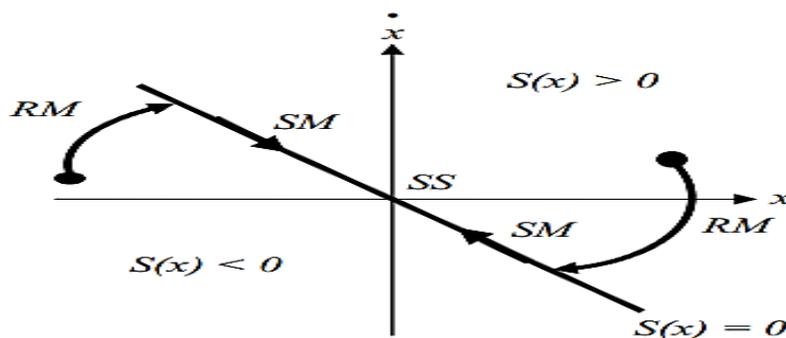


Fig. III.1 : Trajectoire d'un système de deuxième ordre à VSC

### III.6) Conception de la commande par mode glissant

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes principales [20] :

- Choix de la surface de glissement.
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant ou conditions d'accès.

- Détermination de la loi de commande.

### III.6.1) Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et l'objet visé. Le système non linéaire est décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x} = A(x, t)x + B(x, t)u \quad (3.2)$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par [13] :

$$S(x) = \left(\frac{\delta}{\delta t} + \lambda\right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (3.3)$$

Avec :

- $e(x)$  : est l'écart entre la variable à régler et sa référence  $e(x) = (x^* - x)$ .
- $\lambda$  : est une constante positive.
- $r$  : degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$  pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

### III.6.2) Condition d'existence et de convergence

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

#### ✓ Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme :

$$S(x)S(\dot{x}) < 0 \quad (3.4)$$

### ✓ Approche de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui sera d'écarter cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ . En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} * S^2(x) \quad (3.4)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x).s(x) \quad (3.6)$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{s}(x).s(x) < 0 \quad (3.7)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [21] [22].

### III.6.3) Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement [21].

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue.

La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ ).

$$U = U_n + U_{eq} \quad (3.8)$$

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

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

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

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.9)$$

En remplaçant (4.2) et (4.8) dans (4.9), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \{ [A] [x] + [B] U_{eq} \} + \frac{\partial s}{\partial x} [B] U_n \quad (3.10)$$

Durant le mode de glissant et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = -\left\{ \frac{\partial s}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} [A] [X] \right\} \quad (3.11)$$

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

$$\frac{\partial s}{\partial x} [B] \neq 0 \quad (3.12)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (4.10), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dx} [B] U_n < 0 \quad (3.13)$$

Avec la condition d'attractivité  $s(x)$ ,  $\dot{s}(x) < 0$  devient :

$$s(x) = \frac{ds}{dx} [B] U_n < 0 \quad (3.14)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de " $U_n$ " doit être opposé à celui  $s(x) \frac{ds}{dx} [B]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign

$$U_n = K \cdot \text{sign} S(x) \quad (3.15)$$

Le signe  $K$  doit être différent de celui de  $\frac{ds}{dx} [B]$ .

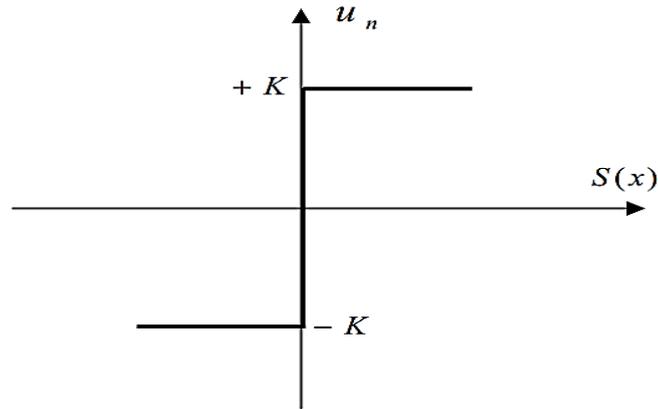


Fig. III.2 : fonction sign

### III.7) Phénomène de broutement

Le régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Cependant, pour une utilisation pratique, la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé phénomène de réticence.

Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement (Fig. III.5), ainsi les commutations trop rapides peuvent exciter les dynamiques hautes fréquences non modélisées des actionneurs et des capteurs lors de la synthèse de la loi de commande provoquant leurs usures rapides et induisant des pertes énergétiques non négligeable surtout au niveau des circuits de puissance électrique. Elles peuvent aussi dégrader les performances et même conduire à l'instabilité du système [10].

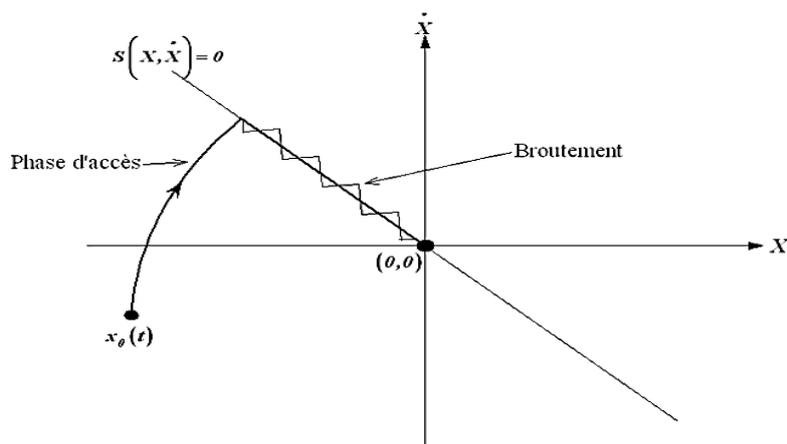


Fig. III.3 : différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

### III.8) Détermination des différentes surfaces de régulation et application.

A partir du chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'équations d'états suivant :

$$\begin{aligned}
 i_{ds1}^* &= \frac{1}{L_{s1}} (v_{ds1}^* - L_{s1} \dot{i}_{sd1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + t_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) \\
 i_{qs1}^* &= \frac{1}{L_{s1}} (v_{qs1}^* - L_{s1} \dot{i}_{sq1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*)) \\
 i_{ds2}^* &= \frac{1}{L_{s2}} (v_{ds2}^* - L_{s2} \dot{i}_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + t_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) \\
 i_{qs2}^* &= \frac{1}{L_{s2}} (v_{qs2}^* - L_{s2} \dot{i}_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*)) \\
 \Omega^* &= \frac{1}{j} \left( p \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - f \cdot \Omega - C_r \right) \\
 \varphi_r^* &= - \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2})
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

#### III.8.1) Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif  $r = 1$  est de la forme suivante :

$$s(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \tag{3.17}$$

$$\text{Avec } \Omega = \omega_r / p \tag{3.18}$$

En dérivant la surface, on obtient :

$$\dot{s}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \tag{3.19}$$

De l'équation 5 du système d'équation (4.16) devient :

$$\omega_r^* = \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - \frac{f}{j} \omega_r - \frac{p}{j} C_r \tag{3.20}$$

En posant

$$i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs} \tag{3.21}$$

Donc

$$\omega_r^* = \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qs} \varphi_r^* - \frac{f}{j} \omega_r - \frac{p}{j} C_r \tag{3.22}$$

A présent, en remplaçant le courant  $i_{qs}$  par le courant de commande  $i_{qseq} + i_{qsn} = i_{qs}^*$  dans l'équation (3.21) on trouve :

$$\dot{s}(\omega_r) = \dot{\omega}_r - \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qscq} \varphi_r^* - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qsn} \varphi_r^* + \frac{f}{j} \omega_r + \frac{p}{j} C_r \tag{3.23}$$

Durant le mode de glissant et le régime permanent, on a  $s(\omega_r) = 0$  Et par conséquent  $\dot{s}(\omega_r) = 0$  et  $i_{qsn} = 0$  D'où on a :

$$i_{qscq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \cdot \phi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{f}{j} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \right] \quad (3.24)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(x)S(\dot{x}) < 0$  Doit être vérifiée. En remplaçant (3.23) (3.24) :

$$\dot{s}(\omega_r) = -\frac{p^2}{J} \frac{L_m \phi_r^*}{L_m + L_r} i_{sqn} \quad (3.25)$$

On prend :

$$i_{qsn} = K_{wr} \frac{s(\omega_r)}{|s(\omega_r)| + \varepsilon_{\omega_r}} \quad (3.26)$$

### III.8.2) Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$s(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (3.27)$$

$$\dot{s}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (3.28)$$

En posant  $i_{ds1} + i_{ds2} = i_{ds}$  Et en substituant l'équation de  $\dot{\varphi}_r$  dans l'équation (3.28):

$$\dot{s}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} i_{ds} \quad (3.29)$$

A présent, en remplaçant le courant  $i_{ds}$  par le courant de commande  $i_{dseg} + i_{dsn} = i_{ds}^*$  dans l'équation (3.29) on trouve :

$$\dot{s}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} i_{dseg} - \frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} i_{dsn} \quad (3.30)$$

Durant le mode de glissant et le régime permanent, on a  $s(\varphi_r) = 0$  et par conséquent  $\dot{s}(\varphi_r) = 0$  et  $i_{dsn} = 0$ , d'où on a :

$$i_{dseg} = \frac{L_m + L_r}{L_m \cdot R_r} \left[ \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r \cdot \varphi_r}{L_m + L_r} \right] \quad (3.31)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(x)S(\dot{x}) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (3.30) (3.31) On a :

$$\dot{s}(\varphi_r) = -\frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} i_{dsn} \quad (3.32)$$

On prend :

$$i_{dsn} = K_{\phi r} \frac{s(\varphi_r)}{|s(\varphi_r)| + \xi_{\varphi_r}} \quad (3.33)$$

### III.8.3) Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{aligned}
 s(i_{ds1}) &= i_{ds1}^* - i_{ds1} \\
 s(i_{qs1}) &= i_{qs1}^* - i_{qs1} \\
 s(i_{ds2}) &= i_{ds2}^* - i_{ds2} \\
 s(i_{qs2}) &= i_{qs2}^* - i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\begin{aligned}
 s(\dot{i}_{ds1}) &= \dot{i}_{ds1}^* - \dot{i}_{ds1} \\
 s(\dot{i}_{qs1}) &= \dot{i}_{qs1}^* - \dot{i}_{qs1} \\
 s(\dot{i}_{ds2}) &= \dot{i}_{ds2}^* - \dot{i}_{ds2} \\
 s(\dot{i}_{qs2}) &= \dot{i}_{qs2}^* - \dot{i}_{qs2}
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

On remplace les courants :  $i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$  De l'équation (3.35) par leur expression donnée dans le système d'équation (3.16) on aura

$$\begin{aligned}
 s(\dot{i}_{ds1}) &= i_{ds1}^* \frac{1}{L_{S1}} (v_{ds1}^* - R_{S1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{S1} i_{qs1} + t_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) \\
 s(\dot{i}_{qs1}) &= i_{qs1}^* \frac{1}{L_{S1}} (v_{qs1}^* - R_{S1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{S1} i_{ds1} + \varphi_r^*)) \\
 s(\dot{i}_{ds2}) &= i_{ds2}^* \frac{1}{L_{S1}} (v_{ds2}^* - R_{S2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{S2} i_{qs2} + t_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) \\
 s(\dot{i}_{qs2}) &= i_{qs2}^* \frac{1}{L_{S1}} (v_{qs2}^* - R_{S2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{S2} i_{ds2} + \varphi_r^*))
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

