

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE TECHNOLOGIE

DOMAINE: SCIENCE ET TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

N° : .....



OPTION : COMMANDE DES MACHINES  
TOURNANTES

Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Professionnel

Par:

KICHENE YUCEF  
ZAOUALI BOUCHRA

Intitulé

***Commande intelligente floue d'une machine  
asynchrone double étoile***

Soutenu devant le jury composé de:

DAFDAF MABROUK	Université de M'sila	Président
BERRABAH FOUAD	Université de M'sila	Rapporteur
HELLALI LALLOUANI	Université de M'sila	CO-Rapporteur
CHERIF BILEL DJAMAL EDDINE	Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2019 /2020**

## *Remerciement*

Tout d'abord je remercie Allah de m'avoir donné la force, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans des meilleures circonstances et en bonne santé.

Nous tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **BERRABAH FOUAD**, et Monsieur **HELLALI LALLOUANI**, pour ces conseils précieux, les orientations ainsi que pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont accordé en participant au jugement de ce travail

Nous remercie aussi tous les enseignants et les responsables du Département d'Electrique de Université de M'sila pour leurs aides et leurs encouragements.

Enfin, que tous ceux et celles qui m'ont aidé et soutenu durant tous mes études ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.



# *Dédicaces*

*Au nom de Allah, Plus que tout, je voudrais dédier ce travail à mon premier amour et la fleur de ma vie, ma très chère mère LAMERAI Becahoum, et mon appuie mon très cher père Noui, ils sont sacrifié beaucoup pour moi et sans eux je n'aurais eu la volonté d'atteindre ce niveau ; ils qui ont su me soutenir tout long de mes études, parfois me reconforter dans les moments difficiles, et qui sans eux je n'aurai pu effectuer ce travail.*

*A mes très chères sœurs : Nadai, Samiha, Samai et Hanana.*

*A mes très chers frères : Azdin, Tahier, Moubark,*

*A à toute ma famille*

*A une personne ayant une âme rare et envoûtante mon professeur **LALLOUANI Hellali***

*A tous mes amis et mes collègues.*

*Notre dédicace va également à ceux qui ont participé de près ou de loin à l'aboutissement de nos efforts.*



Bochra.Z

# *Dédicaces*

*En premier lieu, je remerciée DIEU, qui ma donné le courage,  
la force et la volonté pour  
réaliser ce modeste travail.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*À la lumière de ma vie, mes chers parents,  
exemple de courage et de sérieux qui m'ont tout donné  
pour me permettre de réaliser mes rêves .*

*En ces quelques mots, je leurs exprime tout mon amour  
et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme  
soutien,  
encouragement et aide.*

*Je leurs souhaite une bonne santé, que Dieu me les  
garde.*

*À mes sœurs*

*À mes frères*

*À toutes ma famille KICHENE et BENKIHOULE*

*À mon professeur LALLOUANI Hellali*

*À tous mes amis*



KICHENE YOUCEF

# Sommaire

Liste des figures.....	I
Liste des Tableau.....	V
Symboles & Abréviations.....	VI
Introduction générale.....	1

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

I.1 Introduction.....	3
I.2 Caractéristiques des machines multi phases.....	4
I.3 Des types machines multi phases.....	5
I.4 Domaines d'applications de la machines multi phases.....	7
I.5 Avantages et inconvénients des machines multi phases.....	7
I.5.1 Avantages des machines multi phases.....	7
I.5.2 Inconvénients des machines multi phases.....	8
I.6 Description de la MASDE.....	8
I.7 Principe de Fonctionnement de la MASDE.....	9
I.8 Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....	11
I.8.1. Hypothèses simplificatrices.....	11
I.8.2. Equations générales de la machine.....	10
I.8.2.1 Équations des tensions.....	10
I.8.2.3 Énergie magnétique.....	14
I.8.2.4 Couple électromagnétique.....	14
I.8.2.5 Equations mécaniques.....	14
I.8.3 Transformation à base de Park.....	14
I.9 Choix du référentiel.....	16
I.10 Modèle de Park de la MASDE.....	17
I.11.1 Application de la transformation de Park.....	17
I.11.1.1 Équations des tensions.....	17
I.11.1.2 Équations magnétiques.....	19
I.11.1.3 Équation mécanique.....	19
I.11.1.4 Couple électromécanique.....	19
I.11.2 Mise sous forme d'équation d'état.....	22
I.12 Résultats de simulation.....	25
I.13.1 Alimentation de la MASDE par onduleur de tension a commande MLI.....	28
I.13.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	29
I.13.2 Stratégie de commande MLI.....	31
I.13.2 Association de la MASDE avec l'onduleur de tension.....	32
I.14 Résultats de simulation.....	33
I.15. Conclusion.....	36

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

II .1 .Introduction.....	37
II .2 .Principe de la commande vectorielle.....	37
II .2.1 Choix d'orientation du flux .....	38
II .3.Différentes méthodes de la commande vectorielle.....	39
II.3.1. Commande vectorielle directe.....	40
II.3.2. Commande vectorielle indirecte.....	40
II.4. Modalisation Commande Vectorielle Indirecte de la MASDE .....	41
II.4.1. Régulation du Flux.....	43
II.4.1.1. Synthèses des Régulateurs PI.....	44
II.4.1.2. Calcul des paramètres du régulateur PI du courant .....	45
II.4.2. Calcul des paramètres du régulateur PI de la vitesse.....	45
II.5 Résultats de simulation.....	48
II.6.CONCLUSION .....	55

## **Chapitre III Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone double étoile**

III.1. Introduction.....	56
III.2. Historique de la logique floue.....	56
III.3 DOMAINES D'APPLICATION .....	57
III.3.1 CONCEPT DE LA LOGIQUE FLOUE .....	58
III.3.2 Définitions La logique floue .....	59
III.3.3 Ensembles Flous et Variables Linguistiques.....	60
III.3.4 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance .....	60
III.4 Opérations sur les Ensembles Flous .....	62
III.5. Commande par logique floue .....	64
III.5.1. La structure d'un régulateur flou .....	65
III.5.1.1 Fuzzification .....	65
III.5.1.2. La base de connaissances .....	66
III.6. Inférence floue .....	67
III.6.1. Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) .....	67
III.6.2. Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) .....	68
III.6.3. Méthode de Sugeno .....	68
III.6.4. Interface de défuzzification .....	68
III.6.4.1 Méthode du maximum .....	69
III.6.4.2. Méthode de la moyenne des maxima .....	69
III.6.4.3. Méthode du centre de gravité.....	69
III.6.4.4. Méthode de hauteurs pondérées .....	69
III.7. Application de la logique floue à la commande de la MASDE .....	70
III.7.1. La loi de commande.....	72
III.8. Résultats de simulation .....	72
III.9. Conclusion.....	79

III.10. Etude comparative d'entre la commande vectorielle et la commande par logique floue .....	82
III.10.1 INTRODUCTION.....	82
III.10.2 Comparaison entre la commande vectorielle et la commande de logique flou...	85
III.11. CONCLUSION.....	89
CONCLUSION GENERALE.....	90
Annexe	
Références bibliographiques	
Résumé	

# Liste des figures

## Chapitre I

Figure I.1 : Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aimants Permanents	4
Figure I.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases	7
Figure I.3 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double	9
Figure I.4 : Modes de fonctionnement suivant le glissement	9
Figure I.5 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	16
Figure I.6 : schéma Simulink de la MADES alimentée par des tensions	24
Figure I.7 : Performance de la conduite de la MASDE fonctionnement à vide	25
Figure I.8 : Performance de la conduite de la MASDE fonctionnement en charge	27
Figure I.9 : Représentation de l'onduleur de tension MLI	29
Figure I.10 : Représentation de pair (transistor-diode) par un interrupteur	30
Figure I.11 : Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI	32
Figure I.12: Performances de la conduite de l'OND-MASDE fonctionnement à vide	33
Figure I.13 : Performances de la conduite de l'OND-MASDE fonctionnement en charge	34

## Chapitre II

Figure.II.1 : Principe de la commande vectorielle	38
Figure.II.2 : Position du référentiel par rapport au flux rotorique	39
Figure II.3 : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté	41
Figure II.4 : Système asservi du premier ordre régulé par un PI	44
Figure II.5: Boucle de régulation des courants statoriques	45
Figure II.6: Schéma Bloc de découplage en tension (FOC)	46
Figure II.7: Bloc de régulation de la vitesse	46
Figure II.8:Schéma bloc de découplage de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte	46
Figure II.9: Schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte	47

Figure II.10: Résultats de simulation de la Machine Asynchrone Double Etoile à vide	49
Figure II.11 : Résultats de simulation de la Machine Asynchrone Double Etoile on charge	50
Figure II.13 : Résultats de simulation de la MASDE on variation de vitesse	51
Figure II.14 : Résultats de simulation de la MASDE on Variation de la résistance rotorique	52

## Chapitre III

Figure III.1 : Concept flou des différentes catégories de la taille d'un homme	59
Figure III.2 : Représentations de la fonction triangulaire	60
Figure III.3 : Représentation de la fonction Trapézoïdal	61
Figure III.4 : Représentation de la fonction gaussienne	61
Figure III.5 : Représentation de la fonction sigmoïdale.	61
Figure III.6 : .Représentation de la fonction cloche	61
Figure III.7 : Représentation de la fonction trigonométrique	61
Figure III.8 : Fonction d'appartenance de l'opérateur «OU»Où le symbole « $\cup$ » est l'opérateur maximum. Il est équivalent à la logique booléenne OR	63
Figure III.9 : Fonction d'appartenance de l'opérateur «ET»Où le symbole « $\cap$ » est l'opérateur minimum	64
Figure III.10 : Fonction d'appartenance de l'opérateur «NON»Il est équivalent à la logique booléenne NOT	64
Figure III.11 : Système de commande par logique floue.	65
Figure III.12 : Principe des méthodes d'inférence Max-Min	67
Figure III.13 : Principe des méthodes d'inférence Max-Prod	68
Figure III.14 : Les fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie	71
Figure III.16: Performance de Réglage de vitesse de la MASDE par la commande de logique floue, fonctionnement à vide	71
Figure III.17 : Performance de Réglage de vitesse de la MASDE par la commande de logique floue, fonctionnement à charge	74
Figure III.18 : Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse.	75

Figure III.19 : Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance statorique. 76

Figure III.20 : Comparaison entre la commande vectorielle indirecte à base de régulateur PI classique et la commande de logique floue à base de régulateur PI floue, en charge. 85

Figure III.21 : Comparaison entre la commande vectorielle indirecte à base de régulateur PI classique et la commande de logique floue à base de régulateur PI floue, en variation de la vitesse 86

Figure III.22: Comparaison entre la commande vectorielle indirecte à base de régulateur PI classique et la commande de logique floue à base de régulateur PI floue, en la variation de la résistance rotorique 87

# Liste des tableaux

## Chapitre I

Tableau I.1 : Présentation des machines multiphasées de Type 1 5

Tableau I.2 : Présentation des machines multiphasées de Type 2 6

## Chapitre III

Tableau III.1 : La table d'inférence du régulateur flou 71

Tableau III.2 : Comparaison entre la commande vectorielle et la commande de logique floue  
82

# Symboles et Abréviations

**MASDE:** Machine Asynchrone Double Etoile.

**$N_p$**  : Nombres de phases

**$i$**  : Courant

**$v$**  : Tension

**$s1, s2, r$** : Indices correspondants { l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor

**$as1, bc1, cs1$**  : Indices correspondants aux trois phases du stator 1

**$as2, bc2, cs2a$**  : Indices correspondants aux trois phases du stator 2

**$ar, br, cr$**  : Indices correspondants aux trois phases du rotor

**$Rs1, Rs2, Rr$**  : Résistances statoriques et rotorique

**$Ls1, Ls2, Lr$**  : Inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique

**$Lms$**  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

**$Lm$**  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

**$Ms1,2$** : Inductance mutuelle des étoiles statoriques

**$Msr$** : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques

**$Cem$**  : Couple électromagnétique (N.m)

**$Cem\ max$** : Couple électromagnétique maximal (N.m)

**$Cr$** : Couple résistant.

**$Kf$** : Coefficient de frottement.

**$J$**  : Moment d'inertie.

**MLI** : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

**$d, q$**  : Axes directs et quadratiques du repère de Park.

**$\Omega_m$**  : La position et la vitesse mécanique du rotor.

**$\omega_s, \omega_r$**  : Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.

**$\omega_{gl}$**  : Glissement de vitesse angulaire électrique.

**$\omega_{coo}$**  : Vitesse angulaire des axes (d, q).

**PI** : Régulateur Proportionnel-Intégral.

**$ki, k$**  : Paramètres du régulateur PI.

**FOC** : Field Oriented Control.

**$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$**  : Flux statoriques.

**$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$**  : Flux rotoriques.

**$i_{ds1}, i_{qs1}$**  : Courants de l' étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)  
 **$i_{ds2}, i_{qs2}$**  : Courants de l' étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)  
 **$i_{dr}, i_{qr}$**  : courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)  
**p** : nombre de paires de pôles  
**P** : operateur de Laplace  
 **$r_{s1}$**  : résistance d' une phase (statorique) de l' étoile 1  
 **$r_{s2}$**  : résistance d' une phase (statorique) de l' étoile 2  
 **$rr$**  : matrices des résistances statoriques et rotoriques  
 **$v_{abcr}$**  : tensions triphasées rotoriques  
 **$v_{abcs 1,2}$**  : tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)  
 **$vd1, vq1$**  : tensions de l' étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)  
 **$vd2, vq2$**  : tensions de l' étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)  
 **$vdr, vqr$**  : tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)  
 **$\alpha$**  : angle électrique de décalage entre les deux étoiles  
 **$\theta_r$**  : position du rotor par rapport { l' étoile 1  
 **$\theta_r - \alpha$**  : position du rotor par rapport { l' étoile 2  
 **$L_{dq}$**  : inductance cyclique d' intersaturation selon (d,q)  
 **$L_{l1,2}$**  : inductances propres de fuite statoriques (étoiles 1 et 2)  
 **$L_{lr}$**  : inductance propre de fuite rotorique  
 **$L_{ml}$**  : inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles  
 **$L_m$**  : inductance mutuelle cyclique stators-rotor  
 **$L_{mdq}$**  : inductance cyclique de saturation suivant (d,q)  
 **$L_{mr}$**  : valeur maximale des coefficients d' inductance mutuelle rotorique  
 **$L_{ms}$**  : indice de modulation valeur maximale des coefficients d' inductance  
 **$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$**  : Courants statoriques respectivement des phases as, bs, cs.  
 **$I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$**  : Courants rotoriques respectivement des phases ar, br, cr.  
**RLF** : régulateur par logique floue

### Introduction générale

Les machines électriques sont de plus en plus présentes tant dans notre vie quotidienne 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. Toliyat 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 rotoriques [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 les années 20 les machines asynchrones à double étoile ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. [7]

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliqué une commande particulière, la modélisation c'est une transformation de système à des équations mathématique.

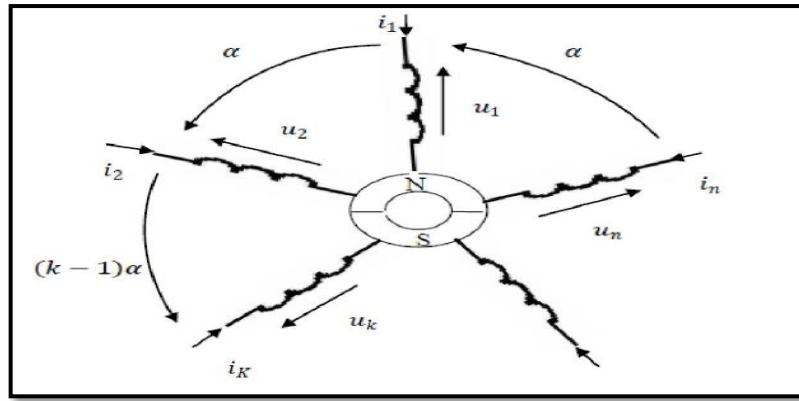
L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

La machine asynchrone à double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine. [8] [9]

L'objectif visé par ce chapitre est de présenter le modèle mathématique de la MASDE, où nous nous intéresserons au mode de fonctionnement « Moteur », et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasée.

