

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
N° : CE-02



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE  
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE  
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique**

**Présenté par :**

DOUMI Ramdhan

**Intitulé**

**Commande PI Flou d'une machine  
asynchrone double étoile**

**Soutenu devant le jury composé de:**

GHADBANE Ismail	Université De M'sila	Président
BELHAMDI Saad	Université De M'sila	Rapporteur
HELLALI Lallouani	Université De M'sila	Co-rapporteur
RAHALI Hillal	Université De M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2018 /2019**

# *Dédicace*

*A mes parents avec toute ma gratitude  
pour toutes ces années de sacrifices et  
d'encouragement*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*Et à toute la famille DUMI*

*A tous mes amis.*



## *Remerciements*

*Je remercie Dieu, le tout puissant, je rende grâce pour M'avoir donné santé, patience, volonté et surtout raison. Ainsi, je tiens également à exprimer mes vifs Remerciements à mes encadreur, Dr. Belhamdi saad et Hellali lallouani Pour ma exprimer leur gratitude pour leur disponibilité et patience, ainsi que pour leurs précieux conseils, remarques pertinentes et leur suivez continu tout au long de la réalisation de ce mémoire dans les meilleures conditions.*

*Nous tenons également à remercier l'ensemble Des membres du jury qui ont fait l'honneur de juger ce travail.*



*Sommaire*

Symboles & Abréviations.....I

Liste des figures..... I

Liste des Tableau..... VI

**Introduction générale..... 1**

*Chapitre I Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile*

I.1 Introduction.....3

I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.....3

    I.2.1 Applications de la Machine asynchrone double étoile (MASDE)..... 4

I.3 Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....5

    I.3.1 Description de la MASDE.....5

    I.3.2 Hypothèses simplificatrices.....6

    I.3.3 Modèle triphasé de la MASDE.....7

        I.3.3.1 Equations électriques de la machine.....7

        I.3.3.2 Équations magnétiques.....8

        I.3.3.3 Équations mécaniques.....10

        I.3.3.4 Couple électromagnétique.....10

    I.3.4 Modélisation biphasée de MASDE.....10

        I.3.4.1 Application de la transformation de Park à la MASDE.....12

        I.3.4.2 Équations des tensions.....13

        I.3.4.3 Équations des flux.....14

        I.3.4.4 Équation mécanique.....14

        I.3.4.5 Couple électromagnétique.....15

    I.3.5 Choix du référentiel.....16

    I.3.6 Mise Sous Forme D'équation D'état.....17

I.4 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile.....19

    I.4.1 Onduleur de tension à deux niveaux.....19

    I.4.2 La commande par modulation de largeur d'impulsion.....23

        I.4.3.1 Principe de la MLI sinus-triangle.....23

        I.4.2.2 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle.....25

I.4.2.4 Modèle triphasé de la MLI sinus-triangle.....	27
I.5 Résultats de simulation.....	28
I.5.1 Alimentée par une tension sinusoïdale.....	28
I.5.2 L'association des deux onduleurs avec la MASDE.....	32
I.6. Conclusion.....	36
 <b><i>Chapitre II Commande vectorielle PI appliquée à la machine asynchrone double étoile</i></b>	
II.1 Introduction.....	37
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	37
II.3 Choix d'orientation du flux.....	39
II.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle.....	39
II.4.1 Méthode directe.....	40
II.4.2 Méthode indirecte.....	40
II.5 Commande vectorielle indirecte.....	40
II.5.1 Synthèse des régulateurs PI.....	42
II.5.3 Bloc de défluxage.....	46
I.5.4 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	46
II.6 Résultat de simulation.....	47
II.7 Conclusion.....	53
 <b><i>Chapitre III Commande par logique floue type 1 appliquée à la machine asynchrone double étoile</i></b>	
III.1 Introduction.....	54
III.2 Principe de la logique floue.....	54
III.3 Notions de base de la logique floue.....	55
III.3.1 Ensemble ordinaire et ensemble flou.....	55
III.3.2 Fonction d'appartenance.....	55
III.3.3 Univers de discours.....	56
III.3.4 Caractéristiques d'un ensemble floue.....	56
III.3.5 Raisonnement en logique floue.....	58
III.4 Commande par logique floue.....	59
III.4.1 Interface de fuzzification.....	60
III.4.2 Base des règles et inférence floue.....	61
III.4.3 Mécanisme d'inférence floue.....	62

III.4.4 Interface de défuzzification.....	63
III.5 Avantages et inconvénients de la logique floue.....	63
III.6 Application de la logique floue à la commande de la MASDE.....	64
III.7 La loi de commande.....	65
III.8 Simulation numérique.....	65
III.9 Etude comparative.....	71
III.10 Conclusion.....	77
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>78</b>

**Annexe**

**Références bibliographiques**

**Résumé**

### *Symboles & Abréviations*

$\alpha$	Angle de déphasage entre les deux stators
$a_r, b_r, c_r$	Indices correspondants aux trois phases du rotor
$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$	Indices correspondants au trois phase de la première étoile
$a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$	Indices correspondants au trois phase de la deuxième étoile
$d, q$	Axes longitudinal aquattrate du repère de park
$V_{sa1}, V_{sb1}, V_{sc1}$	Tension instantanée des phases de la première étoile
$V_{sa2}, V_{sb2}, V_{sc2}$	Tension instantanée des phases de la deuxième étoile
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tension instantanée des phases statoriques
$I_{sa1}, I_{sb1}, I_{sc1}$	Courants instantanée des phases de la première étoile
$I_{sa2}, I_{sb2}, I_{sc2}$	Courants instantanée des phases de la deuxième étoile
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Courants instantanée des phases statoriques
$V_{sd1}, V_{sq1}, V_{sd2}, V_{sq2}, V_{sd}, V_{sq}$	Tension statorique dans un système d'axes (d, q)
$I_{sd1}, I_{sq1}, I_{sd2}, I_{sq2}, I_{sd}, I_{sq}$	Courants statorique dans un système d'axes (d, q)
$I_{rd}, I_{rq}$	Courants rotorique dans un système d'axes (d, q)
$\Phi_{sd1}, \Phi_{sq1}, \Phi_{sd2}, \Phi_{sq2}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}$	Flux statorique dans un système d'axes (d, q)
$\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$	Flux rotorique dans un système d'axes (d, q)
$V_m$	Amplitude de la tension de référence
$V_p$	La valeur de crête de l'onde de modulation
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
E	La tension continue
$f_p$	Fréquence de la porteuse
$f_r$	Coefficient de frottement
FOC	Field Oriented Control
$\Omega_m$	Vitesse mécanique du rotor
$I_a$	Courant d'induit de la MCC

$I_f$	Le courant d'excitation de la MCC
$J$	Moment d'inertie
$K_p, K_i$	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
m	L'indice de modulation
MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation de 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	Régulateur Proportionnel-Intégral
S	L'opérateur de Laplace
$\tau$	Constante de temps d'un système du premier ordre
$\tau_r$	Constante de temps rotorique
$\theta_e$	Angle électrique
$\theta_m$	Angle mécanique
$\theta_s$	Angle statorique
$\omega_{gl}$	Pulsation électrique de glissement
$\omega_r$	Pulsation électrique rotorique
$\omega_m$	Pulsation mécanique
N	vitesse de rotation de la machine (tr/min)
FLC	Fuzzy logique controller

*Listes des figures*

*Chapitre I*

**Figure I.1** : Modes de fonctionnement suivant le glissement.....4

**Figure I.2** : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....4

**Figure I.3** : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....6

**Figure I.4** : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).....11

**Figure.I.5.** Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....12

**Figure.I.6** : Présentation d'une alimentation d'un moteur à courant alternatif avec un onduleur de tension.....19

**Figure.I.7** : Structure d'un onduleur triphas.....20

**Figure.I.8** : Modèle Simulink de l'onduleur triphasé.....22

**Figure.I.9** : Schéma de principe de la commande «sinus -triangle ».....23

**Figure I.10:** Chronogramme d'une commande MLI «sinus -triangle» monophasé.....24

**Figure I.11** : Schéma de principe d'une commande «sinus -triangle » triphasée.....24

**Figure I.12** : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle.....26

**Figure.I.13** : Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus\_Triangle.....27

**Figure.I.14** : Schéma de simulation de MASDE alimentée par la tension sinusoïdale.....28

**Figure I.15** : Performances de la MASDE à vide.....30

**Figure. I.16** : Performances de la MASDE en charge.....31

**Figure I.17** : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension a' vide.....34

**Figure I.18** : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.....35

*Chapitre II*

**Figure II.1** : Principe de la commande vectorielle.....38

**Figure II.2** : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.....38

**Figure II.3** : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.....40

**Figure II.05** : Boucle de régulation des courants statoriques.....44

**Figure II.06** : Schéma bloc de découplage en tension.....45

**Figure II.07** : Bloc de régulation de la vitesse.....45

<b>Figure II.08</b> : Bloc de défluxage.....	46
<b>Figure II.09</b> : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	47
<b>Figure II.10</b> : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges Cr= 14 et 5 N.m respectivement entre les intervalles de temps t = [2, 3] et [3, 4] s.....	49
<b>Figure II.11</b> : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi d'imposer des vitesses de référence 100,150 et 200 rad/s respectivement entre les intervalles de temps t = [0, 2], [2, 3] et [2, 3] Second Avec un couple de charge nulle (Cr=0N.m).....	51
<b>Figure II.12</b> : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi l'augmentation de la Résistance rotorique $R_r$ de 150% à partir de t=2 s, Avec l'application d'un couple de charge (Cr=14N.m) à de t=3s.....	52

**Chapitre III**

<b>Figure III.1</b> : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.....	56
<b>Figure III.2</b> : Caractéristiques d'un ensemble flou.....	57
<b>Figure III.3</b> : Schéma général d'un contrôleur flou.....	60
<b>Figure III.4</b> : Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.....	61
<b>Figure III.5</b> : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).....	65
<b>Figure III.6</b> : Régulation de la vitesse par la logique floue.....	66
<b>Figure III.7</b> : Régulation de la vitesse par PI-Floue lors de l'introduction d'un couple de charge (Cr = 14 et 5N. m) .....	67
<b>Figure III.8</b> : Régulation de la vitesse par PI-Floue lors d'imposer des vitesses de référence 100,150 et 200 rad/s respectivement sur les intervalles de temps t = [0, 2], [2, 3] et [2, 3]s.....	69
<b>Figure III.9</b> : Régulation de la vitesse par PI-Floue, suivi l'augmentation de la Résistance rotorique $R_r$ de 150% à partir de t=2 S, Avec l'application d'un couple de charge (Cr=14N.m) à de t=3 s.....	70
<b>Figure III.10</b> : Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse lors de l'introduction d'un couple de charge (Cr = 10 et 20N. m) respectivement entre les intervalles de Temps t = [2, 3] et [3, 4] s.....	72
<b>Figure III.11</b> : Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse, suivi d'imposer des vitesses de référence 150,250 et 100 rad/s respectivement entre les intervalles de temps t = [0, 2], [2, 3] et [2, 3] Second Avec un couple de charge (Cr=10N.m).....	74
<b>Figure III.12</b> : Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse, suivi l'augmentation de la Résistance rotorique $R_r$ de 200% à partir de t=2 S, Avec l'application d'un couple de charge (Cr=14N.m) à t=3 s.....	75

*Liste des Tableau*

*Chapitre III*

**Tableau III.1** : Calcul de la variation de la commande du.....62

### *Introduction générale :*

Les machines électriques sont de plus en plus présentes tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels ; mais également la manutention, les services de tractions électriques (trains, tramways, véhicules électriques, navires, etc...), génération d'énergie (les éoliennes) ainsi qu'à tous les domaines de l'industrie et de l'aérospatiale. Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, la faible maintenance, la robustesse, la flexibilité de la commande et leurs capacités d'évolution [1].

Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation. De façon générale, H.Toliat confirme dans [2] que les machines polyphasées peuvent présenter un meilleur couple massique que celui des machines triphasées à forces électromotrices sinusoïdales. Les machines multi-phasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, les compresseurs, les moulins du ciment, etc [3].

La machine asynchrone double étoile (MASDE), qui possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de  $30^\circ$ . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée ; il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotorique [4].

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 et la commande par mode glissant. Ces techniques utilisant des régulateurs aussi bien classiques que modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes [5].

La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques (réglage à action proportionnelle, intégrale et dérivée), ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine. Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes [6].

La logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Son intérêt réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles, [7]. Cependant, un système flou est difficile à appréhender. Sa commande et son réglage peuvent être relativement long. Il s'agit parfois beaucoup plus de tâtonnement que d'une réelle réflexion.

**Organisation du mémoire :** L'objectif principal de ce travail est l'étude de la commande vectorielle par orientation du flux et la commande par logique floue de la machine asynchrone double étoile (MASDE). Ce mémoire est reparti en trois chapitres comme suit :

**Dans le premier chapitre,** sera consacré à la modélisation de la MASDE alimentée par onduleurs de tension, en utilisant la transformation de Park linéarisé (passage triphasé-biphasé). La simulation de ce modèle sera effectuée.

**Le deuxième chapitre,** Présentera le principe et l'application de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC: Field Oriented Control) à la MASDE, cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MASDE avec un découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront présentés.

**Le troisième chapitre,** On s'intéresse alors au remplacement du régulateur classique de la vitesse, au sein de la commande vectorielle par un régulateur flou. Nous commençons par définir et expliquer la terminologie utilisée en logique floue, la théorie des ensembles flous, etc. Les résultats de simulation avec des régulateurs flou seront présentés. On fera l'objet de la comparaison des performances statiques et dynamiques des deux techniques de commande (PI et PI-Flou)

**Finalemment :** Le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi nous présentons des perspectives pour les travaux de recherche d'avenir.

# **Chapitre I**

## ***Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile***

## I.1 Introduction

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 multi phases ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE) [8].

Ce chapitre permettra d'une part de présenter le principe de fonctionnement la machine asynchrone double étoile, leurs applications, ses avantages et ses inconvénients et d'autre part de modéliser la MASDE qui est basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans ce chapitre la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées , après celle du convertisseur commandé en M.L.I et enfin on termine par des résultats de simulation de la MASDE.

## I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

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 » 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 .Elle définit comme suite [9].

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} [rad/s] \\ N_s = \frac{60f}{p} [tr/min] \end{cases} \quad (I.1)$$

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont introduire 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 ( $\omega_r < \omega_s$ ), 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 égal' à [10]:

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \tag{I.2}$$

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

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \tag{I.3}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement:

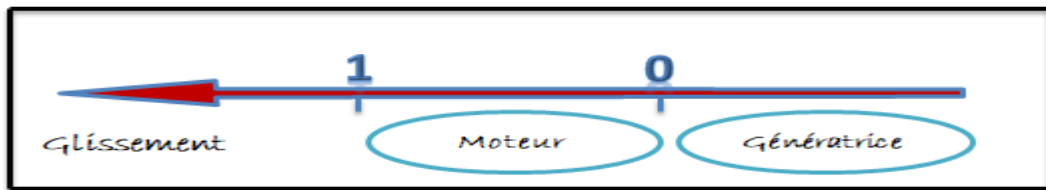


Figure I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement [10].

### I.2.1 Applications de la Machine asynchrone double étoile (MASDE)

La machines asynchrone double étoile est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, etc. [3].

Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (voir la Figure. I.2)

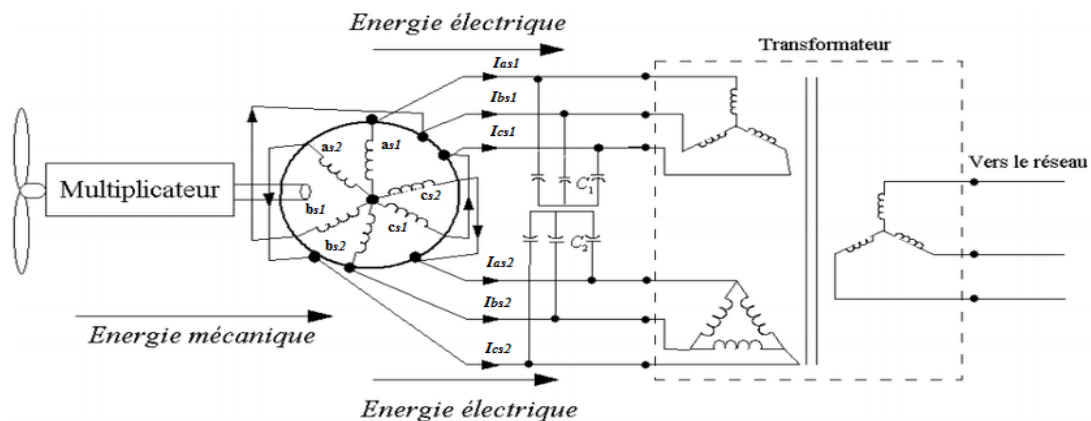


Figure I.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases [9]

#### ❖ Avantages de la MASDE

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [31] :

- ✓ Segmentation de puissance;
- ✓ Amélioration de la fiabilité;
- ✓ Amélioration du facteur de puissance
- ✓ Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

#### ❖ Inconvénients de la MASDE

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que [31] :

- ✓ Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine;
- ✓ La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande;
- ✓ L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

## I.3 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

### I.3.1 Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha$  (dans cette modélisation on prend  $\alpha = 30^\circ$ ) et un rotor soit bobinée soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalant à un enroulement triphasé en court-circuit. La figure (I. 3) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor.

On notera par l'indice  $S1$  pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice  $S2$  pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

Les phases de la première étoile  $A_{S1}, B_{S1}, C_{S1}$  et les phases de la deuxième étoile prennent  $A_{S2}, B_{S2}, C_{S2}$  les phases rotoriques sont notées par  $Ar, Br, Cr$ .

L'angle de décalage entre les deux étoiles est  $\alpha$ .  $\theta_m$  exprime la position du rotor (phase  $A_r$ ) par rapport à l'étoile 1 (phase  $A_{S1}$ ).  $\theta_2$  est la position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \theta_m = \omega_m t + \theta_0 \\ \theta_2 = \theta_m - \alpha \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec :

$\omega_m$  : la vitesse mécanique du rotor,

$\theta_0$  : la position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

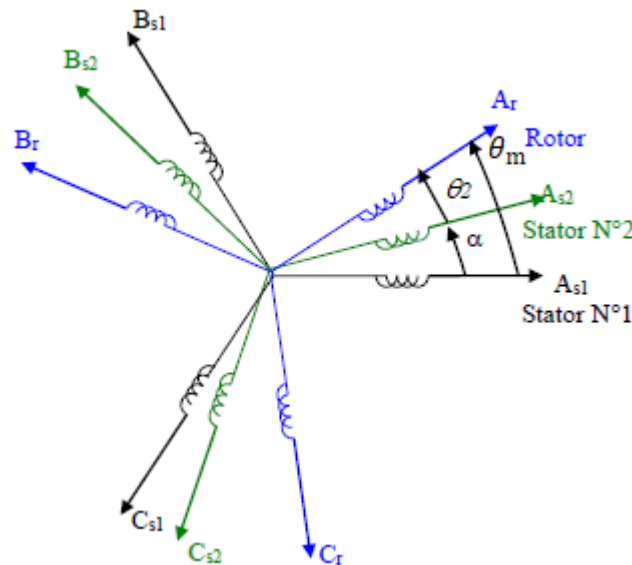


Figure I.3 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entraînant la création d'un champ tournant dans le long de l'entrefer.

Le rapport  $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$  : est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors :  $\omega_g = g \cdot \omega_s$

La relation de la vitesse mécanique du rotor  $\omega_m$  en fonction de la vitesse de synchronisme  $\omega_s$  et du nombre de paires de pôles  $p$  de la machine est exprimée comme suit :

$$\omega_m = (1 - g) \frac{\omega_s}{p} \tag{I.5}$$

### I.3.2 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour ce prêtera une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices : [11]

La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant ;

- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables .

- Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités de courants ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;

### I.3.3 Modèle triphasé de la MASDE

#### I.3.3.1 Equations électriques de la machine

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

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1}I_{sa1} + \frac{d}{dt}\Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1}I_{sb1} + \frac{d}{dt}\Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1}I_{sc1} + \frac{d}{dt}\Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{I. 6})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2}I_{sa2} + \frac{d}{dt}\Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2}I_{sb2} + \frac{d}{dt}\Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2}I_{sc2} + \frac{d}{dt}\Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{I. 7})$$

$$\text{Pour rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra}I_{ra} + \frac{d}{dt}\Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb}I_{rb} + \frac{d}{dt}\Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc}I_{rc} + \frac{d}{dt}\Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I. 8})$$

Sous forme matricielle on a :

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [r_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \\ [V_{s2}] = [r_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \\ [0] = [r_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{I. 9})$$

Les résistances des phases statoriques de l'étoile 1 et 2 :

$$[r_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \quad [r_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}$$

Les résistances rotoriques :

$$[r_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Avec:

$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$ : Résistance d'une phase du 1<sup>er</sup> enroulement statorique.

$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$ : Résistance d'une phase du 2<sup>ème</sup> enroulement statorique.

$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$  : Résistance d'une phase du rotor.

Les vecteurs de tensions, courants et flux totaux statorique :

Pour l'étoile 1:  $[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}$   $[I_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ I_{sci} \end{bmatrix}$   $[\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix}$

Pour l'étoile 2 :  $[V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$   $[I_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix}$   $[\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix}$

Les vecteurs de courants et de flux rotoriques:

$$[I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

### I.3.3.2 Équations magnétiques

$$\begin{cases} [\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \\ [\Phi_{s2}] = [M_{s2,s2}][I_{s2}] + [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [M_{s2,r}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{r,s2}][I_{s2}] + [M_{r,r}][I_r] + [L_{r,s1}][I_{s1}] \end{cases} \quad (I. 10)$$

Avec :

$[L_{s1,s1}]$  : Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2,s1}]$  : Matrice inductance entre l'étoile 2 et 1.

$[L_{r,s1}]$  : Matrice inductance entre rotor l'étoile 1.

$[M_{s1,s2}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[M_{s1,r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[M_{s2,s2}]$  : Matrice inductance mutuelle de étoile 2.

$[M_{s2,r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[M_{r,s2}]$  : Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

$[M_{r,r}]$  : Matrice inductance mutuelle de rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (I.10) sont exprimés comme suit :

$$\begin{aligned}
[L_{s1,s1}] &= \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{s1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \\
[L_{s2,s1}] &= \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{s2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \\
[L_{r,r}] &= \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_r + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \\
[M_{s1,s2}] &= L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \\
[M_{s1,r}] &= L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \\
[M_{s2,r}] &= L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos((\theta - \alpha) + \frac{2\pi}{3}) & \cos((\theta - \alpha) + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos((\theta - \alpha) + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) & \cos((\theta - \alpha) + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos((\theta - \alpha) + \frac{2\pi}{3}) & \cos((\theta - \alpha) + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Avec :

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

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

$L_{bs2} = L_{cs2} = L_{cs1} = L_{s2}$  : Inductance propre du 2<sup>eme</sup> stator.

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

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

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

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

### I.3.3.3 Équations mécaniques

On peut le déterminer par calcul de la dérivée de la vitesse mécanique  $\omega_m$ , alors :

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \omega_m) \quad (I.11)$$

Avec :

- $J$  : Moment d'inertie de la machine.
- $C_{em}$  : Couple électromagnétique.
- $C_r$  : Couple résistant (couple de la charge).
- $K_f$  : Coefficient de frottement.
- $\omega_m$  : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

### I.3.3.4 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [12] :

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega = p \frac{d}{d\theta_e} \omega \quad (I.12)$$

Avec :

$$\omega = \frac{1}{2} [i_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [i_r]^t [\Phi_r] \quad (I.13)$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[ [L_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [L_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t \right] \quad (I.14)$$

Avec :

$\theta_m$  : Angle mécanique

$\theta_e$  : Angle électrique

$p$  : Nombre de paires de pôles

## I.3.4 Modélisation biphasée de MASDE

### ❖ Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes A, B, C, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice [1].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q).

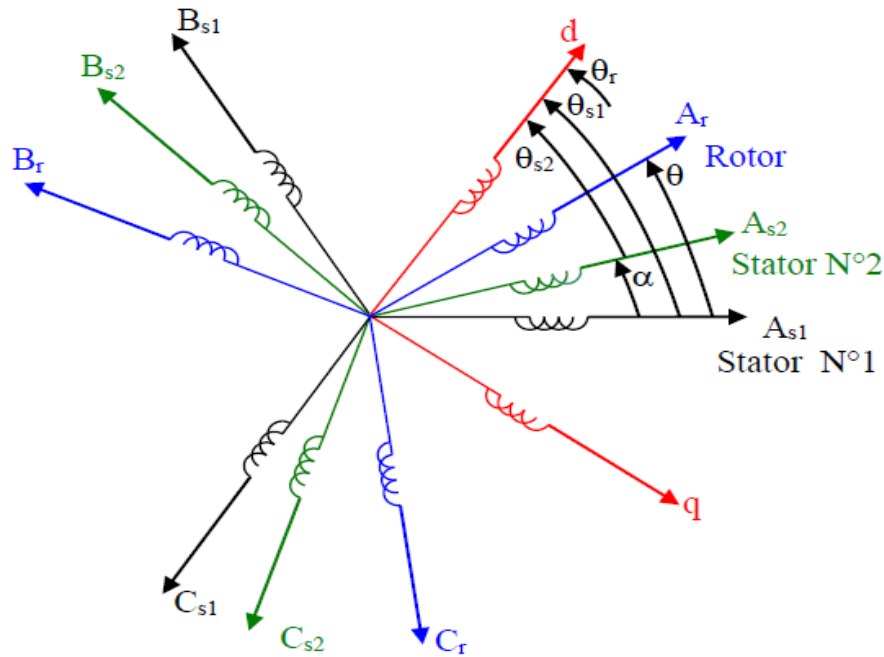


Figure I.4 : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park générale :

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

La matrice de Park inverse :

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

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [P(\theta)] [G_{abc}] \tag{I. 15}$$

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dqo}] \tag{I. 16}$$

Avec :

$[G_{abc}]$  : Vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré.