En remplaçant les tensions  $v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}$  par les tensions de commande  $v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}$ , d'où ;

$$\begin{aligned}
 v_{ds1}^* &= v_{ds1eq} + v_{ds1n} \\
 v_{qs1}^* &= v_{qs1eq} + v_{qs1n} \\
 v_{ds2}^* &= v_{ds2eq} + v_{ds2n} \\
 v_{qs2}^* &= v_{qs2eq} + v_{qs2n}
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

On aura :

$$\begin{aligned}
 s(\dot{i}_{ds1}) &= i_{ds1}^* \frac{1}{L_{S1}} (-R_{S1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{S1} i_{qs1} + t_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) + v_{ds1eq} + v_{ds1n} \\
 s(\dot{i}_{qs1}) &= i_{qs1}^* \frac{1}{L_{S1}} (-R_{S1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{S1} i_{ds1} + \varphi_r^*)) + v_{qs1eq} + v_{qs1n} \\
 s(\dot{i}_{ds2}) &= i_{ds2}^* \frac{1}{L_{S1}} (-R_{S2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{S2} i_{qs2} + t_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) + v_{ds2eq} + v_{ds2n} \\
 s(\dot{i}_{qs2}) &= i_{qs2}^* \frac{1}{L_{S1}} (-R_{S2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{S2} i_{ds2} + \varphi_r^*)) + v_{qs2eq} + v_{qs2n}
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Durant le mode de glissant et le régime permanent, on a  $s(i_{ds1})=0, s(i_{qs1})=0, s(i_{ds2})=0, s(i_{qs2})=0$ , et par suit  $s(\dot{i}_{ds1}) = 0, v_{ds1n} = 0, s(\dot{i}_{qs1}) = 0, v_{qs1n} = 0$ ,

$$s(\dot{i}_{ds2}) = 0, v_{ds2n}=0, s(\dot{i}_{qs2}) = 0, v_{qs2n}=0$$

Alors on a :

$$\begin{aligned} v_{ds1eq} &= L_{s1} \dot{i}_{ds1}^* - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1eq} &= L_{s1} \dot{i}_{qs1}^* - R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2eq} &= L_{s2} \dot{i}_{ds2}^* - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2eq} &= L_{s2} \dot{i}_{qs2}^* - R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{aligned} \quad (3.39)$$

Durant le mode de convergence, les conditions :  $S(i_{ds1}) \dot{S}(i_{ds1}) < 0$ ,  $S(i_{qs1}) \dot{S}(i_{qs1}) < 0$ ,

$S(i_{ds2}) \dot{S}(i_{ds2}) < 0$ ,  $S(i_{qs2}) \dot{S}(i_{qs2}) < 0$ , doivent être vérifiées. On a :

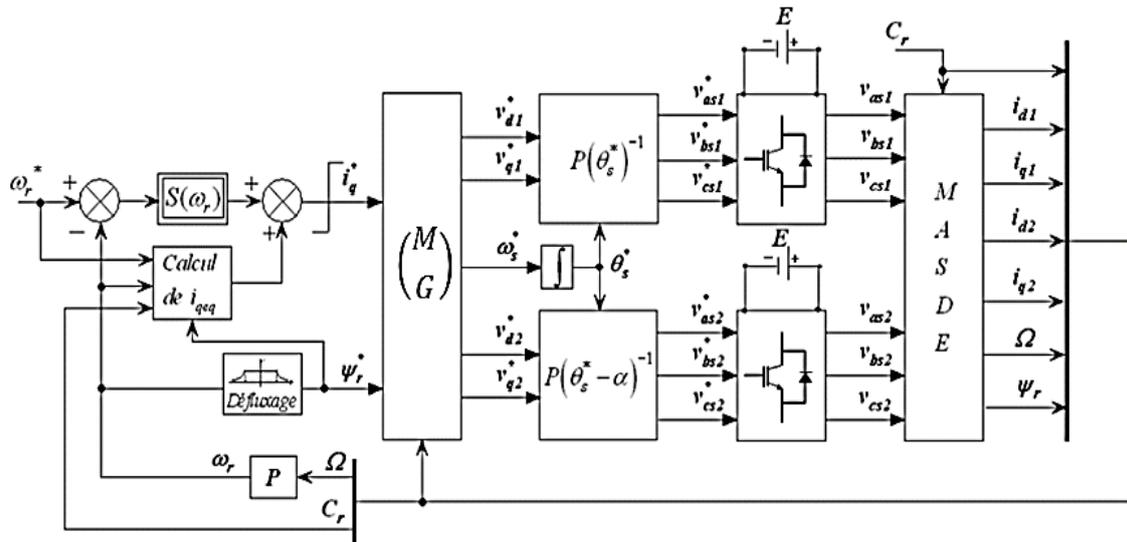
$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{ds1}) &= -\frac{1}{L_1} v_{ds1n} \\ \dot{S}(i_{qs1}) &= -\frac{1}{L_1} v_{qs1n} \\ \dot{S}(i_{ds2}) &= -\frac{1}{L_1} v_{ds2n} \\ \dot{S}(i_{qs2}) &= -\frac{1}{L_1} v_{qs2n} \end{aligned} \quad (3.40)$$

On prend :

$$\begin{aligned} v_{qs1n} &= K_{d1} \frac{s(i_{ds1})}{|s(i_{ds1})| + \xi_{ds1}} \\ v_{qs1n} &= K_{d1} \frac{s(i_{qs1})}{|s(i_{qs1})| + \xi_{qs1}} \\ v_{ds2n} &= K_{d1} \frac{s(i_{ds2})}{|s(i_{ds2})| + \xi_{ds2}} \\ v_{ds2n} &= K_{d1} \frac{s(i_{qs2})}{|s(i_{qs2})| + \xi_{qs2}} \end{aligned} \quad (3.41)$$

### III.9) Application de la commande par mode glissant

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la MASDE avec la méthode directe est illustrée par la figure (Fig. III.4) :



**Fig. III.4** : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.

Le schéma du bloc de découplage (MG) est représenté par la Fig. III.7, sachant que

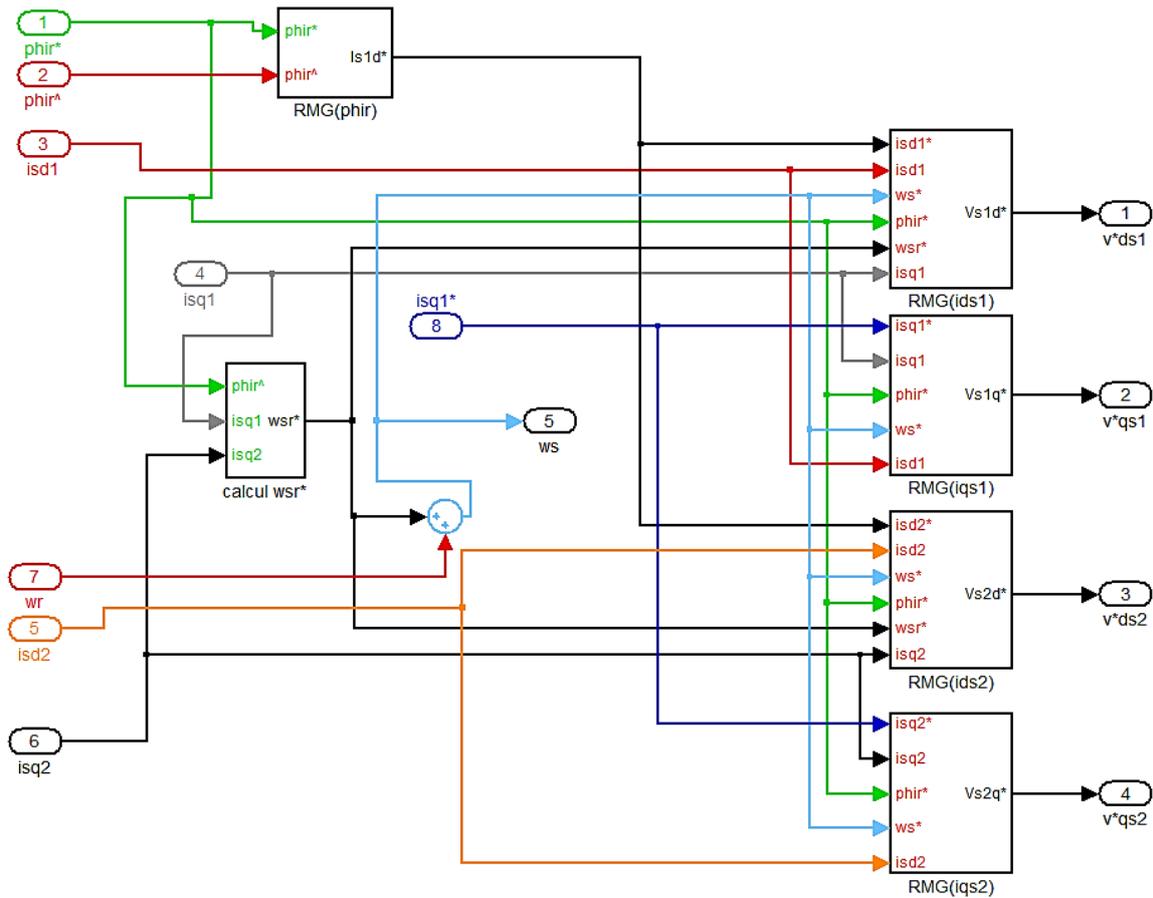
$$i_{ds1}^* = i_{ds2}^* \quad \text{Et} \quad i_{qs1}^* = i_{qs2}^* \quad (3.42)$$

Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissement sont donnés par

Le tableau (III.1) :

surfaces	$s(\omega_r)$	$s(\varphi_r)$	$S(i_{ds1})$	$S(i_{qs1})$	$S(i_{ds2})$	$S(i_{qs2})$
k	30	30	500	500	500	500
$\xi$	0.05	0.06	0.001	0.001	0.001	0.001