## **I.2 Caractéristiques des machines multi phases :**

Une machine multiphasées est composée des bobinages déphasés spatialement de  $2\pi/n$  et alimentés par des tensions déphasées temporellement de  $2\pi/n$ , avec  $n$  est le nombre de phases. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [10]. Comme le montre la figure (I.1)



**Figure I.1 :** Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aimants permanents

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera '**machines multiphasées de type 1, et machines multiphasées de type 2**, de plus on considère rarement les cas où le nombre de phase est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [11].

### I .3 Des types machines multi phases :

#### I. 3. 1 Machines multi phases de type 1 :

Les machines multiphasées de type 1 sont des machines dans le nombre de phase statoriques  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en,  $n$  étoiles triphasées :  $q= 3n$  avec ( $n=1, 2, 3,4,.....$ ).

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes, c'est à dire le décalage entre les étoiles. **Par exemple**, une machine double étoile (6 phases) de  $\alpha = 0^\circ$  à des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoile à  $\alpha = 30^\circ$ . Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit :  $q = \pi/\alpha$  [12]

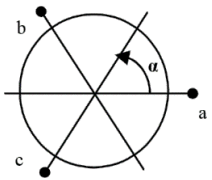
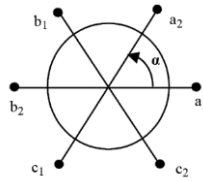
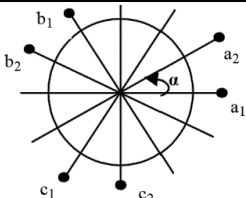
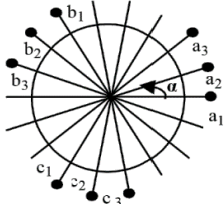
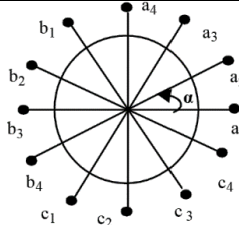
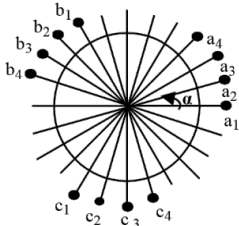
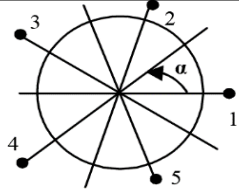
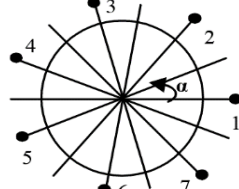
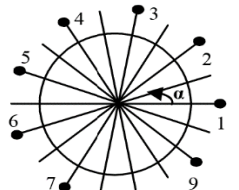
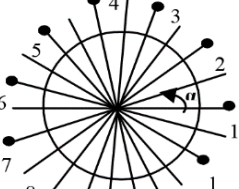
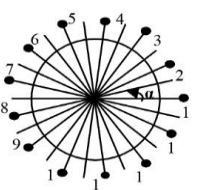
Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase ( $q_\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	
12	12	$\frac{\pi}{12}$	

Tableau I. 1 : machines multiphasées de Type 1

### I.3.2 Machines multi-phasées de type 2 :

Les machines multiphasées de (type 2), sont des machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impaire différent de 3. Alors les phases sont régulièrement décalées de  $2\pi/q = 2\alpha$ , et on a toujours  $q = \pi/\alpha$ , avec  $\alpha$  désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes [13].

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase ( $q_\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{3}$	
7	7	$\frac{\pi}{3}$	
9	9	$\frac{\pi}{6}$	
11	11	$\frac{\pi}{9}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

**Tableau I. 2:** machines multiphasées de Type 2

## I.4 Domaines d'applications de la machines multi phases

Les machines multiphasées sont utilisées dans les applications de puissances élevées, par exemple dans les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins du ciment, traction ferroviaire, la propulsion navale, véhicules électriques/hybrides, système d'énergie éolienne (voir la figure I.2). [14], [15], [16].

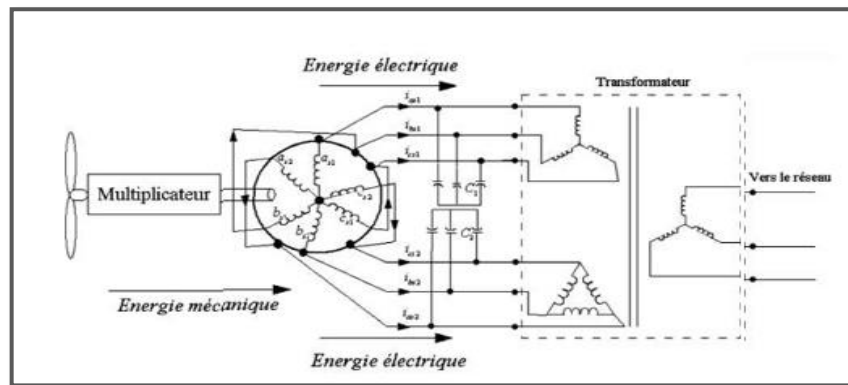


Figure I.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

## I.5 Avantages et inconvénients des machines multi phases

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

### I.5.1 Avantages des machines multi phases :

1. La segmentation de puissance : Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques [16], La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phase, la puissance demandée par chacun d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composant de puissance de câble inférieur, peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevée. Cela permet de minimiser les ondulations de courant et de [1].
2. Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale [17].
3. Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase.

4. Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple pulsatile et augmenterait l'efficacité de la machine [12] [18].
5. Les machines à induction polyphasées ont moins de bruit rapporté à ceux triphasés [12].
6. Les nombres des phases élevées fournissent une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasées d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit (fonctionnement en régimes dégradés) [12] [19].

### I.5.2 Inconvénients des machines multi phases :

Ces machines polyphasées présentent aussi des inconvénients suivants :

1- **coût** : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine [9].

2- l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension [20].

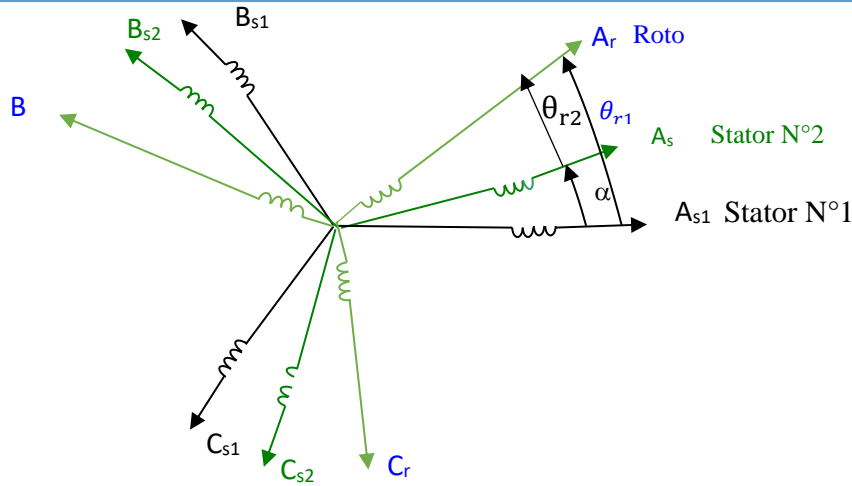
3- Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adaptés pour les machines multi phases

**de type 2**, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à Multi phases **de type 2** [17].

### I.6 Description de la MASDE :

Comme la machine asynchrone triphasée, la MASDE se compose d'un stator fixe et d'un rotor mobile (à cage d'écurie), la seule différence est que le stator de la MASDE porte deux enroulements triphasés identiques décalés entre eux d'un angle électrique ( $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ ), donc d'un angle géométrique (mécanique)  $p.\alpha$  ( $p$  nombre de paires de pôles). La structure du rotor est supposée dans notre cas être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium intégrée aux tôles ferromagnétiques). Pour simplifier l'étude, on considère que les circuits électriques du rotor sont équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. [21].

La Fig. I.3 représente la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six axes pour les deux enroulements triphasés ( $A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}$  étoile 1 et  $A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}$  étoile 2) du stator et trois axes ( $A_r, B_r, C_r$ ) pour le rotor. Chaque étoile constituée de trois enroulements identiques à  $p$  paires de pôles, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ , le rotor comporte trois phases identiques décalées de  $2\pi/3$  [21].



**Figure (I.3) :** Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.

On notera l'indice  $S_1$  pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice  $S_2$  pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

Les deux étoiles sont décalées de  $\alpha$ .  $\theta_{r1}$  l'angle exprime la position du rotor (axe  $A_r$ ) par rapport à l'étoile "1" (axe  $A_{s1}$ ) et  $\theta_{r2}$  la position du rotor (axe  $A_r$ ) par rapport à l'étoile 2 (axe  $A_{s2}$ ). [20].

### I.7 Principe de Fonctionnement de la MASDE :

Si  $\omega_s$  est la pulsation fondamentale des courants statoriques alimentant les deux étoiles de la machine, chaque étoile va créer un champ tournant à la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  tel que :

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

Ces deux champs vont introduire des courants dans les barres conductrices du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse  $\Omega_m$  Inférieure à celle du synchronisme ( $\Omega_m < \Omega_s$ ). La vitesse du rotor vaut :  $\Omega_m = (1 - g) \Omega_s$ .

Où  $g$  le glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator :  $g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s}$

Donc, la pulsation des courants rotoriques est :  $\omega_r = g\omega_s$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement sont utilisé par :



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

## **I.8 Modélisation de la machine asynchrone double étoile :**

La modélisation d'un système quelconque s'impose pour l'application d'une commande particulière. on s'intéressera à la modélisation des différentes parties de système étudié, qui est constitué de la MASDE, des convertisseurs et de bus continue, en effet la modélisation de la machine électrique fait appel à des équations très complexes, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté [23].

### **I.8.1. Hypothèses simplificatrices :**

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dont le but d'établir un modèle simple [22]

- La machine est de constitution symétrique.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
  - Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température [22].
  - On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
  - On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
  - L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propre et mutuelles stator-stator ou rotor –rotor sont constantes et les inductances mutuelles stator-rotor sont des fonctions sinusoïdale de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

### **I.8.2.Équations générales de la machine :**

#### **I.8.2.1 Équations des tensions :**

Par application de la loi de Faraday à l'un de ses enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation :

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dx} \quad (\text{I.1})$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques

**Pour étoile 01 :**

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{s1}I_{sa1} + \frac{d\Phi_{sa1}}{dt} \\ V_{sb1} = R_{s1}I_{sb1} + \frac{d\Phi_{sb1}}{dt} \\ V_{sc1} = R_{s1}I_{sc1} + \frac{d\Phi_{sc1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

**Pour l'étoile 02 :**

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{s2}I_{sa2} + \frac{d\Phi_{sa2}}{dt} \\ V_{sb2} = R_{s2}I_{sb2} + \frac{d\Phi_{sb2}}{dt} \\ V_{sc2} = R_{s2}I_{sc2} + \frac{d\Phi_{sc2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

**Pour rotor :**

$$\begin{cases} 0 = R_{ra}I_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_{rb}I_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_{rc}I_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles.

Sous forme matricielle

**Pour l'étoile01 :**

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d[\Phi_{s1}]}{dt} \quad (\text{I.5})$$

**Pour l'étoile 02 :**

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d[\Phi_{s2}]}{dt} \quad (\text{I.6})$$

**Pour rotor:**

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (\text{I.7})$$

On pousse :

$R_{aS1} = R_{bS1} = R_{cS1}$ : Résistance d'une phase du stator 1

$R_{aS2} = R_{bS2} = R_{cS2}$ : Résistance d'une phase du stator 2

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

$$[R_{S1}] = \begin{bmatrix} R_{aS1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bS1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cS1} \end{bmatrix}; [R_{S2}] = \begin{bmatrix} R_{aS2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bS2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cS2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Les vecteurs de tension, courant et le flux totaux statoriques :

$$[V_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} V_{aS1} \\ V_{bS1} \\ V_{cS1} \end{bmatrix}; [I_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} I_{aS1} \\ I_{bS1} \\ I_{cS1} \end{bmatrix}, [\Phi_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{aS1} \\ \Phi_{bS1} \\ \Phi_{cS1} \end{bmatrix}.$$

$$[V_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} V_{aS2} \\ V_{bS2} \\ V_{cS2} \end{bmatrix}; [I_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} I_{aS2} \\ I_{bS2} \\ I_{cS2} \end{bmatrix}, [\Phi_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{aS2} \\ \Phi_{bS2} \\ \Phi_{cS2} \end{bmatrix}.$$

$$[I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}, [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

### I.8.2.2 Équations magnétiques de la MASDE :

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,S1}] \\ [\Phi_{abc,S2}] \\ [\Phi_{abc,r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{S1,S1}] & [L_{S1,S2}] & [L_{S1,r}] \\ [L_{S2,S1}] & [L_{S2,S2}] & [L_{S2,r}] \\ [L_{r,S1}] & [L_{r,S2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{abc,S1}] \\ [I_{abc,S2}] \\ [I_{abc,r}] \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

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

$$[L_{S1,S1}] = \begin{bmatrix} (L_{aS1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bS1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cS1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[L_{S2,S2}] = \begin{bmatrix} (L_{aS2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bS2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cS2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar}+L_{mr}) & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & (L_{br}+L_{mr}) & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & (L_{cr}+L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t; \quad [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t; \quad [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$$

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

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

### I.8.2.3 Énergie magnétique :

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$\omega_{\text{mag}} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [\Phi_{s2}] [I_{s2}])^t + [\Phi_r] [I_r]^t \quad (\text{I.15})$$

### I.8.2.4 Couple électromagnétique :

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{\text{em}} = \frac{d}{d\theta_m} \omega_{\text{mag}} = p \frac{d}{d\theta_e} \omega_{\text{mag}} \quad (\text{I.16})$$

$$C_{\text{em}} = \frac{p}{2} [I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [I_r]^t \quad (\text{I.17})$$

### I.8.2.5 Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{\text{em}} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I.18})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{\text{em}} = \frac{p}{2} * [[I_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [I_{abc,r}]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [I_{abc,r}]^t] \quad (\text{I.19})$$

## I.8.3 Transformation à base de Park :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park [24].

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 [24].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q) [24].

La matrice de Park en générale :

$$[p_{(\theta)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

### La transformation de Park

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

Tel que :

$G_{abc}$  : Grandeurs triphasées équilibrées.

$G_{dq0}$  : Grandeurs triphasées dans le repère (d, q).

### La transformation de Park inverse :

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

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

**Pour l'étoile 01 :**

$$[p_{(\theta s1)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

**Pour l'étoile 02 :**

$$[p_{(\theta s2)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

**Pour rotor :**

$$[p_{(\theta r)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

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

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

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

## I.9 Choix du référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes [17] [12].

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier [19].

### a) -Référentiel lié au stator « $\alpha, \beta$ » :

Dans ce référentiel, les axes ( $\alpha, \beta$ ) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{\text{coor}}=0$ ). Dans ce cas, la phase AS1 et  $\alpha$  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 de machine à courant alternatif [19].

### b) -Référentiel lié au rotor « $x, y$ » :

Dans ce référentiel, les axes ( $x, y$ ) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega$  s donc ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$ )

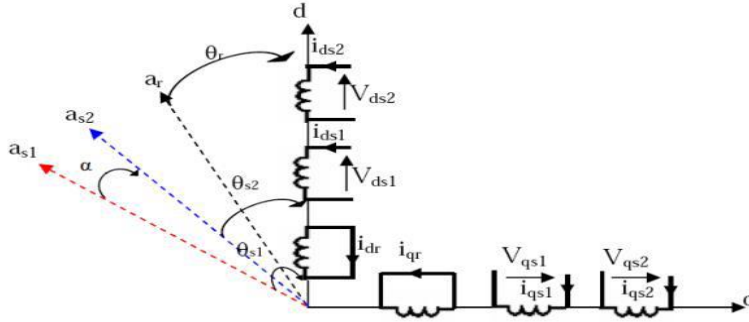
L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

### c) -Référentiel lié au champ tournant « $d, q$ » :

Dans ce référentiel, les axes ( $d, q$ ) sont immobile par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$ ) Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

## I.10 Modèle de Park de la MASDE

La figure (I-3) représente le modèle de Park de la MASDE.