$[G_{dqo}]$  : Vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I. 17)$$

Pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I. 18)$$

Pour le rotor :

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

Où :

$[P(\theta_{s1})]$  : Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

$[P(\theta_{s2})]$  : Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[P(\theta_r)]$  : Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

### I.3.4.1 Application de la transformation de Park à la MASDE

La figure (I.5) illustre une représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

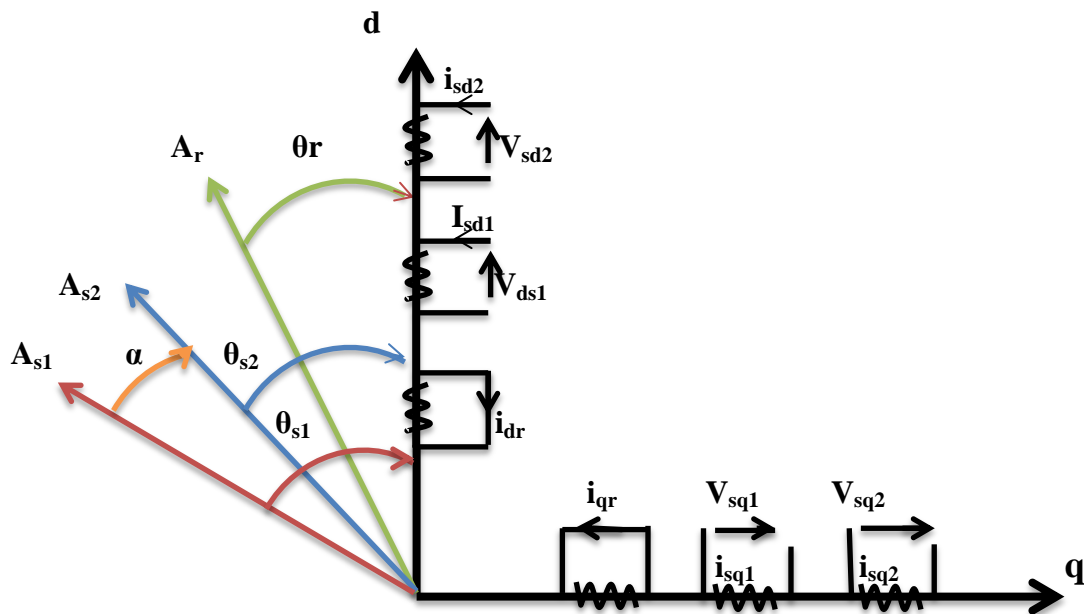


Figure I.5 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

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

### I.3.4.2 Équations des tensions

On applique la transformation de Park sur les systèmes d'équations (I.6), (I.7), (I.8), on obtient :

❖ Pour l'étoile 1:

$$\begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \\ V_{0s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd1} \\ I_{sq1} \\ I_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sq1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sq1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

❖ Pour l'étoile 2:

$$\begin{bmatrix} V_{sd2} \\ V_{sq2} \\ V_{0s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd2} \\ I_{sq2} \\ I_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

❖ Pour le rotor ; étant en court-circuit :  $V_{ar} = V_{br} = V_{cr} = 0$ ,

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0r} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Avec:

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

Sous forme d'équation :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_s i_{sd1} + \frac{d\Phi_{sd1}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq1} \\ V_{sd2} = R_s i_{sd2} + \frac{d\Phi_{sd2}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq2} \\ V_{sq1} = R_s i_{sq1} + \frac{d\Phi_{sq1}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd1} \\ V_{sq2} = R_s i_{sq2} + \frac{d\Phi_{sq2}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qs1} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{ds1} \end{cases} \quad (I.23)$$

### I.3.4.3 Équations des flux

On applique la transformation de Park sur le système les équations (I.10), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sd1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sd2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sd2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sd1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sq1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sq2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sq2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sq1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{sd1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{sd2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{sq1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{sq2} \end{cases} \quad (I.24)$$

On pose :

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

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

Le système d'équations (I.24) est réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{dr}) \\ \Phi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd2} + i_{sd1} + i_{dr}) \\ \Phi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{qr}) \\ \Phi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq2} + i_{sq1} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{dr} + i_{sd1} + i_{sd2}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qr} + i_{sq1} + i_{sq2}) \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec :

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

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

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

### I.3.4.4 Équation mécanique

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

$$P_e = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (I.26)$$

Ce qui donne :

$$P_e = V_{sa1}i_{sa1} + V_{sb1}i_{sb1} + V_{sc1}i_{sc1} + V_{sa2}i_{sa2} + V_{sb2}i_{sb2} + V_{sc2}i_{sc2} \quad (I.27)$$

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

$$P_e = V_{sd1}i_{sd1} + V_{sd2}i_{sd2} + V_{sq1}i_{sq1} + V_{sq2}i_{sq2} \quad (I.28)$$

En introduisant le système d'équation (I.23) dans l'expression de la puissance instantanée (I.28) on obtient :

$$P_e = \underbrace{R_{s1}i_{sd1}^2 + R_{s2}i_{sd2}^2 + R_{s1}i_{sq1}^2 + R_{s2}i_{sq2}^2}_{\text{terme 1}} + \underbrace{\omega_s(\phi_{sd1}i_{sq1} + \phi_{sd2}i_{sq2} - \phi_{sq1}i_{sd1} - \phi_{sq2}i_{sd2})}_{\text{terme 2}} + \underbrace{\frac{d\phi_{sd1}}{dt}i_{sd1} + \frac{d\phi_{sd2}}{dt}i_{sd2} + \frac{d\phi_{sq1}}{dt}i_{sq1} + \frac{d\phi_{sq2}}{dt}i_{sq2}}_{\text{terme 3}} \quad (I.29)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes [3]:

- 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).

### I.3.4.5 Couple électromagnétique

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

$$P_{em} = C_{em}\omega_m \quad (I.30)$$

Avec :

$\omega_m$  : Vitesse de rotation mécanique du rotor.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (I.29) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_m(\phi_{sd1}i_{sq1} + \phi_{sd2}i_{sq2} - \phi_{sq1}i_{sd1} - \phi_{sq2}i_{sd2}) \quad (I.31)$$

D'après l'équation (I.31) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{sd1}i_{sq1} + \phi_{sd2}i_{sq2} - \phi_{sq1}i_{sd1} - \phi_{sq2}i_{sd2}) \quad (I.32)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.25) dans (I.32), on obtient :

$$C_{em} = pL_m((i_{sq1} + i_{sq2})i_{dr} - (i_{sd1} + i_{sd2})i_{qr}) \quad (I.33)$$

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

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.34)$$

On peut écrire :

$$i_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (I.35)$$

$$i_{qr} = \frac{\phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sq1} + i_{sq2}) \quad (I.36)$$

En introduisant  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  dans l'expression (I.33) on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \phi_{dr} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \phi_{qr} (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (I.37)$$

### I.3.5 Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

- **Référentiel lié au stator**

Dans ce référentiel, les axes ( $d$ ,  $q$ ) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{coor} = 0$ ). 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.

Avec :

$\omega_{coor}$  : la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.

- **Référentiel lié au rotor**

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

- **Référentiel lié au champ tournant**

Dans ce référentiel, les axes ( $d$ ,  $q$ ) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique crée par les deux étoiles du stator ( $\omega_{coor} = \omega_s$ ). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

### I.3.6 Mise sous forme d'équation d'état

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

D'où :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad (I.38)$$

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

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.39)$$

A partir de l'équation (I.39) et (I.22) on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{sd1} = \frac{\phi_{sd1} - \phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{sd2} = \frac{\phi_{sd2} - \phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{sq1} = \frac{\phi_{sq1} - \phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{sq2} = \frac{\phi_{sq2} - \phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{dr1} = \frac{\phi_{dr} - \phi_{md}}{L_r} \\ i_{qr1} = \frac{\phi_{qr} - \phi_{md}}{L_r} \end{cases} \quad (I.40)$$

En remplaçant (I.40) dans (I.24) et (I.25), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd1}}{dt} = V_{sd1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{sd1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{sq1} \\ \frac{d\phi_{sd2}}{dt} = V_{sd2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{sd2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{sq2} \\ \frac{d\phi_{sq1}}{dt} = V_{sq1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{sq1} - \phi_{md}) - \omega_s \phi_{sd1} \\ \frac{d\phi_{sq2}}{dt} = V_{sq2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{sq2} - \phi_{md}) - \omega_s \phi_{sd2} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{dr} - \phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{qr} - \phi_{md}) - (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr} \\ J \frac{d\omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \phi_{dr}(i_{sq1} + i_{sq2}) - \phi_{qr}(i_{sd1} + i_{sd2}) - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (I.41)$$

A partir de l'équation (I.24), on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left( \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_{s1}} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left( \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_{s1}} \right) \end{cases} \quad (I.42)$$

Avec:

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}} \quad (I.43)$$

Nous mettons le système d'équations (I.41) sous forme d'un système d'équation d'état.

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

Avec :

$X$  : Vecteur d'état.

$U$  : Vecteur de commande.

$$X = [\Phi_{sd1}, \Phi_{sd2}, \Phi_{sq1}, \Phi_{sq2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

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

$$X = \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq1} \\ \Phi_{sq2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sd2} \\ V_{sq1} \\ V_{sq2} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

## I.4 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile

Les onduleurs de tension triphasée sont des convertisseurs statiques assurant la conversion continue alternative, universellement utilisées pour alimenter avec des tensions variables (amplitude et fréquence réglables) les machines électriques à courant alternatif utilisées comme actionneurs [13]. La figure (I.6) présente l'utilisation d'un onduleur dans une alimentation du moteur à courant alternatif.

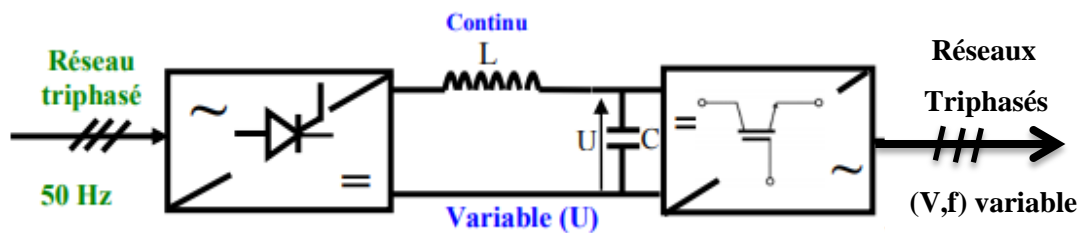


Figure I.6 : Présentation d'une alimentation d'un moteur à courant alternatif avec un onduleur de tension.

La forte évolution des onduleurs de tension ces dernières années est due, d'une part au développement des composants semi-conducteurs entièrement commandable, puissant, robustes et rapides, et d'autre part à l'utilisation quasi générale des techniques de commande plus avancées.

### I.4.1 Onduleur de tension à deux niveaux

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est représenté sur la figure (I.7) Il est constitué de trois bras de commutation. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un interrupteur qui travaillent en commutation forcée [14]. Les six interrupteurs électroniques représentés, peuvent être des transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT) associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage. Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaire. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [15].

Pour simplifier l'étude nous supposerons que le couplage est de type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques

de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

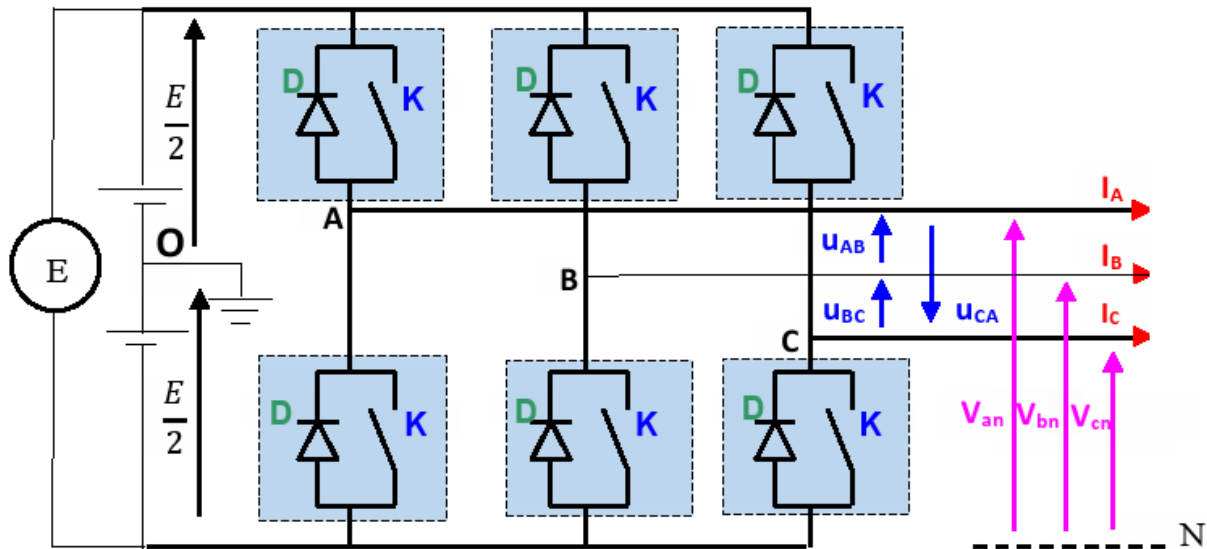


Figure I.7 : Structure d'un onduleur triphasé.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. Pour cela il faut faire intervenir la commande des interrupteurs qui constitue l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance car cela qui détermine la qualité de la tension de sortie [16].

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs.

Il est judicieux de considérer le montage comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demi pont en décomposant la source continue par deux sources équivalentes de tension  $\frac{E}{2}$  avec un point milieu, noté O.

On peut alors déterminer l'allure des tensions composées en tenant compte des relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ U_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ U_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad (I.44)$$

Au niveau de la charge on peut déduire les relations donnant les expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_A - V_B \\ U_{BC} = V_B - V_C \\ U_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (I.45)$$

Et en effectuant la différence membre à membre entre la première et la troisième relation :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 2V_A - (V_B + V_C) \\ U_{BC} - U_{AB} = 2V_B - (V_A + V_C) \\ U_{CA} - U_{BC} = 2V_C - (V_A + V_B) \end{cases} \quad (I.46)$$

Sachant que les tensions  $V_A, V_B, V_C$  forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 3V_A \\ U_{BC} - U_{AB} = 3V_B \\ U_{CA} - U_{BC} = 3V_C \end{cases} \quad (I.47)$$

D'où la nouvelle expression pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \\ V_B = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \\ V_C = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) \end{cases} \quad (I.48)$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B, C et le point milieu fictif O associé à l'alimentation.

$$\text{Soit: } \begin{cases} V_A = \frac{1}{3}[2U_{AO} - U_{BO} - U_{CO}] \\ V_B = \frac{1}{3}[-U_{AO} + 2U_{BO} - U_{CO}] \\ V_C = \frac{1}{3}[-U_{AO} - U_{BO} + 2U_{CO}] \end{cases} \quad (I.49)$$

On obtient sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AO} \\ U_{BO} \\ U_{CO} \end{bmatrix} \quad (I.50)$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire. On peut donc associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande  $S_i$ , avec ( $i = A, B, C$ ) et telle que :

$S_i = +1 \rightarrow$  Interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert.

$S_i = -1 \rightarrow$  Interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \tag{I.51}$$

D'où la nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \frac{E}{3} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \tag{I.52}$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande  $S_A, S_B, S_C$  qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée. À partir de ce résultat on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé, la figure (I.8) sous forme de schéma bloc que l'on implantera sous Simulink.

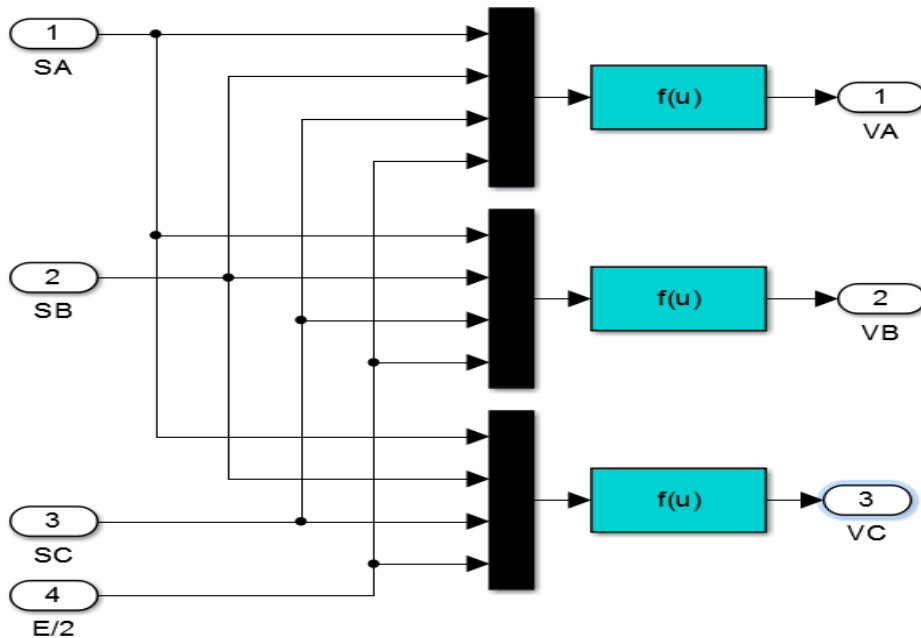


Figure I.8 : Modèle Simulink de l'onduleur triphasé.

## I.4.2 La commande par modulation de largeur d'impulsion MLI

### I.4.2.1 Principe de la MLI sinus-triangle

Nous nous intéresserons à une technique analogique « la commande sinus triangle ».

Cette technique consiste à comparer entre elles :

- ✓ Une onde de référence  $U_m$ , la modulatrice, de forme sinusoïdale et de fréquence  $f$
- ✓ Une onde de modulation  $U_p$ , la porteuse, généralement triangulaire, de haute fréquence  $f_p$ , telle que :  $f_p \gg f$ .

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure (I.9). Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

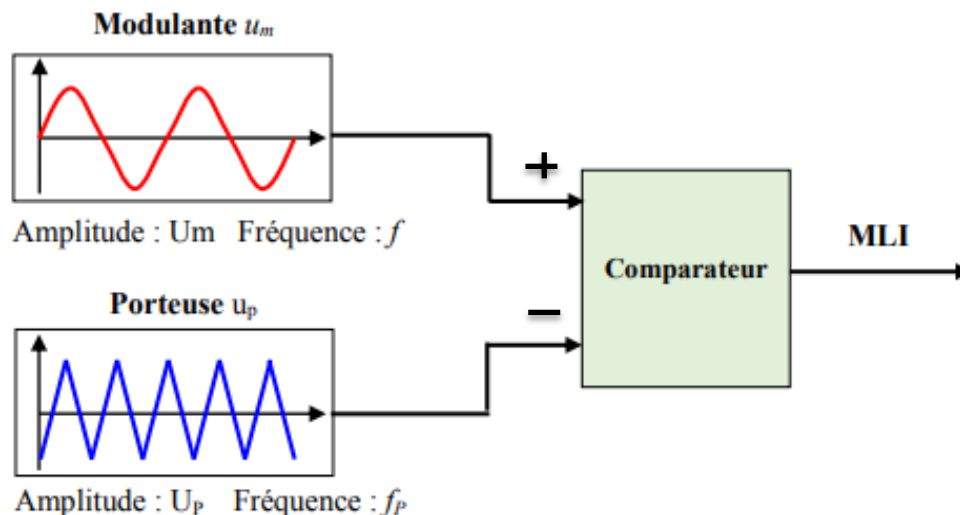


Figure I.9 : Schéma de principe de la commande «sinus -triangle ».

La figure (I.10) présente un exemple de chronogramme pour ce type de comparaison intersecté, généralement afin de réaliser une commande MLI triphasée on génère un système sinusoïdal de tension de référence  $V_{Ar}$ ,  $V_{Br}$ ,  $V_{Cr}$ , déphasée de  $120^\circ$  que l'on compare à une tension de modulation triangulaire commune afin de produire trois signaux de commande de type MLI bipolaire (ou unipolaire).

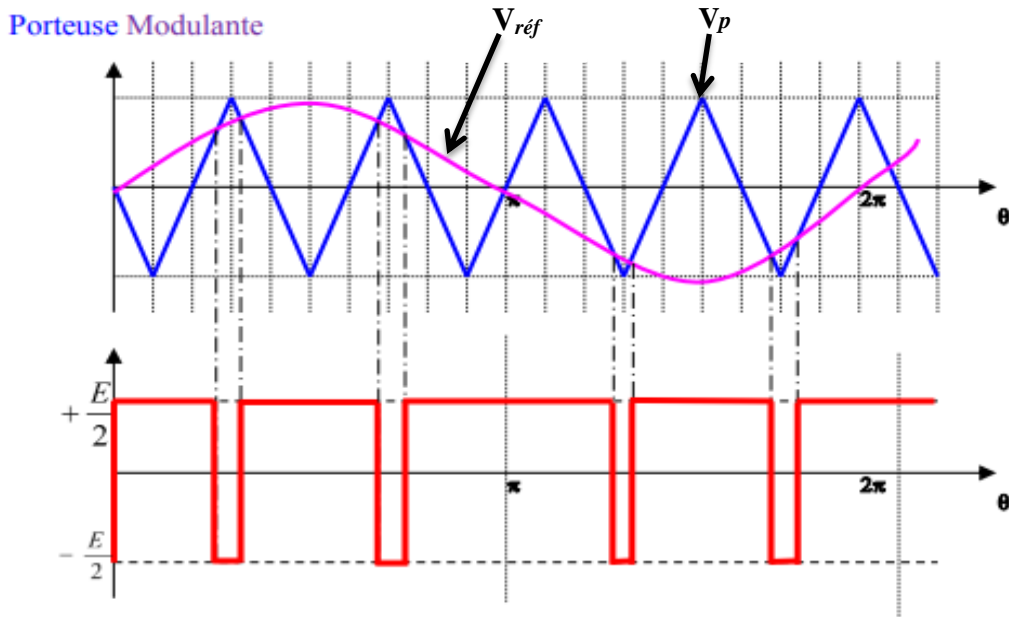


Figure I.10: Chronogramme d'une commande MLI «sinus -triangle» monophasé.

La figure (I.11) représente le schéma de principe d'une commande MLI sinus-triangle triphasée tel que les tensions de sortie faire alimenter la première étoile.

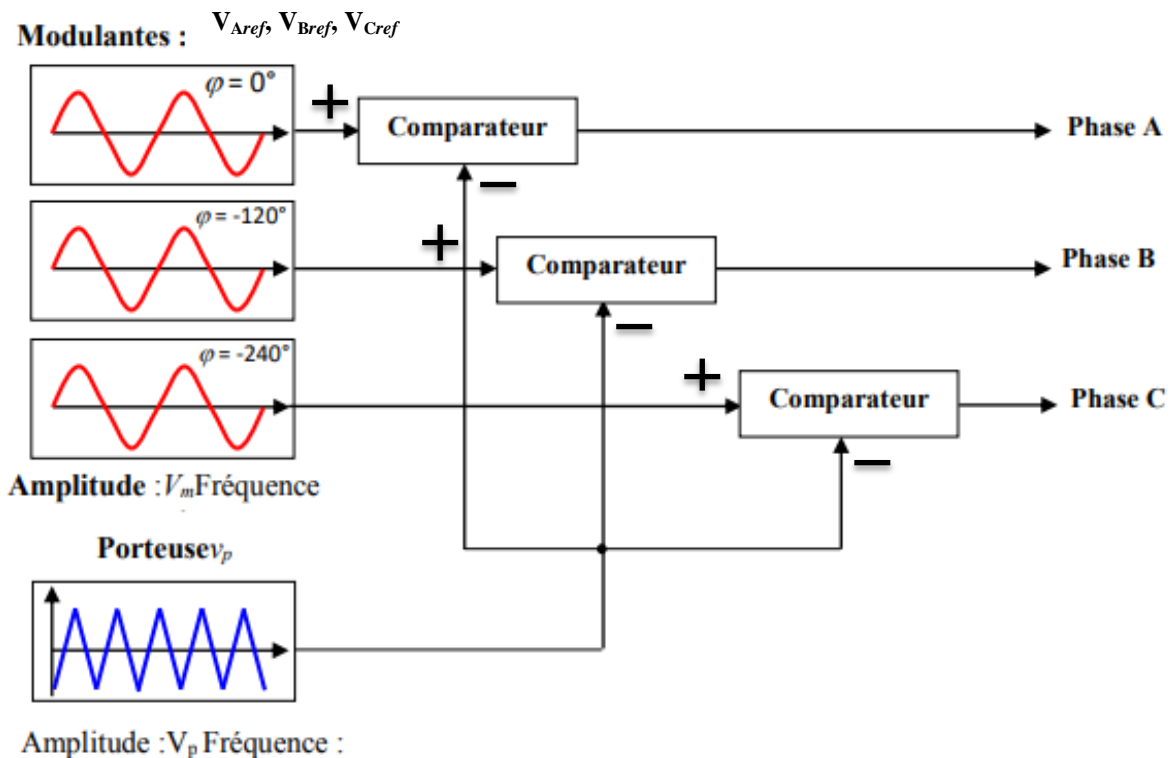


Figure I.11 : Schéma de principe d'une commande «sinus -triangle » triphasée.