**TAB. III.1** – Paramètres des régulateurs par mode de glissement.



**Fig. III.5 : Représentation schématique du bloc (MG)**

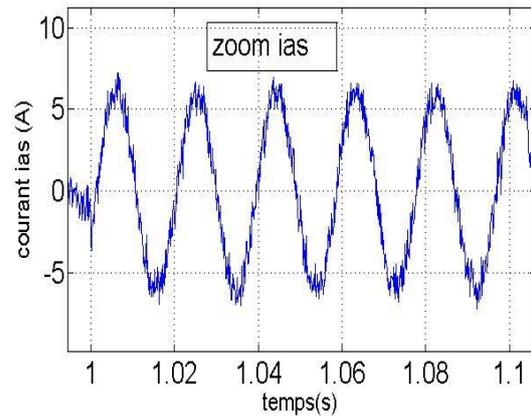
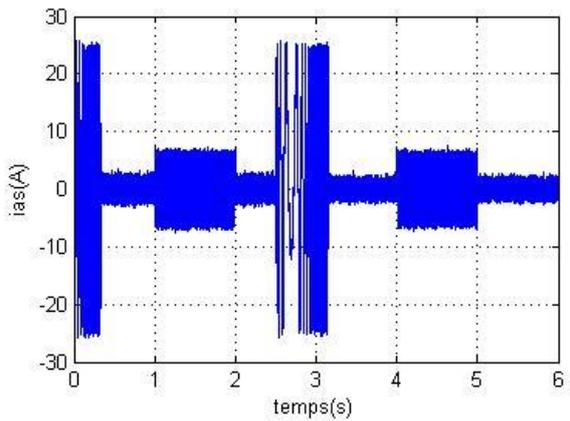
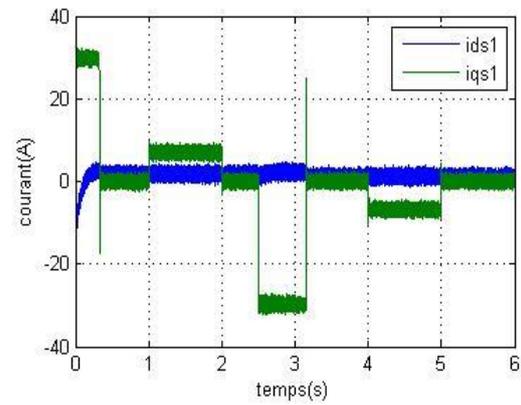
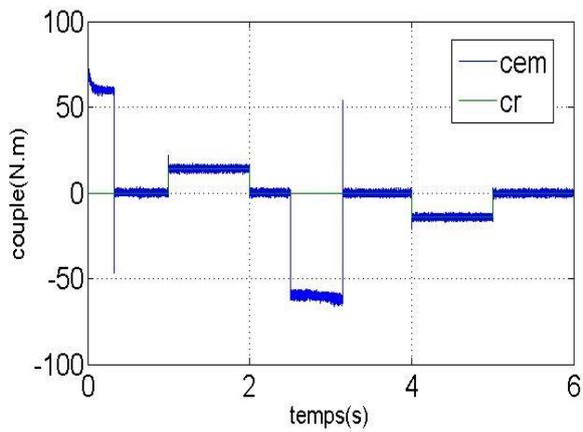
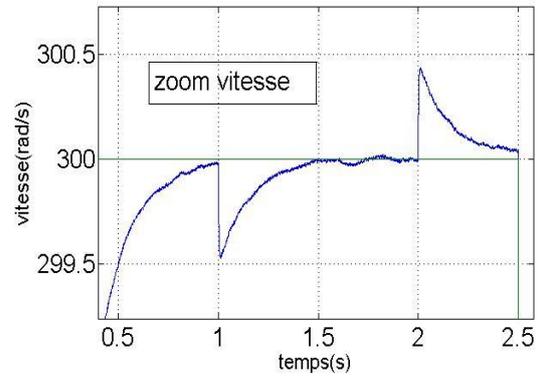
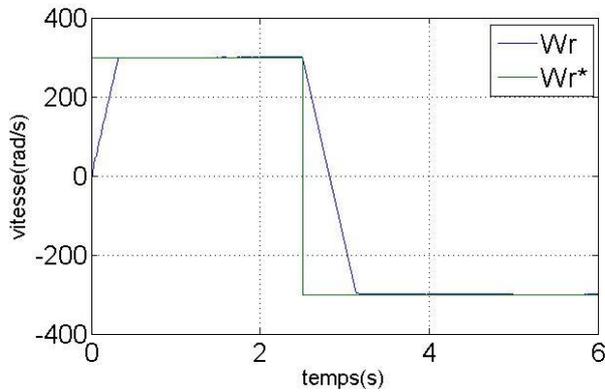
### III.10) Simulation et Interprétation des résultats

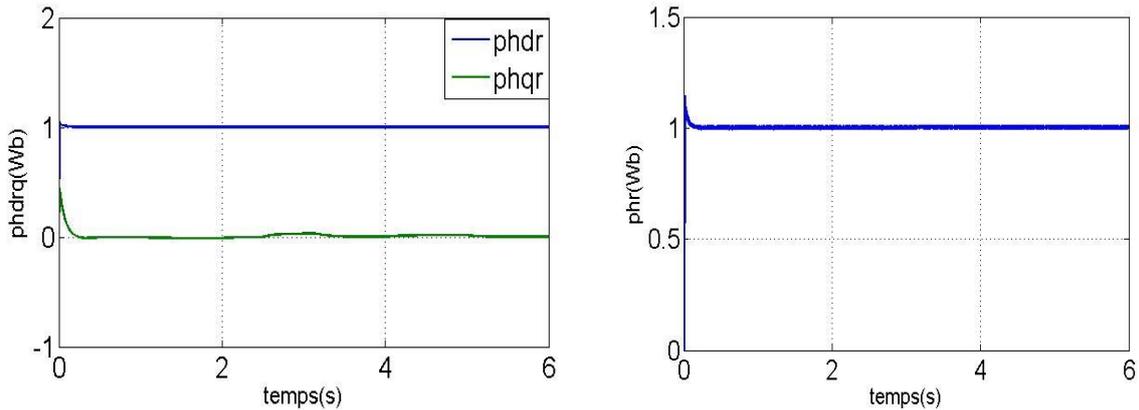
La figure III.6 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 2]$  et  $[4, 5]$  s, en imposant la vitesse de référence  $W_r=300rad/s$  et  $W_r=-300rad/s$  à partir de  $t=2.5s$ . Celle-ci montre que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à  $t = 0.33s$  sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de  $79N.m$  à  $t = 0.008s$ , puis il rejoint le régime permanent (à  $t = 0.33s$ ) sans dépassement. Au début, les courants statoriques  $i_{as1} = i_{as2} = 25A$ , c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ 3.6 fois le courant nominal, par suite à partir de  $t = 0.25s$  ils diminuent d'une manière presque linéaire jusqu'à  $t = 0.33s$ . Le courant en quadrature, initialement atteint  $30A$ , après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage un pic pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent à  $t = 0.33s$  et poursuivent leurs parcours selon leurs références.

## Chapitre III : Commande par mode glissant de MASDE

Toutefois, les mêmes résultats qu'à l'égard de la commande vectorielle (indirecte ou directe) sont obtenus avec la commande par le mode de glissement. Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par le mode de glissement, car l'insertion des charges n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.





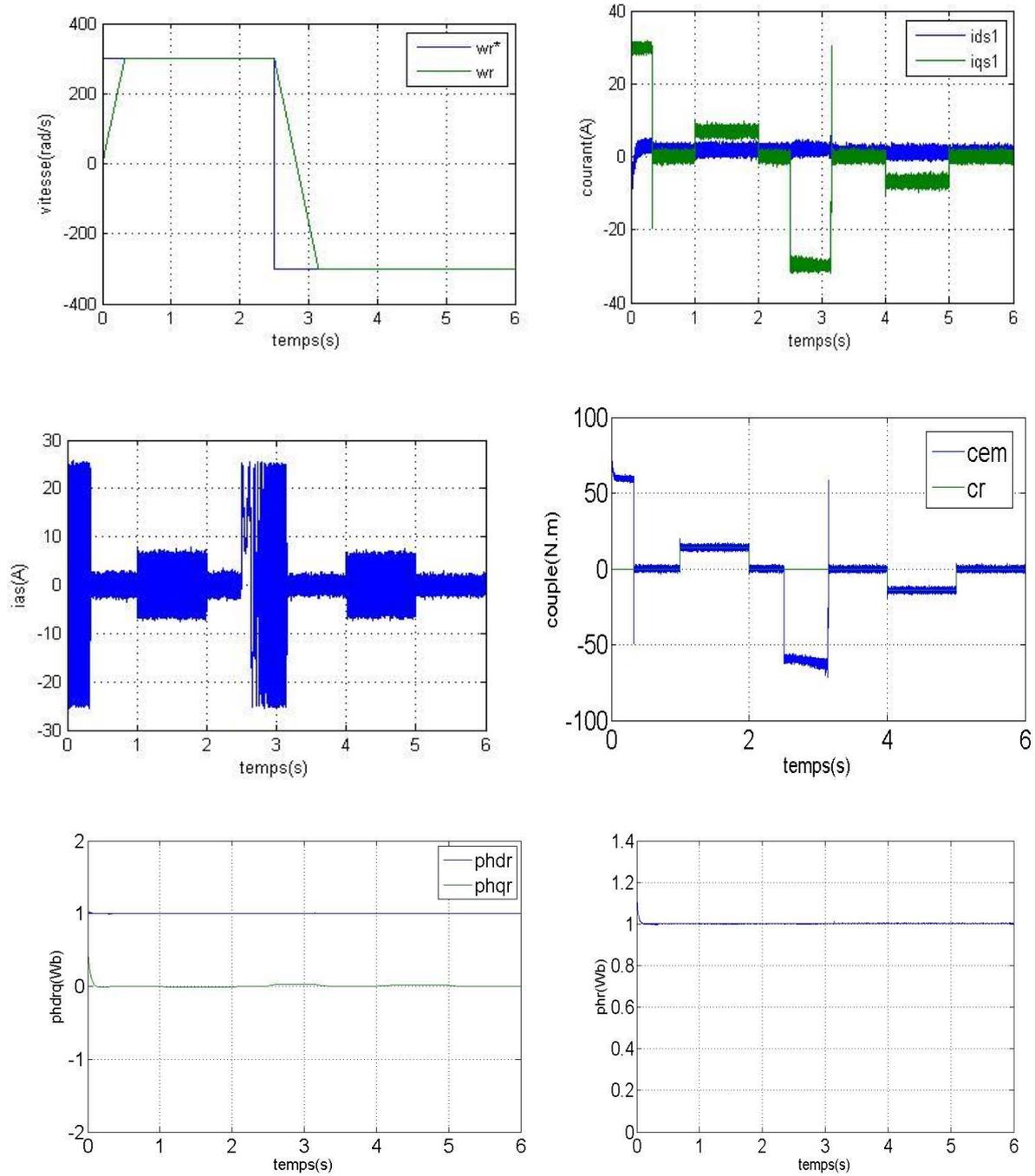
**Fig. III.6 :** Régulation en de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'inversion du sens de rotation de 300 à  $-300$  rad/s à l'instant  $t=2.5$ s

Suivi de l'application d'une charge  $C_r = 14$ N.m entre [1, 2] ET [4, 5] s.