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

## I.11 Application de la transformation de Park :

Avec le choix du référentiel lié au champ tournant et appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant [12] :

- Transformation de Park des tensions :

$$[V_{dq0,s1}] = [p(\theta_{s1})] [V_{s1}] \quad (I.25)$$

$$[V_{dq0,s2}] = [p(\theta_{s2})] [V_{s2}] \quad (I.26)$$

- Transformation de Park des courants :

$$\begin{cases} [I_{dq0,s1}] = [p(\theta_{s1})] [I_{s1}] \\ [I_{dq0,s2}] = [p(\theta_{s2})] [I_{s2}] \\ [I_{dq0,r}] = [p(\theta_r)] [I_r] \end{cases} \quad (I.27)$$

- Transformation de Park des flux :

$$\begin{cases} [\Phi_{dpo,s1}] = [p(\theta_{s1})] [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{dpo,s2}] = [p(\theta_{s1})] [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_{dpo,r}] = [p(\theta_r)] [\Phi_r] \end{cases} \quad (I.28)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{dqo,s1}] &= \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix}, [V_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix}, [V_{dqo,r}] = \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix}, \\ [\Phi_{dpo,s1}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix}, [\Phi_{dpo,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix}, [\Phi_{dpo,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

### I.11.1 Équations des tensions :

L'application de la transformée de Park sur le système d'équations (I.2), (I.3) et (I.4) nous donne :

**Pour l'étoile 1 :**

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

**Pour l'étoile 02**

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

**Pour le rotor :**

Le rotor étant en court-circuit :

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

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Avec:

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

$\omega_{gl}$  : vitesse de glissement

**Sous forme d'équation:**

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_S \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_S \Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_S \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_S \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.32)$$

### I.11.2 Équations magnétiques :

La décomposition de l'équation (I.8) donne :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\Phi_{abc,s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s1}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{abc,s2}] \\ [I_{abc,s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

$$\begin{cases} [\Phi_{abc,s1}] = [L_{s1,s1}][I_{sabc 1}] + [L_{s1,s2}][I_{sabc 2}] + [L_{r,s1}][I_r] \\ [\Phi_{abc,s2}] = [L_{s2,s2}][I_{sabc 1}] + [L_{s1,s2}][I_{sabc 2}] + [L_{r,s2}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{r,s1}][I_{sabc 1}] + [L_{r,s2}][I_{s2,s2}] + [L_{r,r}][I_r] \end{cases} \quad (I.34)$$

Appliquant la transformation de park sur le système d'équation (I.34)

- **Pour l'étoile 01 :**

$$\begin{aligned} [\Phi_{dqo,s1}] &= [p(\theta_{s1})][L_{s1}][p(\theta_{s1})^{-1}] + [p(\theta_{s1})][L_{s1}][p(\theta_{s2})^{-1}] [I_{dqo,s2}] \\ &\quad + [p(\theta_{s1})][L_{s1,1r}][p(\theta_r)^{-1}] [I_{dqo,r}] \end{aligned}$$

- **Pour l'étoile 02 :**

$$\begin{aligned} [\Phi_{dqo,s1}] &= [p(\theta_{s2})][L_{s2}][p(\theta_{s2})^{-1}] + [p(\theta_{s2})][L_{s2}][p(\theta_{s2})^{-1}] [I_{dqo,s2}] \\ &\quad + [p(\theta_{s2})][L_{s1,2r}][p(\theta_r)^{-1}] [I_{dqo,r}] \end{aligned}$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{aligned} [\Phi_{dqo,r}] &= [p(\theta_r)][L_r][p(\theta_{s1})^{-1}] [I_{dqo,s1}] + [p(\theta_r)][L_r][p(\theta_{s2})^{-1}] [I_{dqo,s2}] \\ &\quad + [p(\theta_r)][L_r][p(\theta_r)^{-1}] [I_{dqo,r}] \end{aligned}$$

Donc les équations de flux sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (I.35)$$

On pose :

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

Donc le système d'équations (I.32) est écrit comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (I.36)$$

### I.11.3 Équation mécanique :

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

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad (I.37)$$

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$P = V_{ds1}I_{ds1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{qs2}I_{qs2} \quad (I.38)$$

En introduisant le système d'équation (I. 32) dans l'expression de la puissance instantanée (I.38) on obtient :

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[ (R_{s1}I_{ds1} + \frac{d[\Phi_{ds1}]}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1})(I_{ds1}) \right] \left[ (R_{s2}I_{ds2} + \frac{d[\Phi_{ds2}]}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2})(I_{ds2}) \right] \right\}$$

$$+ \frac{3}{2} \left\{ \left[ (R_{s1} I_{qs1} + \frac{d[\phi_{qs1}]}{dt} - \omega_s \Phi_{ds1}) (I_{qs1}) \right] \left[ (R_{s2} I_{qs2} + \frac{d[\phi_{qs2}]}{dt} - \omega_s \Phi_{ds2}) (I_{qs2}) \right] \right\} \quad (I.39)$$

$$P = \frac{3}{2} [R_{s1} (I_{ds1})^2 + (R_{s2} (I_{ds2})^2 + [R_{s1} (I_{qs1})^2 + [R_{s2} (I_{qs2})^2] + \frac{3}{2} \left[ \left( \frac{d[\phi_{ds1}]}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) I_{ds1} + \left( \frac{d[\phi_{ds2}]}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \right) (I_{ds2}) + \left( \frac{d[\phi_{qa1}]}{dt} - \omega_s \Phi_{da2} \right) (I_{qs2}) \right] \quad (I.40)$$

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

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

#### I.11.4 Couple électromécanique :

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \quad (I.41)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2})] \quad (I.42)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2})] \quad (I.43)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.36) dans (I.43), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P L_m [(I_{qs1} + I_{qs2}) I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) I_{qr}] \quad (I.44)$$

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

$$\phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \quad (I.45)$$

$$\phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})$$

$$I_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (I.46)$$

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

En introduisant  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  dans l'expression (II.44), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{I_r + L_m} [\varnothing_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \varnothing_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (I.47)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I.48)$$

### I.11 Mise sous forme d'équation d'état :

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

$$\varnothing_m = \sqrt{\varnothing_{md}^2 + \varnothing_{mq}^2} \quad \text{Avec :}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varnothing_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varnothing_{ds1} - \varnothing_{md}) + \omega_S \varnothing_{qs1} \\ \frac{d\varnothing_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varnothing_{qs1} - \varnothing_{mq}) + \omega_S \varnothing_{ds1} \\ \frac{d\varnothing_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varnothing_{ds2} - \varnothing_{md}) + \omega_S \varnothing_{qs2} \\ \frac{d\varnothing_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varnothing_{qs2} - \varnothing_{mq}) + \omega_S \varnothing_{ds2} \\ \frac{d\varnothing_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\varnothing_{dr} - \varnothing_{mq}) + \omega_{gl} \varnothing_{rq} \\ \frac{d\varnothing_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\varnothing_{qr} - \varnothing_{mq}) + \omega_{gl} \varnothing_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{I_r + L_m} [\varnothing_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \varnothing_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2})] - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (I.49)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varnothing_{md} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \varnothing_{mq} = L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{array} \right. \quad (I.50)$$

A partir de l'équation (I.48) et (I.36) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds2} = \frac{\varnothing_{ds2} - \varnothing_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\varnothing_{qs1} - \varnothing_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\varnothing_{qs2} - \varnothing_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\varnothing_{dr} - \varnothing_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\varnothing_{qr} - \varnothing_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (I.51)$$

En remplaçant (I.51) et (I.32), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_S \Phi_{qs1} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) + \omega_S \Phi_{ds1} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_S \Phi_{qs2} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) + \omega_S \Phi_{ds2} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = P \frac{L_m}{I_r + L_m} [\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] \end{array} \right. \quad (I.52)$$

A partir de l'équation (I.36) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left( \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left( \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (I.53)$$

Avec : 
$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_{sr}} + \frac{1}{L_m}}$$

Nous mettons le système d'équations (I.42) sous forme d'un système d'équation d'état.

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

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}$$

Après un calcul, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{S1}L_a}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1}L_a}{L_{S1}L_{S2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{S2}L_a}{L_rL_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2}L_a}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S2}L_a}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{S2}L_a}{L_rL_{S2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{S1}L_a}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S2}L_a}{L_{S1}L_{S2}} & 0 & \frac{R_{S1}L_a}{L_rL_{S1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{S2}L_a}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S2}L_a}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2}L_a}{L_rL_{S2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{S1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{S1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{S1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{S2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (I.54)$$

La figure (I.3) représente le schéma block de la MASDE alimenté par des tensions sinusoïdales :

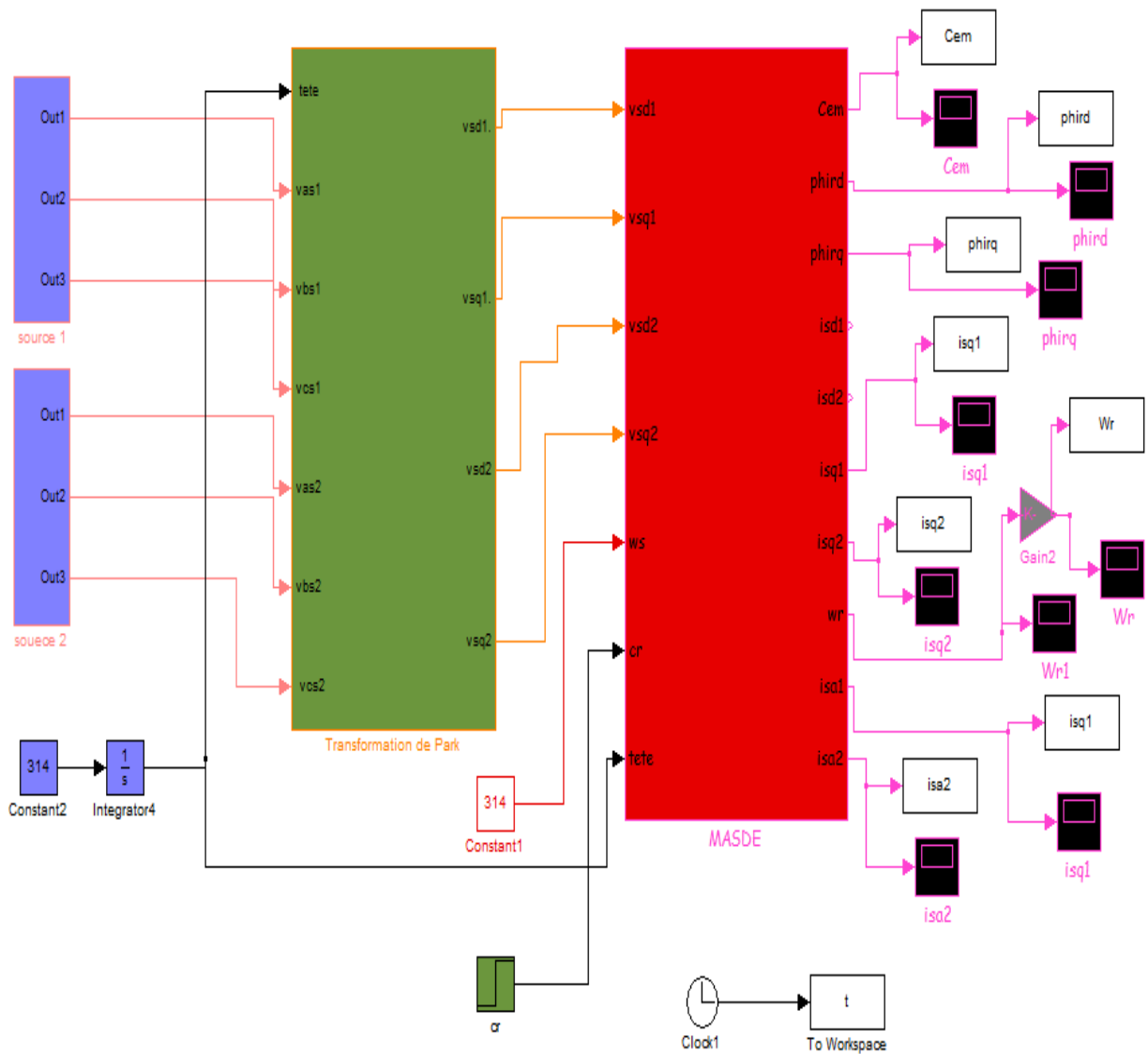


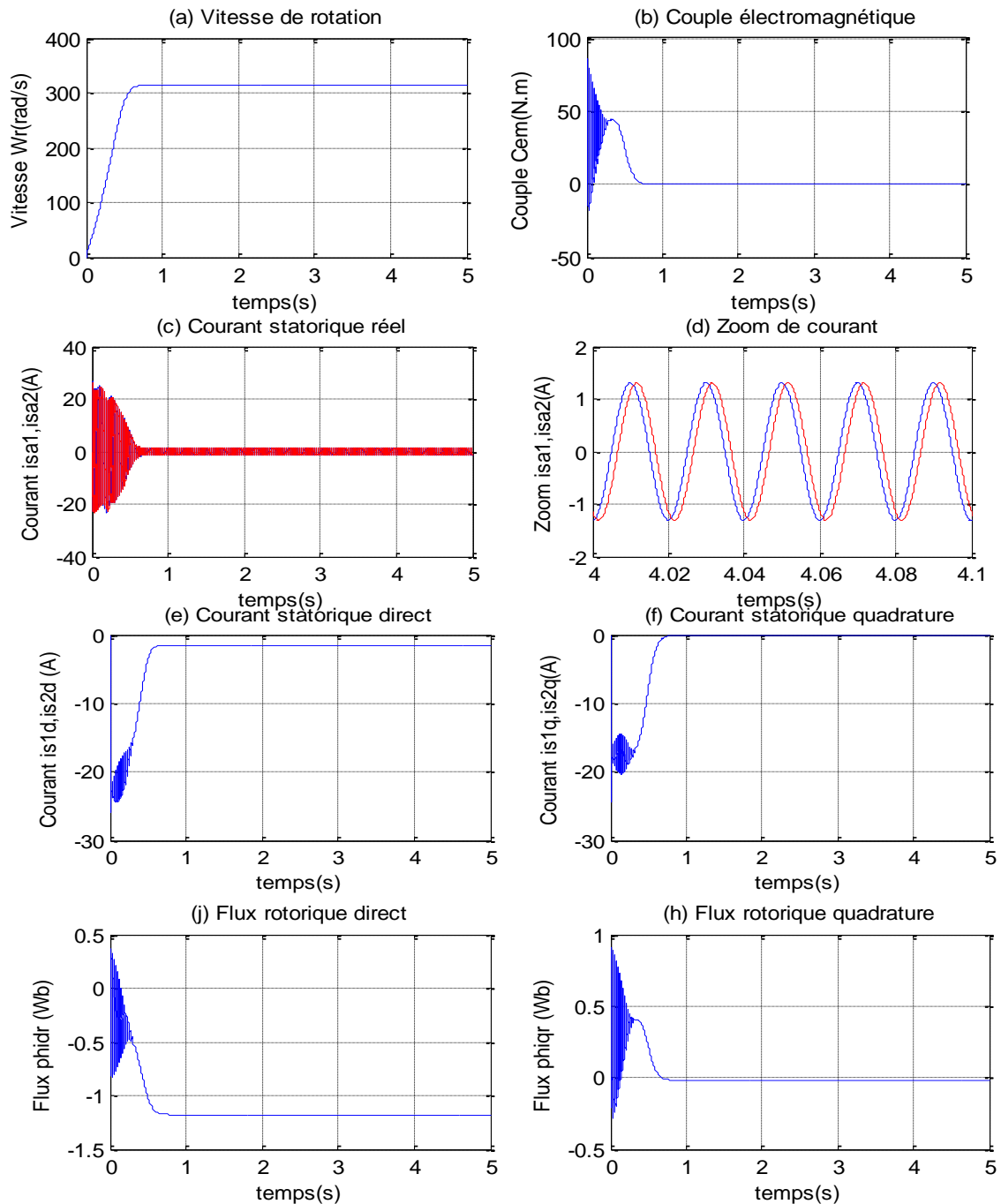
Figure I.6 : schéma Simulink de la MADES alimentée par des tensions.

### I.11 Résultats de simulation :

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK. La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées.