### I.4.2.2 Caractéristiques de la MLI sinus–triangle

La tension de référence étant une sinusoïde, deux paramètres caractérisent la commande :

- ✓ l'indice de modulation  $m$ , égal au rapport des fréquences de modulation et de référence :

$$m = f_p / f \quad (I.53)$$

- ✓ le coefficient de réglage  $r$ , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête de l'onde de modulation :

$$r = V_m / V_p \quad (I.54)$$

L'indice de modulation est le résultat d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, en effet ce dernier se détériore avec l'augmentation de la fréquence de hachage qui augmente [17].

Dans la pratique, on adopte toujours un rapport cyclique de valeur inférieure à l'unité afin d'éviter les ratés de commutation qui pourraient entraîner des discontinuités de fonctionnement, et particulièrement dans les applications de la vitesse variables, où l'on fait varier la fréquence et la tension [18].

Avec ce type de modulation,  $m$  peut être soit pair soit impair. Si l'indice de modulation est impair alors les deux alternances de la tension de sortie sont identiques au signe près et sa décomposition en série de Fourier ne comporte que des termes en sinus et impairs.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire pour  $m$  pair, on obtient dans le développement une composante continue ainsi que des termes harmoniques pairs et impairs.

Il est intéressant de remarquer que l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation a pour résultat de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences, ce qui est bénéfique, mais qui a pour effet d'introduire «du déchet de tension». Il est donc, non seulement nécessaire d'opter pour une valeur impaire pour  $m$ , mais également d'optimiser cette valeur. De plus, la valeur de  $m$  est limitée par les temps des commutations des interrupteurs et donc par la largeur minimale des impulsions. La tension de commande délivrée par le comparateur ne pouvant prendre que deux valeurs distinctes, nous sommes en présence d'une onde bipolaire image de la tension de sortie.

La figure (I.12) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont  $r = 0.8$  et  $m = 10$ , qui distinguer aussi notre onduleur utilisé pour Association de la MASDE

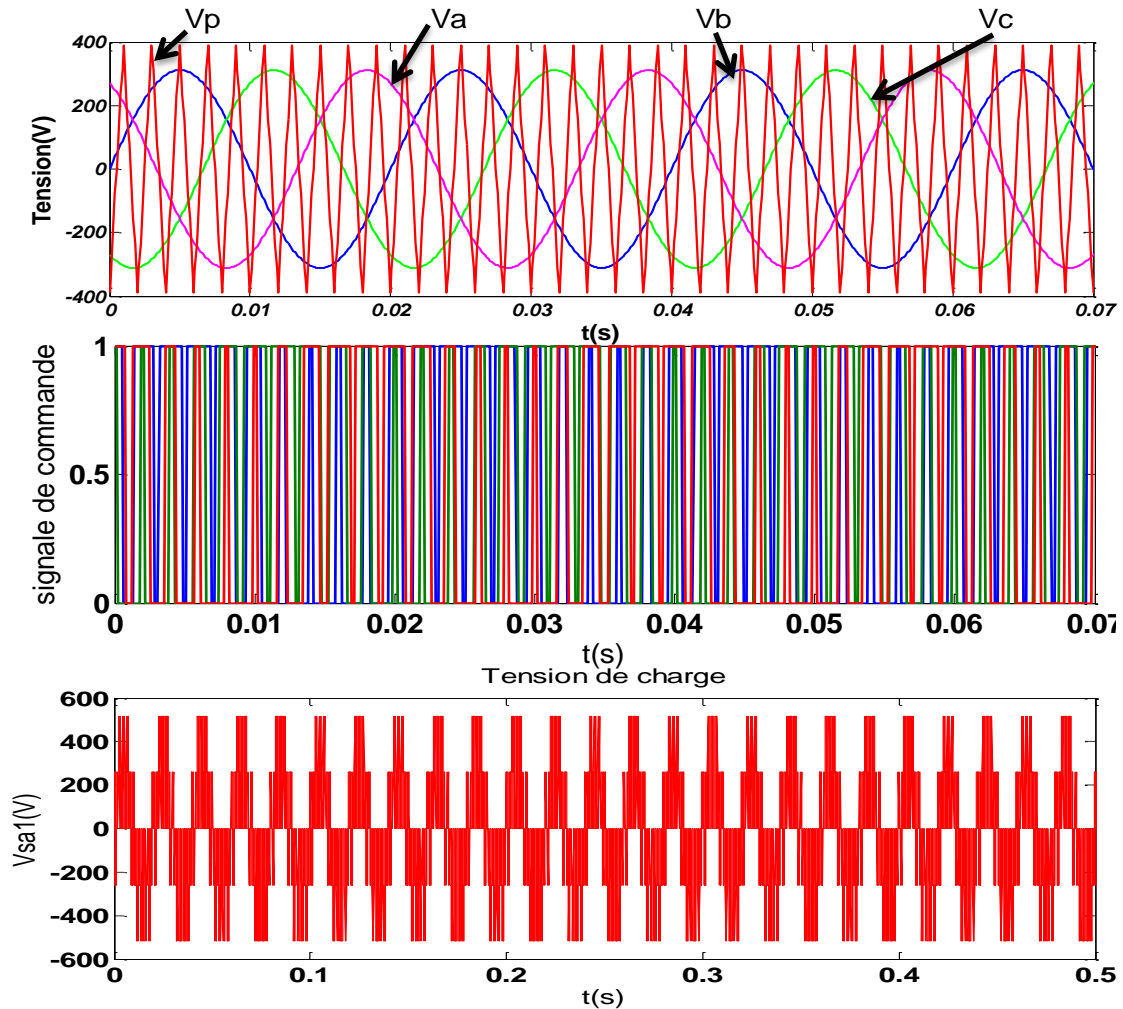


Figure I.12 : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

### I.4.2.3 Modèle triphasé de la MLI sinus-triangle

Le modèle de cette commande nécessite la production de trois signaux  $S_A, S_B, S_C$  de type MLI sinus-triangle décalés de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre. On emploie donc trois signaux sinusoïdaux de fréquence de référence  $f$  et d'amplitude  $\hat{V}_m$  et une porteuse commune.

➤ Equations des modultrices :

$$\begin{cases} V_{Ar} = V_m \sin(2f\pi t) \\ V_{Br} = V_m \sin\left(2f\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{Cr} = V_m \sin\left(2f\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.55)$$

➤ Equation de la porteuse :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ x_2(t) = V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si} & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I.56)$$

➤ Etats des interrupteurs :

$$S_{A,B,C} = \begin{cases} +1 & \text{si} & (V_{mA,B,C} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si} & (V_{mA,B,C} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (I.57)$$

La figure (I.13) présente le modèle Simulink de l'ensemble MASDE onduleur avec une commande MLI sinus-triangle

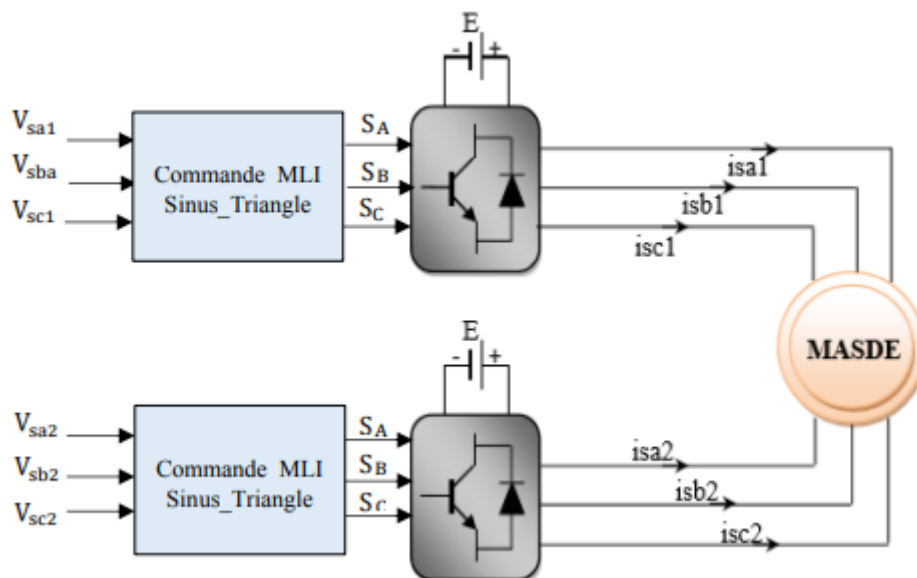


Figure I.13 : Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus\_Triangle.

## I.5 Résultats de simulation

### I.5.1 Alimentée par une tension sinusoïdale

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées Comme suit :

- Pour la première étoile : 
$$\begin{cases} V_{sa1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

- Pour la deuxième étoile :
 
$$\begin{cases} V_{sa2} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{3}\right) \\ V_{sb2} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{5\pi}{6}\right) \\ V_{sc2} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{3\pi}{6}\right) \end{cases}$$

Avec :

$$V_m = \sqrt{2}V_{eff}$$

$V_{eff}$  : Valeur efficace de la tension ( $V_{eff} = 220 V$ )

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation ( $\omega_s = 2\pi f$  et  $f = 50 Hz$ )

Et pour le rotor, les tensions  $V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$  sont nulles.

La figure (I.14) indiquée le schéma de simulation de MASDE alimentée par une tension sinusoïdale.

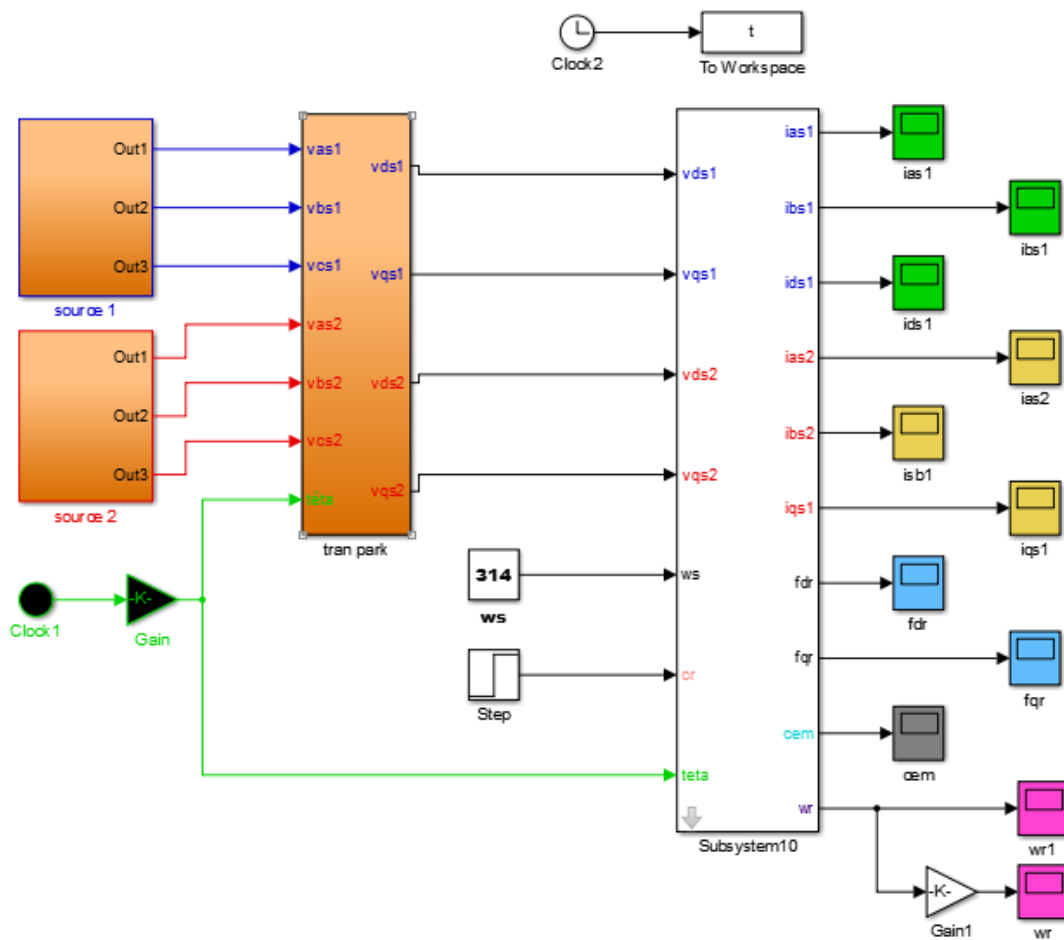
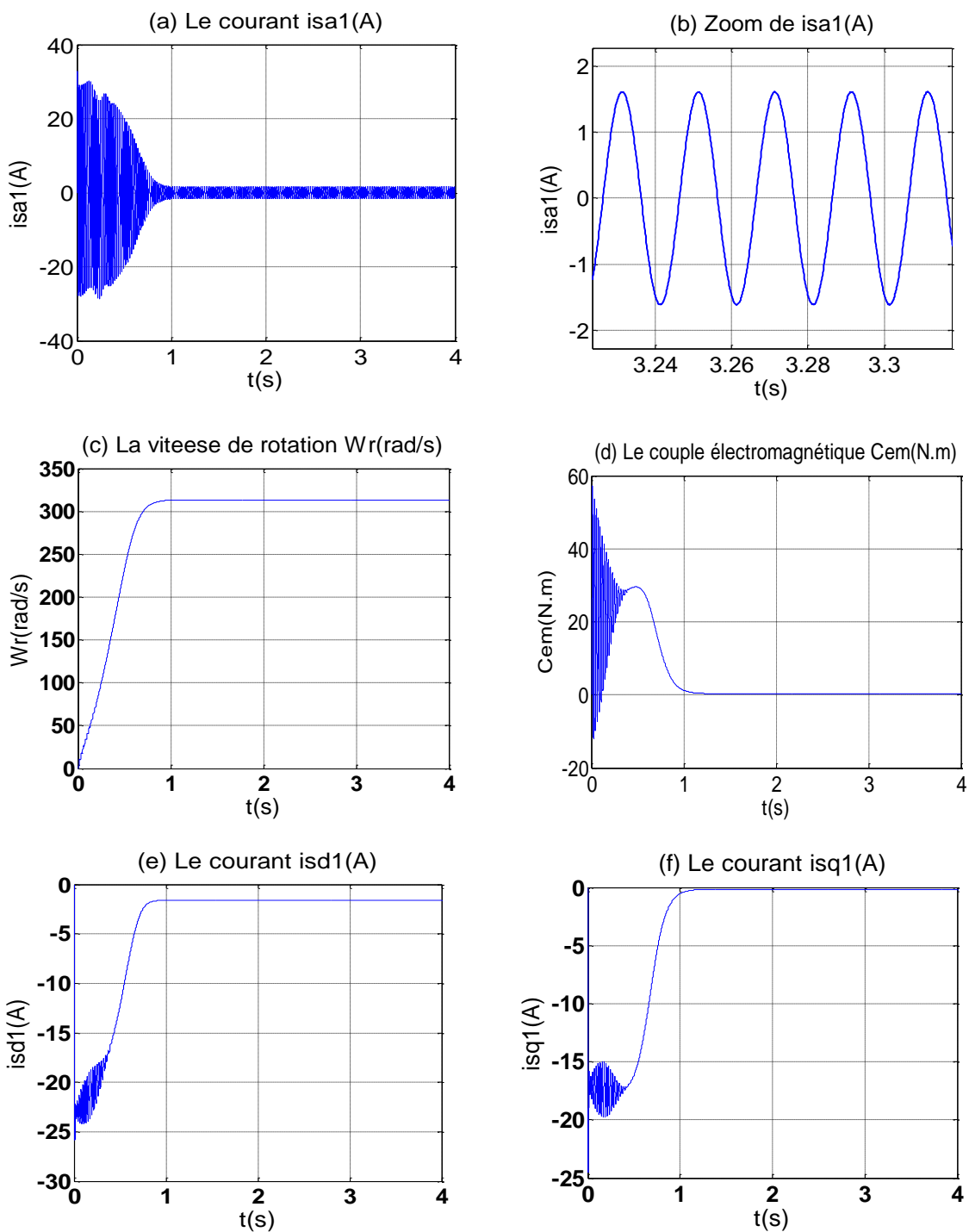


Figure I.14 : Schéma de simulation de MASDE alimentée par la tension sinusoïdale.

Fonctionnement à vide :

Les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide ( $C_r = 0 \text{ N.m}$ ). Sont représentés dans la figure (I.9) :



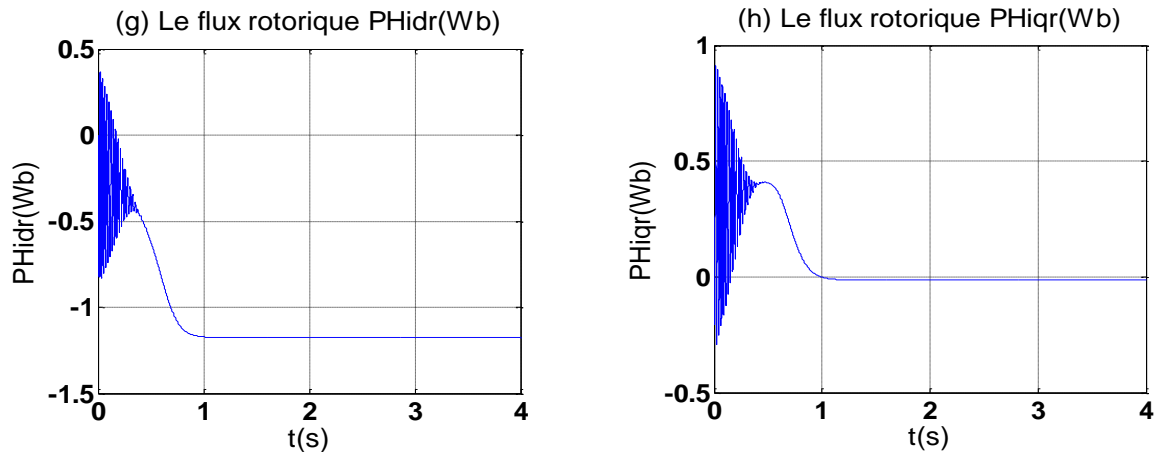
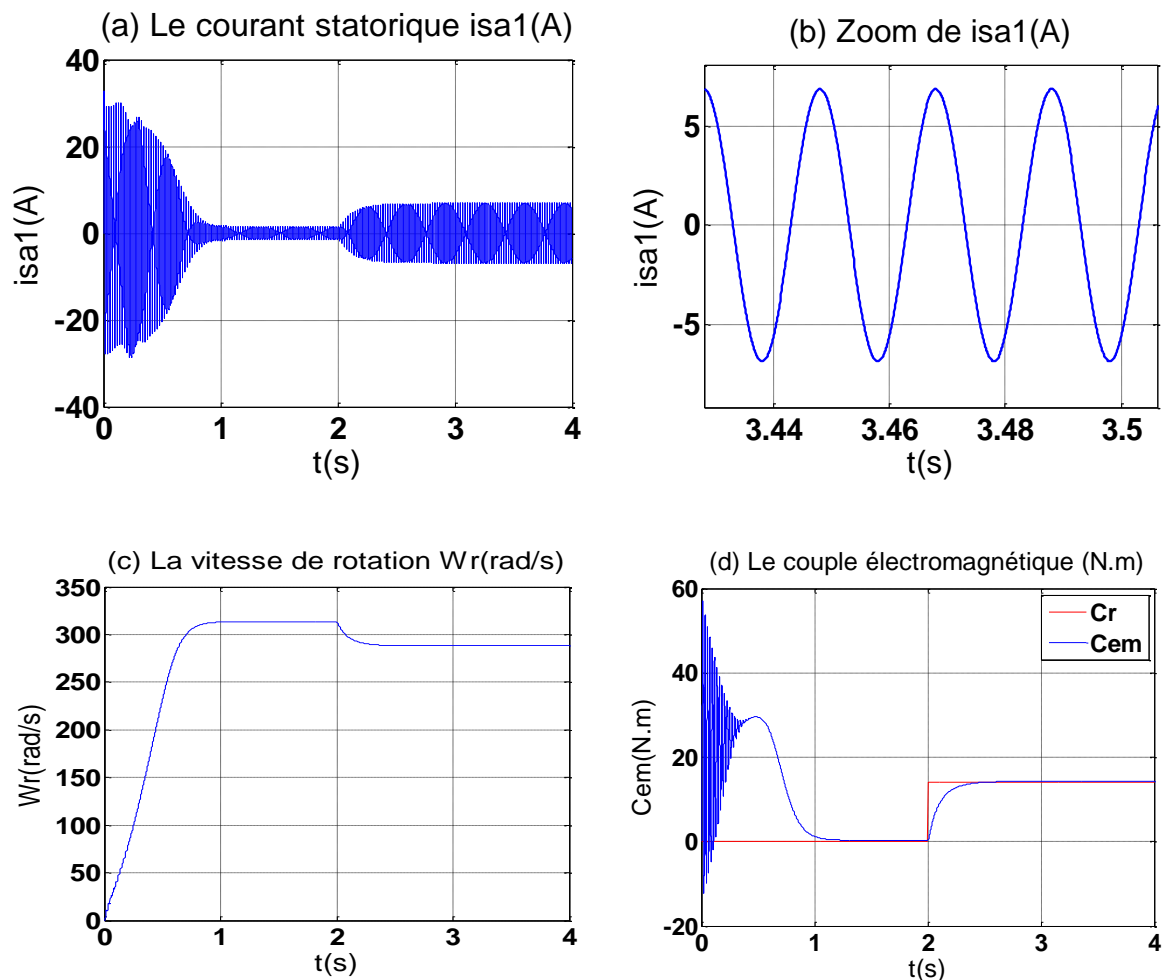


Figure I.15 : Performances de la MASDE à vide.

▪ **Fonctionnement en charge**

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge  $Cr = 14 N.m$  à partir de l'instant  $t = 2s$ . Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine



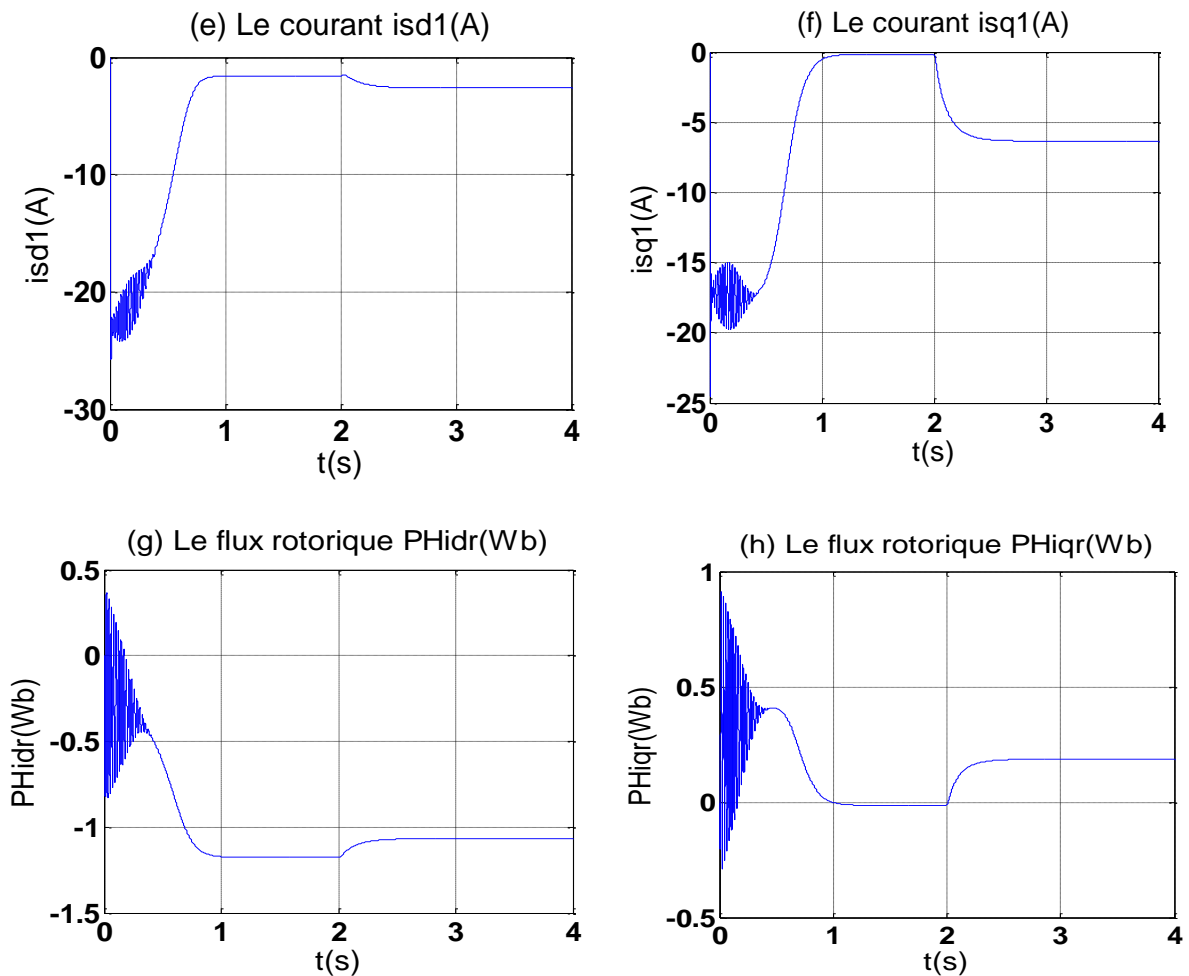


Figure I.16 : Performances de la MASDE en charge.