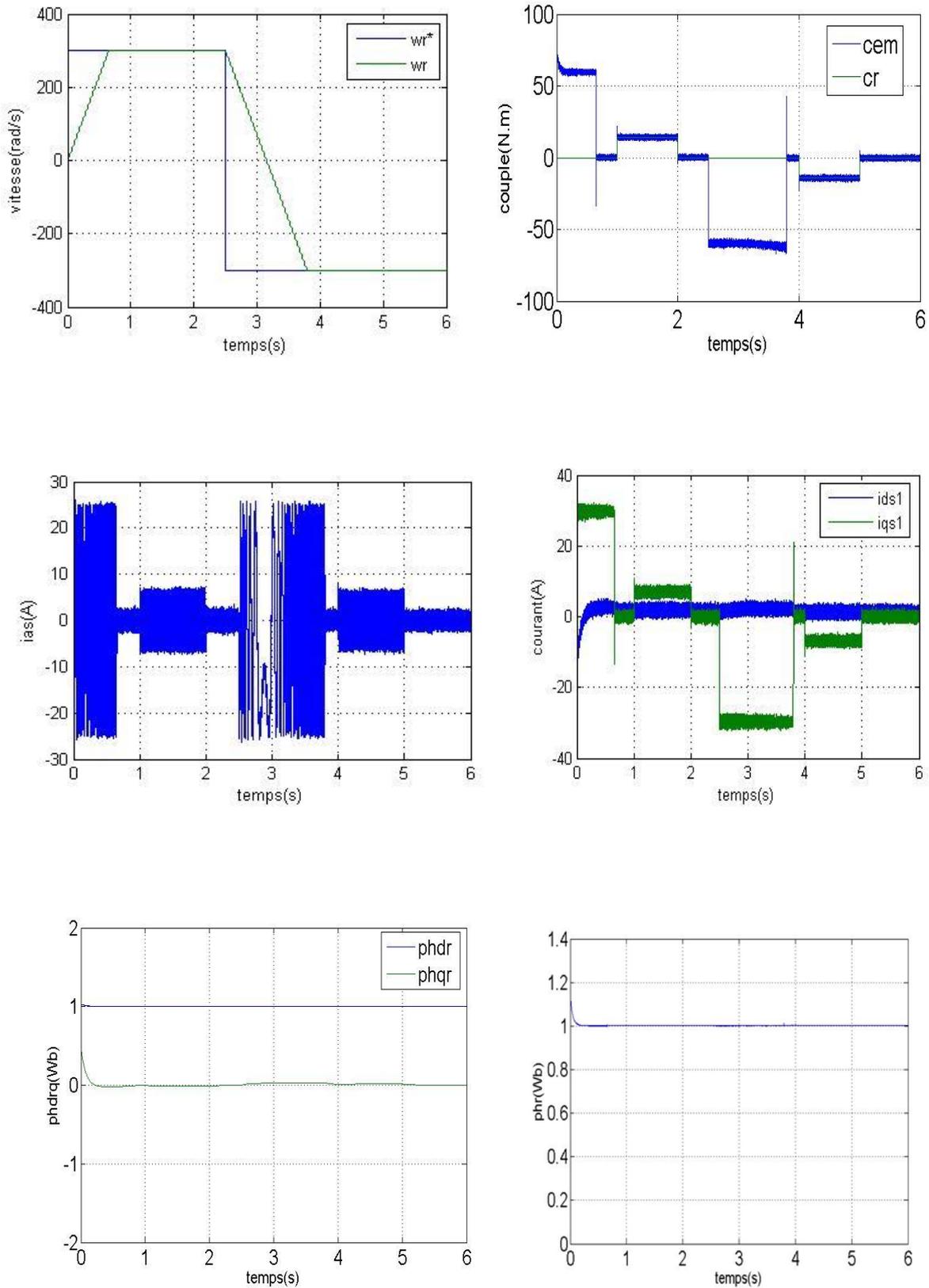
### III.11) Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la MASDE, les mêmes tests que pour la commande vectorielle sont effectués (l'augmentation de la résistance rotorique  $R_r$  ainsi que le moment d'inertie  $J$  de 100 % par rapport à leurs valeurs nominales).

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'augmentation du moment d'inertie et de résistance rotorique n'influe pas sur le comportement de la MASDE, sauf une petite augmentation du temps d'inversion de la vitesse, ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant en présence des variations paramétriques.



**Fig. III.7 :** Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.



**Fig. III.8 :** Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie.

### III.12) Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur la MASDE, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur la MASDE, et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, quoi qu'elles soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont plus rapides à vide et plus robustes lors de la variation de la charge. Les tests effectués par l'inversion de la vitesse et par la variation de la résistance en pleine charge sur la MASDE, montrent clairement que, le système est insensible au premier test et très peu sensible vis-à-vis de l'action simultanée de la variation de la résistance rotorique et de l'application de la charge.

De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux, régulateurs PI classiques. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis. L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de broutement (effet Chattering en anglais) qui caractérisé par des fluctuations du couple, ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine. Pour remédier ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet d'allier les performances des deux types de contrôleurs et élimine l'effet Chattering, cette technique est appelée commande par mode glissant floue et qui sera l'objet de dernier chapitre.

**Chapitre IV :**  
**Commande**  
**hybride par**  
**floue-mode**  
**glissant de la**  
**MASDE**

### IV.1) Introduction

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvé sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle [13]. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh. A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), on commence à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, son but est comme en automatique classique de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [14].

Le système de logique flou vise à modéliser le raisonnement humain et à penser le processus avec des variables linguistiques. Ils sont très utiles quand le processus à commande à quelques incertitudes ou variables inconnues [13],

Ce chapitre présentera, la principe de fonctionnement de la logique flou après les avantages et les inconvénients, application de cette commande, l'utilisation de la technique de commande par mode glissant a été longtemps limitée à cause des oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations (fluctuations), parmi lesquelles on trouve la commande par mode glissant flou, qui consiste à combiner la logique floue et le mode glissant afin d'obtenir une commande robuste et lisse. Dans cette dernière partie de ce chapitre, on va entamer la commande par mode glissant flou, en combinant les deux approches vues précédemment : la logique floue et le mode glissant [9].

### IV.2) Principe de la logique floue

L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition

de la logique floue [16]. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement.

Le concept de logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vraie ou fausse) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. En effet cette logique classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. Cela permet de répondre à de nombreuses situations, mais dans certains cas une transition «abrupte» est gênante. En revanche, la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1).

### IV.3) Notions de base de la logique floue :

#### IV.3.1) Ensemble flou

Dans un ensemble de référence  $E$ , un sous ensemble flou de ce référentiel  $E$  est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu$  de  $E$  dans l'intervalle des nombres  $[0, 1]$  qui indique avec quel degré un élément appartient à cette classe. L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue  $x$ . En général, le domaine de définition de  $(x)$  peut être réduit à un sous-ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue  $x$ . Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou [17].

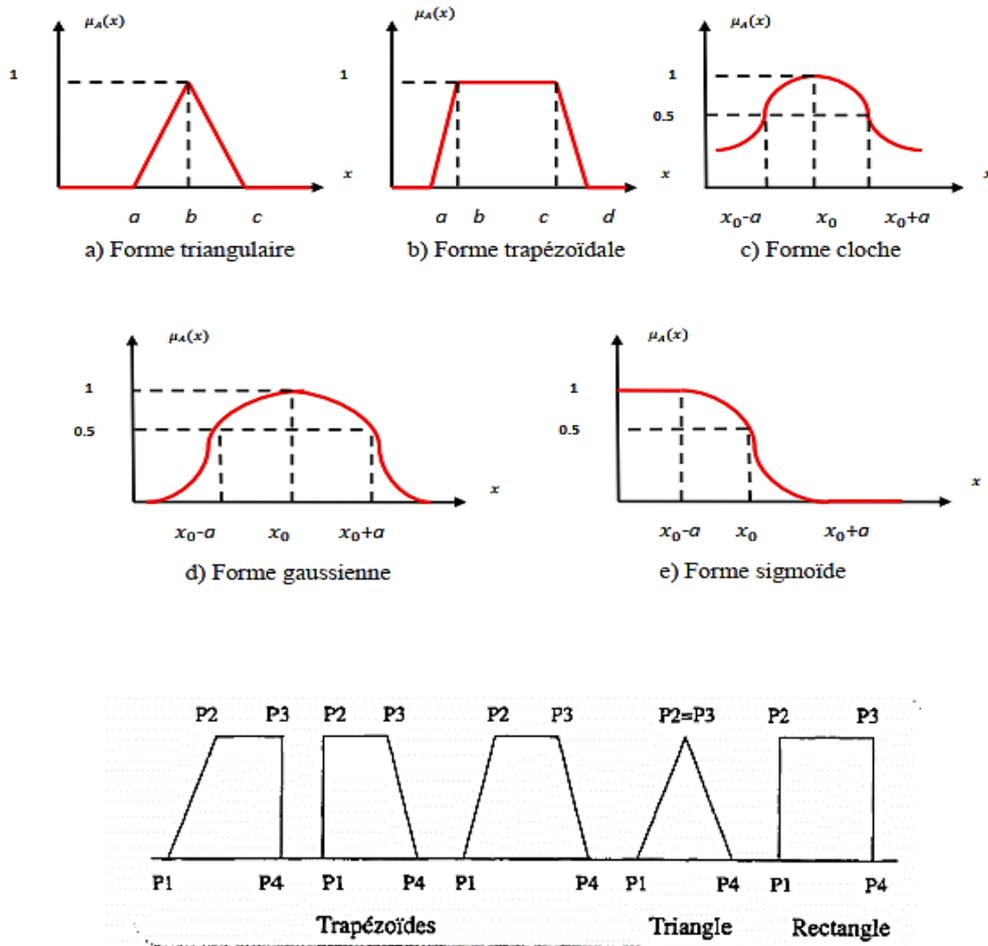
#### IV.3.2) Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par l'argument  $x$  se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice  $A$  indique l'ensemble concerné les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes [13]:

- Forme sigmoïde.
- Triangulaires.
- Trapézoïdales.
- En forme de cloche (Gaussiennes).

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques trapézoïdales, triangulaires et de cloche. Les deux premières formes sont les plus souvent employées

en raison de leur simplicité. L'allure de la forme trapézoïdale est compétement définie par quatre points P1, P2, P3, P4 (fig. IV.1). Le triangle peut être considéré comme un cas spécial du trapèze, lorsque deux points coïncident (P2=P3). Même la forme rectangulaire (pour représenter la logique classique) est comprise dans le trapèze si (P1, P2) et (P3, P4) se trouvent sur une verticale [15].



**Fig. IV.1 :** Différentes formes des fonctions d'appartenance.

### IV.3.3) Univers de discours [9]

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

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

$$X \rightarrow \mu_A(x)$$

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

### IV.3.4) Caractéristiques d'un ensemble flou [17], [18]

- **Noyau** : C'est l'ensemble des éléments qui sont vraiment dans A.
- **Support** : C'est l'ensemble des éléments qui sont dans E à des degrés divers.
- **Hauteur** : C'est la borne supérieure de la fonction d'appartenance.

#### Ensemble normalisé

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

**Exemple** : Dans la figure (IV.2) nous indiquons un exemple de sous ensemble normalisé ainsi que son noyau, son support et sa hauteur.

- Support = ad
- Noyau = bc
- Hauteur = 1

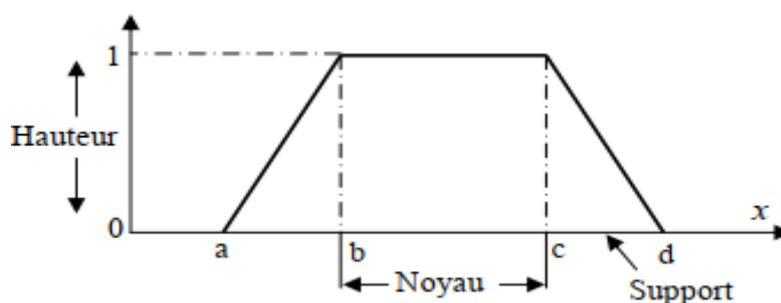


Fig. IV.2 : Caractéristiques d'un ensemble flou.