#### Fonctionnement à vide :

La figure (Figure. I.7) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide :  $C_r = 0\text{N.m}$



**Figure I.7 :** Performance de la conduite de la MASDE fonctionnement à vide.

## Interprétation des résultats :

Les figures (I.7) est représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide  $C_r = 0$ , il est divisé en plusieurs parties ( courpe) C'est comme suivant:

La figure (I.7.a) présente la vitesse de rotation, elle augmente et évolue donc le régime transitoire qui dure environ à  $t=0.7$ (début du régime permanent) la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de  $W_r = 314 \text{ rad/s}$ , puis la charge est nulle (glissement négligeable).

La figure (I.7.b) présente le couple électromagnétique, au démarrage, un pic de 80 N.m, Puis présente des oscillations qui disparaissent au bout de  $t = 0.3 \text{ s}$  où il rejoint 45 N.m en régime transitoire. Après Le couple électromagnétique est diminué et stabilise à  $t = 0.8 \text{ s}$  sa valeur minimale 0N.m.

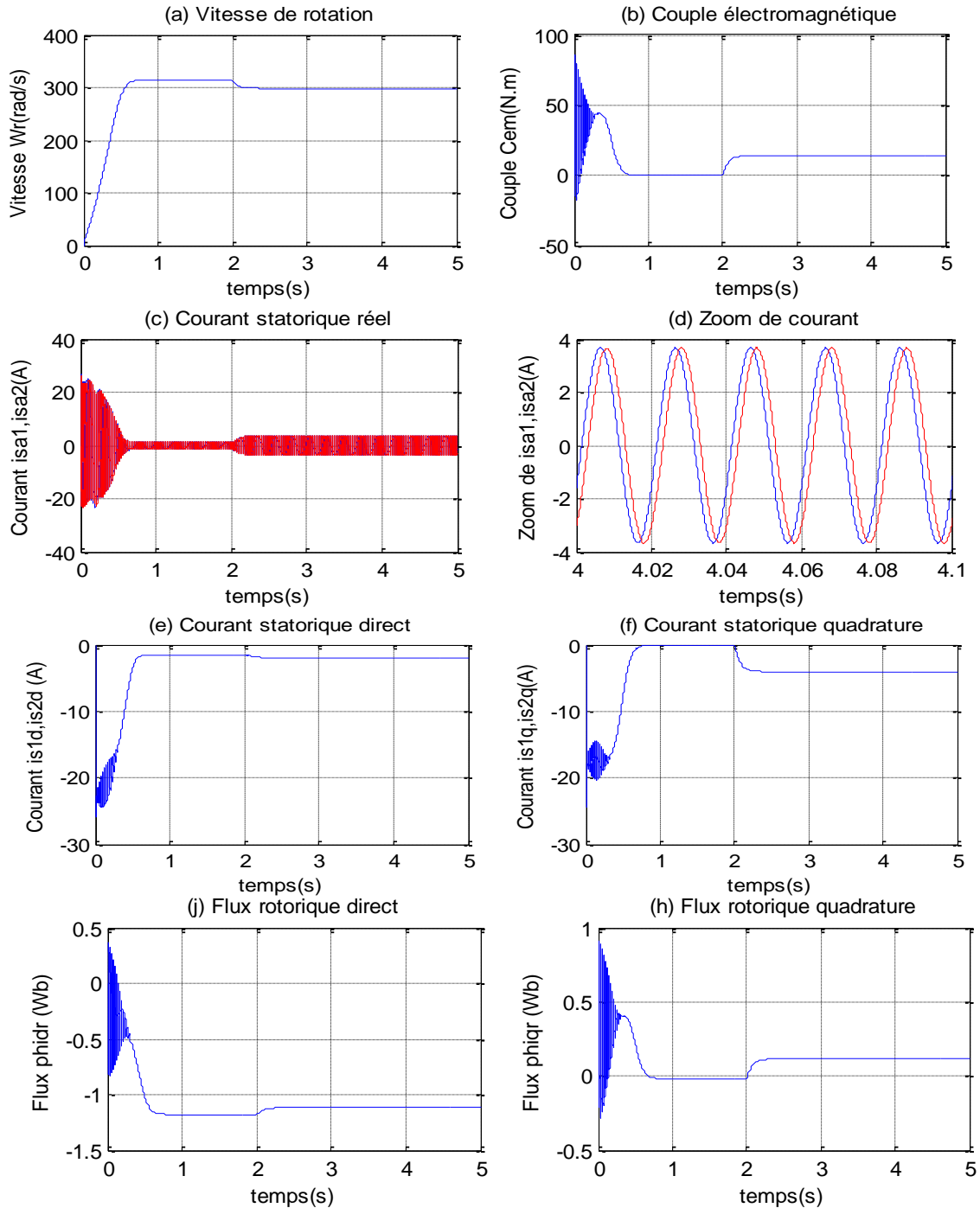
Les figures (I.7.c) et (I.7.d) présentent les courants statoriques réel ( $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$ ), au début (démarrage), on constate dépassements excessifs induisant de fort appel de courant dépassements excessifs induisant de fort appel des courants statoriques, atteignant à peu près 4 ou 5 fois le courant nominal, Leurs valeurs sont de l'ordre de 25A. Ceci se répercute évidemment sur le couple électromagnétique parce qu'il permet au couple électromagnétique de variation l'inertie de la machine, Puis (en régime permanent) ils diminuent et prennent une forme sinusoïdales pour atteindre la valeur crête de 1.3A d'amplitude et Les deux courant ont les mêmes allures et valeurs.

Les figures (I.7.e) et (I.7.f) présentent Les courants statoriques directs et quadratures, sont de signe négatif et, ils ont à peu près le même forme, on constate de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement à  $t=0.8 \text{ s}$ .

Les figures (I.7.j) et (I.7.h) présentent les flux rotoriques direct et en quadrature, ils ont à peu près le même forme de courbe le couple électromagnétique, ils passent aussi par un régime transitoire oscillatoire, mais en fin son stabilisent dans la zone négative pour  $\phi_{dr} = - 1.2 \text{ Wb}$  ; et tend vers une valeur nulle pour  $\phi_{qr}$ .

**Fonctionnement en charge :**

La figure (I.8) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique une charge :  $C_r = 14\text{N.m}$  à l'instant  $t = 2\text{s}$ .



**Figure I.8 :** Performance de la conduite de la MASDE fonctionnement en charge.

### Interprétation des résultats :

Les figures (I.8) est représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement en charge  $C_r=14$  N.m, Après l'application d'une charge de  $C_r=14$ N.m, on remarque :

La figure (I.8.a) présente la vitesse de rotation, on constate que La vitesse de rotation diminue et se stabilisent jusqu'à la valeur  $W_r= 298$  rad/s = 2847 tr/min est la vitesse nominale de la machine en charge.

La figure (I.8.b) présente le couple électromagnétique, on remarque augmente et se stabilise à  $C_{em}=14$  N.m et Le couple électromagnétique compense le couple de charge ( $C_{em}=C_r$ ).

Les figures (I.8.c) et (I.8.d) présentent les courants statoriques réel ( $i_{sa1}, i_{sa2}$ ), on constate que les courants augmente et atteint une valeur crête de  $i_{sa1}=i_{sa2}=3.9$  A. (figure I.8).

Les figures (I.8.e) et (I.8.f) présentent Les courants statoriques directs et quadratures, on constate que sont diminuent et se stabilisent à  $i_{s1d} = i_{s2d} = -2$ A, et  $i_{s1q} = i_{s2q} = -4$ A.

Les figures (I.8.j) et (I.8.h) présentent les flux rotoriques direct et en quadrature, sont égale à :  $\phi_{dr} = - 1.2$  Wb,  $\phi_{qr} = 0.2$  Wb, On remarque directement affectés ce qui explique le fort couplage entre la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part

### I.16 Alimentation de la MASDE par onduleur de tension a commande MLI :

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très réponde dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbone de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire [17]. L'onduleur utilisé est constitué de transistors commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence [9]. Plusieurs techniques de modulation de largeur d'impulsion permettent de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur (sinusoïdale triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques homopolaires, modulation vectorielle) [21].

La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système [25].

### I.16.1 Modélisation de l'onduleur de tension :

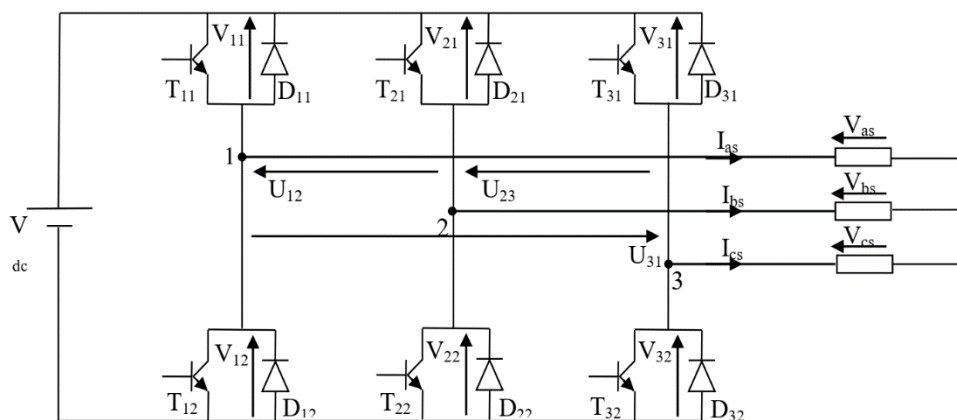
Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée [26].

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par les séquences imposées aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine [17].

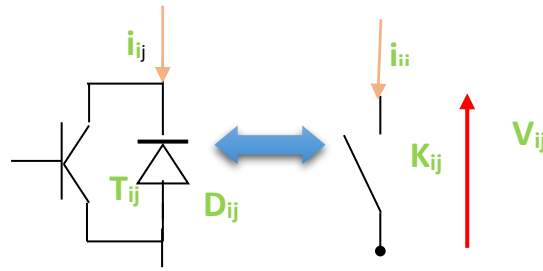
Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur demi-bras, commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire [17].

La figure (I.9) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.



**Figure I.9 :** Représentation de l'onduleur de tension MLI.

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



**Figure. I.10 :** Représentation de pair (transistor-diode) par un interrupteur.

Pour simplifier l'étude supposant que [27] [24] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteur est négligeable (supposés idéalisés).

#### Fonction de connexion :

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

$$I_{ij} = f_{ij} \cdot I \quad \text{et} \quad V_{ij} = (1 - f_{ij})E$$

Avec :  $f_{ij} = 0$  interrupteur ouvert  $f_{ij} = 1$  interrupteur fermée

$V_{ij}$  : Tension commuté

$I_{ij}$  : Courant commuté

$I$  : Courant de la phase  $i$  ;  $i \in \{I_{as}, I_{bs}, I_{cs}\}$

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

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \quad (\text{I.55})$$

L'expression des tensions composées est donnée par :

$$\begin{cases} U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{cases} \quad (\text{I.56})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{I.57})$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{I.58})$$

### I.16.2 Stratégie de commande MLI :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [28]. Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3}\right) \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (\text{I.59})$$

Avec :  $c = 1, 2, 3$ .

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_t} - 1\right) & \text{si } 0 \ll t \ll \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_t} + 3\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \ll t \ll T_p \end{cases} \quad (\text{I.60})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation « m » égale au rapport de la fréquence de modulation sur la Fréquence de référence  $\left(m = \frac{f_p}{f}\right)$ .

- Le coefficient de réglage en tension « r » égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation  $\left(r = \frac{V_m}{V_{pm}}\right)$ .

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

#### Pour l'onduleur N°1 :

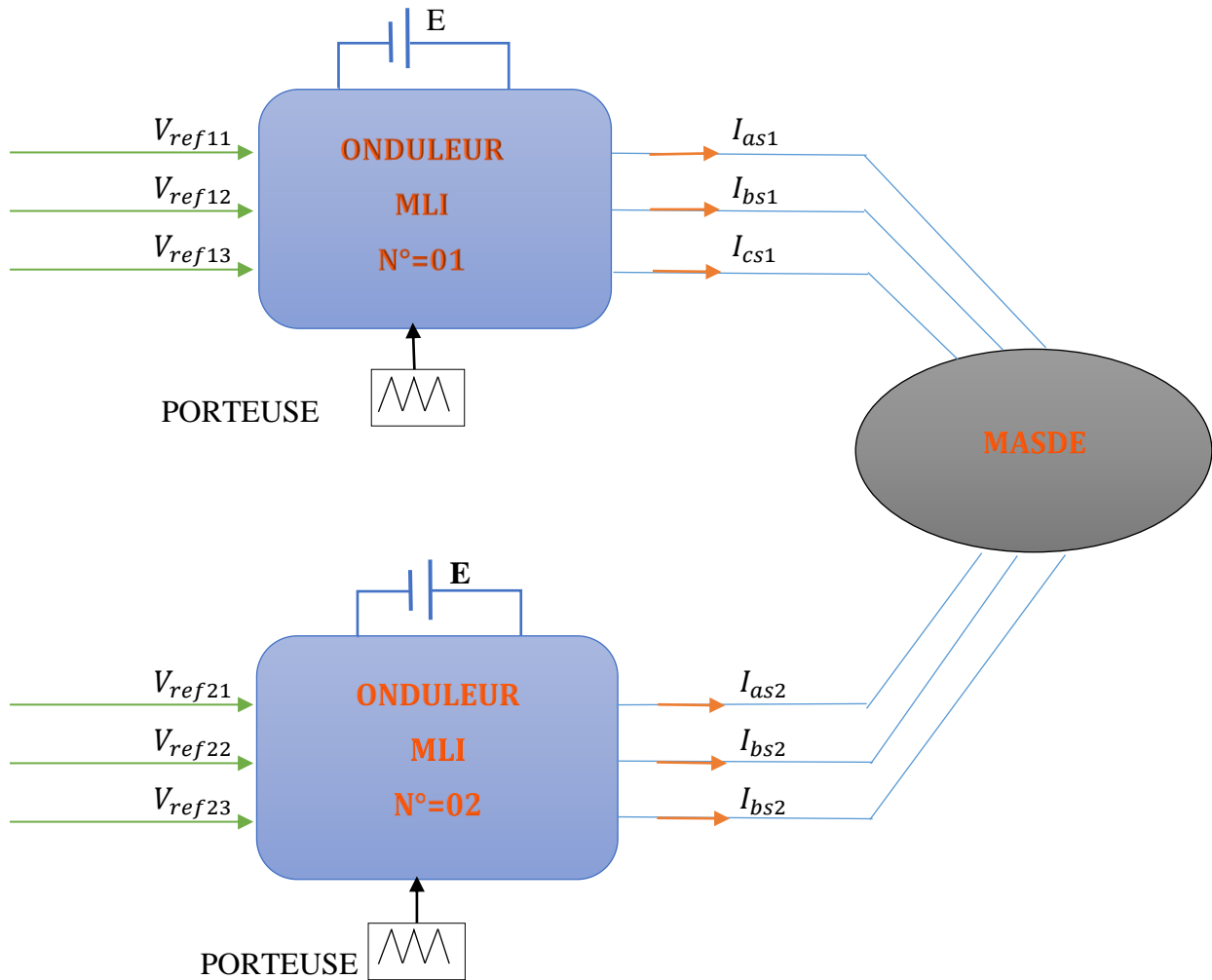
$$\begin{aligned} \text{si } V_{ref11} \geq V_p(t) \quad f_{11} &= 1 \quad \text{sinon } f_{11} = 0 \\ \text{si } V_{ref12} \geq V_p(t) \quad f_{12} &= 1 \quad \text{sinon } f_{12} = 0 \\ \text{si } V_{ref13} \geq V_p(t) \quad f_{13} &= 1 \quad \text{sinon } f_{13} = 0 \end{aligned} \quad (\text{I.61})$$

#### Pour l'onduleur N°2 :

$$\begin{aligned} \text{si } V_{ref21} \geq V_p(t) \quad f_{21} &= 1 \quad \text{sinon } f_{21} = 0 \\ \text{si } V_{ref22} \geq V_p(t) \quad f_{22} &= 1 \quad \text{sinon } f_{22} = 0 \\ \text{si } V_{ref23} \geq V_p(t) \quad f_{23} &= 1 \quad \text{sinon } f_{23} = 0 \end{aligned} \quad (\text{I.62})$$

**I.17 Association de la MASDE avec l'onduleur de tension :**

La figure (I.11) représente l'association de la MASDE à deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI [24].