### ✓ Interprétation des résultats de simulation :

À vide :

- Le courants statoriques  $isa1$  et  $isa2$  ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres  $R_{s1} = R_{s2}$  etc.). Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur 30A (Figure I.15 (a)). Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.6A d'amplitude (Figure I.15(b))
- Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide montrent que : La vitesse de rotation se stabilise presque à 313.5  $rad/s$  après un régime transitoire d'environ 0.8s comme l'illustre (Figure I.15 (c)).

- Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de  $57N.m$  et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de  $0.31N.m$  (Figure I.15 (d)). Le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique de la machine.
- Les deux courants d'axe  $d$  ont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilise à la valeur  $-1.6 A$  (Figure I.15(e)).Le même chose pour les deux courants d'axe  $q$  sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle (Figure I.15(f)).
- Le flux  $\phi_{dr}$  à des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur  $-1.17 Wb$  (Figure I.15(g)), par contre le flux  $\phi_{qr}$  à des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur presque nulle dans le régime établi (Figure I.15(h)).

#### En charge :

- En appliquant une charge à l'instant  $t = 2 s$ . On constate les mêmes performances qu'au démarrage.
- Le courant  $ias1$  de l'étoile 1 atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide (Figure I.16 (a)) ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête  $6.85 A$  (Figure I.16 (b)).
- La vitesse de la rotation chute jusqu'à atteindre la valeur  $\omega_r = 288.2 rad/s$ , donc la vitesse dépende au charge appliqué pour ce système (Figure I.16 (c)).
- Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de  $14 N. m$  (Figure I.16 (d)).
- Les courants d'axes  $isd1$  et  $isq1$  à l'instant  $t = 2s$  augmentent. Le courant  $isd1$  atteint la valeur  $-1.46 A$  puis il est stabilisé sur  $-2.6 A$ , alors que  $isq1$  atteint la valeur  $-6.3 A$  (Figure I.16 (e)), (Figure I.16 (f)).
- Le flux  $\phi_{dr}$  lors de l'application de la charge, diminue de  $1.17 Wb$  à  $1.06 Wb$  en valeur absolu (Figure I.16 (g)), alors que le flux  $\phi_{qr}$  augmente de  $0 Wb$  à  $0.18 Wb$  (Figure I.16 (h)).

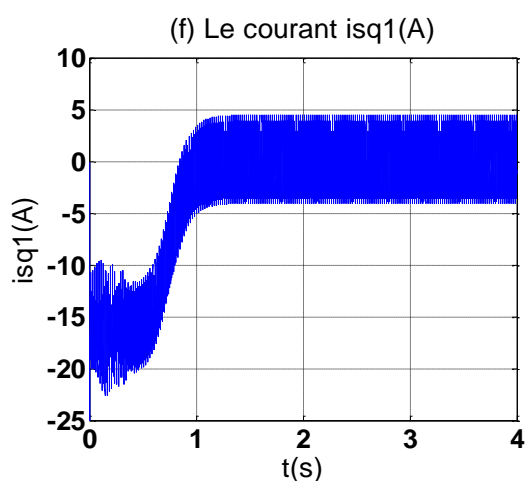
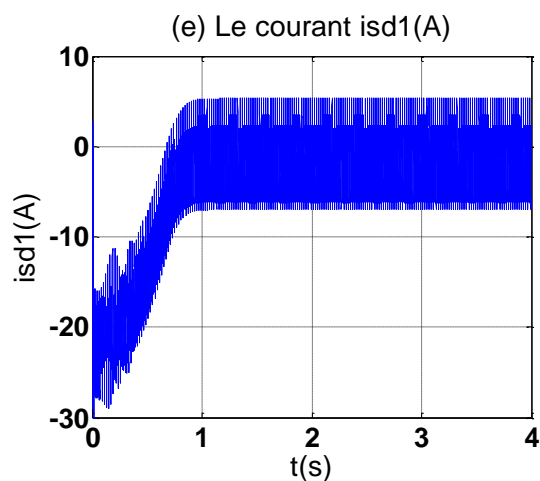
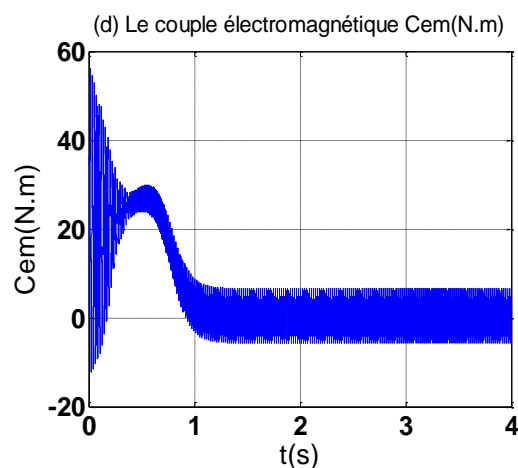
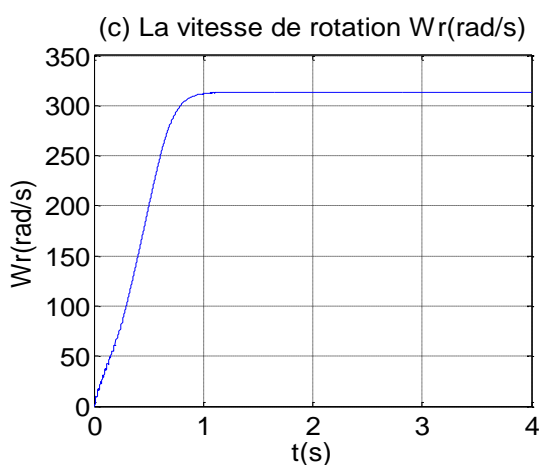
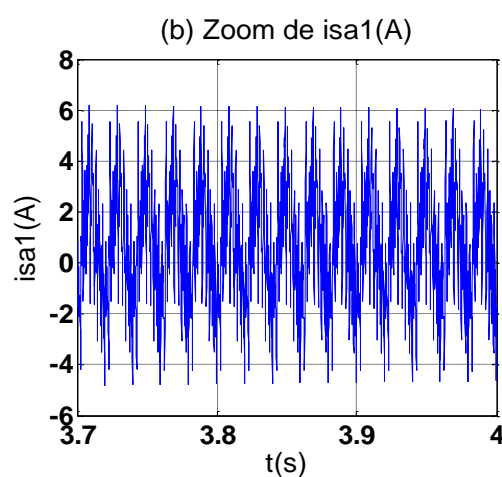
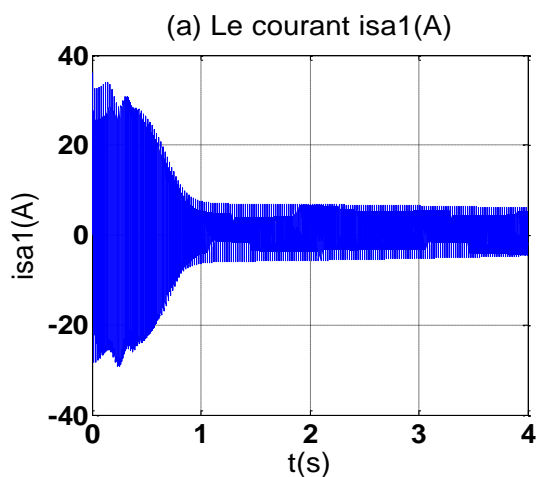
#### I.5.2 L'association des deux onduleurs avec la MASDE

Notre simulation sont effectuée avec :  $m = 10$  et  $r = 0,8$ . On garde les mêmes performances de la machine asynchrone double étoile fonctionnement à vide et en charge.

Les résultats de l'association des deux onduleurs avec la MASDE sont représentés par les figures suivantes :

- **fonctionnement à vide**

Lors d'un fonctionnement à vide ( $C_r = 0 \text{ N.m}$ ), on obtient les résultats suivants :



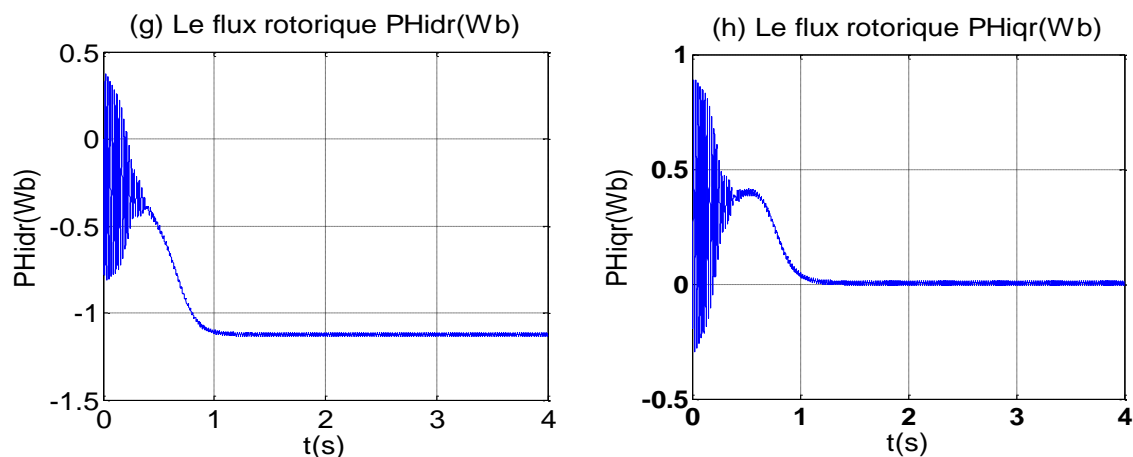
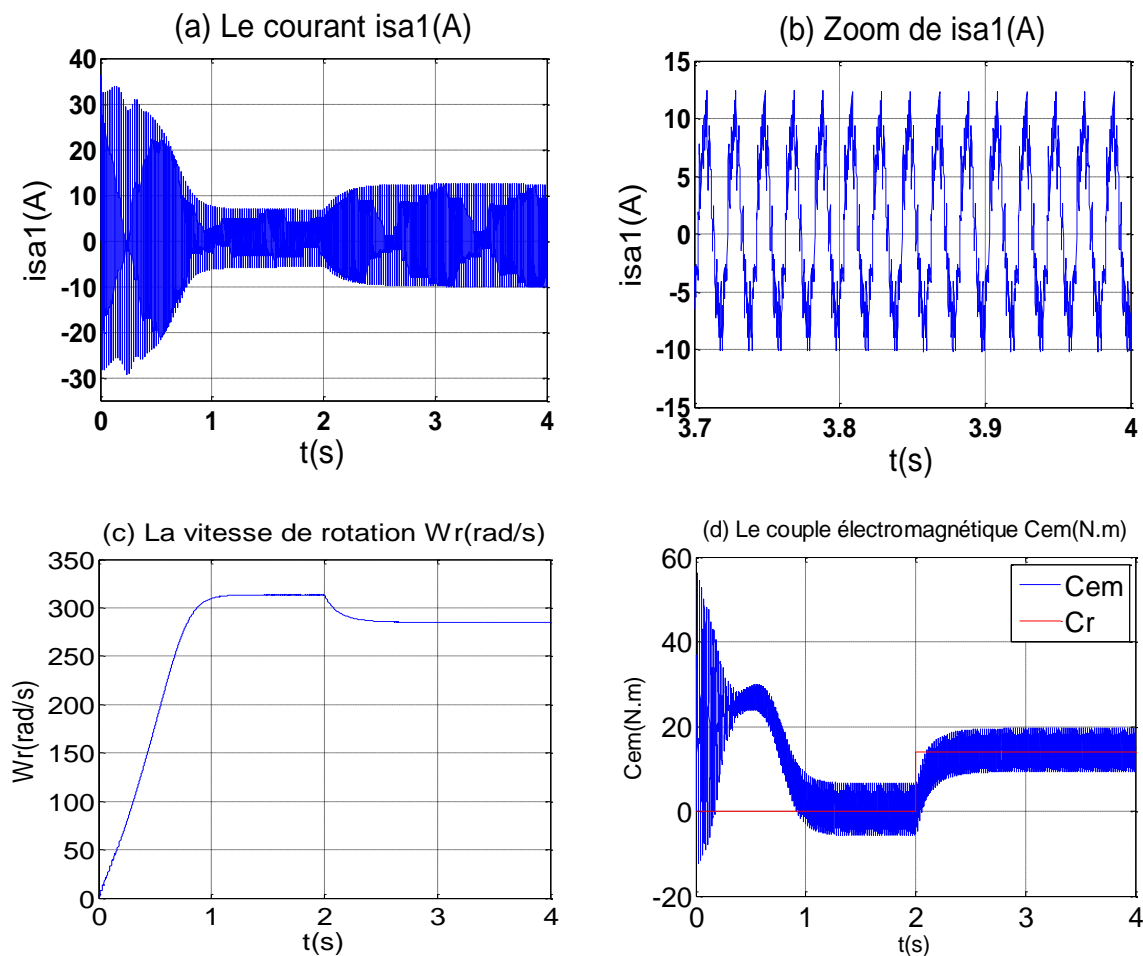


Figure I.17 : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à vide.

▪ **Fonctionnement en charge :**

Suivi l'application d'un couple de charge  $Cr=14 \text{ N.m}$  à partir de l'instant  $t = 2\text{s}$ . on obtient les réponses suivants :



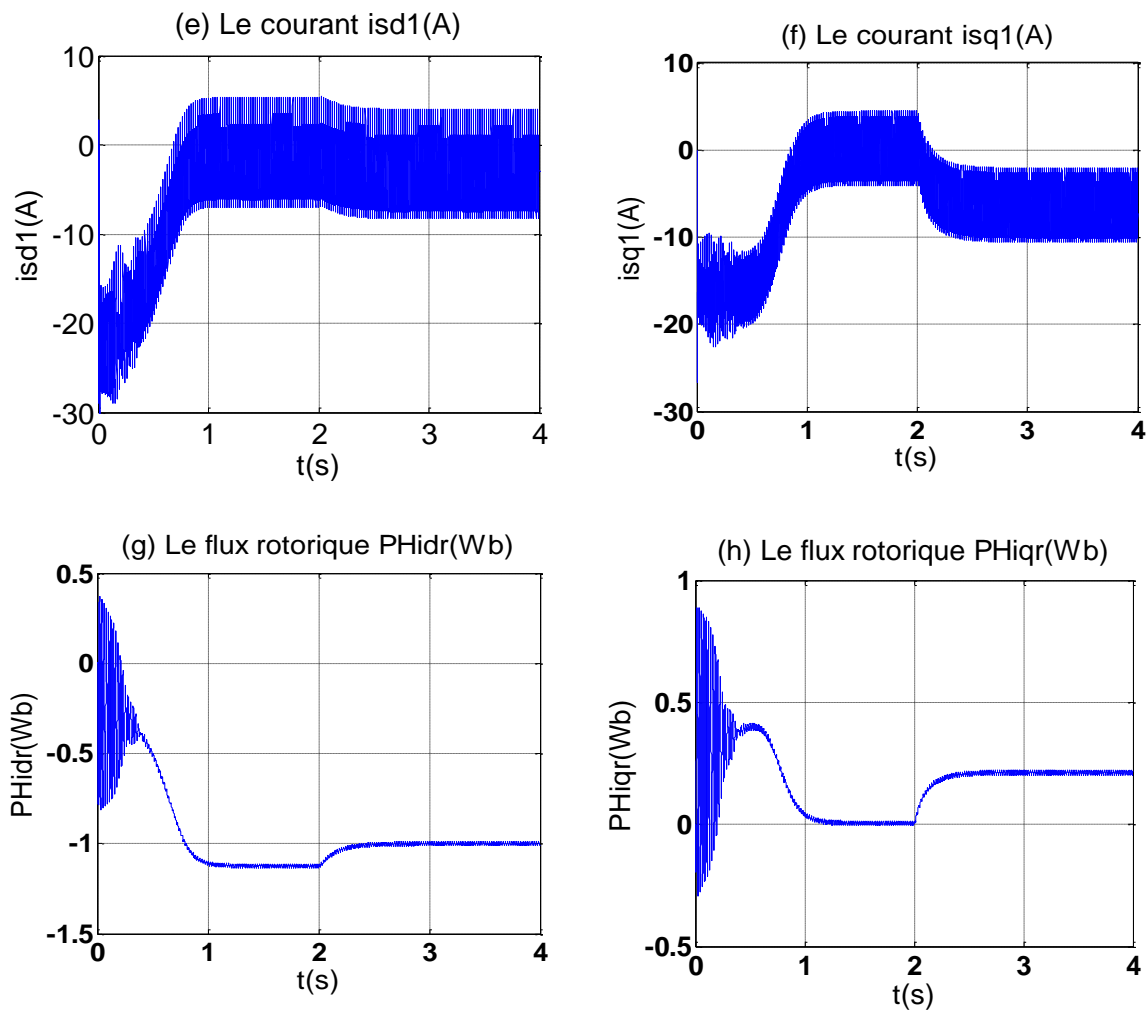


Figure I.18 : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

### ✓ Interprétation des résultats de simulation :

Les deux dernières figures montrent que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation sans onduleur (figures I.15-I.16). Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1 et 2), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

## **I.6 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, la suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de commande vectorielle PI.

## Chapitre II

# *Commande vectorielle PI appliquée à la machine asynchrone double étoile*

## **II.1 Introduction**

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle PI [19].

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [20]. Il a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle de la machine semblable au modèle de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande. Après plusieurs années, et après le développement considérable de la micro-électronique, cette technique a permis de faire une énorme révolution au niveau de la commande des machines asynchrones, et aujourd'hui les moteurs asynchrones ont remplacés les moteurs à courant continu dans plusieurs applications qui demandent de hautes performances où ce dernier était le seul qui peut satisfaire ce type d'applications [21].

Dans le présent chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique appliquée à la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension, en utilisant des régulateurs classiques de type PI.

## **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 en deux aspects [22]:

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

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

$$C_{em} = K\phi I_a = K' I_a I_f \quad (\text{II.01})$$

Avec :

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

$I_a$ : Courant d'induit.

$K, K'$  : Constantes.

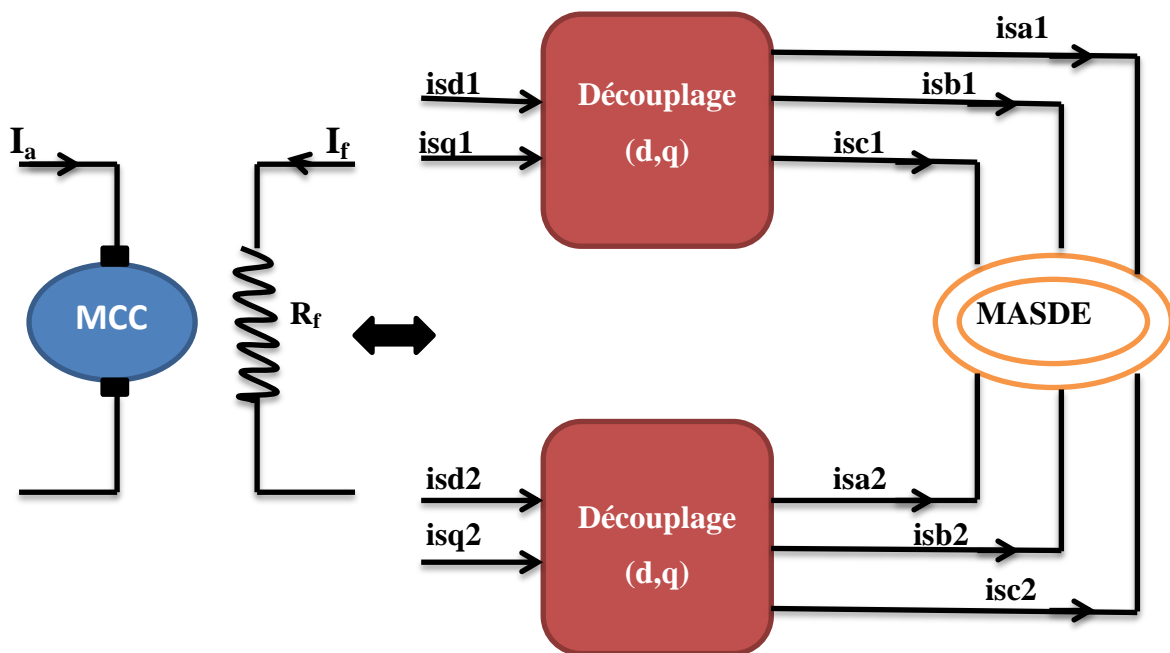


Figure II.1 : Principe de la commande vectorielle.

Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\phi_{dr}(I_{sq1} + I_{sq2}) - \phi_{qr}(I_{sd1} + I_{sd2})] \quad (II.02)$$

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

$$\phi_{dr} = \phi_r$$

$$\phi_{qr} = 0$$

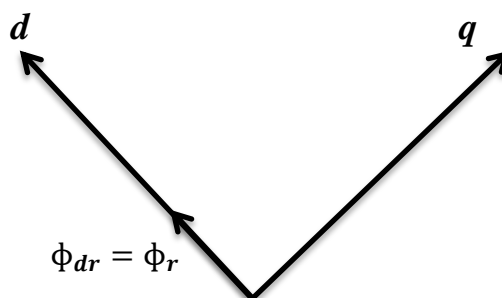


Figure II.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

On aura la forme du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{dr} (I_{sq1} + I_{sq2})] = K \Phi_{dr} (I_{sq1} + I_{sq2}) \quad (\text{II.03})$$

Avec :

$$K = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \quad (\text{II.04})$$

D'après l'équation (II.03) 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 (équation (II-01)).

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

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

La modélisation de la MASDE est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant « $d,q$ », de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [8] :

- Orientation du flux rotorique :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \text{ Et } \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.05})$$

- Orientation du flux statorique :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \text{ Et } \Phi_{qs} = 0 \quad (\text{II.06})$$

- Orientation du flux d'entrefer :

$$\Phi_{dm} = \Phi_m \text{ Et } \Phi_{qm} = 0 \quad (\text{II.07})$$

Dans notre étude, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (II-05), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

### 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. Selon l'approche adoptée pour évaluer cette position, on distinguera deux méthodes de contrôles du flux, directs et indirects [23].

### II.4.1 Méthode directe

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés [5] :

1. La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
2. L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

### II.4.2 Méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position.

## II.5 Commande vectorielle indirecte

Elle se base sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement [32].

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



Figure II.3 : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

Considérons comme références de commande le flux rotorique  $\Phi_r^*$  et le couple  $C_{em}^*$ .

En tenant compte de la condition,  $\phi_{dr} = \phi_r^*$  et  $\phi_{qr} = 0$ , les équations (I.35) et (I.36) deviennent :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (\text{II. 8})$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sq1} + i_{sq2}) \quad (\text{II. 9})$$

En remplaçant (II.08) et (II.09) dans (I.25) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \gamma_1 i_{sd1} + L_r \delta i_{sd2} + \delta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} = \gamma_1 i_{sq1} + L_r \delta i_{sq2} \\ \Phi_{ds2} = \gamma_2 i_{sd2} + L_r \delta i_{sd1} + \delta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs2} = \gamma_2 i_{sq2} + L_r \delta i_{sq1} \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

Avec :

$$\delta = \frac{L_m}{L_r + L_m}$$

$$\gamma_{1,2} = L_{s1,2} + L_r \delta$$

$$\Phi_r^* = L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (\text{II. 11})$$

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{sr} \Phi_r^*}{R_r} \quad (\text{II. 12})$$

En remplaçant (II.10), (II.11) et (II.12) dans le système d'équation (I.23) on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sd1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*) \\ V_{qs1}^* = R_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sq1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \Phi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sd2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*) \\ V_{qs2}^* = R_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sq2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \omega_{sr}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En introduisant l'équation (II.09) dans (II.12), on tire :

$$\omega_{sr}^* = \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m) \Phi_r^*} (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*) \quad (\text{II. 14})$$

A partir de la relation (II-03), on trouve :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_r + L_m)}{p L_m \Phi_r^*} C_{em}^* \quad (\text{II. 15})$$

Donc:

$$C_{em}^* = (i_{sq1} + i_{sq2}) p \frac{L_m}{(L_r + L_m)} \Phi_r^* \quad (\text{II. 16})$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{sd1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{sd1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{sq1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{sq1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{sd2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{sd2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{sq2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{sq2} \end{cases} \quad (\text{II. 17})$$

Le système (II.16) montre que les tensions statoriques ( $V_{sd1}$ ,  $V_{sq1}$ ,  $V_{sd2}$ ,  $V_{sq2}$ ) sont directement reliées aux courants statoriques ( $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$ ,  $i_{sq2}$ ). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ( $V_{sd1}^*$ ,  $V_{sd2}^*$ ,  $V_{sq1}^*$ ,  $V_{sq2}^*$ ) à flux constant sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{sd1}^* = V_{sd1} - V_{sdc1} \\ V_{sq1}^* = V_{sq1} + V_{sqc1} \\ V_{sd2}^* = V_{sd2} - V_{sdc2} \\ V_{sq2}^* = V_{sq2} + V_{sqc2} \end{cases} \quad (\text{II. 18})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sdc1} = \omega_s * (L_{s1}i_{sq1} + T_r\Phi_r * \omega_{sr} *) \\ V_{sqc1} = \omega_s * (L_{s1}i_{sd1} + \Phi_r *) \\ V_{sdc2} = \omega_s * (L_{s2}i_{sq2} + T_r\Phi_r * \omega_{sr} *) \\ V_{sqc2} = \omega_s * (L_{s2}i_{sd2} + \Phi_r *) \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques ( $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$ ,  $i_{sq2}$ ) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques ( $V_{sd1}$ ,  $V_{sq1}$ ,  $V_{sd2}$ ,  $V_{sq2}$ ).