### IV.3.5) Raisonnement en logique floue [10]

La logique floue permet le traitement souple de connaissances imprécises ou incertaines, ce qui serait impossible avec la logique classique.

On peut considérer que la logique floue est une extension de la logique classique. Les propositions sont des propositions floues définies à partir d'un ensemble L de variable linguistique(x, T(x), X). Leurs valeurs de vérité appartiennent à tout l'intervalle [0,1] et elle est fournie par la fonction d'appartenance de la caractérisation floue utilisée dans la proposition floue.

Soit x une valeur linguistique et A une caractéristique.

✓ Proposition :

Une proposition floue est définie à partir d'une variable linguistique(x, T(x), X) par la qualification «x est A»

✓ Conjonction :

La conjonction de deux propositions floue est réalisée par l'opérateur ET par exemple : « x1 est A1 ET x2 est A2 »

✓ La disjonction de deux propositions floue est réalisée par l'opérateur OU par exemple : « x1 est A1 OU x2 est A2 »

✓ Implication :

Une implication entre deux propositions floue aussi une proposition floue que l'on peut exprimer par : <<Si x1 est A1 ALORS x2 est A2 >>

✓ Implication floue :

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme : Si x est A ALORS y est B

A partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part.

### IV.4) Commande par logique floue

La commande par Logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition un régulateur standard ou un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

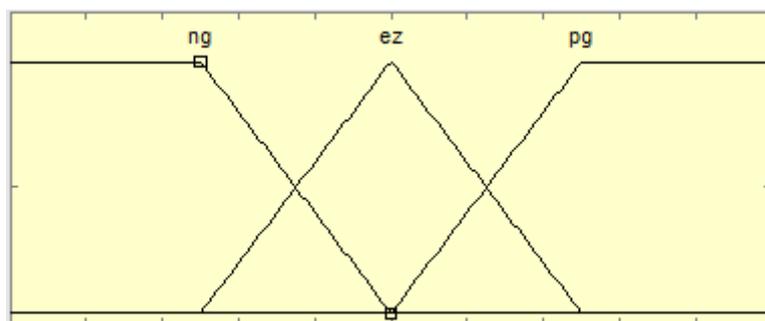
Dans cette section, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un réglage par logique floue. Nous allons détailler les démarches de la conception d'un RLF pour commander la vitesse de machines asynchrones [15].

#### IV.4.1) Interface de Fuzzification

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables [13]. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes:

➤ Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées.

- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues.
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants.
- Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales.



**Fig. IV.3 :** Fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance.

Les différents ensembles flous sont caractérisés par des désignations standards :

La signification des symboles et par exemple :

- NG : négative grande.
- EZ : environ zéro.
- PG : positive grande.

### IV.4.2) Base des règles et inférence floue

1. La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée [14] : D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.

2. La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si <condition> Alors <conséquence>

### IV.4.3) Mécanisme d'inférence flou

Dans cette étape, il s'agit de déterminer comment le système interprète les variables linguistiques floues. Les variables linguistiques (entrées et sorties) sont liées par les règles

d'inférence. Les variables sont liées par l'opérateur "ET", tandis que les variables de sortie des différentes règles sont liées par l'opérateur "OU" et l'ensemble des règles sont liées par les connecteurs tels que "ET" et "Alors". La conséquence d'une règle floue est inférée par l'emploi de règle de composition, en utilisant les fonctions d'implications floues et les connecteurs "ET" et "Alors" [17] [18].

Les méthodes d'inférences se différencient selon la combinaison et l'utilisation des opérateurs (ET et OU) dans les règles d'inférence. Parmi ces méthodes on trouve [3] :

-**Méthode d'inférence MAX-MIN** : La méthode d'inférence min-max, utilise l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.

- **Méthode d'inférence MAX-PROD** : La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur « ET » par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

- **Méthode d'inférence SOMME-PROD** : L'opérateur « ET » est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

### IV.4.4) Interface de Défuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées [16] :

- Méthode du maximum.
- Méthode de moyenne des Maxim.
- Méthode de centre de gravité.

#### 1) Méthode du centre de gravité

C'est la méthode de défuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul [16].

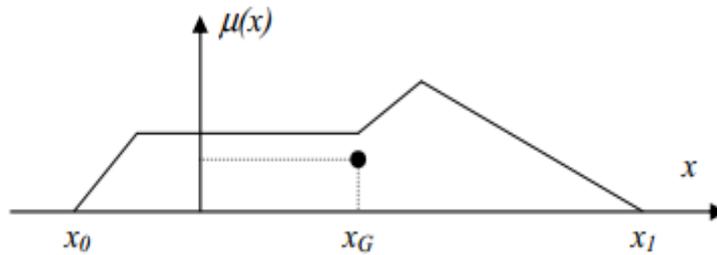


Fig. IV.4 : Défuzzification par centre de gravité.

### 2) Méthode par valeur maximum

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance. La figure ci-dessous illustre le principe de cette méthode [9].

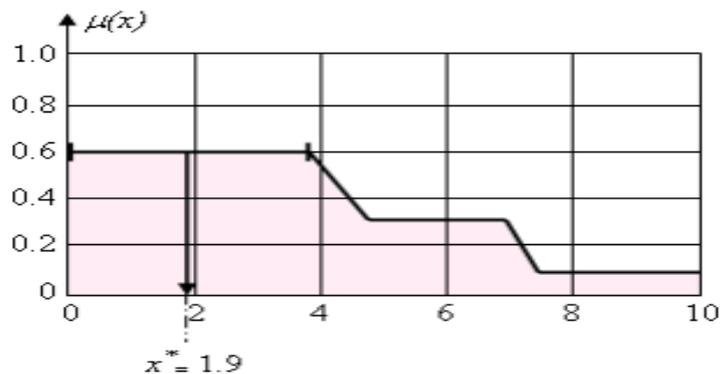


Fig. IV.5 : Méthode de Défuzzification par valeur maximum.

### 3) Méthode de la moyenne des maximums

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale [13].

## IV.5) Avantages et inconvénients de la logique floue

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et désavantages, parmi lesquelles on peut citer :

### a) Avantages [15] [13] [9] :

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).

- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-Linéaire et difficile à modéliser).
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linière).
- La réduction du temps de développement et de maintenance.
- La simplicité de définition et de conception.

### b) Inconvénients [15] [9] [13] :

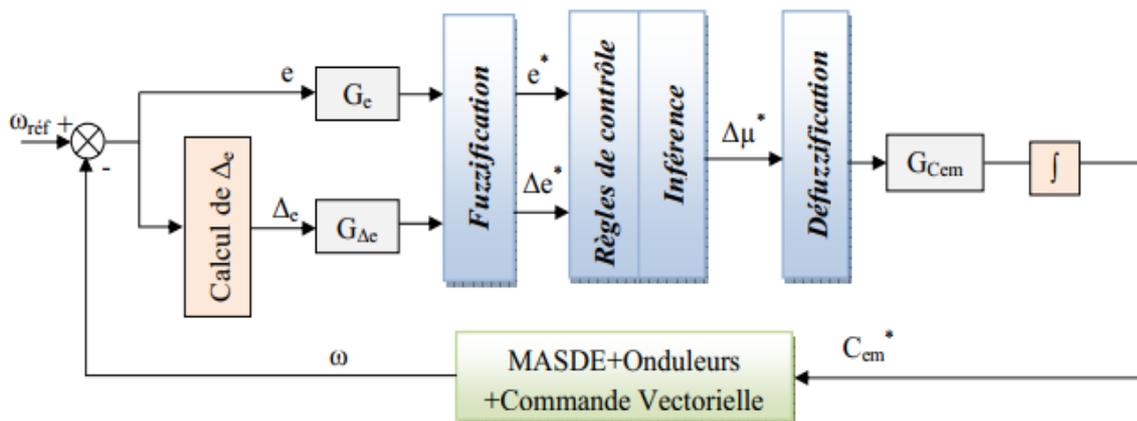
- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation connaissances des opérateurs souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage dans tous les cas (en l'absence d'un modèle valable).
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- L'ignorance de la détermination la plus efficace du processus flou.

### IV.6) Application de la logique floue à la commande de la MASDE

Dans cette section nous nous intéressons à l'application de la logique floue pour le réglage de la vitesse de la MASDE. On distingue souvent deux types de résultats de Défuzzification, le premier est de type MAMDANI et l'autre de type SUGENO. Dans notre étude, nous étudions celui de MAMDANI [19].

La figure (IV.6) présente le schéma de principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logique Controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. 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 floue utilisée pour l'évaluation des règles de réglage flou (inférence).
- D'un bloc de Défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique.
- Un bloc intégrateur.



*Fig. IV.6 : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).*

### IV.7) Contrôleur par mode glissant flou (FSMC) de la MASDE

Il est clair à partir de la description présentée dans les paragraphes précédents que la loi de commande par mode glissant explique la stratégie de contrôle : « Si l'erreur est négative, la sortie du système est poussée vers la direction positive » [9]. Pour cela, le terme  $[K.F_{sign}(\frac{S}{\phi})]$  peut être remplacé par un contrôleur flou. Ce contrôleur possède une entrée  $S(x)$  et une sortie  $U_n$  et sa base de règles sert à établir une connexion entre  $S(x)$  et  $U_n$ . Ceci, est interprété par des règles de la forme (si ... Alors) [25]:

R1 : si S est N Alors Un est N

R2 : si S est Z Alors Un est Z

R3 : si S est P Alors Un est P

Avec :