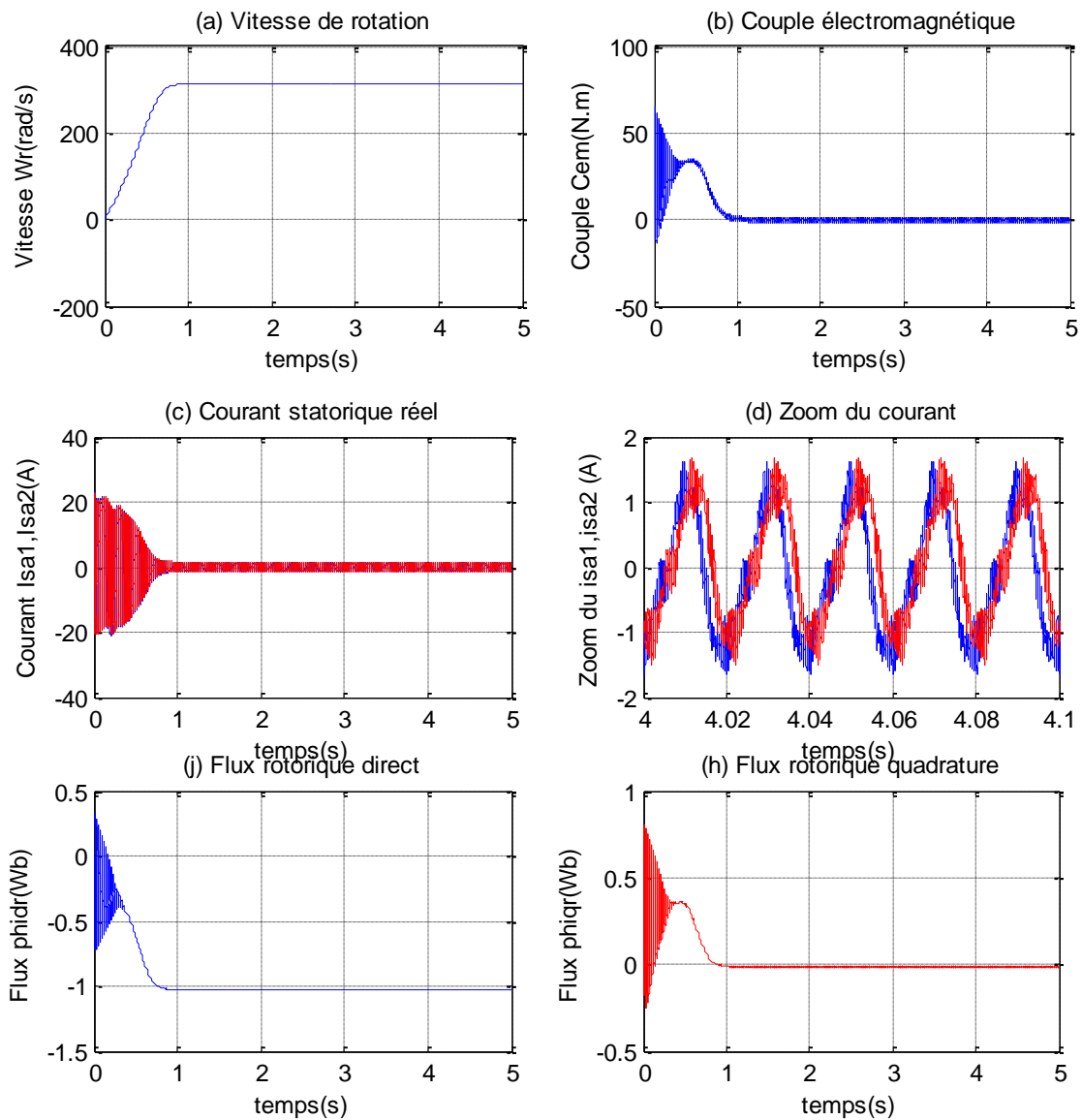
**Figure. I.11 :** Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI.

### Résultats de simulation :

Dans ce cas les résultats de simulation de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI.

#### Fonctionnement à vide :

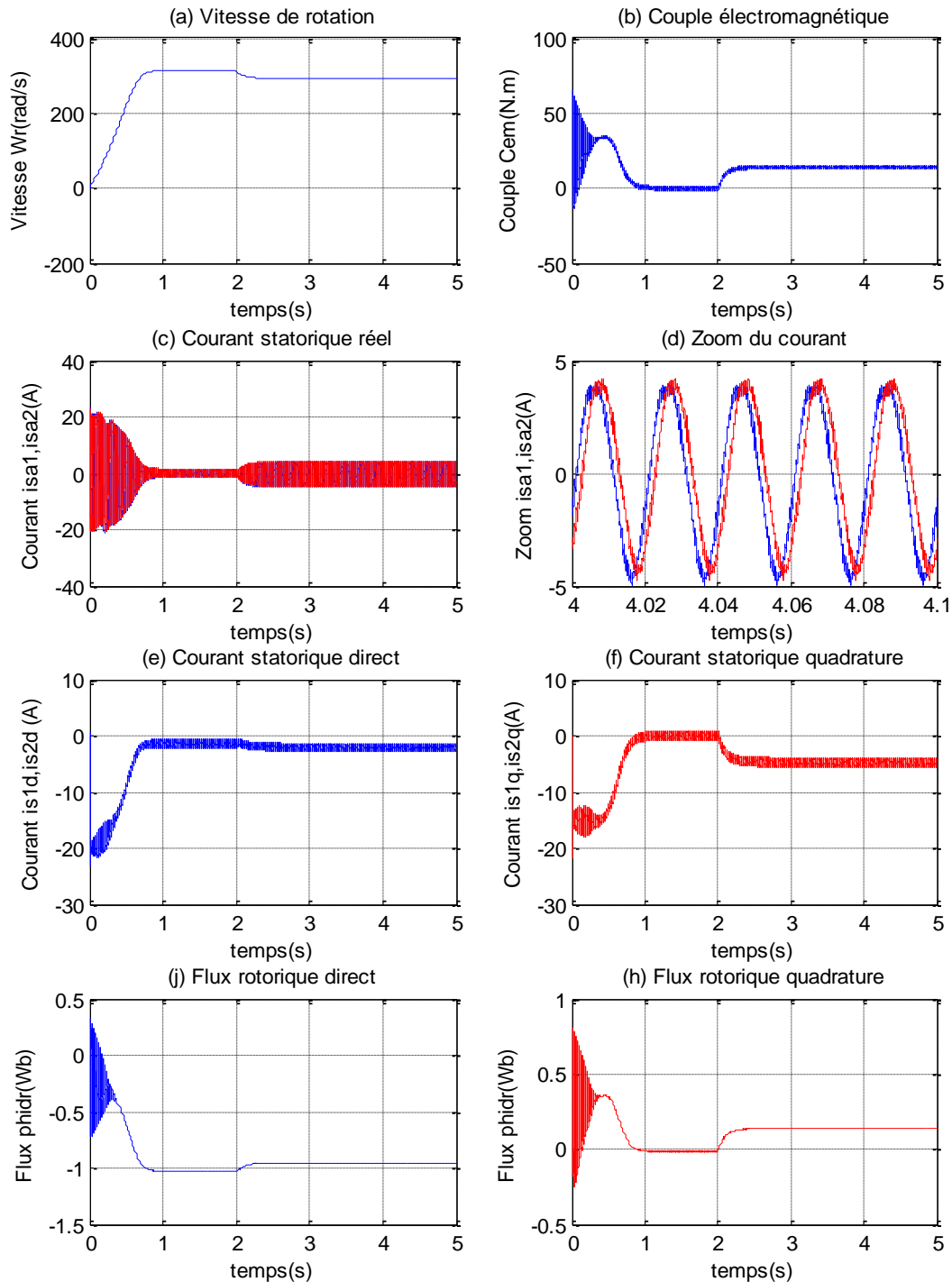
La figure (I.12) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec deux onduleur de tension à MLI, lors d'un fonctionnement à vide :  $C_r = 0\text{N.m}$ .



**Figure .I.12:** Performances de la conduite de l'OND-MASDE fonctionnement à vide.

**Fonctionnement en charge :**

La figure (I.13) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec deux onduleurs de tension, lors d'un fonctionnement en charge lorsqu'on applique un couple résistant :  $C_r = 14\text{N.m}$  à l'instant  $t = 2\text{s}$



**Figure I.13 :** Performances de la conduite de l'OND-MASDE fonctionnement en charge

**Interprétation :**

Les figures (I.13) est représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement en charge  $C_r=14$  N.m, Après l'application d'une charge de  $C_r=14$ N.m, on remarque :

La figure (I.13.a) présente la vitesse de rotation, on constate que La vitesse de rotation diminue et se stabilisent

La figure (I.14.b) présente le couple électromagnétique, on remarque augmente et se stabilise à  $C_{em}=14$  N.m, au couple de charge ( $C_{em}=C_r$ ).

Les figures (I.13.c) et (I.13.d) présentent les courants statoriques réel ( $i_{sa1}, i_{sa2}$ ), on constate que les courants augmente et atteint une valeur crête de  $i_{sa1}=i_{sa2}=3.9$  A.

Les figures (I.13.e) et (I.13.f) présentent Les courants statoriques directs et quadratures, on constate que sont diminuent et se stabilisent à  $i_{s1d} = i_{s2d} = -2$ A, et  $i_{s1q} = i_{s2q} = -4$ A.

Les figures (I.13.j) et (I.13.h) présentent les flux rotoriques direct et en quadrature, sont égale à :  $\phi_{idr} = - 1.2$  Wb,  $\phi_{iqr} = 0.2$  Wb,

On remarque ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.

**I.15. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone triphasée à double stator, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi le système d'équation d'état de la machine qui nous permis à présenter le modèle du machine à simulation numérique par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ainsi que nous avons étudié des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales à vide et en charge, puis par des onduleurs de tensions à commande MLI sinusoïdale triangle à vide et en charge, Lors de, fonctionnement de la machine en charge on a vu que la vitesse chute considérablement ce qui nécessite une régulation, ce pour cela donne Le chapitre suivant présent la régulation de vitesse par la technique de commande vectorielle.

# *Chapitre II*

Commande vectorielle PI  
appliquée à lamachine  
asynchrone double  
étoile

## II .1 .Introduction

La difficulté pour commande une machine asynchrone en géniale réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie, et les variables interne de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position [29]. C'est le problème qui pousse les rechercher travaille sur cette type de machine initialement par Blascke(1972) de trouver une commande efficace et capable de contrôler chaque variable indépendamment à l'autre et donne des résultantes intrinsèques c'est la commande vectorielle [30].

La commande vectorielle est un des commandes les plus populaires et les plus utiles, qui une stratégie de commande choisi pour la machine, base sur la théorie d'assimiler la machine à une machine de courant contenu [30].

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

## II .2 .Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects [31] :

- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre
- 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 [31].

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

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

Avec :

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

$I_a$  : Courant d'induit.

K, K' : Constantes.

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. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple [32 ].

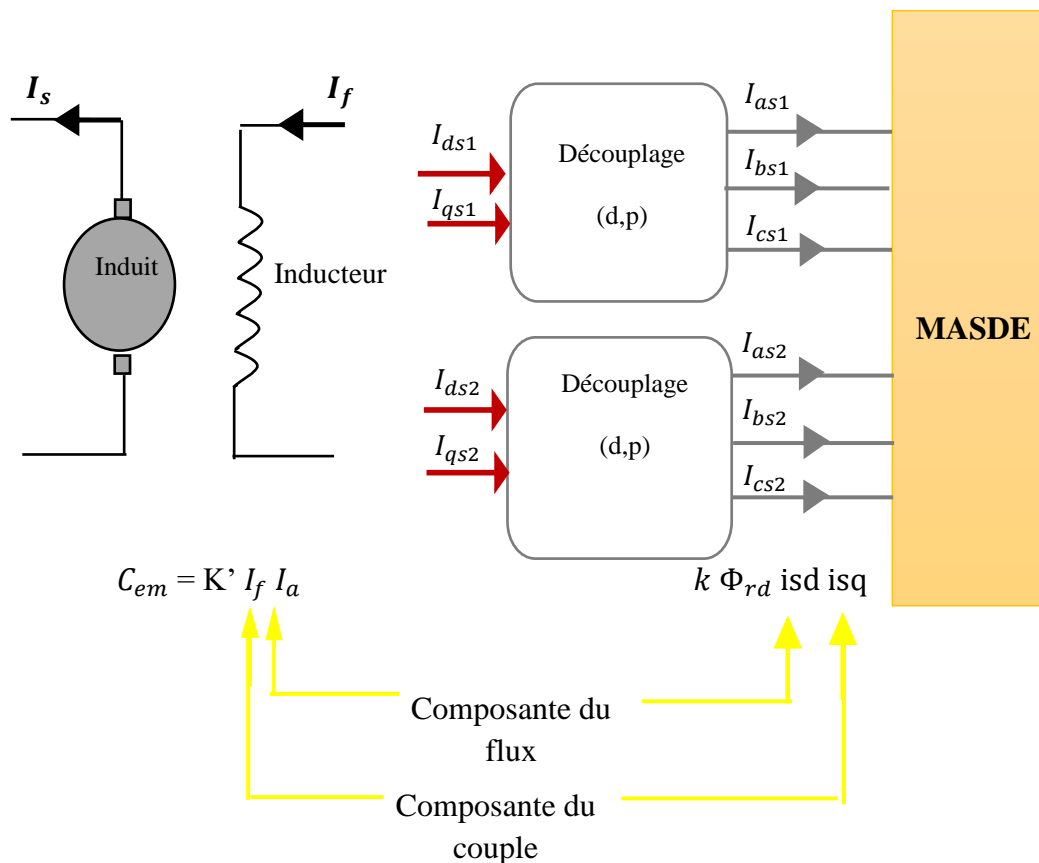


Figure 1 .II : Principe de la commande vectorielle.

## II .2 Choix d'orientation du flux :

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d,q), de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplie, dont l'alimentation en tension et le repère lié au champ tournant. Alors l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [33] :

- **Orientation du flux rotorique :**

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega$  donc ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$ )

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone [ 34 ].

- **Orientation du flux statoriques :**

Dans ce référentiel, les axes ( $\alpha, \beta$ ) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{\text{coor}}=0$ )

Dans ce cas, la phase  $A_{s1}$  et  $\alpha$  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 de machine à courant alternatif [ 35].

- **Orientation du flux d’entrefer :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$ ) [ 36 ].

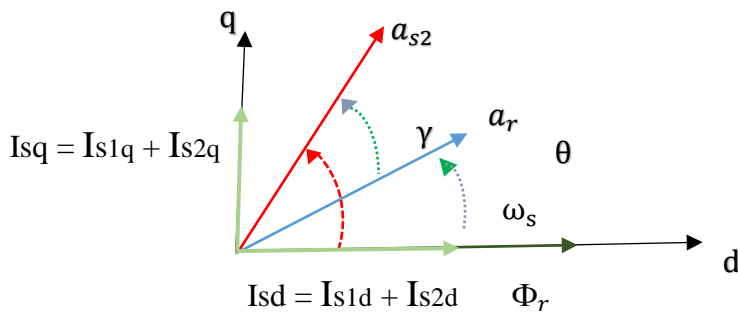
Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique [ 36 ].

L’expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est donnée par :

$$Cem = p \frac{lm}{lr+lm} [\Phi_{dr}(Isq1 + Isq2) - \Phi_{qr}(Isd1 + Isd2)] \tag{II.1}$$

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

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



**Figure.II.2 :** Position du référentiel par rapport au flux rotorique.

On aura la forme du couple électromagnétique suivante :

$$Cem = p \frac{lm}{lr+lm} [\Phi_{dr}(Isq1 + Isq2)] = k \Phi_r Isq \tag{II.2}$$

Avec :  $K=P \frac{ln}{lr+ln}$   $Isq=(Is1q + Is2q)$

De l’équation (II.02), on constate que nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l’interaction d’un **terme de flux** et d’un **terme de courant**. Cette l’expression du couple est analogue à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASDE sont contrôlables séparément. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

### II .3 .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, directe et indirecte [37 ] .

### II.3.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci doit être vérifié quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système [37].

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation [37]. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de nature différente :

- La non fiabilité de la mesure du flux
- Le problème de filtrage du signal mesuré
- La précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température et de la saturation
- Le coût de réalisation élevé (capteurs-filtre).

### II.3.2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux, dont le premier le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées. Mais dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique [38].