### 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.

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

$$H(s) = \frac{1}{as+b} \quad (\text{II. 20})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert d'un régulateur PI est :

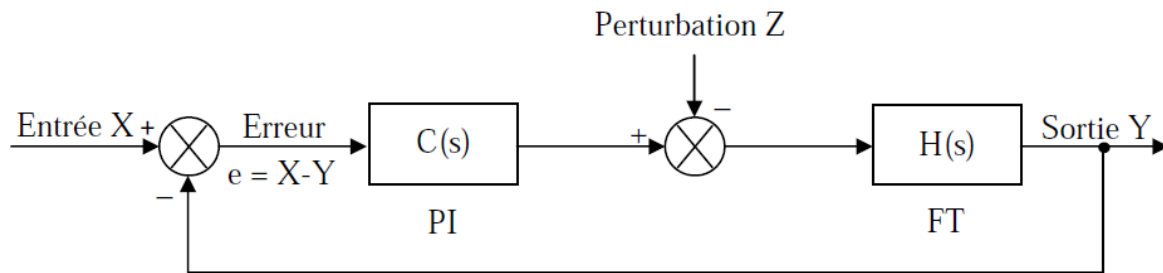
$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II. 21})$$

Avec :

$K_p$  : le coefficient de proportionnalité ;

$K_i$  : le coefficient d'intégration ;

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure (II.04).



**Figure II.04** : Système asservi du premier ordre régulé par un PI.

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 :

$$T(s) = C(s)H(s) = \frac{K_p S + K_i}{a S^2 + b S} \quad (\text{II. 22})$$

En boucle fermée on obtient :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{K_p S + K_i}{a S^2 + (K_p + b) S + K_i} \quad (\text{II. 23})$$

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

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{II. 24})$$

Il suffit d'identifier (II.23) à (II.24) comme suit :

$$\frac{K_p S + K_i}{a S^2 + (K_p + b) S + K_i} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{II. 25})$$

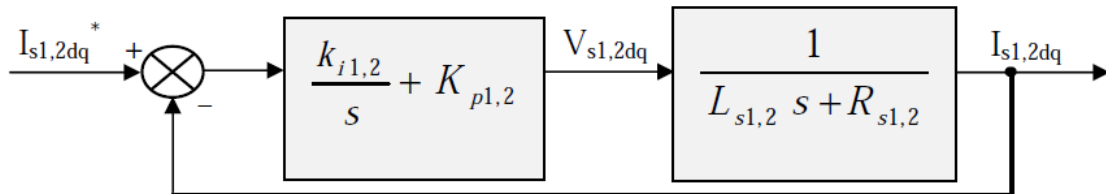
Ce qui donne :

$$aS^2 + (K_p + b)S + K_i = K_p\tau S^2 + (K_p + K_i\tau)S + K_i \quad (\text{II. 26})$$

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{\tau} \\ K_i = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

➤ **Les paramètres des régulateurs PI du courant :**

La figure (II.05) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).



**Figure II.05 :** Boucle de régulation des courants statoriques.

Avec :

$$\begin{cases} K_{p1} = \frac{L_{s1}}{\tau} \\ K_{i1} = \frac{R_{s1}}{\tau} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} K_{p2} = \frac{L_{s2}}{\tau} \\ K_{i2} = \frac{R_{s2}}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II. 28})$$

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

Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la figure (II.06).

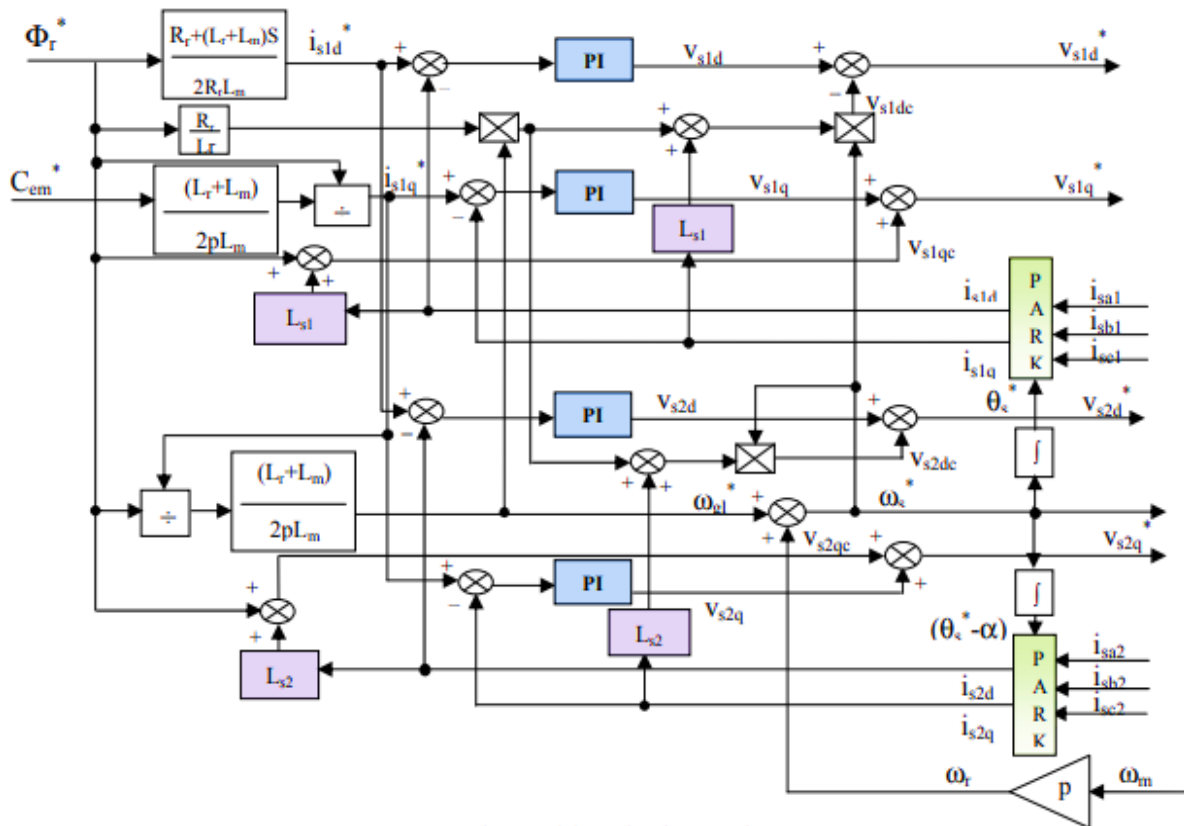


Figure II.06 : Schéma bloc de découplage en tension.

➤ Les paramètres des régulateurs PI de la vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse est donné par la figure suivante :

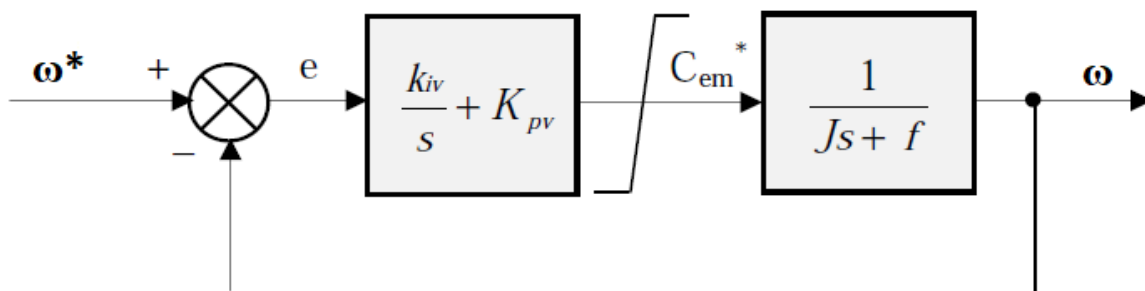


Figure II.07 : Bloc de régulation de la vitesse.

En suivant les mêmes étapes que dans le calcul précédent, nous trouvons:

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{j}{\tau} \\ K_{iv} = \frac{f}{\tau} \end{cases} \quad (II.29)$$

On prend :  $\tau = \tau_r$ .

### II.5.3 Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale :  $\Phi_r^n$  pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine  $\omega_n$ . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n & \text{si } |\omega| \leq \omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_n \frac{\omega_n}{|\omega|} & \text{si } |\omega| > \omega_n \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Donc le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire (II.30), et schématisé par la figure (II.07).

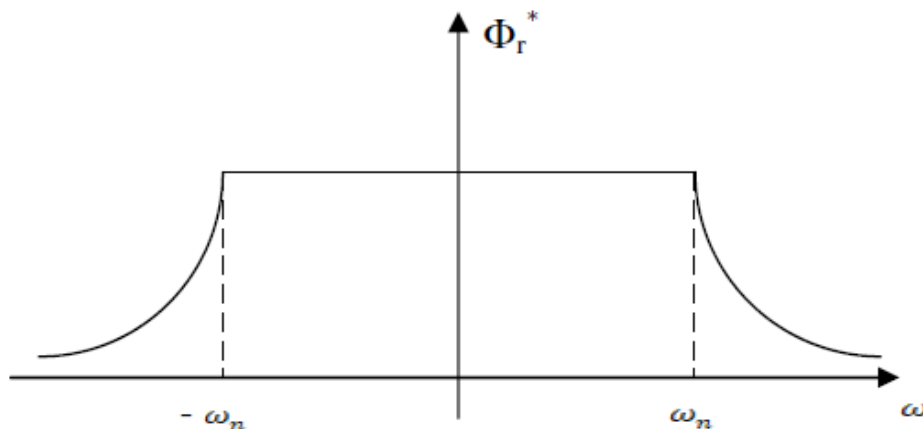


Figure II.08 : Bloc de défluxage.

### I.5.4 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique [22].

Le schéma de régulation de la vitesse de la MASDE par cette commande est donné par la figure suivante :

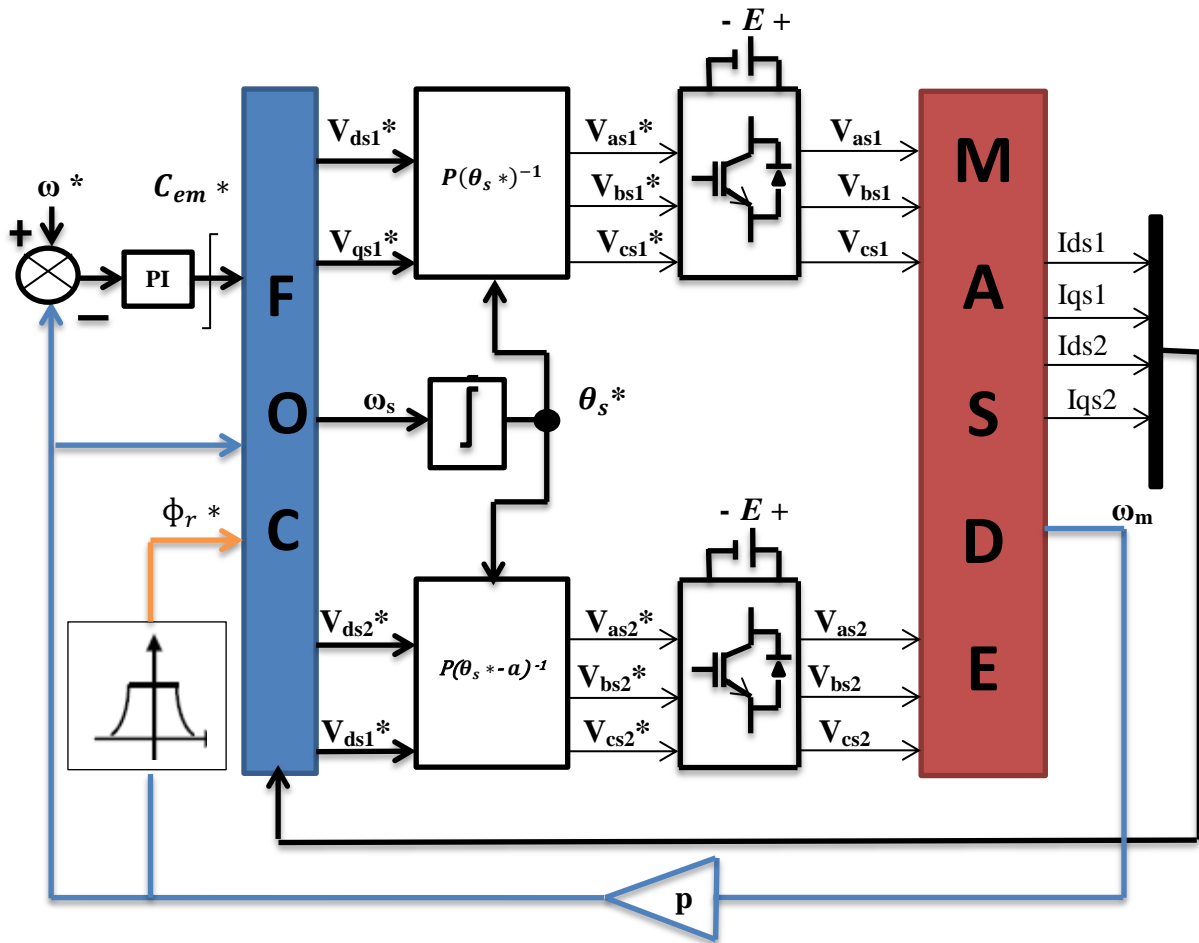


Figure II.09 : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.

## II.6 Résultat de simulation

### ▪ Variation de la charge

La figure (II.10) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $5$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3]$  et  $[3, 4]$  s, en imposant la vitesse de référence  $\omega_r^* = 250$  rad/s :

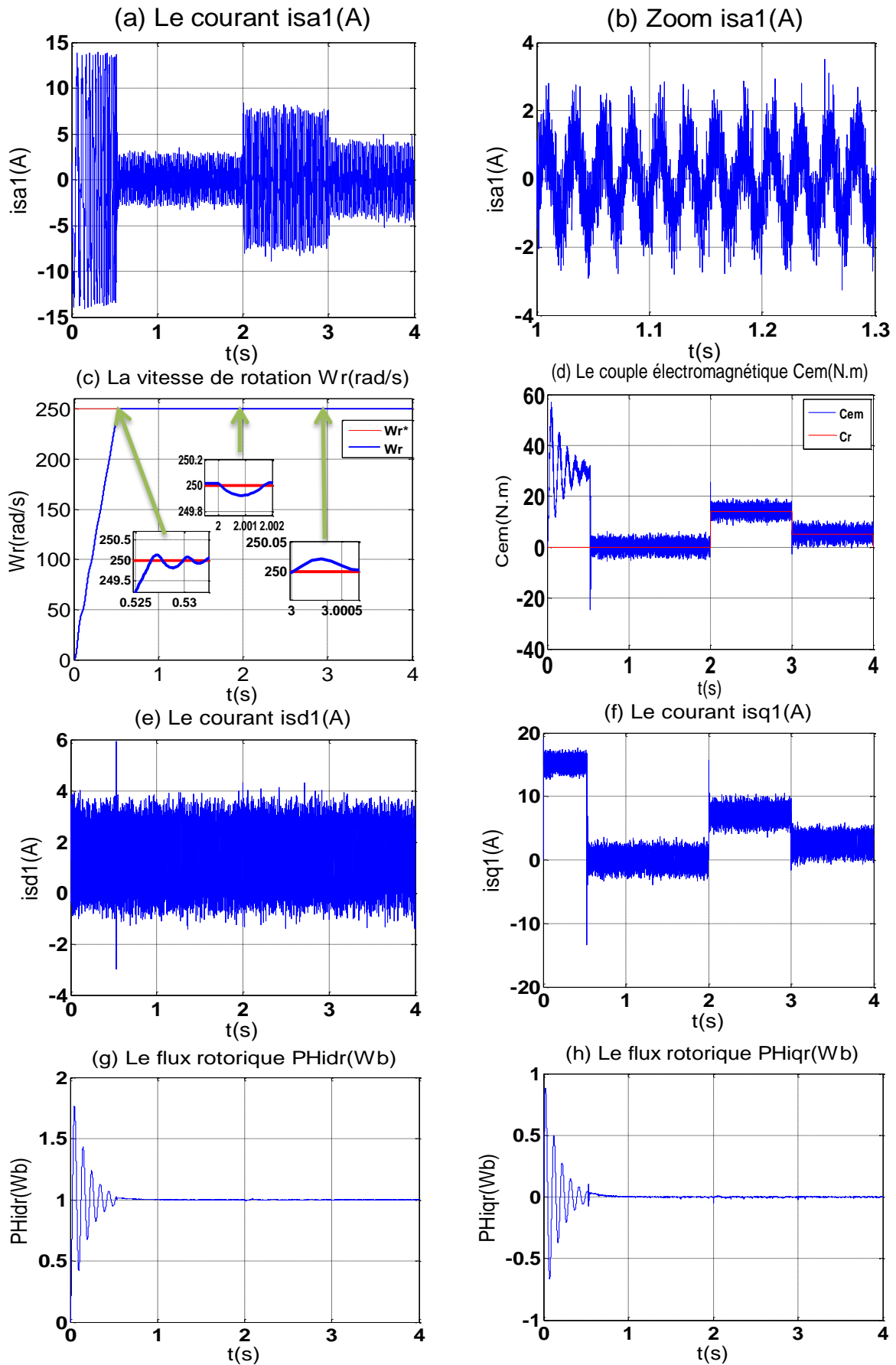


Figure II.10 : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges  
 $C_r = 14$  et  $5$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3]$  et  $[3, 4]$  s

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse ( $\omega_r$  (rad/s)) rejoint sa valeur de consigne à  $t = 0.54s$  avec un dépassement de 0.05% de vitesse de référence. Le couple électromagnétique ( $C_{em}$ (N.m)) atteint la valeur maximale de 56.7 N.m à  $t = 0.05s$  puis il oscille autour de zéro (Figure II.10(d)). Le courant  $isa1$  atteint la valeur maximale de 13.9A (Fig.II.10(a)).

L'application des charges  $C_r = 14$  et  $5$  N.m (fonctionnement moteur) respectivement pendant les intervalles de temps  $t = [2,3]$  et  $[3,4]$  Seconde données le suivants :

Le courant  $isa1$  de l'étoile 1 augmente et atteint une valeur crête 8.2 A puis il décline à partir de l'instant  $t = 3s$  ou il devienne 4.3 A (Figure II.10 (a)).

La vitesse rester constant et égale la vitesse de référence  $\omega_r^* = 250$  rad/s avec un rejet de perturbation est effectué pendant (0,002s). (Figure II.10 (c)).

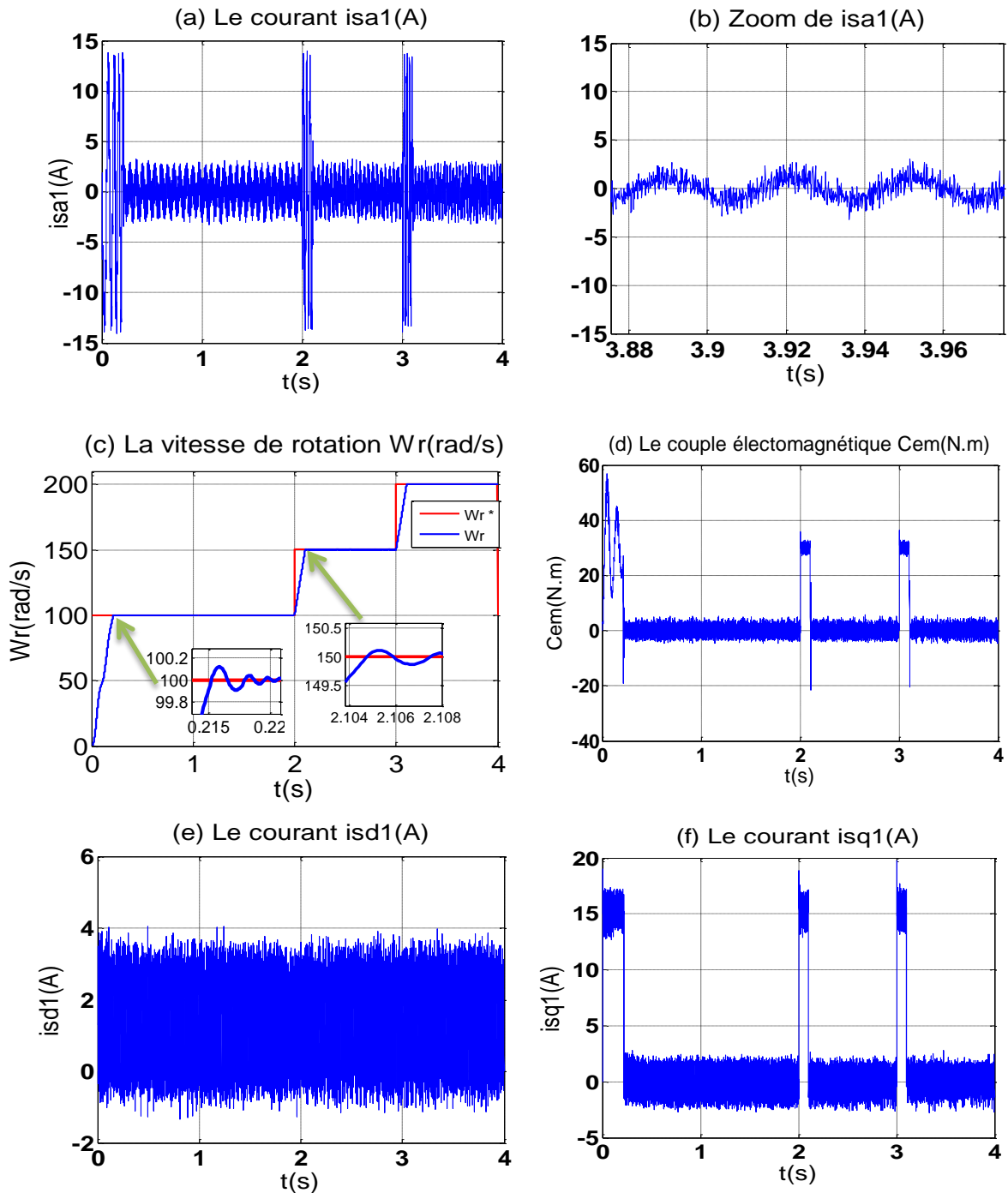
Le couple électromagnétique compense le couple de charge telle que il oscille autour de 14 et 5 N.m (Figure II.10 (d)) et suit sa référence imposée, et le courant en quadrature ( $i_{qs1}$ ) varie d'une manière identique à celle du couple électromagnétique durant le régime établi (Figure II.10(f)). De ce fait, le couple électromagnétique est régulé par les composantes des courants statoriques en quadratures.

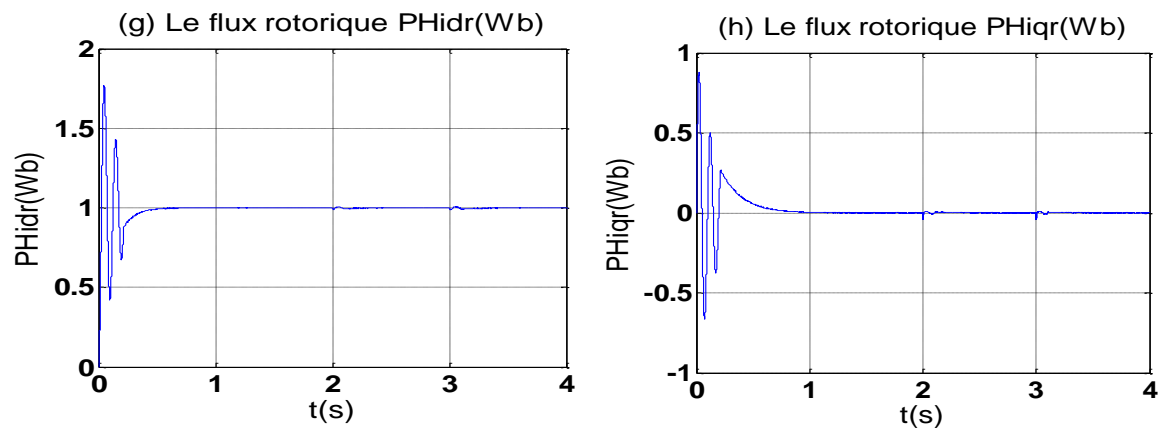
Le courant  $isd1$  gardé le même forme d'oscillation qui atteint la valeur de 3.6A (Figure II.10(e)).