N : Négative

Z : Zéro

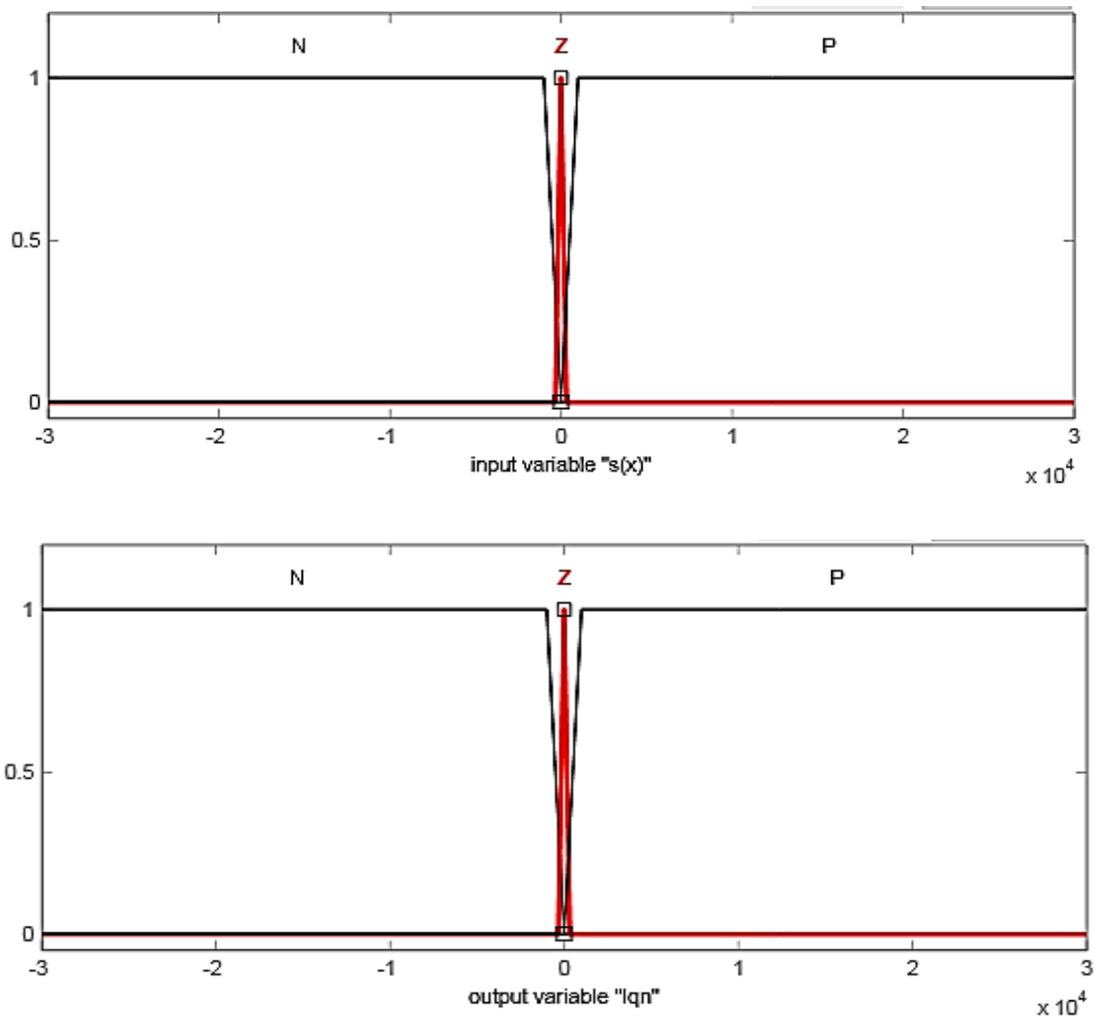
P : Positive

La base de règle du contrôleur flou sont résumé dans le tableau suivant :

$S(x)$	N	Z	P
$U_n$	N	Z	P

**Tableau. IV.1** : Base de règle du contrôleur flou

Les fonctions d'appartenance utilisées pour l'entrée  $S(x)$  la sortie  $U_n$ , sont montrés dans la figure suivante :



**Fig. IV.7** : Fonctions d'appartenance de l'entrée  $S(x)$  et de la sortie  $U_n$ .

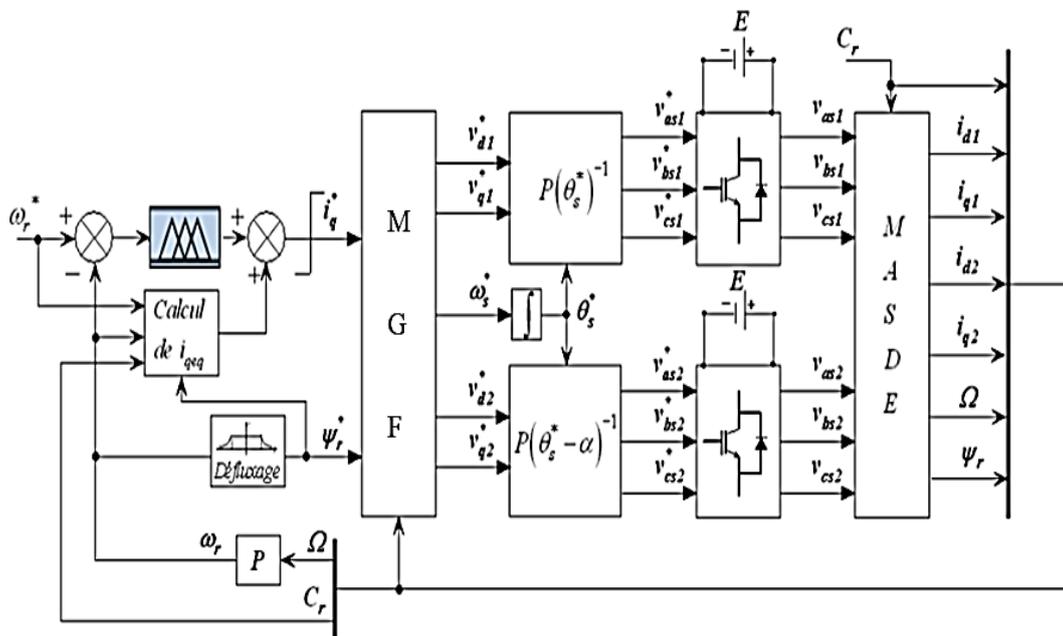
On a trouvé précédemment les expressions des commandes discontinues (fonctions de commutation dans la commande) pour la surface de régulation de la vitesse, de flux rotorique, et des

courants statoriques (les équations ((4.26),(4.33), (4.41))), et qui possèdent la forme générale suivante[26]:

$$U_n = K.Sig(n(S(x)))$$

Dans la commande par mode glissant flou, il suffit de remplacer la fonction  $sign(x)$  par un contrôleur flou qui a une entrée  $S(x)$  et une sortie  $U_n$ . Les fonctions d'appartenance de l'entrée et de la sortie des régulateurs flous de la vitesse, de flux et des courants sont celles représentées par la figure (Fig. IV.7).

Le schéma de principe de la commande par mode glissant flou de la MASDE est identique à celle représenté par la figure (Fig. IV.8), en remplaçant la fonction  $sign(x)$  par un contrôleur flou, comme il montre la figure (Fig. IV.8).



**Fig. IV.8 :** Schéma bloc de réglage de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant flou.

### IV.8) Résultats de simulation

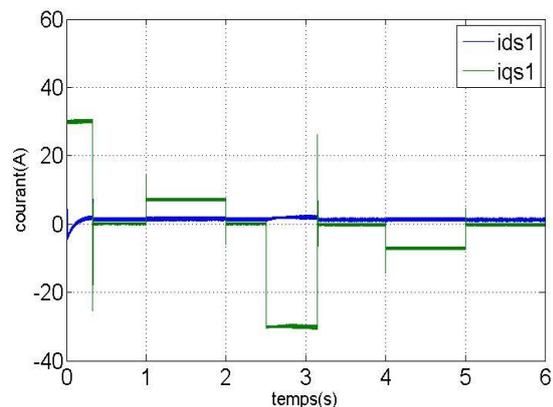
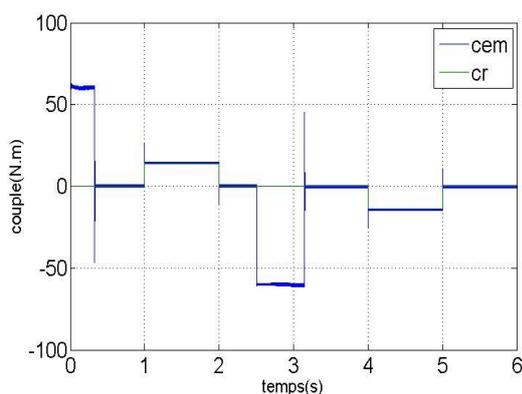
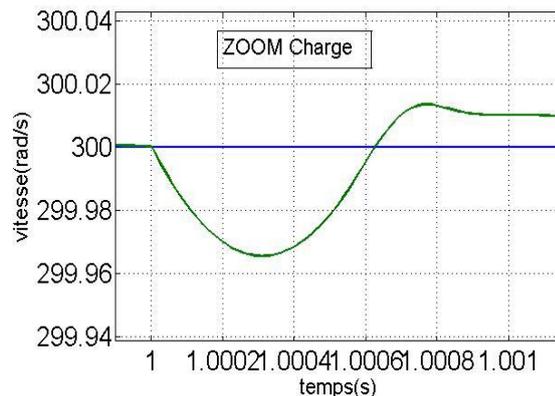
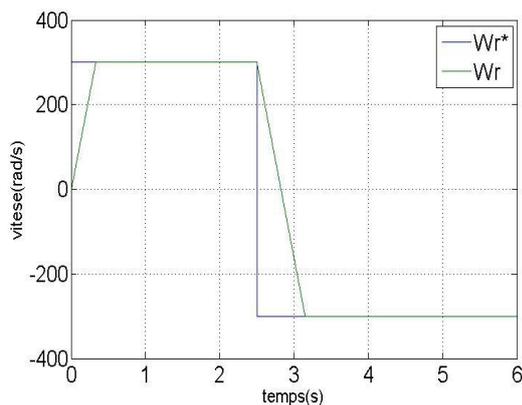
La figure (Fig. IV.9) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant flou, suivi de l'application d'une charge  $C_r = 14\text{N.m}$  entre [1,2] et [4,5] s, en imposant la vitesse de référence  $\omega_r = 300\text{ rad/s}$  et inversion de sens de rotation.

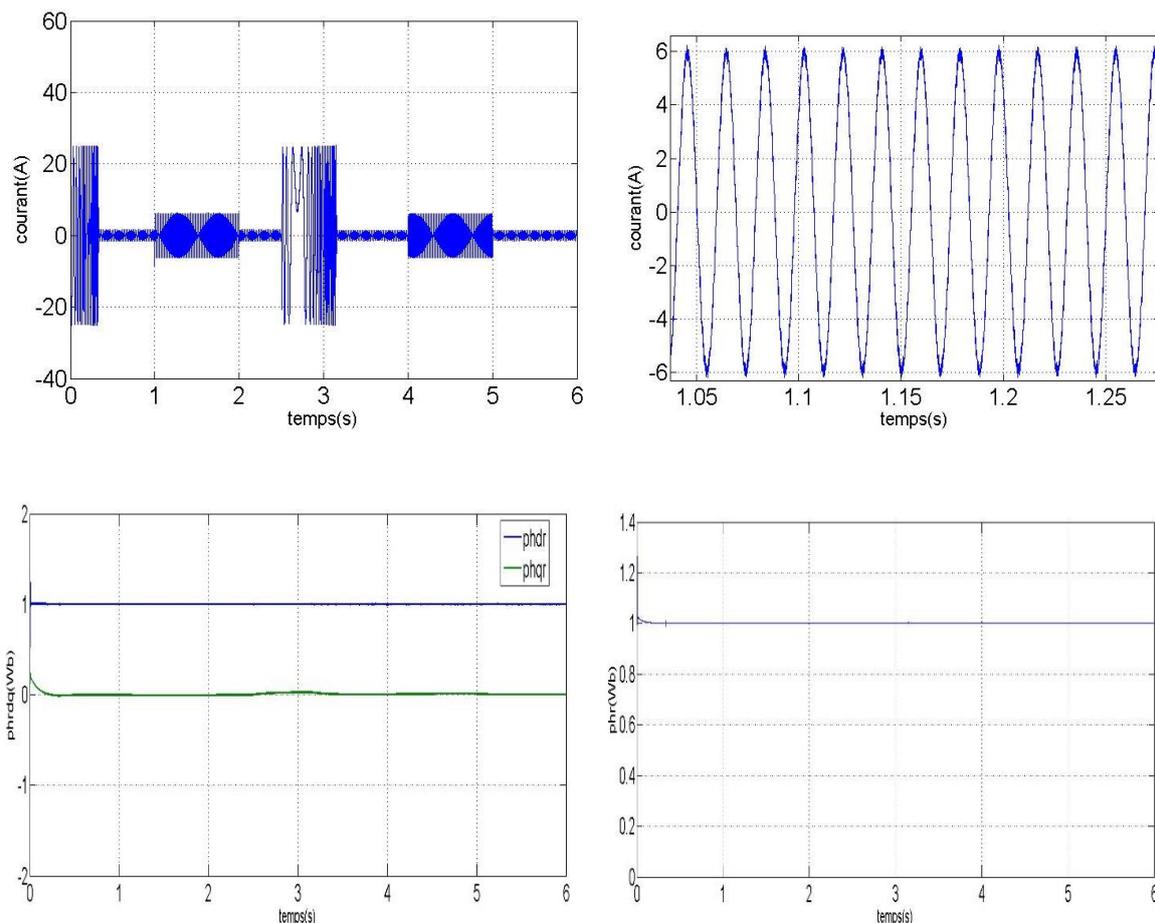
Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à  $t = 0.32\text{s}$  sans dépassement. Le couple