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va étudier la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension [38].

### II.4. Modalisation Commande Vectorielle Indirecte de la MASDE :

Dans notre étude, on oriente le flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple

électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple de la MASDE ( $C_{em}$ ), si on fait coïncider le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant [39]. Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :



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

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique  $\psi_r^*$  et le couple  $C_{em}^*$  et en exprimant que :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad (\text{II.3})$$

$$\Phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.4})$$

$$P\Phi_{qr}^* = 0 \quad (\text{II.5})$$

$P = \frac{d}{dt}$  : Opérateur de Laplace.

Dans (I.32) , on prend  $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

- On remplace les équations (II.03), (II.04) dans (I.46) l'équation de tensions On obtient :

$$I_{dr} = \frac{\Phi_{qr}^*}{lm+lr} - \frac{Lm}{lm+lr} (I_{ds1} + I_{ds2}) = \frac{1}{lm+lr} [\Phi_{qr}^* - (I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (\text{II.6})$$

$$I_{qr} = \frac{-lm}{lm+lr} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (\text{II.7})$$

- On remplace l'équation (II.06), (II.07) dans l'équation (I.36), on aura :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = \lambda 1 I_{ds1} + L_l L_r I_{ds1} + L_l \Phi_r^* \\ \phi_{qs1} = \lambda 1 I_{qs1} + L_l L_r I_{qs1} \\ \phi_{ds2} = \lambda 2 I_{ds1} + L_l L_r I_{ds2} + L_l \Phi_r^* \\ \phi_{qs2} = \lambda 2 I_{qs2} + L_l L_r I_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec :  $L_l = \frac{lm}{lm+lr}$

$$\lambda_{1,2} = L_{S1,S2} L_r I_{ds2} + L_l L_r$$

On remplace (II.03), (II.05) dans (I.32) l'équation des tensions rotorique. On obtient :

$$R_r I_{dr} = 0 \quad \longrightarrow \quad I_{dr} = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$R_r I_{dr} = \Phi_{sr}^* \omega_{gl}^* \quad \longrightarrow \quad I_{qr} = -\frac{\Phi_{sr}^* \omega_{gl}^*}{R_r} \quad (\text{II.10})$$

- En substituant (II.9) dans (II.06), on tire :

$$\Phi_r^* = L_m (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (\text{II.11})$$

On remplace (II.08), (II.10) et (II.11) dans l'équation (I.32). On obtient :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_{s1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + \text{Tr} \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1}^* = R_{s1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{s2} I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{qs2} + \text{Tr} \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2}^* = R_{s2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{ds1} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Telle que :} \quad \text{Tr} = \frac{L_r}{R_r} \quad \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En introduisant l'équation (II.07) dans (II.10), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (I_{qs1}^* + I_{qs2}^*) \quad (\text{II.17})$$

A partir de la relation (II.02), on trouve :

$$C_{em}^* = P \frac{L_m}{(L_r + L_m)} \Phi_r^* (I_{qs1}^* + I_{qs2}^*) \quad (\text{II.18})$$

Le système d'équations électriques (3.16) montre que les tensions ( $V_{ds1}^*$ ,  $V_{qs1}^*$ ,  $V_{ds2}^*$  et  $V_{qs2}^*$ ) influent au même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures ( $I_{ds1}$ ,  $I_{qs1}$ ,  $I_{ds2}$  et  $I_{qs2}$ ) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables ( $v_{ds1ref}$ ,  $v_{qs1ref}$ ,  $v_{ds2ref}$  et  $v_{qs2ref}$ ) n'agissant respectivement que sur ( $I_{ds1}$ ,  $I_{qs1}$ ,  $I_{ds2}$  et  $I_{qs2}$ ) tels que :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} \\ v_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} \\ v_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} \\ v_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

On :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1} PI_{ds1} \\ v_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1} PI_{qs1} \\ v_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2} PI_{ds2} \\ v_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2} PI_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

- 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 :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = v_{ds1} - v_{dsc1} \\ V_{qs1}^* = v_{qs1} + v_{qsc1} \\ V_{ds2}^* = v_{ds2} - v_{dsc2} \\ V_{qs2}^* = v_{qs2} + v_{qsc2} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Où :  $\omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$

$$\begin{cases} v_{dsc1} = \omega_s^*(L_{s1}I_{qs1} + Tr\phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qsc1} = \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{dsc2} = \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + Tr\phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qsc2} = \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

### II.4.1. Régulation du Flux

Le flux rotorique dans cette méthode est réglé par une réaction appelée bloc de fluxage, où le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale  $\Phi_r^n$  pour les vitesses du rotor inférieures ou égale à la vitesse nominale de la machine  $\Omega_m^n$  pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine [40].

$$\Phi^* = \begin{cases} \Phi_r^n & \text{si } \Omega_m < \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_r^n}{\Omega_m} & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases}$$

### II.4.1. Synthèses des Régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. [40].

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

$$H(S) = \frac{1}{aS+b} \quad (\text{II.23})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert d'un régulateur PI est :

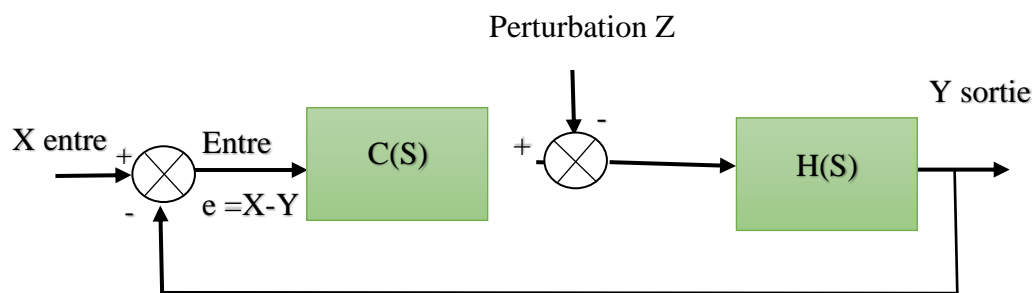
$$C(S) = K_P + \frac{K_i}{S} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$K_P$ : Le coefficient de proportionnalité.

$K_i$  : Le coefficient d'intégration.

Le schéma suivant est représenté la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire réglé par un PI :



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

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

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

$$FTBF(S) = \frac{FTBO(S)}{1+FTBO(S)} \quad (\text{II.25})$$

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

$$FTBO(S) = H(S) G(S) = \frac{K_P S + K_i}{aS^2 + bS} \quad (\text{II.26})$$

On remplace les équations (II.26) dans (I.25). On obtient :

$$FTBF(S) = \frac{K_P S + K_i}{aS^2 + (K_P + b)S + K_i} \quad (\text{II.27})$$

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

$$G(S) = \frac{1}{\tau s + 1} \tag{II.28}$$

Il suffit d’identifier (II.27) à (II.28) comme suit :

$$\frac{K_P S + K_i}{a s^2 + (K_P + b) S + K_i} = \frac{1}{\tau s + 1} \tag{II.29}$$

Ce qui donne :

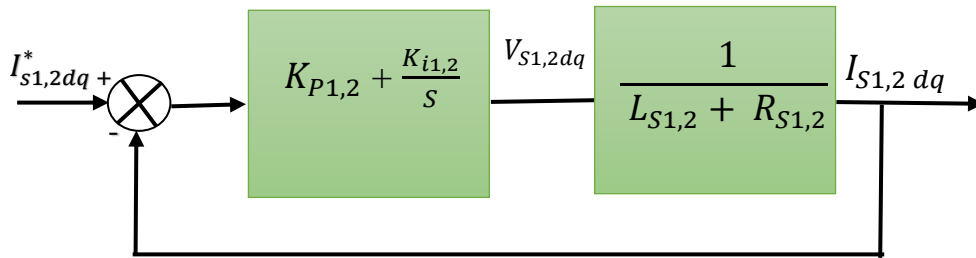
$$a s^2 + (K_P + b) S + K_i = K_P \tau s^2 + (K_P + K_i \tau) S + K_i \tag{II.30}$$

D’où :

$$K_P = \frac{a}{\tau} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{b}{\tau}$$

### II.4.1. Calcul des paramètres du régulateur PI du courant :

Les régulateurs de courants ont pour but d’assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes [40]. Le schéma suivant est montré la fonctionnel de régulation des courants selon les deux axes d



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

La fonction de transfert en boucle fermée de  $I_{ds1}$  est écrite comme suit :

$$\frac{I_{ds1}}{I_{ds1}^*} = \frac{k_{id1} + k_{pd1} S}{L_{s1} s^2 + (R_{s1} + k_{pd1}) S + k_{id1}} \tag{II.31}$$

On impose une paire de pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho_{d1} \mp j \rho_{d1}$ , Le polynôme Caractéristique désiré en boucle fermée s écrit comme suit :

$$P(S) = s^2 + 2\rho_{d1} S + 2\rho_{d1}^2 \tag{II.32}$$

Par identification, nous aboutissons aux paramètres du régulateur PI suivants :

$$K_{pd1} = 2\rho_{d1} L_{s1} - R_{s1} \qquad K_{id1} = 2\rho_{d1}^2 L_{s1}$$

La synthèse des régulateurs de courants forment le schéma bloc de découplage en tension (FOC) : (Field Oriented Control) Figure(II.6), en admettant que :

$$I_{ds1} = I^*_{ds1} \quad \text{et} \quad I_{qs1} = I^*_{qs1}$$

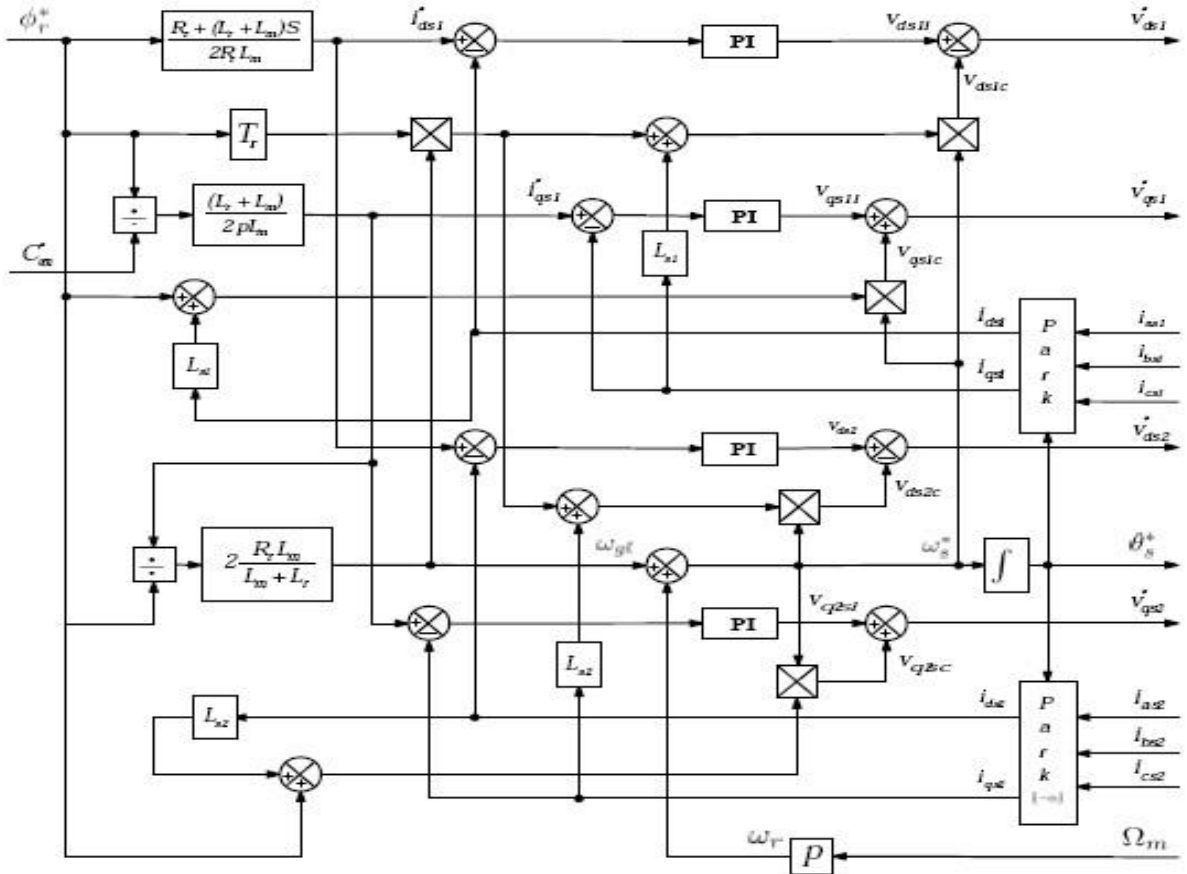


Figure II.6 : Schéma Bloc de découplage en tension (FOC).

**II.4.2. Calcul des paramètres du régulateur PI de la vitesse :**

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

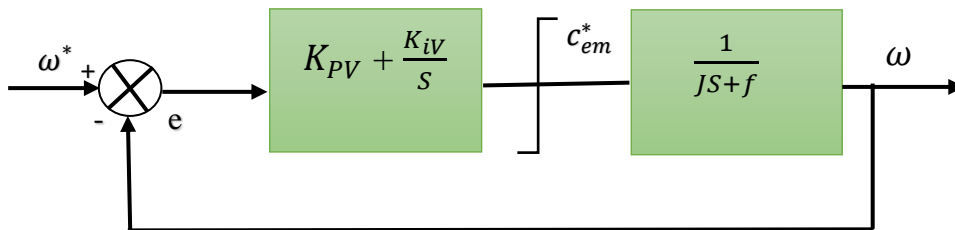


Figure II.07 : Bloc de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée de l'asservissement de vitesse Figure II.11 est donnée par :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_m^*} = \frac{k_{iw} + k_{pw}S}{js^2 + (k_f + k_{pw})S + k_{iw}} \tag{II.33}$$

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par la même méthode utilisée pour déterminer les gains des régulateurs de courants. On aboutit aux paramètres suivants :

$$K_{P\omega} = 2\rho\omega J - K_f \quad K_{i\omega} = 2\rho^2\omega J$$

### II.5.3 Bloc de défluxage :

La synthèse des régulateurs de courants forment le schéma bloc de découplage en tension (FOC : Field Oriented Control) Figure II.6, en admettant que  $I_{ds1} = I_{ds2}$  et  $I_{qs1} = I_{qs2}$ .

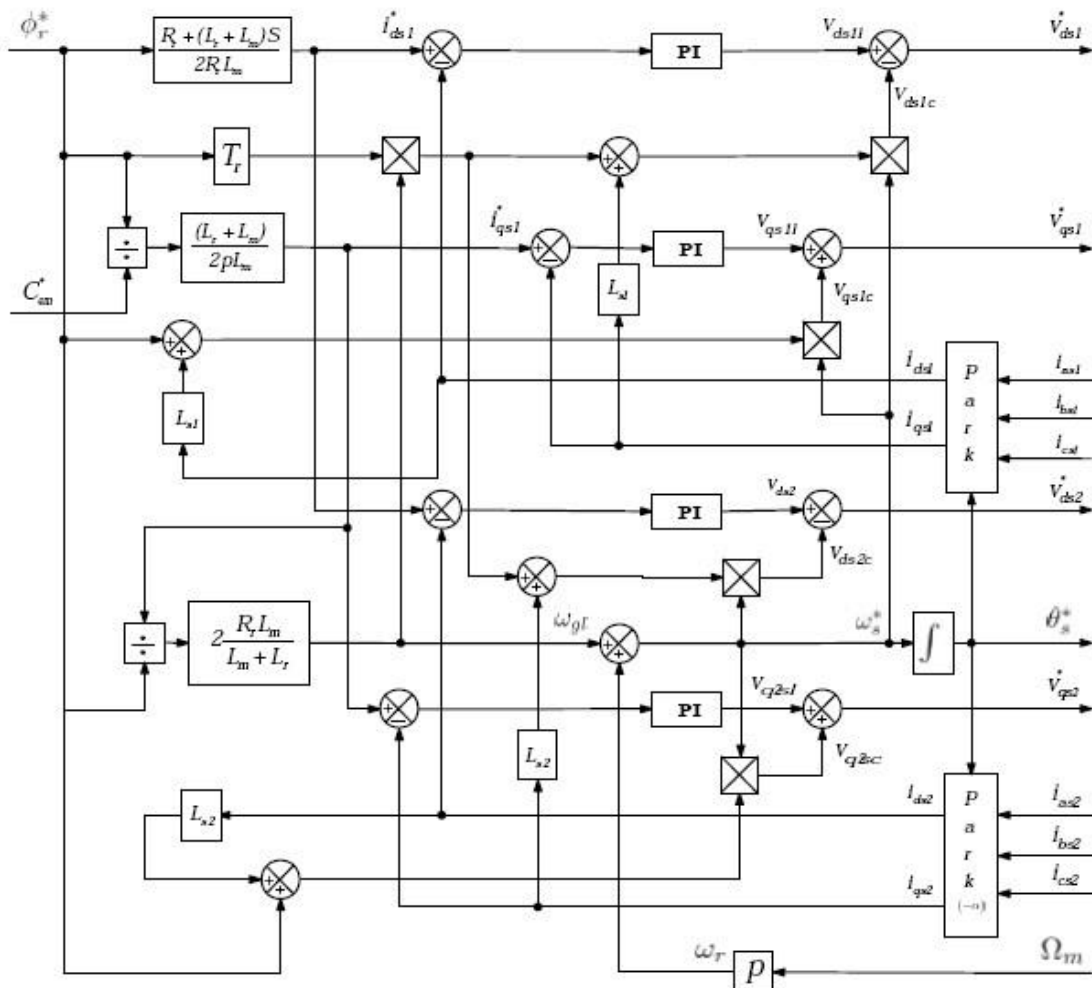


Figure II.08 : Schéma bloc de découplage de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte.