Les deux flux rotoriques ont une allure sinusoïdale amortie au démarrage. Puis ils se stabilisent autour de leurs valeurs imposées. Pour  $\phi_{dr}$  (Figure.II.10 (g)), pour  $\phi_{qr}$  (Figure II.10 (h)).

▪ Variation de la vitesse de référence

Nous avons procédé à un changement de vitesse de référence 100,150 et 200 rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0, 2]$ ,  $[2, 3]$  et  $[3, 4]$  Second avec un couple de charge nulle ( $C_r=0N.m$ ).





**Figure II.11** : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi d'imposer des vitesses de référence 100,150 et 200 rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0, 2]$ ,  $[2, 3]$  et  $[2, 3]$  Second Avec un couple de charge nulle ( $C_r=0N.m$ ).

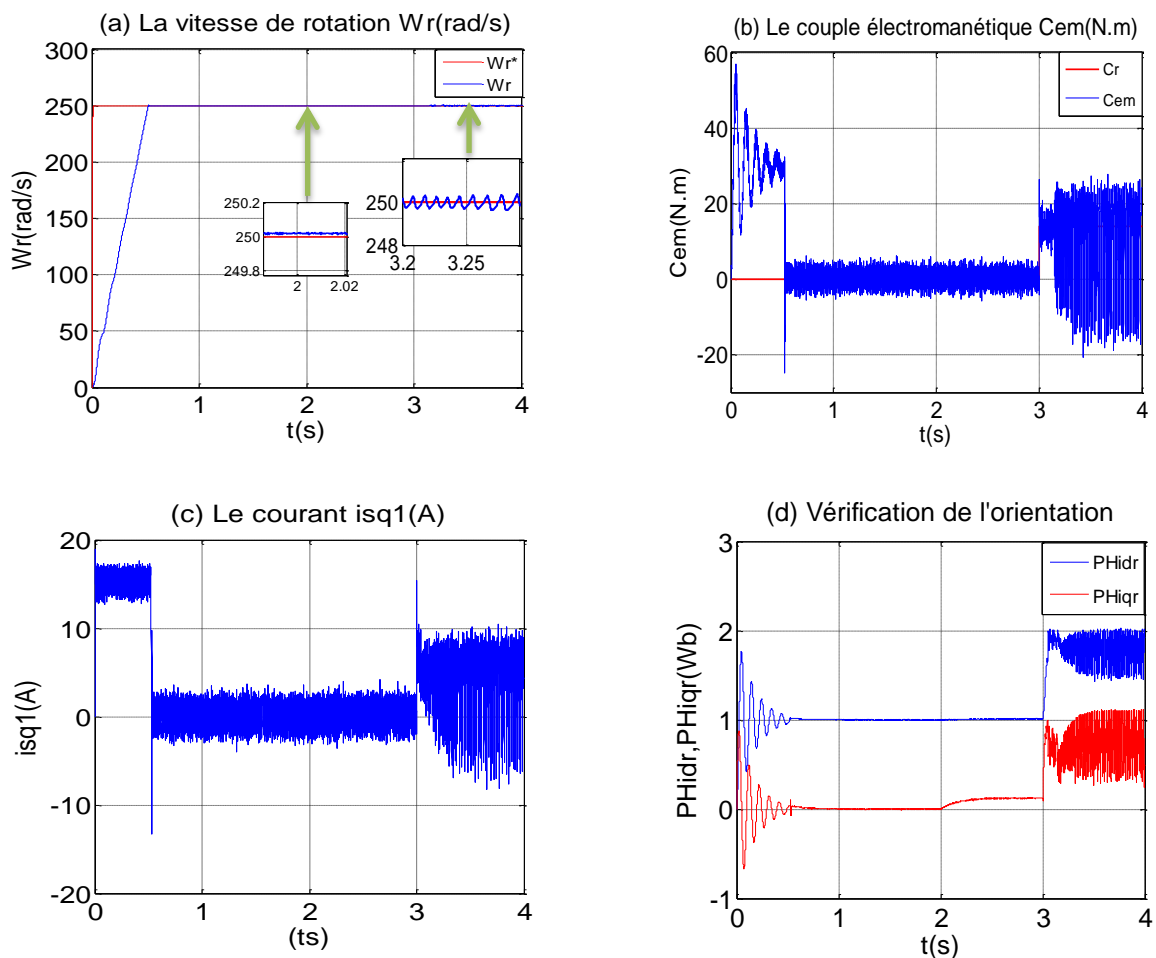
On note que la vitesse suit sa premier consigne de 100 rad/s à  $t = 0.22s$ , ce qui montre que le temps de réponse est proportionnelle avec la valeur de vitesse de référence appliquer.

D'autre part, le couple électromagnétique et les courants  $i_{as1}$ ,  $i_{ds1}$  marque des pics, pendant les instants qui nous un changement de la vitesse de référence. Ces pics sont presque égaux à ceux marqués dans le cas du démarrage ils rejoignent sa valeur primaire dans un durée de temps attient 0.1 s.

▪ Variation de la résistance rotorique

Dans le but de tester la robustesse de la commande par les régulateurs PI, nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique, sur le découplage entre le flux et le couple.

Pour cela nous avons simulé le système par une augmentation de  $R_r$  de 150% de sa valeur nominale à partir de  $t=2s$  avec l'application de couple de charge  $C_r=14N.m$  à  $t=3s$ .



**Figure II.12** : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi l'augmentation de la Résistance rotorique  $R_r$ , de 150% à partir de  $t=2 s$ , Avec l'application d'un couple de charge ( $C_r=14N.m$ ) à de  $t=3 s$ .

La figure (II.12) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux rotorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire l'influence apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, surtout qui engendré au moment d'appliqué un charge comme il est indiqué dans le résultat de simulation.

## **II.7 Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à la commande par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif était la régulation de la vitesse. Pour cela, on a appliqué la méthode indirecte de la commande vectorielle qui est nécessite seulement la connaissance de la position de flux, par contre, la connaissance de module et de position de flux, sont indispensables dans la méthode direct.

L'inconvénient de régulation par les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI, c'est la sensibilité aux variations de résistance rotorique, de charge et de la vitesse de rotation de la machine. Face à cet inconvénient, on propose une technique de réglage robuste basée sur la logique floue, et qui sera l'objet de chapitre suivant.

## Chapitre III

*Commande par  
logique floue  
type 1 appliquée à  
la machine  
asynchrone double  
étoile*

### **III.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 [24]. 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. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par Mamdani [5].

De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables [25].

Nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue type 1 et nous décrivons les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette technique, en donnant des rappels sur les bases générales de la logique floue et sur la commande par la logique floue, ensuite, nous terminons par l'application de cette technique sur la MASDE.

### **III.2 Principe de la logique floue**

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes ; c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [26].

### III.3 Notions de base de la logique floue

#### III.3.1 Ensemble ordinaire et ensemble floue

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

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

$$\begin{aligned} \cdot \quad \mu_A(x) : X &\rightarrow [0,1] \\ \mu_A(x) &: \begin{cases} 0 & ; \text{si } x \in A \\ 1 & ; \text{sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe. Soit un référentiel  $X$  dénombrable ou non et  $x$  un élément de  $X$ , alors un ensemble flou  $A$  de  $X$  est un ensemble de couples tel que :

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

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

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

#### III.3.2 Fonction d'appartenance

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

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

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdales, donc par des segments de droite, et sont alors dites linéaires par morceaux, aussi elles sont très employées car elles sont simples et comportent des points

permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise [27].

De façon générale, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous [27].

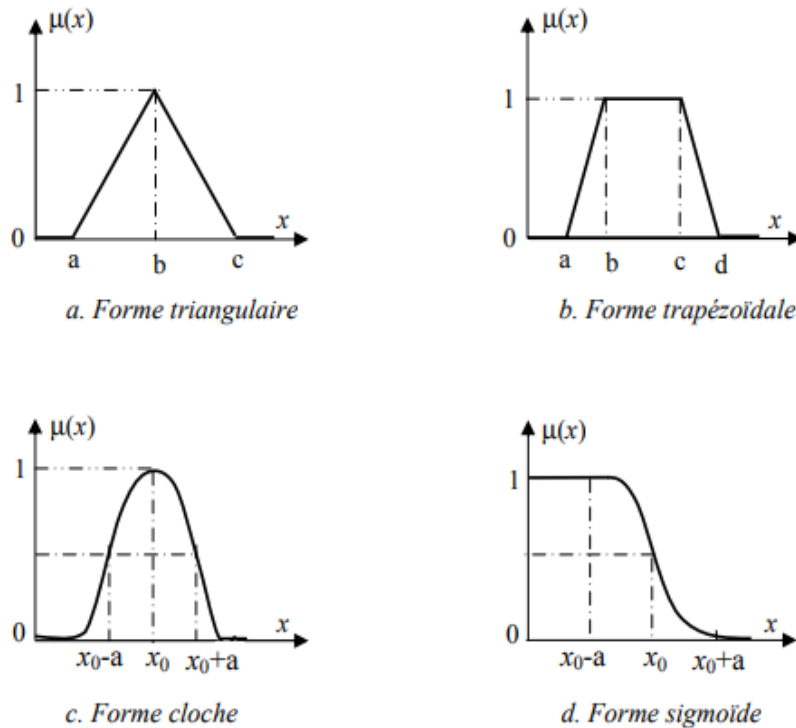


Figure III.1 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

### III.3.3 Univers de discours

Soit une variable floue  $x$ , on définit un ensemble flou  $A$  sur un univers de discours  $X$  par la fonction degré d'appartenance comme il est indiqué dans l'équation précédente (III.3).

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

### III.3.4 Caractéristiques d'un ensemble flou

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

• **Support :**

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

$$\text{Supp}(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) \neq 0 \} \quad (\text{III.4})$$

• **Noyau :**

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

$$\text{Noy}(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) = 1 \} \quad (\text{III.5})$$

Autrement dit, le noyau est constitué des éléments qui satisfont pleinement la caractéristique vague définie par  $A$ . Lorsque le noyau n'est pas vide, on dit que l'ensemble flou  $A$  est normal ou normalisé, sinon on dit qu'il est sous-normale. Si  $A$  est classique alors :  $\text{Noy}(A) = A$ .

• **Hauteur :**

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

$$H(A) = \max ( \mu_A(x); x \in X ) \quad (\text{III.6})$$

Si :  $\text{Noy}(A) \neq \emptyset$ , alors la hauteur  $H(A)=1$

• **Couple de niveau  $\alpha$  :**

On appelle couple de niveau  $\alpha$  ou  $\alpha$ -coupe de l'ensemble flou  $A$  pour une valeur donnée de  $\alpha \in [0,1]$ , le sous ensemble  $A_\alpha$  de  $X$  défini par :

$$A_\alpha = \{ x ; \mu_A(x) \geq \alpha \} \quad (\text{III.7})$$

Une  $\alpha$ -coupe telle que  $\mu_A(x) \geq \alpha, \forall x \in A_\alpha$  est dite stricte.

On appelle  $\alpha$ -niveau ou  $\alpha$ -coupe telle que  $\mu_A(x) = \alpha, \forall x \in A_\alpha$  et on note par :

$$A^\alpha = \{ x ; \mu_A(x) = \alpha \} \quad (\text{III.8})$$

On remarque qu'une  $\alpha$ -coupe définit un seuil de satisfaction du caractère flou énoncé par  $A$ .

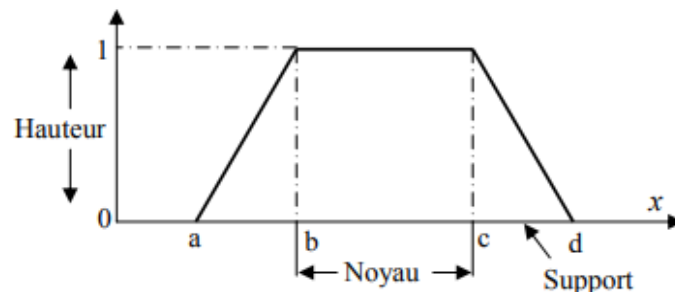


Figure III.2 : Caractéristiques d'un ensemble flou.

### III.3.5 Raisonnement en logique floue

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

Les systèmes basés sur la logique floue utilise pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, encore appelées règles d'inférence. Elles sont exprimées sous la forme :

**SI** (prémisse) **ALORS** (conclusion)

Nous aurons par exemple :

**SI** (température élevée **ET** humidité importante) **ALORS** (ventilation forte)

On considère 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 linguistiques  $(x, T(x), X)$ . Leurs valeurs de vérité appartient à tout l'intervalle  $[0, 1]$  et elle est fournie par la fonction 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  $A$  ». (III.9)

- **Conjonction :**

La conjonction de deux propositions floue est réalisée par l'opérateur **ET** par exemple :

«  $x_1$  est  $A_1$  **ET**  $x_2$  est  $A_2$  » (III.10)

- **Disjonction :**

La disjonction de deux propositions floue est réalisée par l'opérateur **OU** par exemple :

«  $x_1$  est  $A_1$  **OU**  $x_2$  est  $A_2$  » (III.11)

- **Implication :**

Une implication entre deux propositions floues aussi une proposition floue que l'on peut exprimer par :

« **SI**  $x_1$  est  $A_1$  **ALORS**  $x_2$  est  $A_2$  » (III.12)

Le raisonnement flou, fondé sur les règles d'inférence est une généralisation du modus ponens (du latin raisonnement par l'affirmation) qui prend en considération l'aspect graduel inhérent aux sous-ensembles flous, et que l'on exprime par [28] :

- ✓ Fait observé :  $x$  est  $A'$
- ✓ Règle floue : **SI**  $x$  est  $A$                       **ALORS**  $y$  est  $B$
- ✓ Conclusion :  $y$  est  $B'$

$A, B, A', B'$  étant labels linguistiques relatifs aux sous-ensembles flous leur correspondant.

L'opérateur **OU** n'est pas utilisé dans les conclusions car il introduirait une incertitude dans la connaissance, l'expertise ne permettrait pas de déterminer quelle décision prendre. De même, l'opérateur **NON** n'est pas employé, en effet si une règle avait par exemple la conclusion : « **ALORS** ventilation **NON** moyenne », il serait impossible de dire si cela signifie « ventilation faible » ou « ventilation forte », cela serait encore un cas d'incertitude [27].

Quatre étapes sont donc nécessaires pour obtenir la conclusion finale :

- ✓ Le calcul des propositions ;
- ✓ Le calcul des relations ;
- ✓ Les compositions des règles les faits observés ;
- ✓ Agrégations des conclusions des règles.

### **III.4 Commande par logique floue**

La commande par la 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 à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue 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 [24].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :

- a) La quantification floue des entrées, appelée aussi la *Fuzzification*. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques ;
- b) L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé *l'Inférence floue* ;

- c) La **Défuzzification** qui est l'opération inverse de la **Fuzzification**. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties ; une interface de Fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de Défuzzification.

Le schéma bloc d'un contrôleur flou est illustré par la figure suivante [24] :

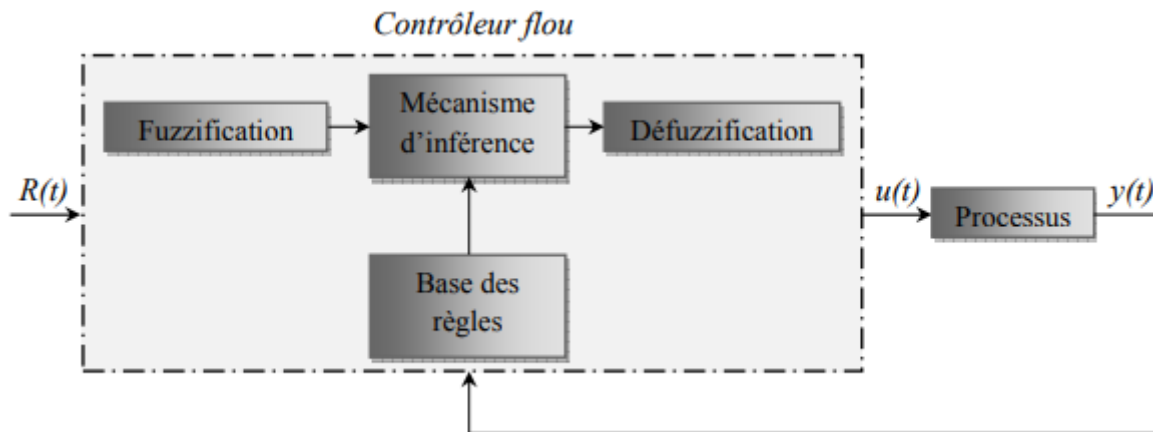


Figure III.3 : Schéma général d'un contrôleur floue.

$R(t)$  : le signal de référence ;

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

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

### III.4.1 Interface de fuzzification

La Fuzzification est l'étape qui consiste à la quantification floue des valeurs réelles d'une variable, il s'agit donc de quantifier une valeur numérique à l'aide d'un terme linguistique.

Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur les sous-ensembles flous, par conséquent, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant des entrées en des sous-ensembles flous. Pour ce faire, on utilise un opérateur de Fuzzification qui associe à une mesure de la variable  $x_0$  une fonction d'appartenance  $\mu_{x_0}(x)$  [27].

Le bloc de Fuzzification effectue les fonctions suivantes [24] :

- 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.

La Fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrées et de sortie. Dans le cas de réglage par la logique floue, on utilise en général des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenances [22].

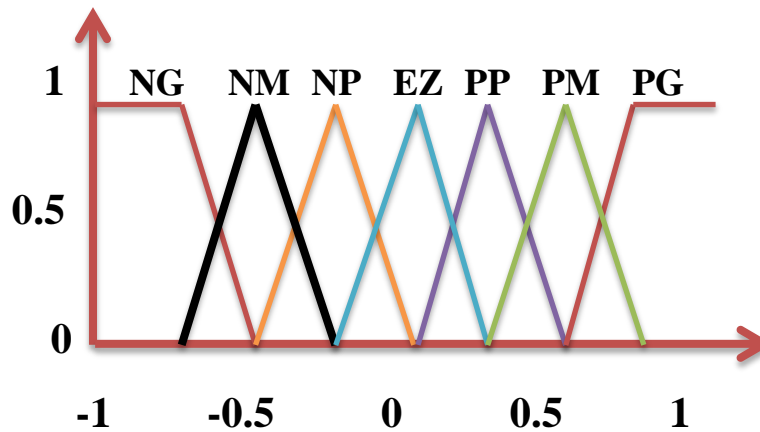


Figure III.4 : Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.

Les différents ensembles flous sont caractérisés par des significations comme le suivant :

- NG : négative grande.
- NM : négative moyen.
- NP : négative petite.
- EZ : environ zéro.
- PP : positive petite.
- PM : positive moyen.
- PG : positive grande.

### III.4.2 Base des règles et inférence floue

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

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

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

Le tableau (III.1) représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur de vitesse « e » et la dérivée de cette dernière « de » et la variable de sortie « du ».

<i>du</i>		<i>e</i>						
		<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>EZ</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>
<i>de</i>	<b>NG</b>	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	<b>NM</b>	NG	NG	NM	NP	NP	EZ	PP
	<b>NP</b>	NG	NM	NM	NP	EZ	PP	PM
	<b>EZ</b>	NG	NP	NP	EZ	PP	PM	PG
	<b>PP</b>	NM	NP	EZ	PP	PM	PM	PG
	<b>PM</b>	NP	EZ	PP	PM	PM	PG	PG
	<b>PG</b>	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

**Tableau III.1** : Calcul de la variation de la commande *du* [26].

### III.4.3 Mécanisme d'inférence floue

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. [29]

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [29] :

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

#### **III.4.4 Interface de défuzzification**

La Défuzzification est la dernière étape dans la commande floue, elle consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou, autrement dit, Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus [22][24]. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération :

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

#### **III.5 Avantages et inconvénients de la logique floue**

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et désavantages, parmi les quelles on peut citer [28] [24] [30] :

- **Avantage :**
  - Le non nécessité d'une modélisation du système à régler.
  - La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus.
  - La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
  - L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés).

- La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuit intégrés (processeur dédiés, solution matérielle).
- La simplicité de définition et de conception.
- La réduction du temps de développement et de maintenance.
- **Inconvénients :**
- Le manque de directive précise 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 (implémentation des connaissances de l'opérateur 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 possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- La précision de réglage souvent peu élevée (La difficulté d'obtenir un procédé précis)
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- L'ignorance de la détermination la plus efficace du processus flou.

### **III.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.

La figure (III.5) présente le schéma de principe d'un régulateur flou proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

D'après ce schéma, le régulateur est composé :

- 1- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur.
- 2- Des facteurs d'échelles (normalisation) associé à l'erreur ( $G_e$ ), à sa variation ( $G_{\Delta e}$ ) et à la variation de la commande ( $G_{Cem}$ ).
- 3- D'un bloc de Fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- 4- De la logique floue utilisée pour l'évaluation des règles de réglage flou (inférence).

- 5- D'un bloc de Défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique.
- 6- Un bloc intégrateur.

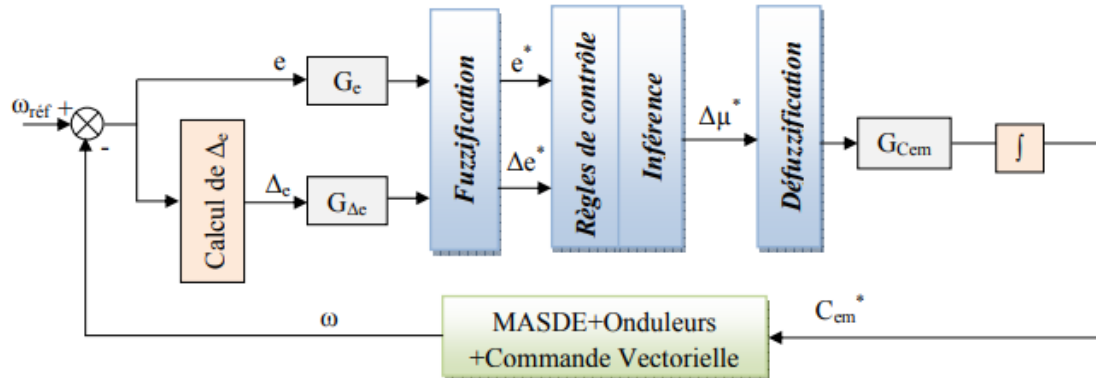


Figure III.5 : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC) [5].

### III.7 La loi de commande

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

La forme la plus générale de cette commande est :

$$C_{em}^*(1 + K) = C_{em}^*(K) + G_{Cem}\Delta C_{em}^* \quad (III.14)$$

Où :

$G_{Cem}$  : Gain associé à la commande  $C_{em}^*(1 + K)$ , en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

$\Delta C_{em}^*$  : La variation de la commande.

### III.8 Simulation numérique

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure (II.9) mais en remplaçant le régulateur PI classique de vitesse par un régulateur de type PI flou.

Les autres régulateurs de courant restent de type classique. Le schéma de principe de réglage de la vitesse est donné par la figure (III.6) :

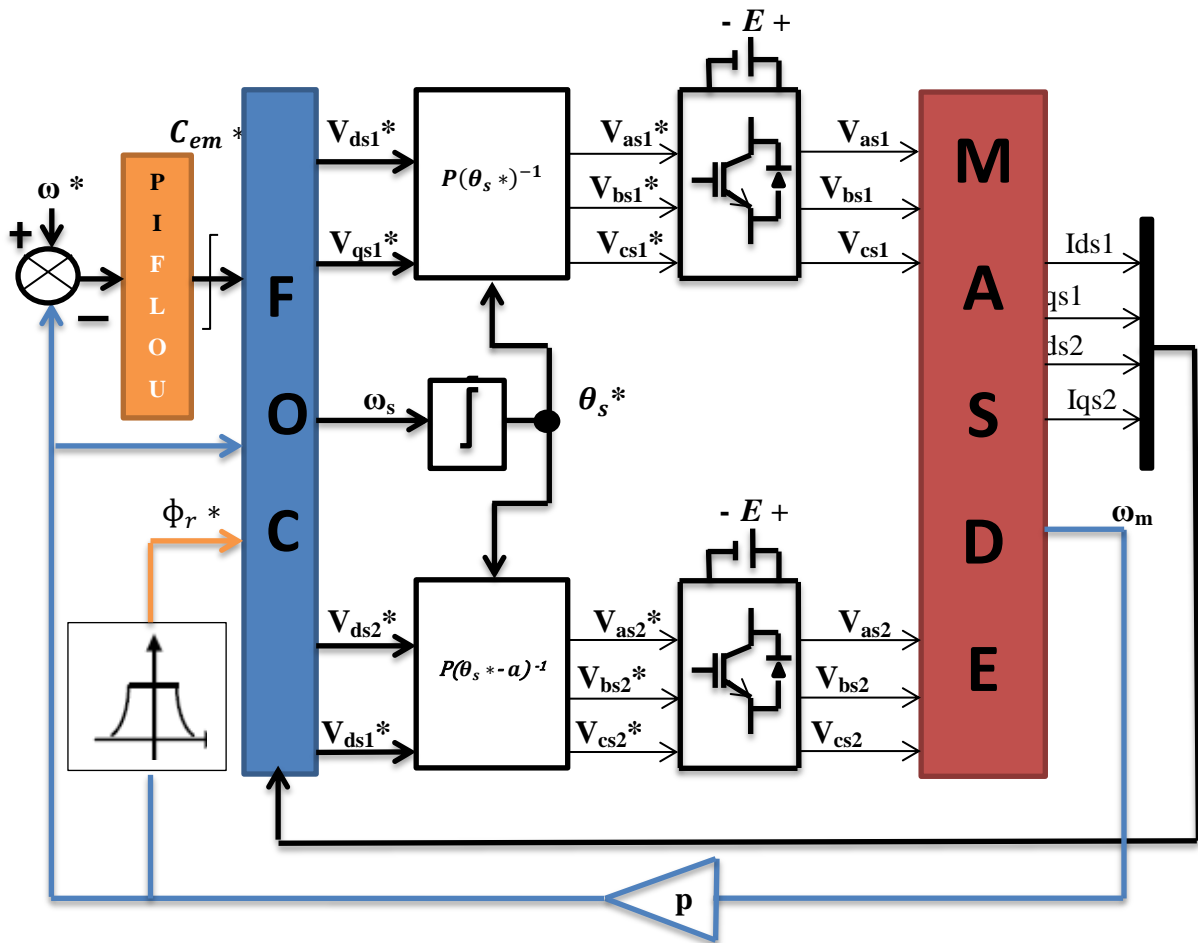


Figure III.6 : Régulation de la vitesse par la logique floue.