## Chapitre IV : Commande hybride par floue-mode glissant de la MASDE

électromagnétique atteint la valeur maximale de 60N.m à  $t = 0.015s$ , puis il rejoint le régime permanent (à  $t = 0.36s$ ) sans dépassement. Au début, les courants statoriques  $i_{as1}=i_{as2}= 25A$ , c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ 3.6 fois le courant nominal, par suite à partir de  $t = 0.25s$  ils diminuent d'une manière presque linéaire jusqu'à  $t = 0.46s$ . Le courant en quadrature, initialement atteint 30A, après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage un pic pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent à  $t = 0.1s$  et poursuivent leurs parcours selon leurs références.

Toutefois, les mêmes résultats qu'à l'égard de la commande par mode glissant (indirecte ou directe) sont obtenus avec la commande hybride floue mode glissant, concernant les deux modes de fonctionnement de la machine (moteur et générateur). Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par le mode de glissement, car l'insertion des charges n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.





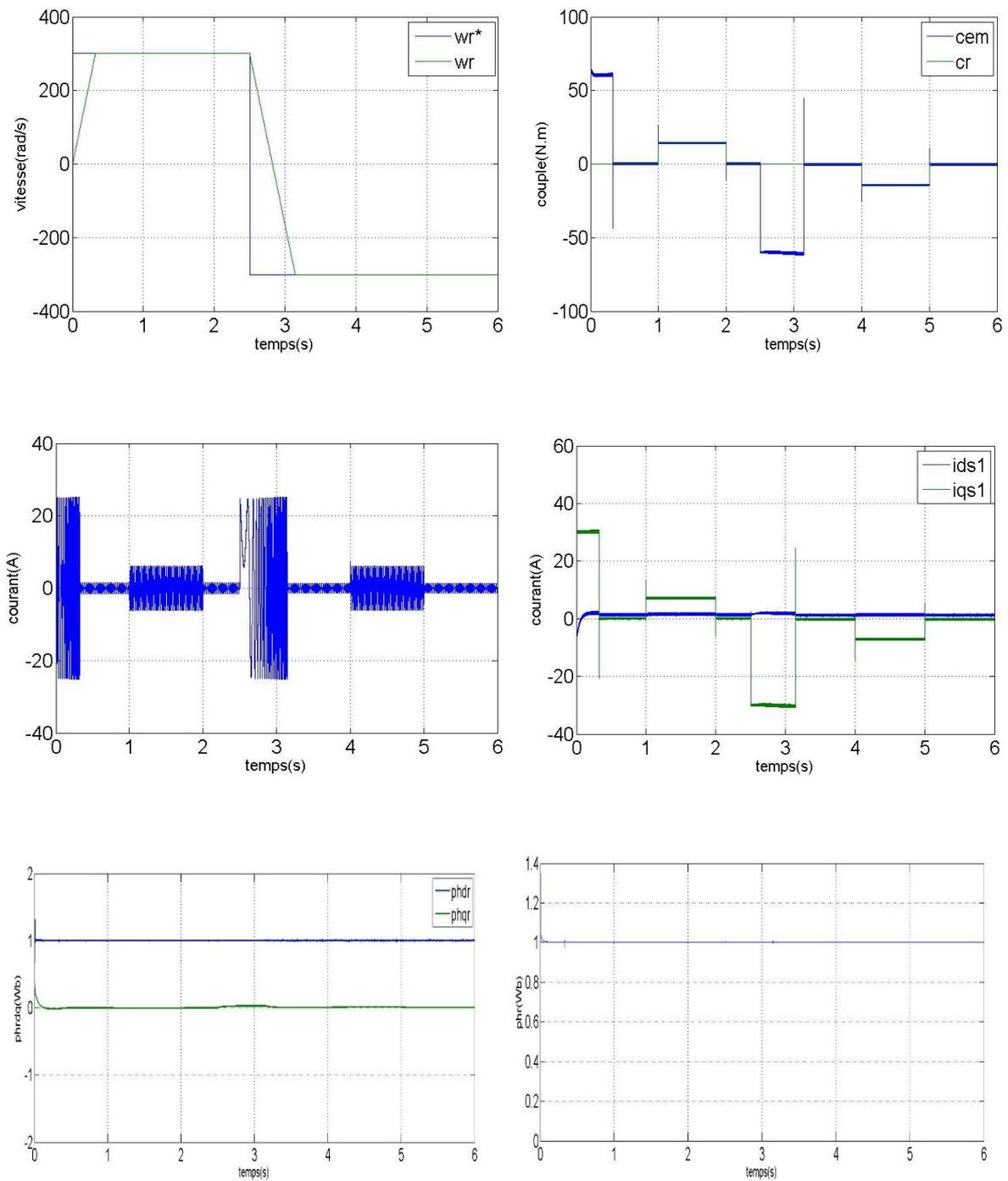
**Fig. IV.9 :** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant flou, suivi de l'application d'une charge  $C_r = 14\text{N.m}$  entre [1,2] et [4,5] s et inversion de sens de rotation.

### IV.9) Tests de robustesse

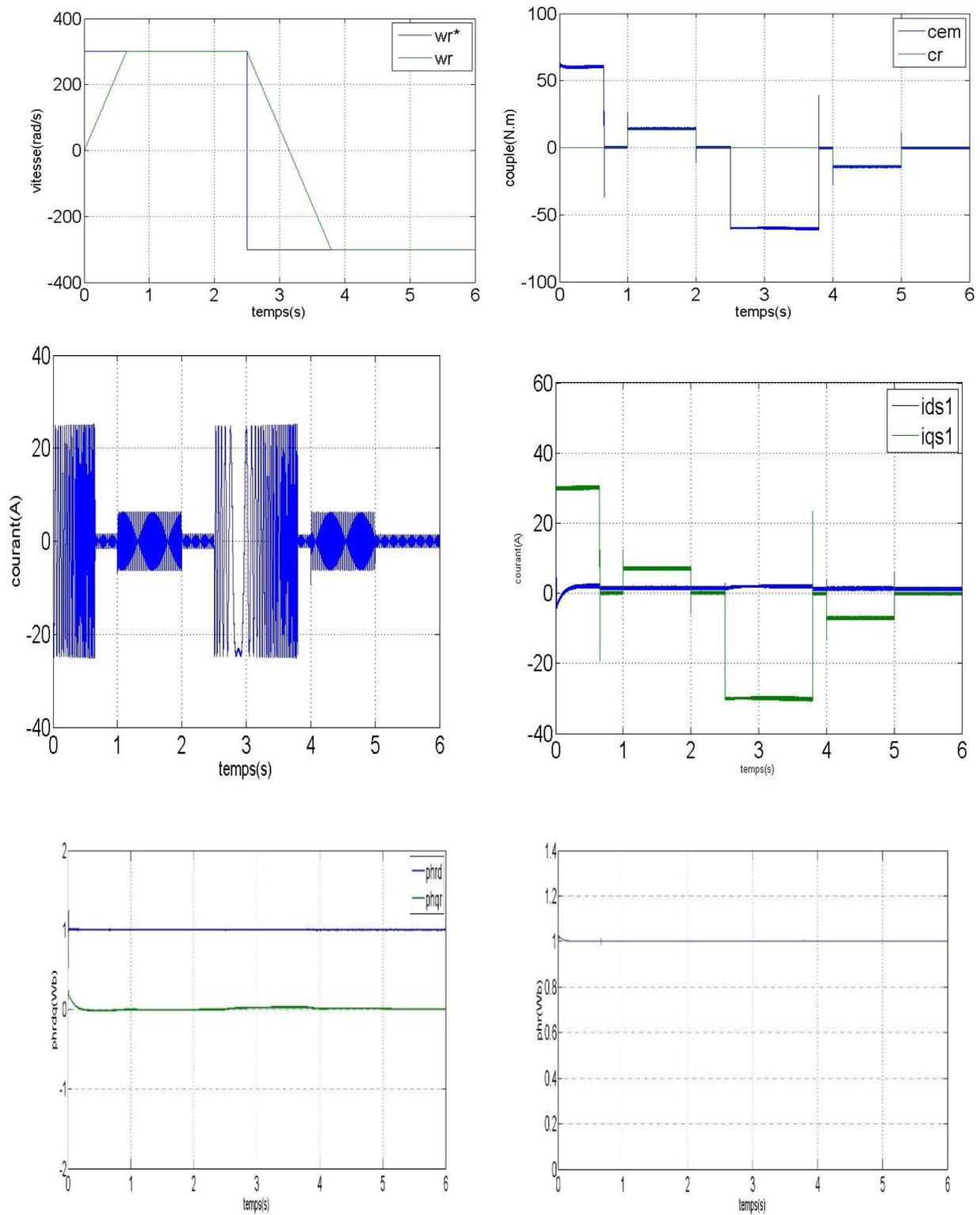
Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant flou de la MASDE, les mêmes tests ont été effectués (l'augmentation de la résistance rotorique  $R_r$  ainsi que le moment d'inertie  $J$  de 100 % par rapport à leurs valeurs nominales). Les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes

#### ➤ Interprétations des résultats

Ces résultats montrent la robustesse de la commande par mode glissant flou, car malgré une variation paramétrique de 100% et les perturbations externes, la MASDE a manifesté un comportement stable.