Pour régler la vitesse de la MASDE, on ajoute un régulateur de vitesse au schéma bloc montre dans la Figure II.9. La synthèse de régulateur PI de vitesse est décrite dans la section suivante.

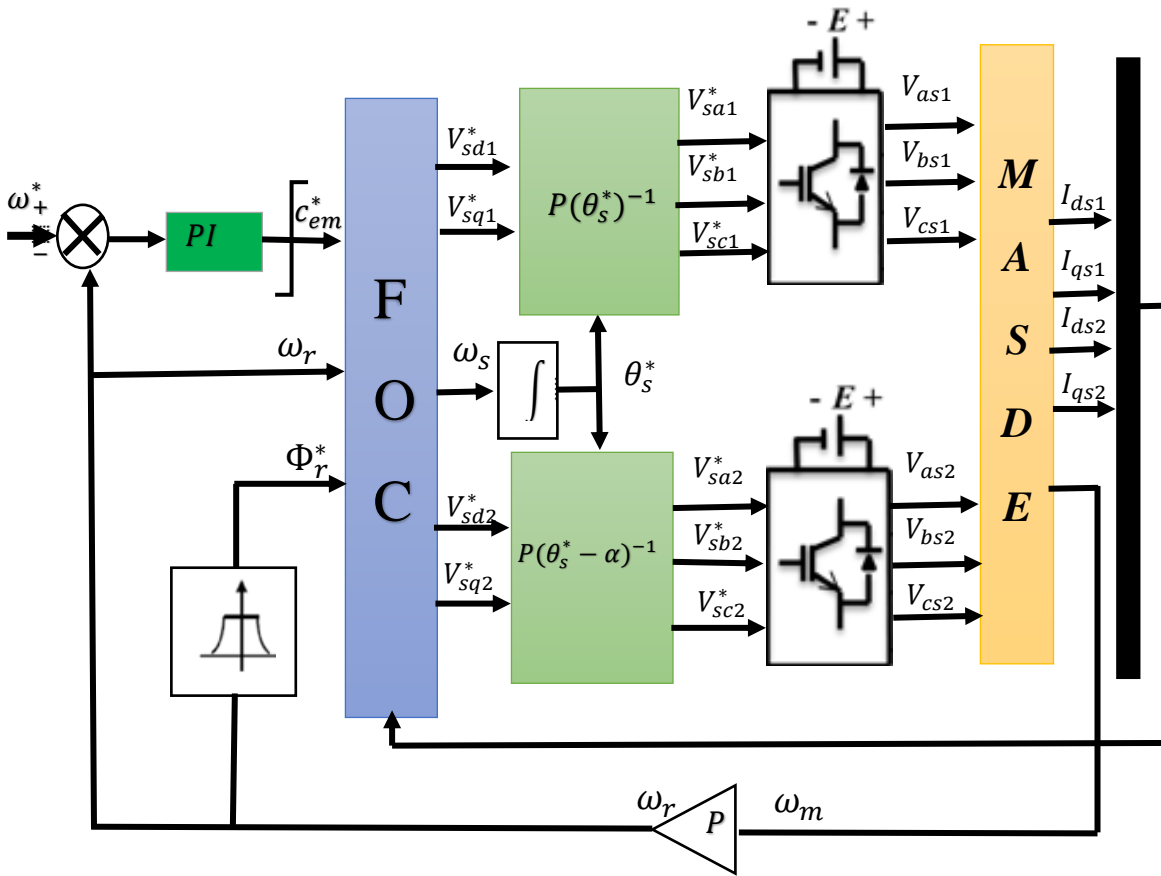


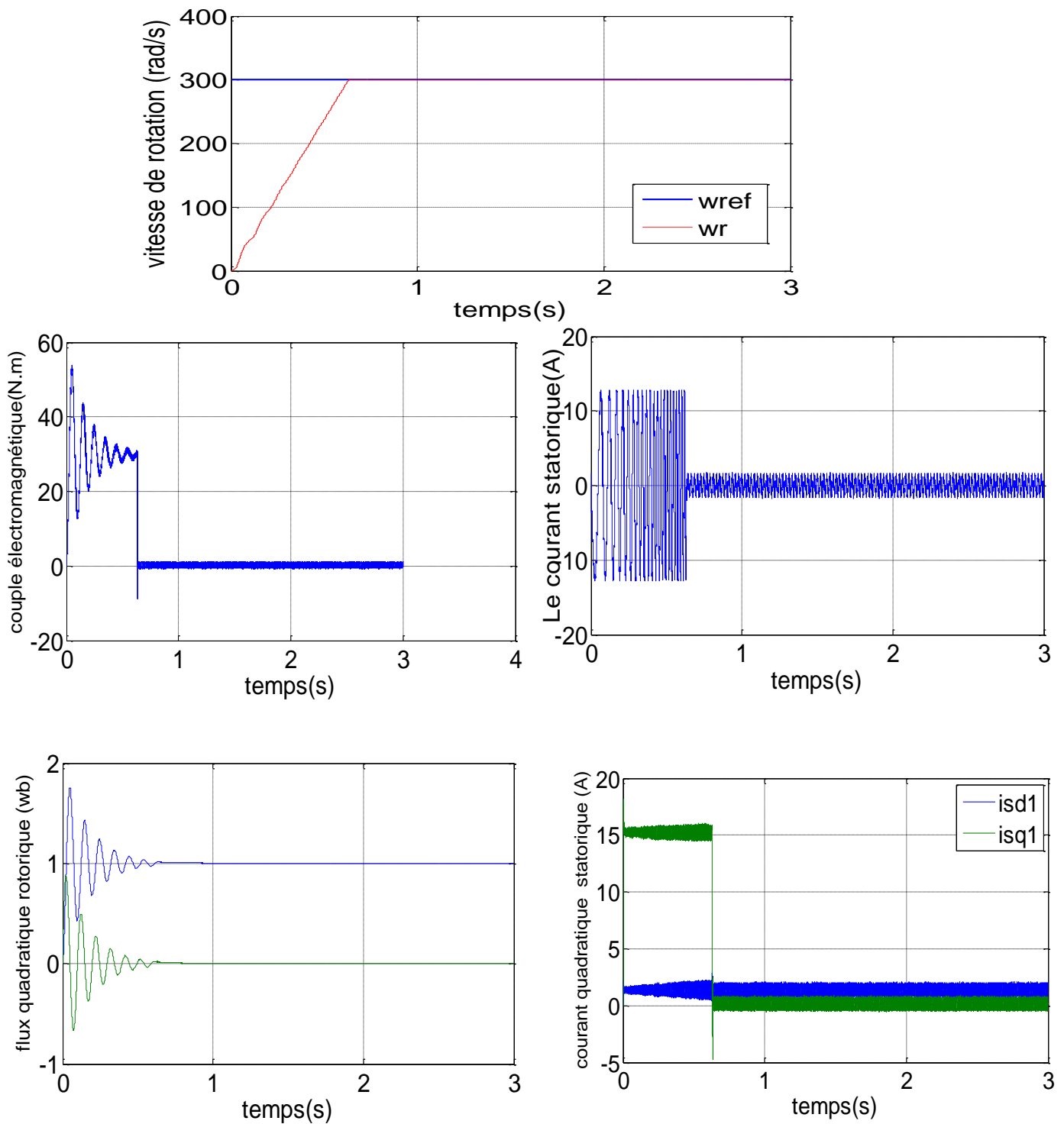
Figure II.09 : Schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte

### II.5 Résultats de simulation

Les simulations présentées dans cette partie sont réalisées sur une machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleur, La machine commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement MATLAB/ SIMULINK.

#### Teste 01 : Fonctionnement à vide

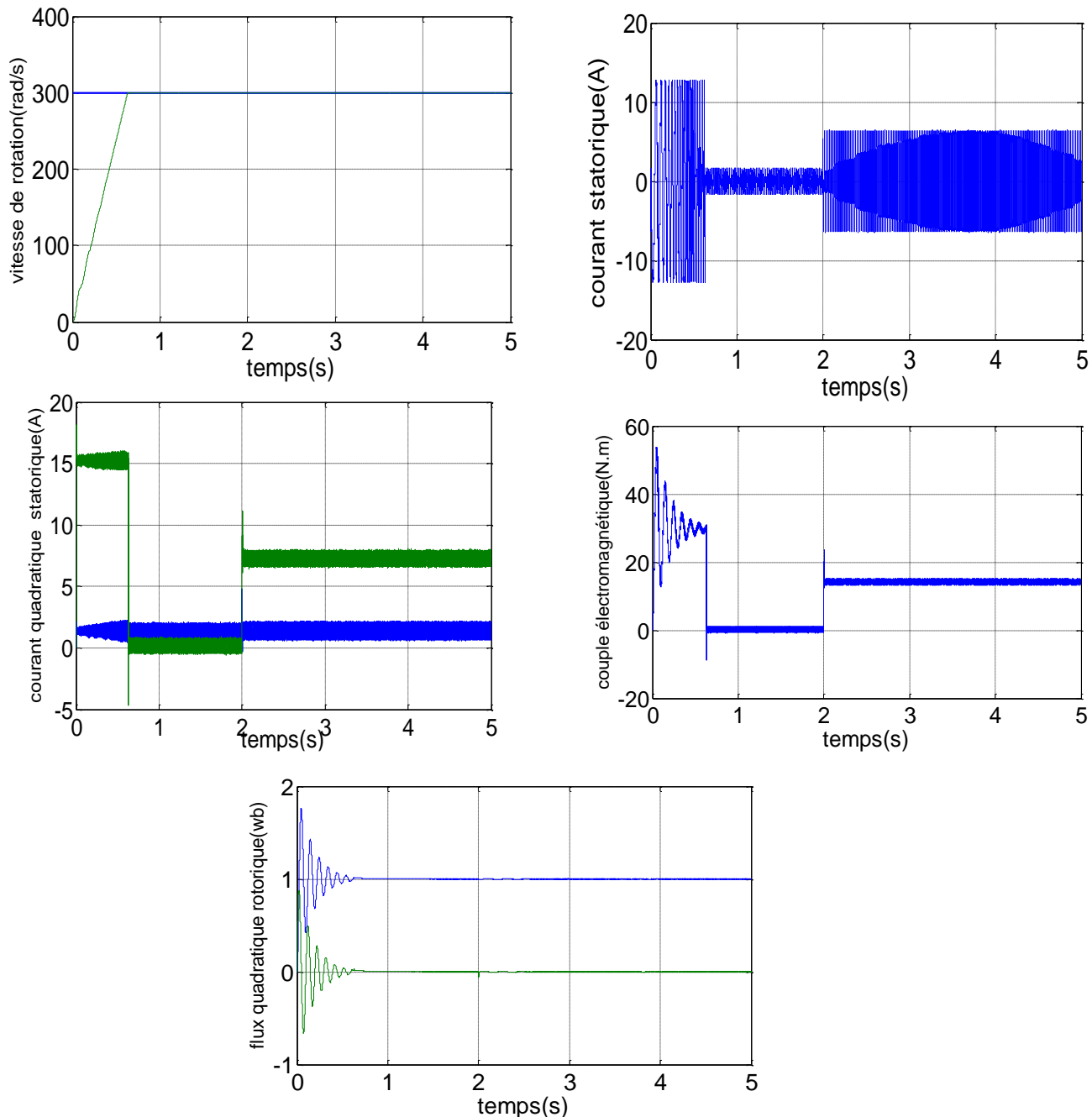
Figure (II.13) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE *en* Réglage de vitesse par la commande vectorielle indirecte, lors d'un fonctionnement à vide :  $C_r = 0\text{N.m}$ .



**Figure II.10 :** Performance de Réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle indirecte, fonctionnement à vide.

**Test 02 : Fonctionnement en charge**

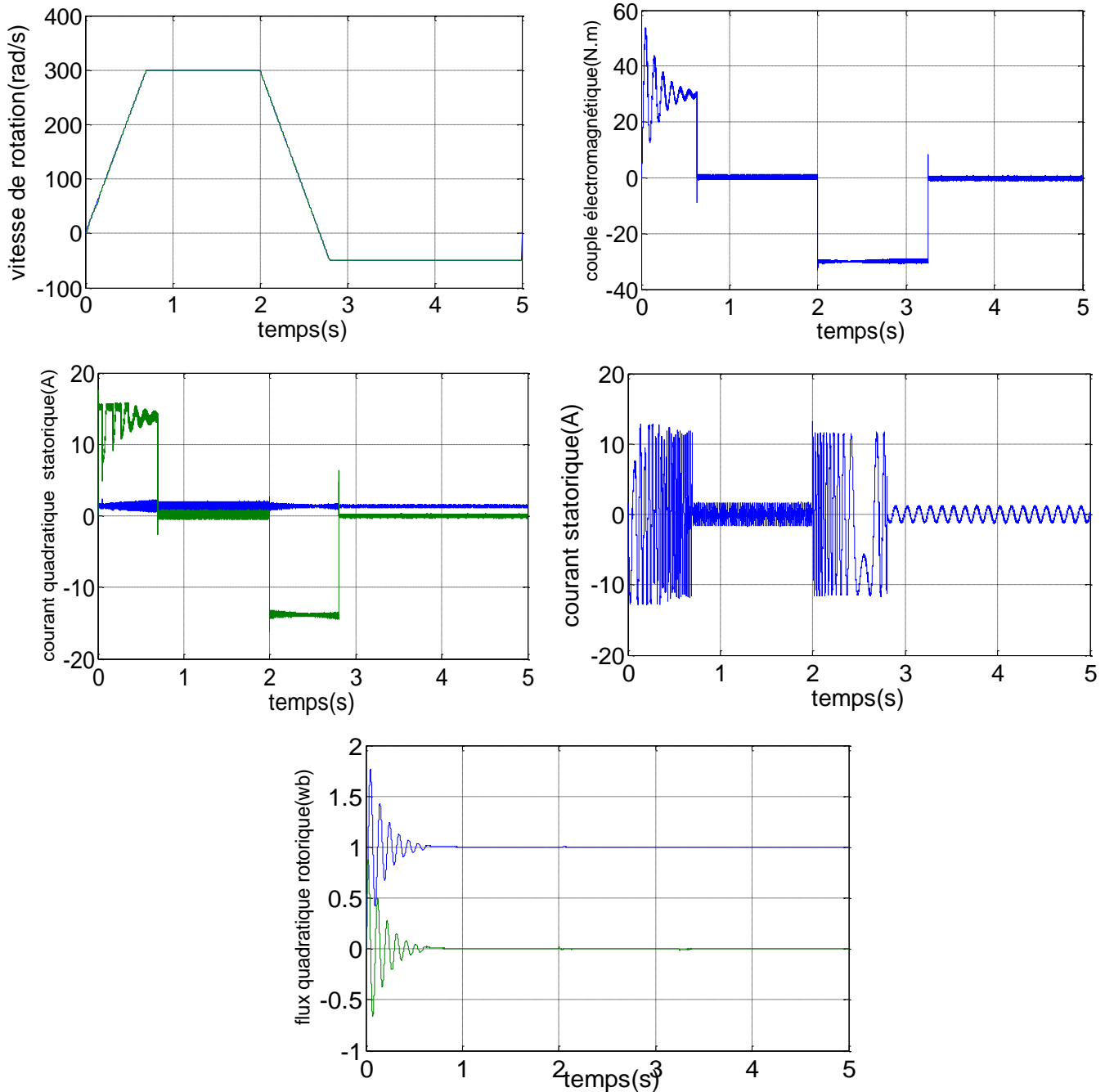
Le figure(II.14) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE en **Régulation** de vitesse par commande vectorielle indirecte, lors d'un fonctionnement en charge lorsqu'on applique un couple résistant ( $C_r = 14\text{N.m}$  à l'instant  $t = 2\text{s}$ ) :