▪ **Variation de la charge**

La figure (III.7) représente l'évolution des caractéristiques de la MADSE avec la régulation de la vitesse par logique floue, Par l'application des charges  $C_r = 14$  et  $5$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3]$  et  $[3, 4]$  s, en imposant la vitesse de référence  $\omega_r^* = 250$  rad/s.

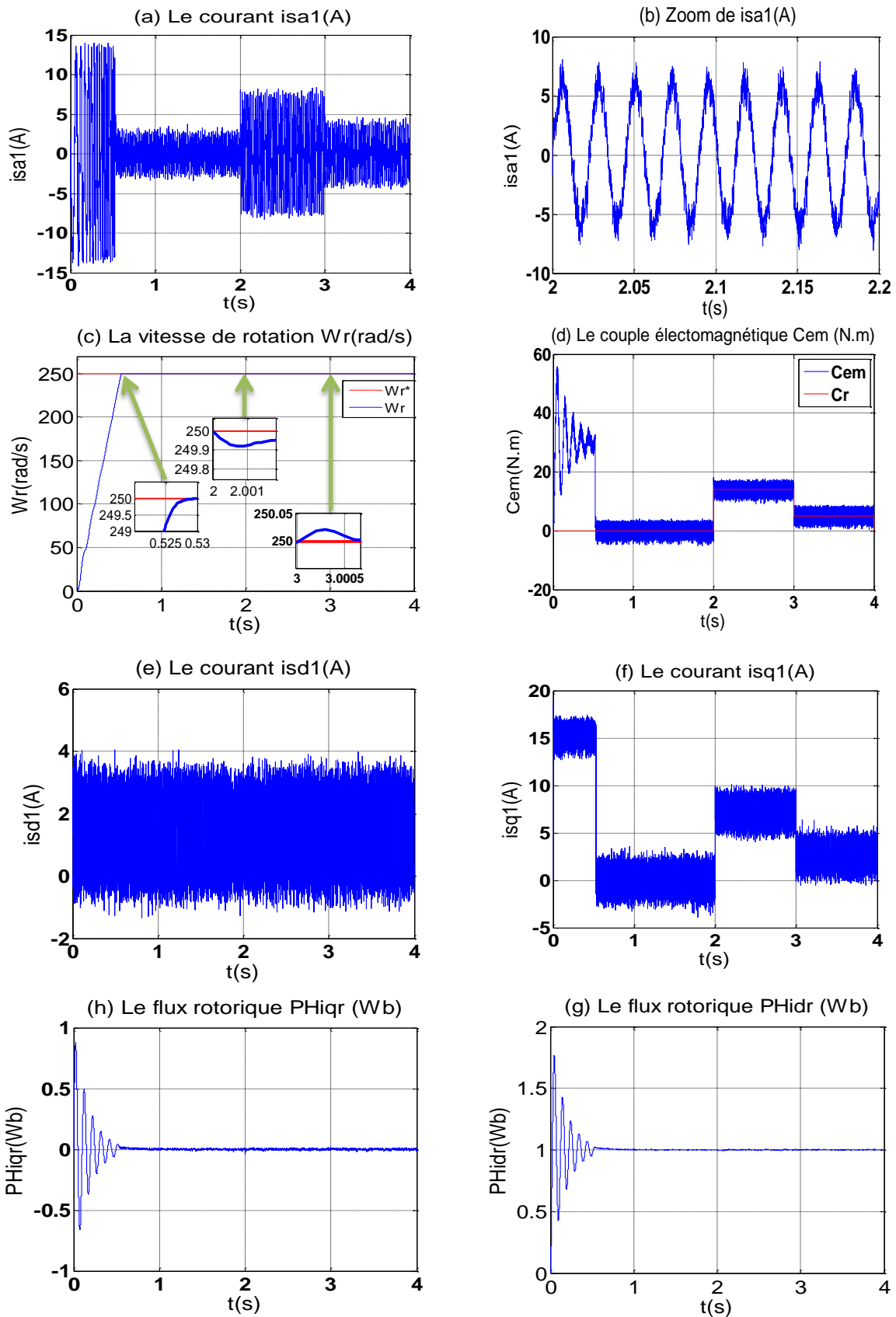


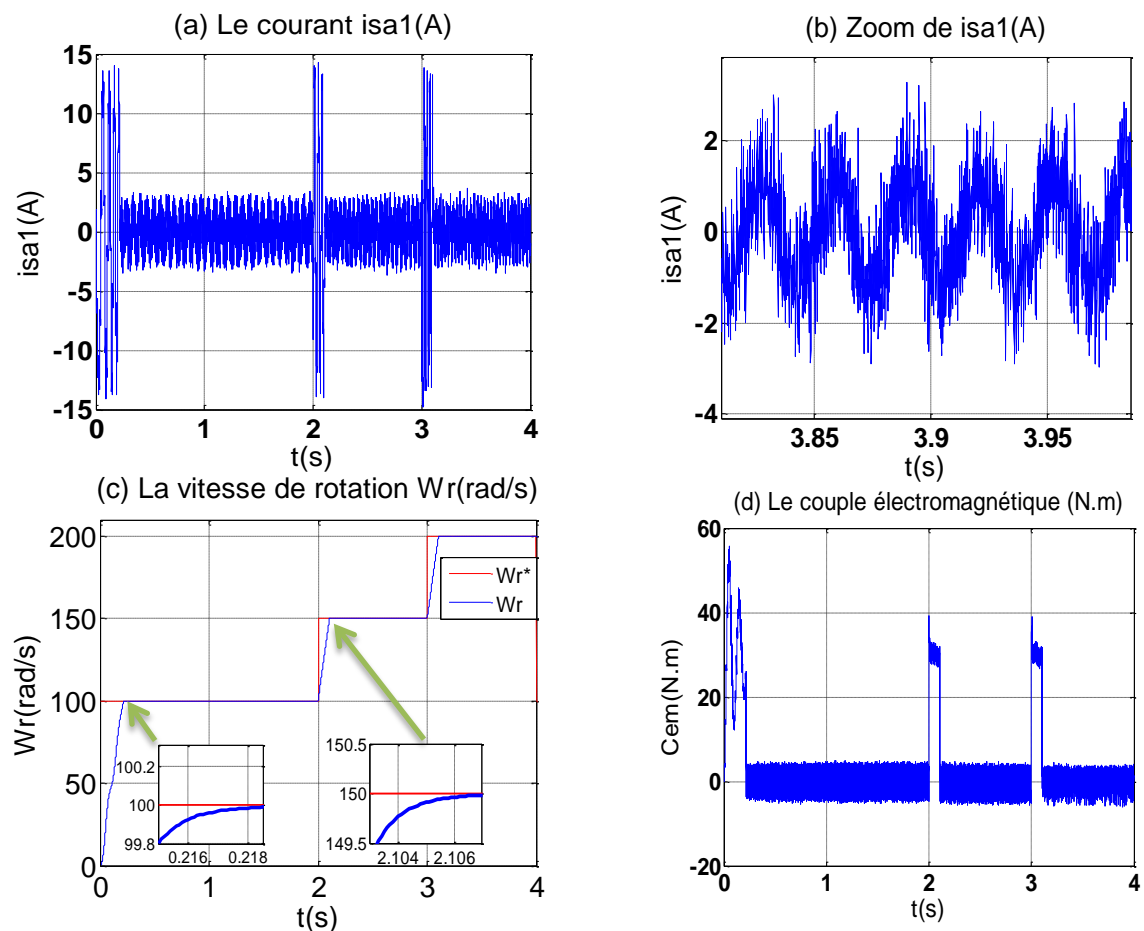
Figure III.7 : Régulation de la vitesse par PI-Floue lors de l'introduction d'un couple de charge  
( $C_r = 14$  et  $5\text{N.m}$ )

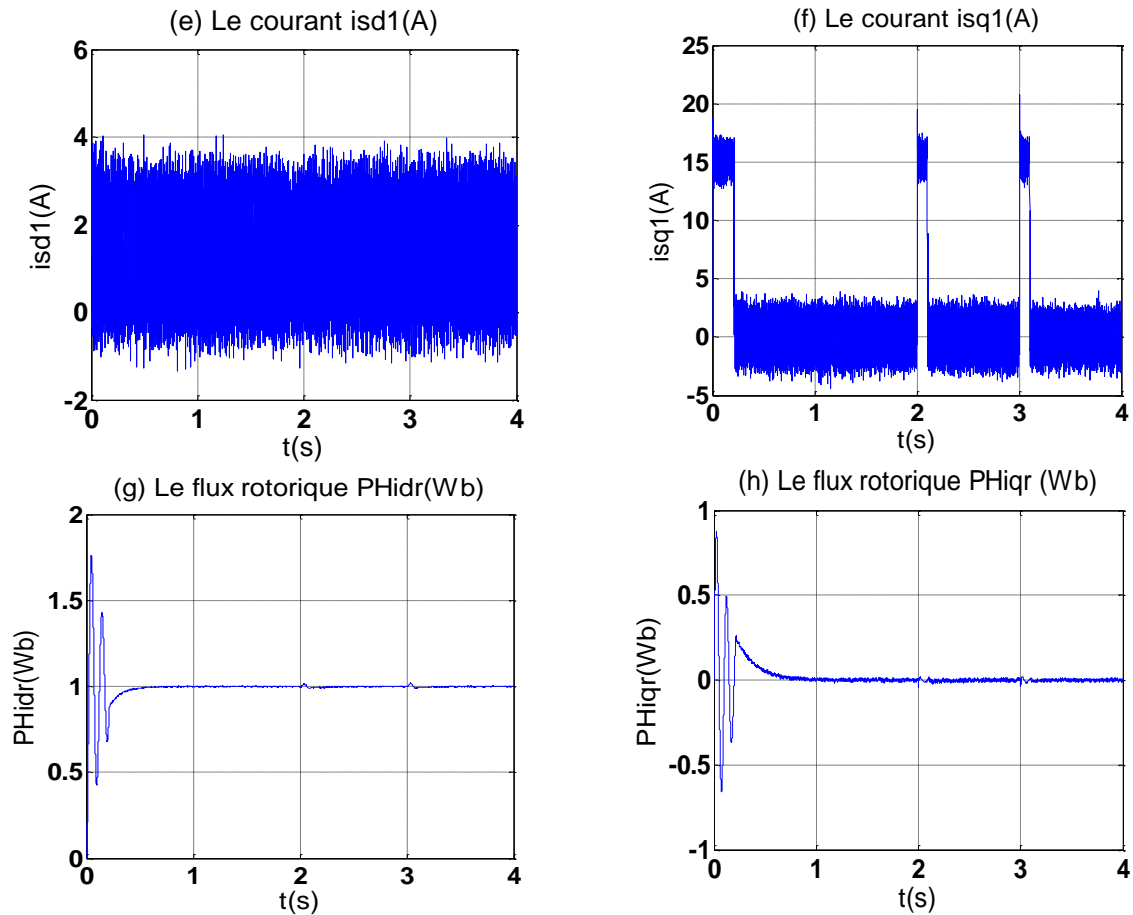
Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur référence à  $t = 0.53s$  sans dépassement avec un rejet de perturbation effectué pendant (0,002s). Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale presque de 56.7 N.m à  $t = 0.05s$ , puis il rejoint le régime permanent (à  $t=0.53s$ ) sans dépassement.

Toutefois, les mêmes résultats qu'il s'agit de la commande vectorielle (indirect) sont obtenus avec la commande par logique floue, concernant les modes de fonctionnement de la machine (moteur). Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par logique floue, car l'insertion de la charge n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.

▪ **Variation de la vitesse de référence**

Les résultats de simulation reportés sur la figure (III.8), concernent l'entraînement de la MASDE par un changement de vitesse de référence 100,150 et 200 rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0, 2]$ ,  $[2, 3]$  et  $[2, 3]$  Second avec un couple de charge nulle ( $C_r=0N.m$ ).





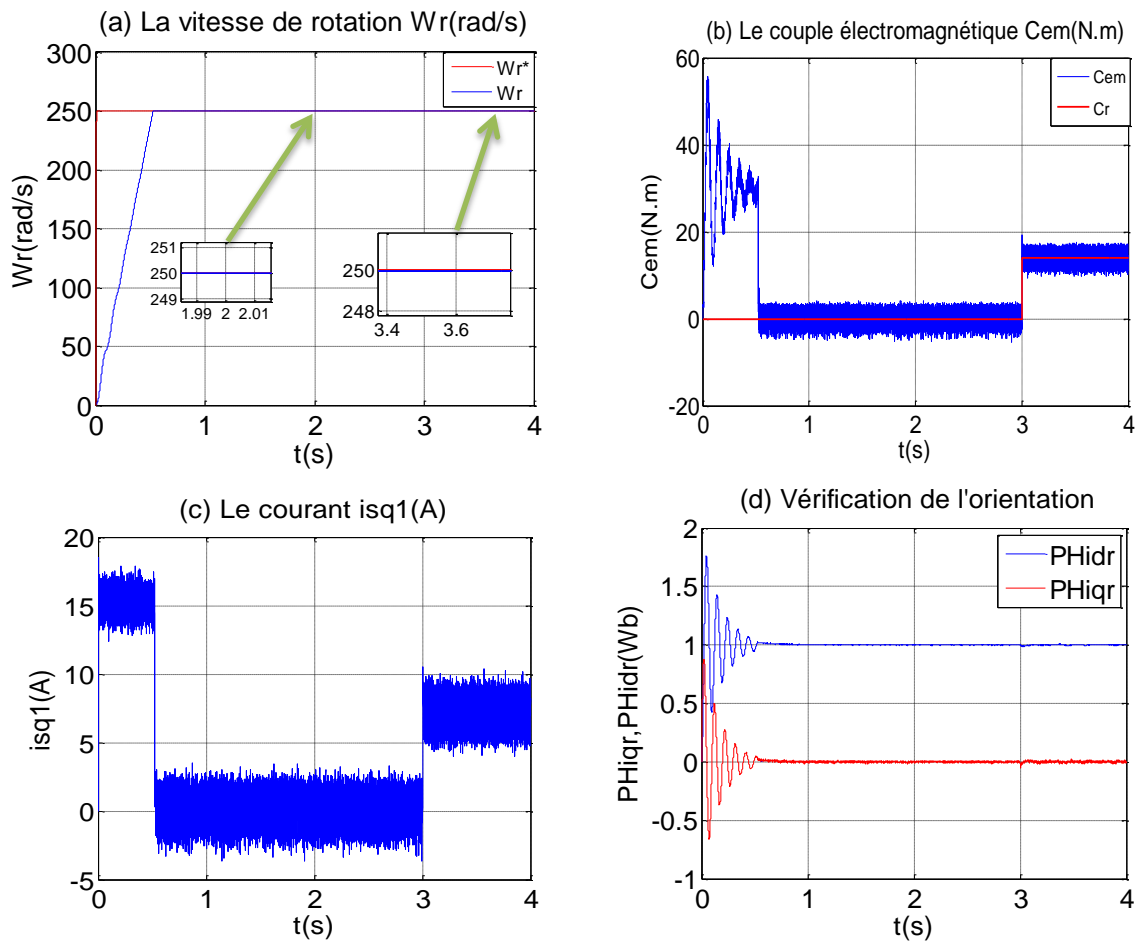
**Figure III.8** : Régulation de la vitesse par PI-Floue lors d'imposer des vitesses de référence 100,150 et 200 rad/s respectivement sur les intervalles de temps  $t = [0, 2]$ ,  $[2, 3]$  et  $[2, 3]$  s.

A partir de ces résultats, nous avons remarquons que la réponse en vitesse est très satisfaisante dans tous les parties de changement elle est rapide et précise.

La vitesse atteint sa première valeur de référence au bout de 0.22s sans dépassement, le couple électromécanique compense le couple de charge sans pics et présente au démarrage une valeur égale à 56.7 N.m. Le flux rotorique direct suit la valeur imposée (1Wb), et la composante en quadrature est nulle. Ce qui montre que le FLC présente des performances de poursuite très satisfaisantes, tel qu'il a amélioré la dynamique des réponses pendant le réglage de vitesse.

▪ Variation de la résistance rotorique

Nous avons simulé le système pour une augmentation de la résistance rotorique de 150% de sa valeur nominale à partir de  $t=2s$  avec l'application de couple de charge  $C_r=14N.m$  à  $t=3s$ . Pour faire tester la robustesse de la commande par un régulateur de vitesse (PI-Floue)



**Figure III.9 :** Régulation de la vitesse par PI-Floue, suivi l'augmentation de la Résistance rotorique  $R_r$  de 150% à partir de  $t=2 S$ , Avec l'application d'un couple de charge ( $C_r=14N.m$ ) à de  $t=3 s$ .

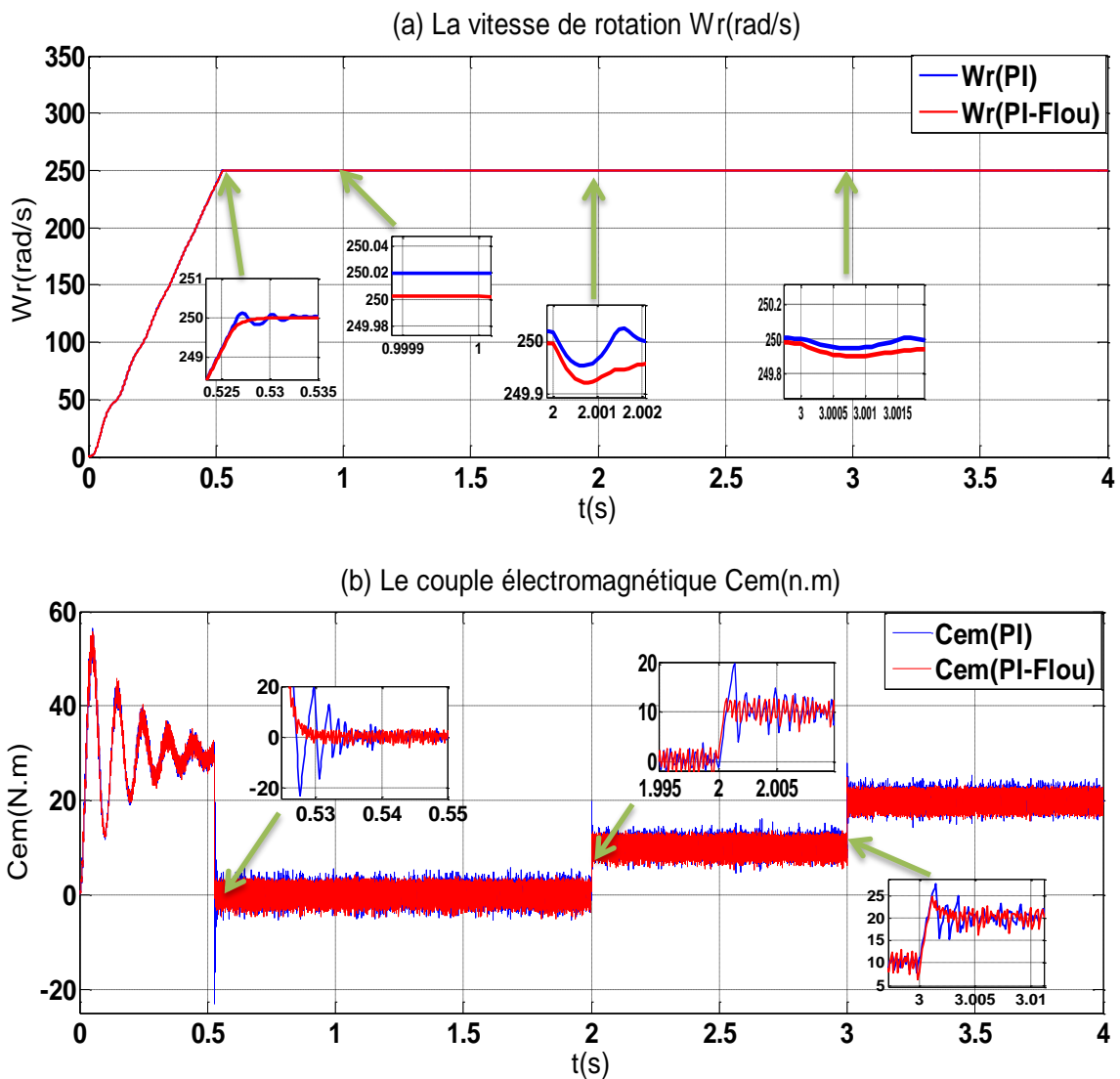
D'après la figure (II.12), les résultats obtenus montre qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique. Ce qui montre la robustesse de la commande par régulateur PI-flou face à ces variations.

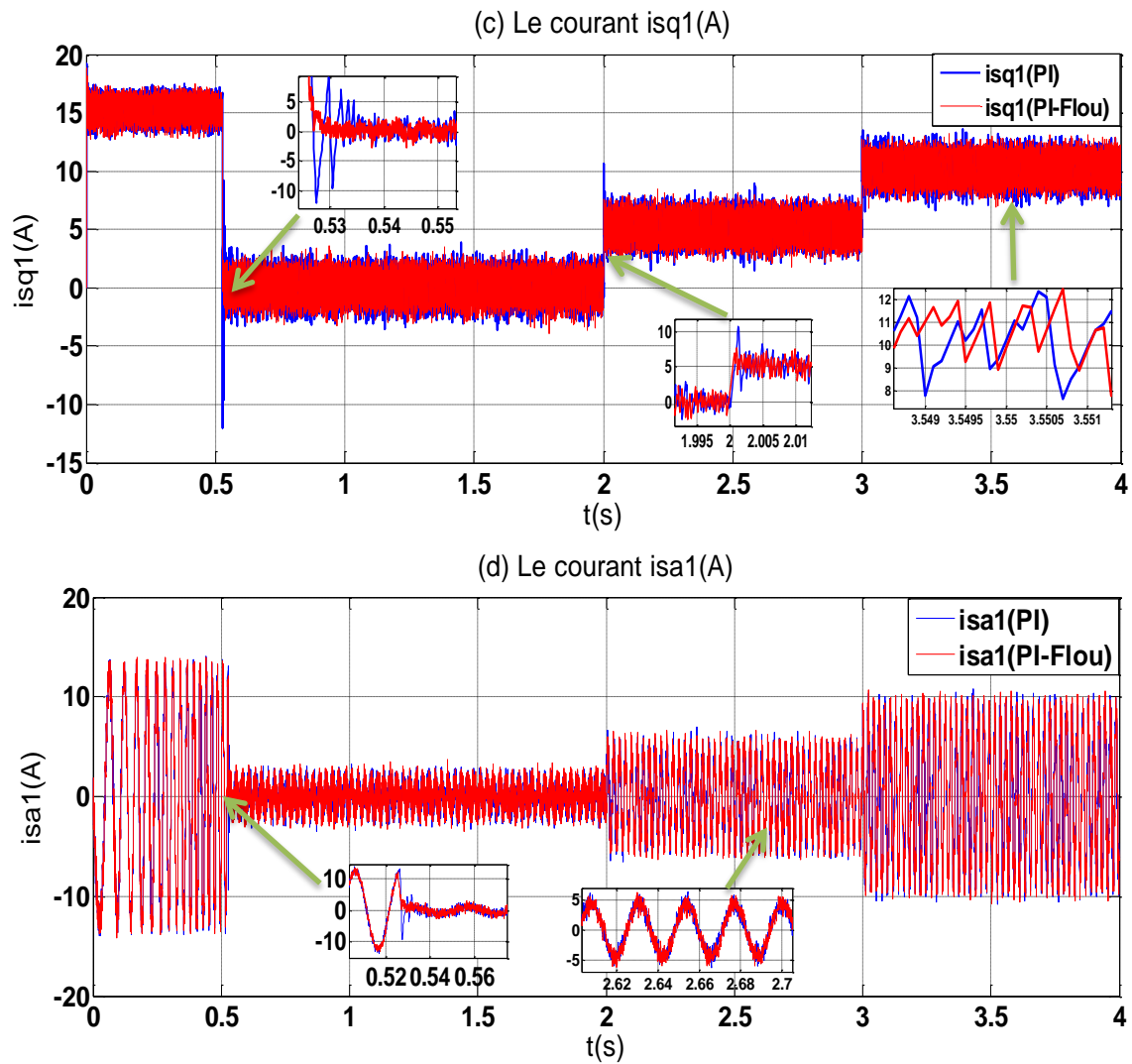
### III.9 Étude comparative

On va également discuter l'influence de la variation de charge et de vitesse puis de résistance rotorique pour faire une étude comparative entre la commande PI et PI-Floue, sur les réponses dynamiques de vitesse, de couple électromagnétique et des courants  $i_{sq1}$ ,  $i_{sa1}$ . Le régulateur PI de vitesse est remplacé par un régulateur flou de type 1.