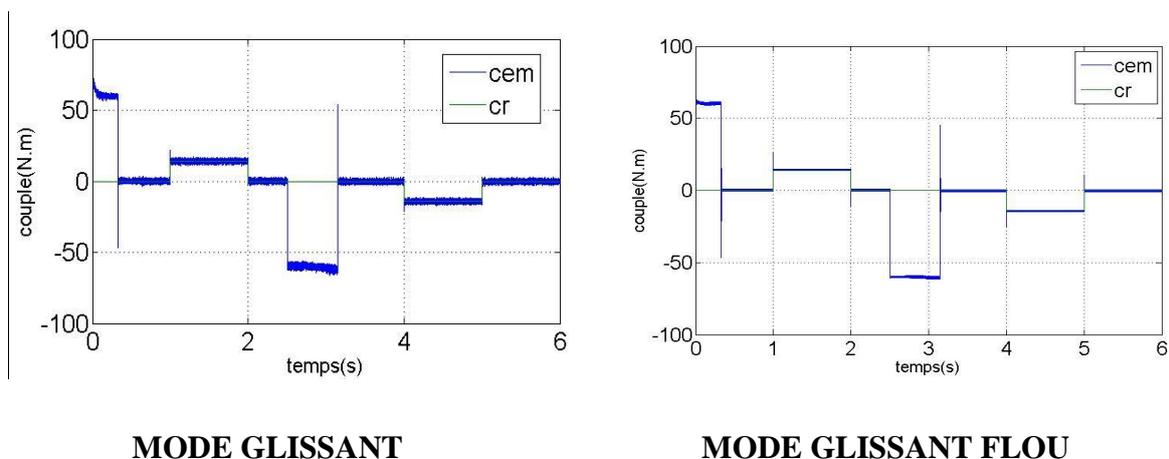


**Fig. IV.10 :** Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.



**Fig. IV.11 :** Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie

## IV.10) Comparaison entre les trois commande :



**Fig. IV.12 :** Comparaison de l'effet Chattering entre la commande par mode glissant et celle par mode glissant flou.

	PI	MODE GLISSANT	HYBRIDE
Temps de réponses (s)	0.9	0.33	0.34
robustesse	Sensible à la variation paramétrique de la machine	Plus robuste	Plus robuste
Connaissance des paramètres de la machine	Nécessaire	Non nécessaire	Non nécessaire
Application de la charge	affecté	Non affecté	Non affecté
Fluctuation au niveau du couple	Peu de fluctuation	Grande fluctuation	Peu de fluctuation

**Tableau. IV.2 :** Résultats obtenus avec comparaison des trois approches.

### **IV.10) Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté une commande hybride, en utilisant un superviseur qui combine deux contrôleurs : le premier est basé sur la logique floue permettant de diminuer les variations brusques du signal de commande, le second est basé sur la théorie du mode glissant qui présente l'avantage d'être robuste vis-à-vis des incertitudes et des perturbations

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

# Conclusion générale

### Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire exposé d'une la synthèse d'une technique de commande robuste basée sur le mode glissant et la logique floue, appliquer à la machine asynchrone à double étoile (MASDE), et d'autre part pour rechercher la problématique de l'amélioration des fluctuations au niveau du couple électromagnétique source de plusieurs problèmes de machine asynchrone à double étoile.

Nous avons développé dans le premier chapitre, le modèle mathématique de la MASDE ainsi que l'onduleur de tension commandé par la commande MLI triangle- sinusoïdale. Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté brièvement le principe de la commande vectorielle indirecte pour la commande de la MASDE. Par la suite nous avons une structure de commande afin d'être utilisée en association avec les différents contrôleurs présentés dans cette étude.

La commande vectorielle de la MASDE par le régulateur PI de la MASDE par un contrôleur PI classique dont les résultats de simulation n'a pas donné des performances satisfaisantes suite aux perturbations externe et interne. Malgré les bonnes performances obtenues par le réglage classique de type PI, il apparaît, du test de robustesse, que le découplage est sensible aux variations paramétriques.

Le troisième chapitre présente une technique parmi les techniques de l'intelligence artificielle c'est la logique floue, cette technique a été présentée d'une manière suffisamment complète et synthétique pour dans permettre d'une part, la compréhension de leur fonctionnement et d'autre part, leur exploitation dans l'amélioration des performances de réglage du MASDE, assure une commande plus lisse et modélise les connaissances de l'expert humain qui sont généralement difficile à modéliser mais reste moins robuste aux incertitudes paramétriques et avec une dynamique de départ beaucoup plus rapide que l'approche présentée précédemment.

Vu que les régulateurs PI sont limités par leurs dynamique et leurs sensibilités vis-à-vis les variations internes et externes, ainsi que la logique floue est basé sur l'expert, et dont le but de rendre notre commande robuste envers ces incertitudes, nous avons étudié des méthodes basées sur les systèmes à structure variable. Les conséquences de l'essor des technologies en matière de composants et de développement des calculateurs, ont rendu les commandes à structure variable VSC par mode glissant très sollicitées dans le domaine de la commande des machines électriques.

Cependant, cette technique de commande présente l'inconvénient des oscillations aux hautes fréquences dû à la commande discontinue  $U_n$  de base (fonction « sign »).

## Conclusion générale

---

Dans le but d'éliminer le « chattering » une commande hybride la MASDE a été présentée (mode glissant flou). Cette structure a pour but d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent. Plusieurs simulations et résultats comparatifs ont été présentés pour valider l'approche proposée.

# Annexe1

## Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)

Les paramètres de la MASDE utilisés sont :

❖ Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
❖ Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$
❖ Courant nominal	$I_n = 6.5 \text{ A}$
❖ Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3.72 \text{ } \Omega$
❖ Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3.72 \text{ } \Omega$
❖ Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
❖ 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	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
❖ Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
❖ Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
❖ Nombre de paires de pôles	$p = 1$

## ***Bibliographie***

- [1] : Khoudir Marouani “contribution a la commande d’un entrainement électrique à base de moteur asynchrone double étoile “. Thèse DE. Doctorat. Ecole Militaire Polytechnique. France. 17 juin 2010.
- [2] : E. Merabet, Commande Floue Adaptative d’une Machine Asynchrone Double Etoile, Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [3] : H. AMIMEUR, Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2008.
- [4] : D. E. BOUAMRA et N. BEDDI, Etude d’une Machine Asynchrone Double Etoile : (Modélisation, Alimentation et Commande), mémoire de master en électrotechnique, université d’el oued, 2014.
- [5] : Y. LAGGOUN et H.E. LIMANE, Commande d’une machine asynchrone double étoile par logique floue, Mémoire Master académique en Machine électrique et électronique de puissance, UNIVERSITE DE OURGLA, 2017.
- [6] : D. Beriber, "Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.
- [7] : K. Dahmane, "Contribution à la modélisation et à la commande d’une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matricielle", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.
- [8] : S. Arezki, "Contribution à l’étude et la commande d’une machine asynchrone à double étoile alimentée par onduleurs multiniveaux", Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005.
- [9] : El hadj BOUNADJA, Commande vectorielle sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone double étoile, mémoire Magister en Electrotechnique, université de chlef, 2008.
- [10] : A.B. YOUNES, M. M’HAMEDI, commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile, université de sidi bel abbés, 2018.
- [11] : D. HADIOUCHE, “Contribution à l’étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure,” Thèse de Doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Décembre 2001.
- [12] : A. DJABOREBBI, étude et commande d’une machine asynchrone double Etoile, mémoire de master académique, université d’Ouargla, 2013.
- [13] : R. SADOUNI, Commande par Mode Glissant Flou d’une Machine Asynchrone à Double Etoile, mémoire magister en électrotechnique, université de sidi bel abbés, 2010.

[14] : S. MASSOUM, F. Z. BELAIMECHE, commande hybride par mode glissant floue d'un moteur à induction, université de sidi bel abbés, 2013.

[15] : M. LAKHDARI, SIMULATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE POUR AEROGENERATION, mémoire Magister en Electrotechnique, université de Sétif 1, 2014.

[16] : D. Arzelier, D. Peaucelle, Systèmes et asservissement non linéaires, Notes de Cours, Version 4, CNAM-B2.

[17] : B. TARFAOUI, Commande par mode Flou Glissant de la Machine Asynchrone Double Alimentée utilisée en Aérogénérateur, mémoire de magister, université d'Oran, 2015.

[18] : S. E. REZGUI, COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS, mémoire de magister en électrotechnique, université de Constantine, 2009.

[19] : Y. ELBIA, Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté, mémoire de magister en électrotechnique, université de batna, 2009.

[20] : A. YAHDYOU, commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique, mémoire de magister, 2011.

[21] : Y. BOUANANI, N OURDANI, Contribution à la commande d'une génératrice asynchrone à double alimentation, mémoire de master énergies renouvelables, université de Bejaia, 2015.

[22] : : H.D GUERARI, COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX ROTORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE A BASE D'UN REGULATEUR GLISSANT, mémoire de master, université de M'sila, 2016.

## Commande hybride floue-mode glissant pour une machine asynchrone double étoile

**Résumé :** Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons ici d'étudier l'exemple le plus courant des machines multiphasées, la machine asynchrone double étoile.

Ce mémoire, présente en premier lieu une étude de modélisation et d'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tensions à deux niveaux. La commande vectorielle de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander, nous avons appliqué des techniques de commande robustes à savoir : la logique floue, le mode glissant et le mode glissant flou, ce dernier est une technique de réglage hybride qui permet d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.

**Mots clés:** Machine asynchrone à double étoile, onduleur, commande vectorielle, commande floue, commande par mode glissant.

## A fuzzy sliding mode hybrid control for a dual star induction machine

**Abstract:** For applications of strong power, the multiphase machines are increasingly used for reasons of reliability and segmentation of power. We propose here to study the more running example of the multiphase machines, the double star induction machine. This work, initially presents a study of modeling and supply of the DSIM fed by two voltage inverters on two levels. Field oriented control of the DSIM, using PI regulators presents some disadvantages such as the sensitivity to parametric uncertainties of the machine and their variations. Against of this disadvantage, and to improve the system performances, we applied robust techniques of control: fuzzy logic, sliding mode and fuzzy sliding mode, the last technique is an hybrid control which makes it possible to exploit the robustness and the speed of the sliding mode in the transient regime, and the flexibility of the fuzzy logic controller in the permanent regime.

**Key words** - double star induction machine, inverter, vector control, fuzzy control, sliding mode control.

التحكم الهجين بنمط المنطق الغامض-الانزلاقي للآلة الغير متزامنة ثنائية النجم  
ملخص: تستعمل الآلات متعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة  
وبقدرتها على تجزئة الاستطاعة. نقترح في هذه المذكرة دراسة المثال الأكثر شيوعا للآلات المتعددة  
الأطوار، إنها الآلة الغير متزامنة ثنائية النجم.

في هذه المذكرة نقوم أولا بدراسة نمذجة وتغذية (أ، غ، م، ث، ن) باستعمال موجين ذوي ثنائي  
مستويات. إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق لهذه الآلة المغداة بواسطة موجين للتيار الكهربائي  
وباستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات وتغيرات متغيرات الآلة، لهذا  
السبب قمنا بتطبيق عدة تقنيات ضبط قوية، المنطق الغامض، النمط الانزلاقي والنمط الانزلاقي  
الغامض، هذا الأخير يعتبر تقنية هجينة تسمح باستغلال قوة وسرعة النمط الانزلاقي أثناء المرحلة  
الانتقالية، وطواعية المنطق الغامض أثناء المرحلة الدائمة.

**الكلمات المفتاحية** - الآلة الغير متزامنة ثنائية النجم، موج، تحكم شعاعي، تحكم بنمط منزلق، تحكم  
هجين.