- **Variation de la charge**

La figure (III.10) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par l'application des charges  $C_r = 10$  et  $20$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3]$  et  $[3, 4]$  s, en imposant la vitesse de référence  $\omega_r^* = 250$  rad/s





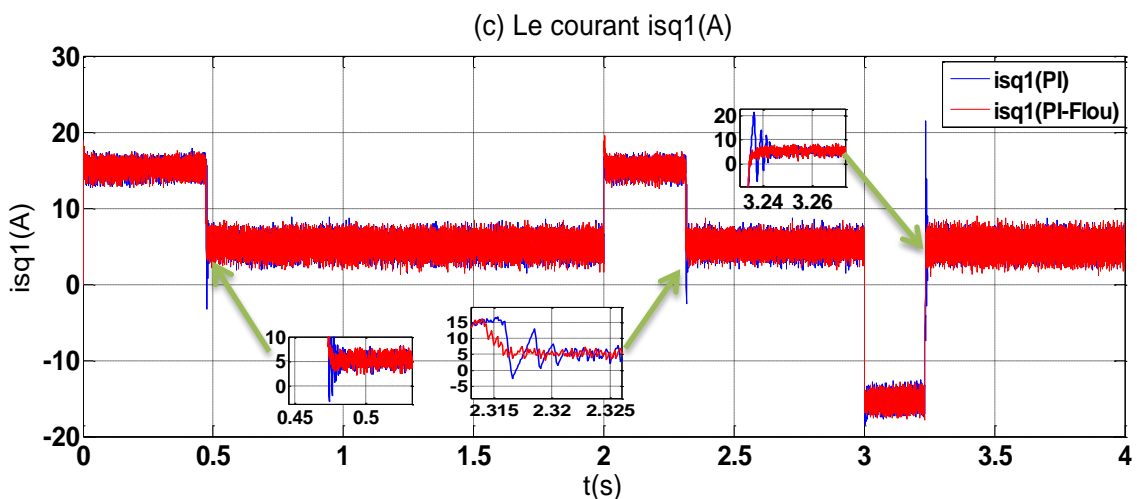
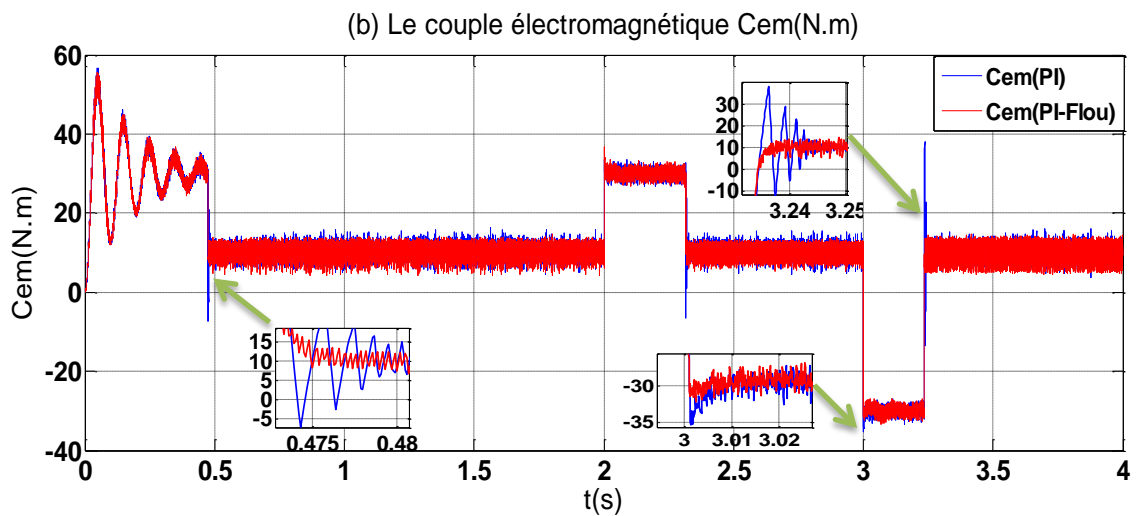
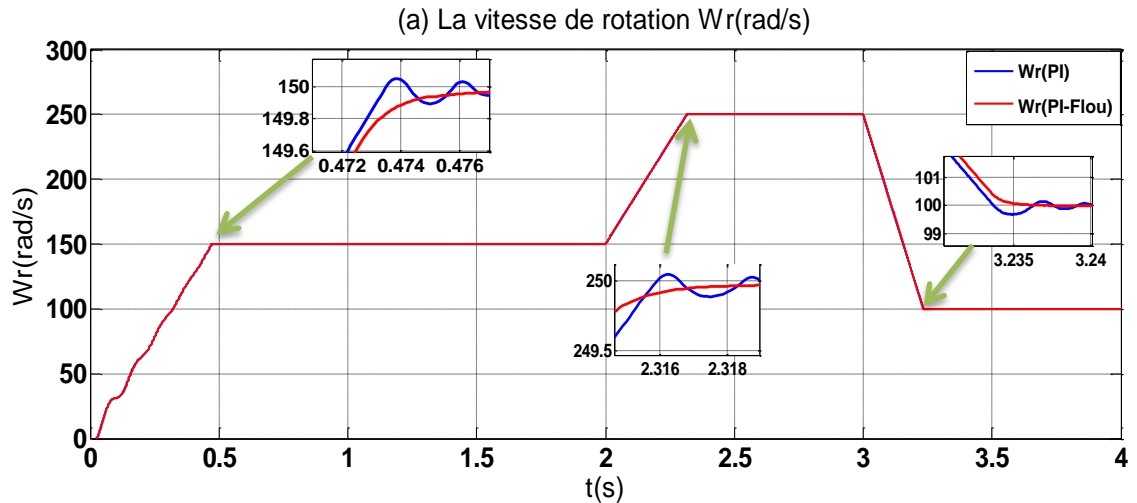
**Figure III.10 :** Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse lors de l'introduction d'un couple de charge ( $C_r = 10$  et  $20N. m$ ) respectivement entre les intervalles de Temps  $t = [2, 3]$  et  $[3, 4]$  s.

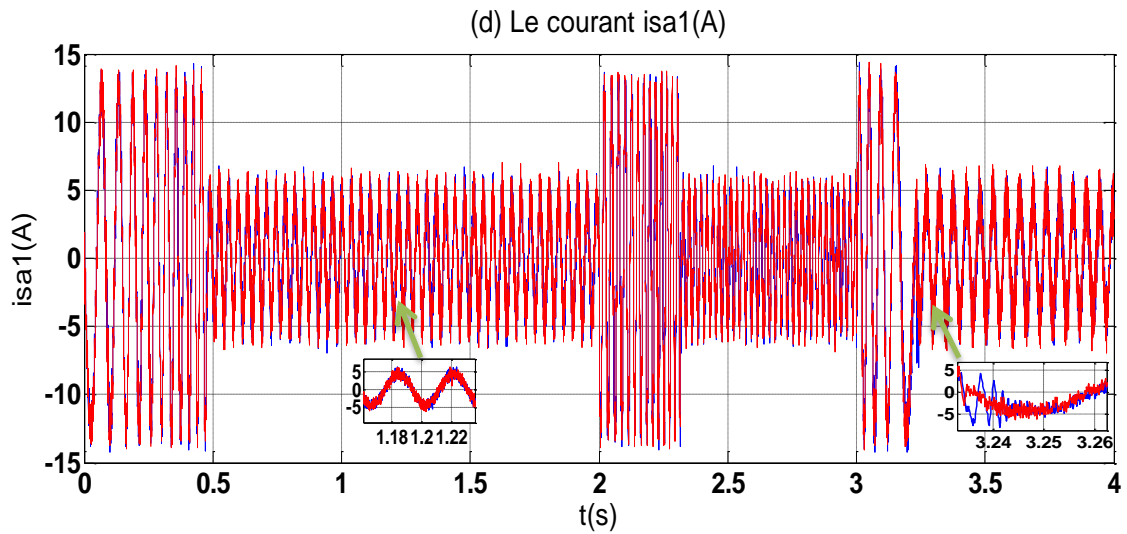
A partir des résultats indiqués dans la figure (III.10), nous observons une meilleure poursuite du régulateur PI-floue par rapport à celle du régulateur PI.

Tel que, les régulateurs flous ne génèrent aucun dépassement, il négliger les pics qui se engendré instantanément dans les moments d'appliquent des charges, et l' particulièrement au régime transitoire. Pour les autres performances, elles sont quasi similaires à celle du régulateur PI comme il est indiqué par zoomant les réponses dans les instants d'application des charges.

▪ Variation de la vitesse de référence

Nous avons procédé à un changement de vitesse de référence 150,250 et 100 rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0, 2]$ ,  $[2, 3]$  et  $[2, 3]$  Second avec un couple de charge ( $C_r=10N.m$ ) comme il est indiqué dans la figure (III.11).



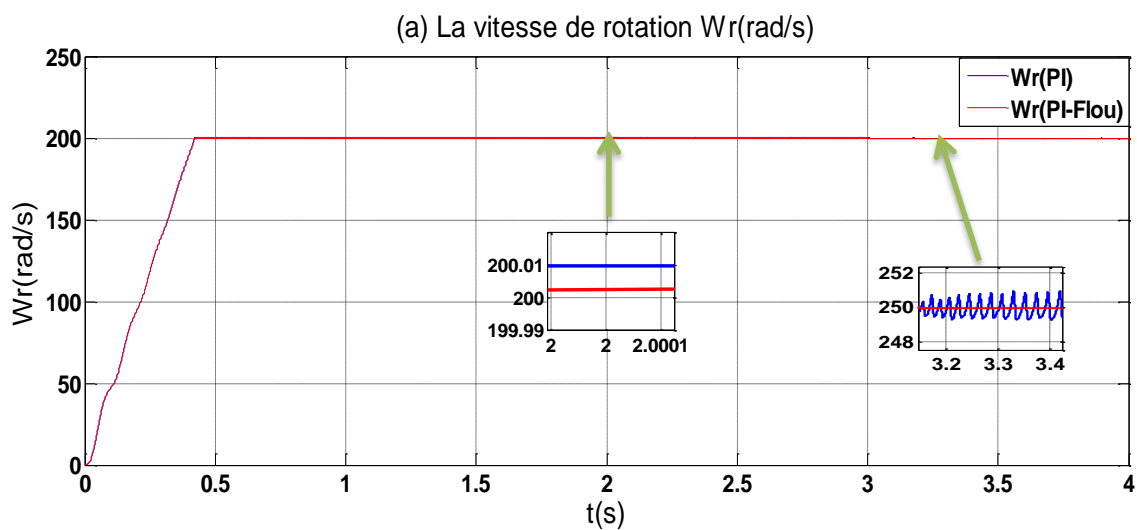


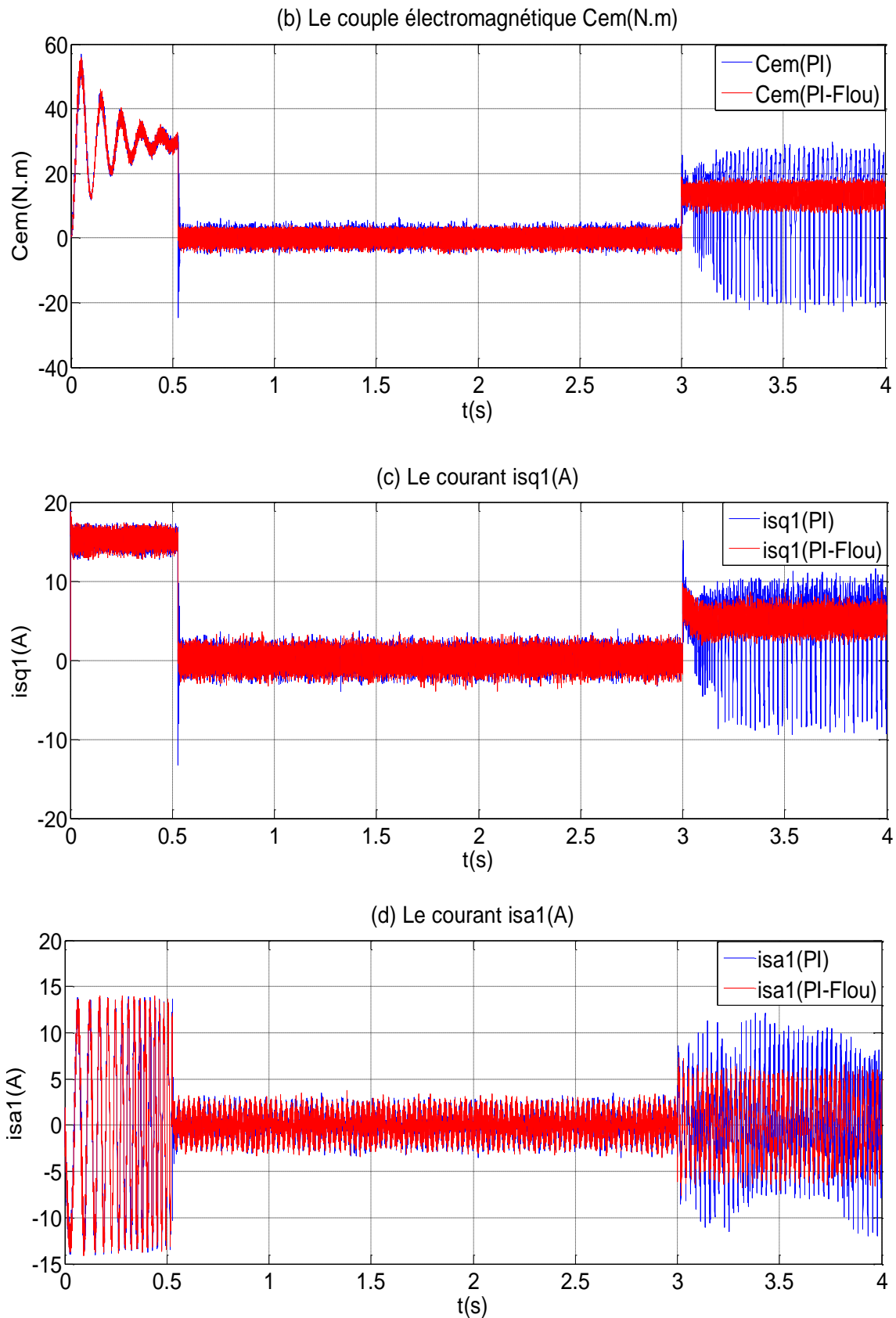
**Figure III.11:** Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse, suivi d'imposer des vitesses de référence 150,250 et 100 rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0, 2], [2, 3]$  et  $[2, 3] s$ , avec un couple de charge ( $C_r=10N.m$ ).

En plus de ce qui a été prouvé lors du test précédent, les résultats obtenus dans la figure (III.11) confirme la supériorité des réponses réaliser par un régulateur floue (FLC) par rapport au régulateur PI classique soit pour la rapidité ou bien la précision.

▪ **Variation de la résistance rotorique**

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique. Pour cela nous avons simulé le système pour une augmentation de 200% de sa valeur nominale à partir de  $t=2s$  avec l'application du couple de charge  $C_r=14N.m$  à  $t=3s$ .





**Figure III.12** : Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse, suivi la augmentation de la Résistance rotorique  $R_r$  de 200% à partir de  $t=2$  s, Avec l'application d'un couple de charge ( $C_r=14N.m$ ) à  $t=3$  s.

La figure (III.12) montre que la variation de la résistance rotorique introduite à l'instant  $t=2s$  influe carrément sur les performances du régulateur PI classique; Cet effet apparaît quand on applique une charge sur le moteur, par contre le régulateur PI-Floue (FLC) ne présente presque aucune influence à la variation paramétrique appliqué ce qui montre l'insensibilité du commande par PI-Floue à l'augmentation de la résistance rotorique.

D'après les résultats de simulations obtenus par les deux techniques de commande (PI classique et PI-Floue) on constate que :

- Le rejet de perturbation par PI-Flou est plus rapide que celle du PI classique.
- La réponse du système par PI-Flou est plus rapide que celle du PI classique.
- Aucun pic ou dépassement sur les réponses obtenues par PI-Flou, par contre celui du PI classique.
- Le découplage est maintenu dans les deux techniques de commande.
- Le régulateur PI classique est sensible à la variation paramétrique, par contre insensible à la variation paramétrique pour PI-Flou.

### **III.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, la technique de la commande par la logique floue a été exposée. Un contrôleur à logique floue utilisant la notion de table de décision hors ligne est implantée dans la commande vectorielle pour la machine asynchrone à double étoile (MASDE). Ce choix de la commande a été justifié par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur (FLC) vis-à-vis aux la variation paramétrique (résistance rotorique) et non paramétrique (vitesse, couple résistant).

### Conclusion générale

Ce travail est établi pour la commande de la machine asynchrone double étoile(MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension, d'où on a choisi la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique par la méthode indirecte et la commande par PI-floue.

Une étude générale de modélisation de la MASDE a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI, Les résultats de simulations obtenus montrent bien que le flux et le couple de cette machine sont fortement couplés. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique où il existe deux méthodes, directe et indirecte. Dans notre travail on a appliqué la commande vectorielle indirecte avec un régulateur PI. . Cette commande avec le régulateur PI offrant des performances acceptables, néanmoins, il reste sensible à la variation de couple résistant et de vitesse de référence.

La commande vectorielle de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients. Pour améliorer la robustesse de la commande vectorielle, on a proposé une autre technique de réglage basée sur la logique floue, ce dernier possède de très bonnes performances dynamiques par apport au régulateur PI classique, en outre, il est robuste vis-à-vis les variations paramétriques de la machine, ceci revient au fait que la logique floue ne tient pas compte du modèle du système à commander.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande vectorielle à base d'un régulateur floue a été appliquée. Le réglage de la vitesse par un régulateur floue de vitesse (FLC) rend la commande de la MASDE robuste vis-à-vis aux variations appliqué à la machine. Ces résultats ont été identifiés de façon claire par l'étude comparative qui nous le fait à la fine de troisième chapitre.

Comme perspectives à ce travail, il convient de proposer :

- ❖ L'utilisation des onduleurs multi niveaux ;
- ❖ L'application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande DTC, la logique floue type-2, la commande adaptative, mode glissement,... ;

---

*Annexe**Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)*

Les paramètres de la MASDE utilisés sont [5] :

✓ 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	$R_{s1} = 3.72 \Omega$
✓ Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3.72 \Omega$
✓ Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
✓ Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
✓ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
✓ Inductance rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
✓ Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
✓ Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
✓ Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ N.ms/rd}$
✓ Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
✓ Nombre de paires de pôles	$p = 1$

## *Références bibliographiques*

- [1] : Lallouani Hellali, Saad Belhamdi "Direct Torque Control of Doubly Star Induction Motor Using Fuzzy Logic Speed Controller" IAES International Journal of Artificial Intelligence (IJ-AI) Vol. 7, No. 1, March 2018
- [2] : H.A.Toliat ,T.A.Lipo ,J.C.While , Analysis of Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications-part2 (Motor Designed Performance ), IEEE Transactions on Energy Conversion ,Vol.6,No.4 ,pp.685-692, Dec.1991.
- [3] : E. Merabet, Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile, Mémoire de Magister en Electrotechnique ,Université de Batna, 2008.
- [4] : L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentes », thèse de doctorat, Université de Batna 2010.
- [5] : R. SADOUNI, Commande par Mode Glissant Flou d'une Machine Asynchrone à Double, mémoire de magister d'université djilali liabes de sidi bel abbes, 2010.
- [6] : A. CHAIBA, commande de la machine asynchrone double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat, Université de Batna , Juillet 2010.
- [7] : Bühler. H, "Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [8] : Hocine AMIMEUR, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Thèse de doctorat, Université de Batna, 2008.
- [9] : Laid. KHETTACHE, Etude et modélisation des Machines électriques double étoile, Université Mémoire de master académique, Kasdi Merbah Ouargla, 2013.
- [10] : RADJIAI Hamoud, Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas -setif-1, 2014.
- [11] : D. Hadiouche, Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy- 1, 2001.
- [12] : B. Abd Elmalek, Détection des defaults de l'association convertisseur moteur asynchrone double étoile par l'application des réseaux de neurones artificiels, Mémoire d'ingénieur'état en génie électrotechnique, Université de M'sila 2007.
- [13] : J. Louis, Commande rapproches des convertisseurs statique ,1. Lavoisier 2009.
- [14] : S. Fernandez, Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau, Thèse de doctorat, Université Lille 1, Nord de France, 2013.
- [15] : C. Krishna, P. Sree, Analysis, Simulation &Comparison of Various Multilevel Inverters Using Different PWM Strategies, IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 9, no. 2, PP 54-65, 2014.

- [16] : F. Brichant, Les onduleurs autonomes. Conception et applications industrielles, Editions Dunod, Bordas, Paris, 1982.
- [17] : G. Segulier, Electronique de puissance, Dunod-Paris, 2004.
- [18] : A. Miloudi, Etude et conception de régulateurs robuste dans différentes stratégies de commande d'un moteurs asynchrone, thèse doctorat U.S.T.Oran, 2006.
- [19] : A.IGOUDJIL; Y.BOUDJEMA, Etude du changeur de fréquence à cinq niveaux à cellules imbriquées. Application à la conduite de la machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, Algérie, Juin 2006.
- [20] : J. L. Thomas, Future practical developments in vector control principles, IEE Colloquium - Power Division, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1-4/8, 23 February 1998.
- [21] : M.MAHMOUDI, Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone. Document cours, Ecole Nationale Polytechnique, Alger.
- [22] : E.MERABET, A.BELAYALI, Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [23] : L.HOCINE, N.GASMI, Etude et Commande de la Machine Asynchrone Monophasée en Régime Linéaire et Saturé, Mémoire d'ingénieur de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, Algérie, Juin 2005.
- [24] : Y.ELBIA, Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté, mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, juin 2009.
- [25] : F.CHEVRIE ; F.GUELY, La Logique Floue, Cahier Technique N° 191, Groupe Schneider, CT Edition, Mars, 1998.
- [26] : M.C.MADAOU, Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, février 2007.
- [27] : Z.L.BOUDJEMAA, Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou, mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2009.
- [28] : A.GAID ; N.HAOUARI, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.
- [29] : K.NABTI, Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue, mémoire de magister de l'université Mentouri de Constantine, Algérie, Juillet 2006.
- [30] : S.CHEKROUN, Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée, mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, Octobre 2009.
- [31] : T.Zoheir , Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile (Modélisation, Alimentation et Commande), Cours, Université d'EL-Oued, Juin 2014

[32] : Lallouani Hellali, Saad Belhamdi " Speed control of doubly star induction motor (DSIM) using direct field oriented control (DFOC) based on fuzzy logic controller (FLC)" *Advances in Modelling and Analysis C* Vol. 73, No. 4, December, 2018.

## « Résumé »

### Thème : Commande PI Flou d'une machine asynchrone double étoile

**Résumé :** Ce mémoire présente une étude de la commande floue d'une machine asynchrone double étoile par flux rotorique orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux onduleurs.

Après avoir présenté la modélisation de la machine, nous avons abordé la commande vectorielle de la MADE par orientation du flux rotorique. Nous nous sommes intéressés au régulateur PI classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs floue, les quel surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. Les résultats de simulations par Matlab et les tests de robustesse seront présentés.

**Mots Clés :** MASDE, Commande vectorielle PI, Régulateur floue de type 1, PI floue.

## « ملخص »

### العنوان : التحكم المنطقي الشعاعي في الآلة الكهربائية اللامتزامنة ثنائية النجم

**ملخص :** تهدف هذه المذكرة إلي عرض دراسة تحكم بواسطة معدل للسرعة يعتمد علي تقنية المنطق الغامض في الماكنة الكهربائية اللامتزامنة ثنائية النجمة. و يتكون نظام التغذية لهذه الآلة من موجين. بعد ما قدمنا نبذة حول الماكنة اللامتزامنة ثنائية النجمة وطرق استعمالها كمحرك. قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للمكانة وذلك لتسهيل تطبيق التحكم الشعاعي بواسطة توجيه تدفق الدوار الذي يركز أساسا علي معدل تناسبي و تكاملي بمبدأ كلاسيكي. و بعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءتها في المجال الديناميكي المؤقت و كذا في حالات تغيرات وسائط الماكنة. و لذلك لجأنا الي استخدام طرق أخرى تعتمد علي تقنيات الذكاء الصناعي و نذكر منها المنطق الغامض. هذه التقنيات الأخيرة جلبت تحسينات كبيرة و معتبرة في التحكم في هذه الماكنة وقد عرضنا نتائج المحاكاة المفصلة ببرنامج المطالب لكل تقنية و كذا المقارنة بينهم.

**كلمات مفتاحية :** الماكنة اللامتزامنة ثنائية النجمة, تحكم شعاعي تناسبي و تكاملي, معدل ذو المنطق الغامض من النوع الأول, معدل ذو نمط تناسبي و تكاملي منطقي غامض .