**Le figure II 11 : Performance de Réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle indirecte**

**Test 03 : robustesse a variation de la vitesse :**

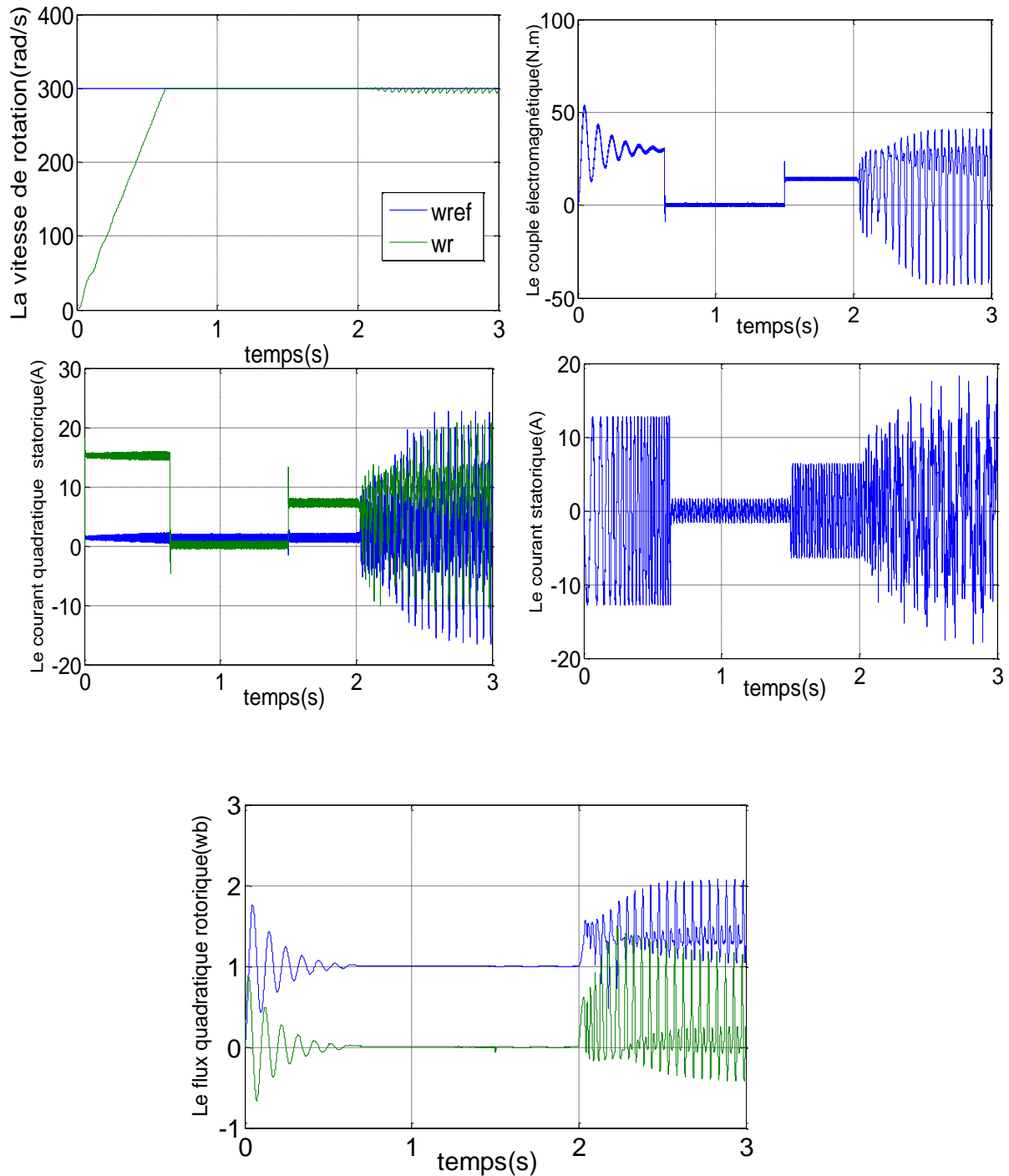
La figure (II.15) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte, suivi de variation de la vitesse de 3000 à  $-50tr/min$  à partir de l'instant  $t = 2s$



**Le figure II 13 :** Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse.

### Test 04 : Variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation obtenus lors de la variation de la résistance rotorique de 200% ( $R_r = 2R_r$ ) de sa valeur nominale à l'instant  $t = 2s$



**Le figure II 14** : Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance statorique.

### II.5.1 Interprétation

- Les figures (I.10) est représentent de simulation de la Machine Asynchrone Double Etoile a vide

- La figure (I.11) est représentent de simulation de la Machine Asynchrone Double Etoile on charge il s'agit d'application d'une charge  $Cr = 14N.m$  à partir de

$t = 2s$ . La vitesse de reference est de  $300 tr/min$  à l'intervalle  $[t=2 s]$

La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de  $t = 0.63s$ , avec un dépassement de  $0.25\%$ . A l'instant  $t=2s$  on observe une perturbation pendant  $0.003s$

Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ  $53N.m$ . D'après le régime transitoire, il oscille autour de zero, at  $t = 2s$  il compense le couple de charge applique à la machine Un appel de courant  $ias1$  en régime transitoire de valeur crête  $13A$ , même en charge mais de valeur crête faible par rapport au régime transitoire . Le courant  $iqs1$  à la même forme que celle du couple électromagnétique .Le flux  $\varphi dr$  oscille autour de la valeur  $1Wb$  .Le flux  $\varphi qr$  est de même forme que  $\varphi dr$  avec une valeur de stabilisation  $0 Wb$  .

- La figure (II.13) présent les Résultats de simulation de la Machine Asynchrone Double Etoile on variation de vitesse  $n=[300 , -50] T=2s$

La vitesse de rotation prend rapidement sa valeur de référence, elle s'inverse à  $-50 tr/min$ .

Durant un temps d'environ  $1.3s$  puis stabilise à la valeur de référence.

Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ  $-30N.m$ . Puis il se stabilise autour de zero (pas de charge)

Un appel de courant statorique pendant le temps écoule pour l'inversion de sens de rotation.

Après l'inversion, le courant  $ias1$  a une allure proche de la sinusoïde de valeur crête  $2.5A$

L'inversion du sens de rotation conduit à un courant  $iqs1$  négatif d'environ  $17A$ . Puis il se stabilise à la valeur zero .

Les deux flux rotoriques ont une allure sinusoidal amortie au démarrage. Puis ils se stabilisent autour de leurs valeurs imposées. Pour  $\varphi dr$ . pour  $\varphi qr$ .

- Le figure II 14 : reportés Les résultats de simulation, Nous avons simulé le système pour une augmentation de la résistance rotorique de  $200\%$  de sa valeur nominale à partir de  $t=2s$  avec l'application de couple de charge  $Cr=14N.m$  à  $t= 3s$ .

### Interprétation des résultats :

Les figures (II.10) est représentent les performances Réglage de vitesse de la machine asynchrone double étoile par commande vectorielle indirecte, lors d'un fonctionnement à vide ( $C_r=0\text{N.m}$ )

Les figures(II.11) est représentent les performances Réglage de vitesse de la machine asynchrone double étoile par la commande vectorielle indirecte, lors d'un fonctionnement en charge  $C_r=14\text{ N.m}$ .

Les figures (II.13) est représentent Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse.

Les figures (II 14) est représentent Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance statorique.

On remarque que :

- La vitesse charge, En applique la variation de vitesse, . En la variation de la résistance statorique
- Le couple électromagnétique, au démarrage, Après l'insertion de la charge, Mais en applique la variation En applique la variation de la résistance statorique
- Le courants statorique En présence de la charge, Après en applique la variation de vitesse Après la variation de la résistance statorique
- Les courants statoriques directs et quadratures,En charge, . Après en applique la variation de vitesse , Mais en l'instant applique la variation de la résistance statorique en remarque apparition des petites perpétrations.
- Le courants statorique direct, en demmarage en charge par la variation de vitesse mais en applique variation de la résistance rotorique on
- Les flux rotoriques direct et en quadrature,dans le régime transitoire, En présence la variation de vitess . Mais Après la variation de la résistance statorique

## **II.6.CONCLUSION :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à double étoile (MASDE), Notons que cette technique reste la méthode la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple. Elle permet de rendre la forme du couple de la machine asynchrone à double alimentation similaire à celle de la machine à courant continu. On a présenté aussi La régulation de vitesse est faite par un régulateur classique PI. Nous avons fait quatre tests d'abord fonctionnement à vide .Puis, en régime permanent application de la charge, suivie par la variation de la vitesse, en fin applique une variation de la résistance rotorique .Des résultats de simulation ont été présentés et montrent la robustesse de la commande vectorielle et du régulateur PI classique face à la variation paramétrique et non paramétrique en général. Ce dernier ne maîtrise pas en tout temps ces variations. Il est relativement robuste face à la variation des inductances et peut être sensible vis-à-vis de la variation de l'inertie. Pour remédier à ce problème et améliorer les performances obtenues par le PI classique, une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la logique floue. Cette dernière nous avons présenté dans le chapitre suivant

# **Chapitre III**

Commande par logique floue

appliquée à la machine  
asynchrone double  
étoile

### III.1. Introduction

La logique floue est l'une des techniques de l'intelligence artificielle qu'on trouve dans plusieurs domaines : médicale, industriel, transport ferroviaire, etc. Les applications de la logique floue sont : la diagnostique des défauts, l'identification des paramètres, le traitement des images, le contrôle des systèmes, etc. L'utilisation de la logique floue à grande échelle vient de sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle a une capacité de traduire l'expérience d'un opérateur humain qualifié à une stratégie applicable selon nos besoins exigés dans les différents domaines [41] [42].

Le régulateur flou tient compte du raisonnement d'un opérateur humain qualifié et le présente sous une stratégie de commande (ensembles des règles : **Si conditions Alors action**) capable de contrôler les systèmes non linéaires, l'autre avantage de la commande floue est que la conception de ce régulateur ne nécessite pas un modèle exact du système commande et que la régulation floue donne une bonne performance [43] [44].

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou, et l'appliquera au réglage de vitesse de la MASDE. Des résultats de simulation seront aussi présentés et une comparaison entre le régulateur PI classique et PI flou sera effectuée pour montrer l'amélioration du comportement dynamique de la vitesse de la MASDE.

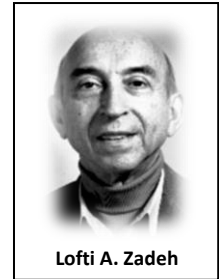
### III.2. Historique de la logique floue

La logique floue (en anglais fuzzy logic) est de grande actualité actuellement. En réalité, elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit à l'évolution de la «logique à valeurs multiples» ou «logique floue» dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, on introduit la troisième valeur  $\frac{1}{2}$  dans le système logique bivalent  $\{0, 1\}$  pour classer les éléments ou symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance «Membership function» [45].

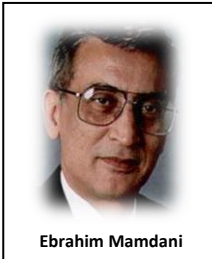
La théorie des ensembles flous a été établie en 1965 par le professeur Lofti A.

Zadeh de l'université de Californie (Berkeley) dans son article intitulé "Fuzzy Set". A cette époque, la théorie des ensembles flous n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle.

Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non-exactes dont la valeur peut varier entre (0 et 1) [45].



Lofti A. Zadeh



Ebrahim Mamdani

Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non-techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision [45].

En 1975, Ebrahim Mamdani expérimentait la théorie des ensembles flous énoncée par Zadeh sur un système de commande dans le but de commander une machine à vapeur et des chaudières, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Le fonctionnement du système de commande se fonde sur l'article de Lotfi Zadeh . Il s'en suit une émergence des applications en Europe, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978 . Grâce au chercheur japonais Michio Sugeno, la logique floue fut implantée au Japon en 1985. Dès lors, Les sociétés japonaises commencent à utiliser cette dernière dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande [45].



Michio Sugeno

À partir de 1990, les fabricants intègrent de plus en plus la technologie de la logique floue dans les appareils de grande consommation (appareils de photos, vidéo, ...) Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement [45].

### III.3 DOMAINES D'APPLICATION :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [46] [47] [48] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...).
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.).
- Systèmes autonomes mobiles.
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...).
- Systèmes de conditionnement d'ambiance.
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance.

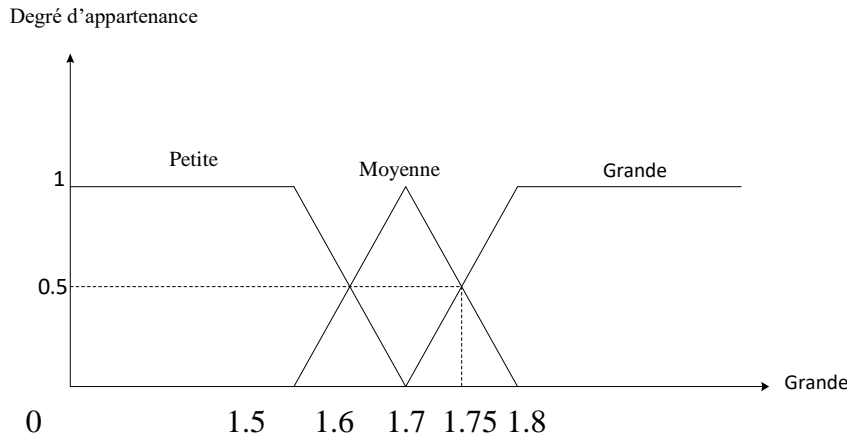
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules.
- Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin.
- Produits de consommation courante.

### III.3.1 CONCEPT DE LA LOGIQUE FLOUE :

L'homme perçoit, raisonne, imagine et décide à partir des modèles ou de représentation. Sa pensée n'est pas binaire. L'idée de la logique floue est de capturer l'imprécision de la pensée humaine et de l'exprimer avec des outils mathématiques appropriés. La résolution d'un problème exige la recherche d'un modèle qui est le plus objectif et le plus certain possible. Les modèles de notre cerveau peuvent être assez compliqués et également vagues, flous ou imprécis. L'homme ne raisonne pas comme l'ordinateur : au tout ou rien [8]. La logique floue inspire ses caractéristiques du raisonnement humain. Elle est basée sur la constatation que la plupart de phénomènes ne peuvent être représentés à l'aide de variables booléennes qui ne peuvent prendre que deux valeurs (0 ou 1). Peut-on considérer un homme de taille 1.7 m grand ou petit ? N'est-il pas ni vraiment grand, ni vraiment petit ? Pour répondre à ce type de question, la logique floue considère la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble, non plus comme une fonction booléenne, mais comme une fonction qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1. En effet, elle caractérise un homme par un degré de vérification ou un degré d'appartenance à "homme de grande taille" compris entre 0 et 1.

On peut également définir une fonction "homme de taille moyenne", et une fonction " homme de petite taille"...etc. Alors, un homme de taille quelconque a trois degrés d'appartenance aux trois catégories "taille petite ", "taille moyenne", "taille grande".

Un homme de taille 1.75 m appartient à la catégorie de "taille grande" avec un degré de vérification de 50% et à la catégorie de "taille moyenne" avec le même degré de vérification. Tandis qu'il appartient à la catégorie de "taille petite" avec un degré de vérification de 0%. Cela peut être traduit par la figure suivante.



**Figure III.1 :** Concept flou des différentes catégories de la taille d’un homme.

Cette représentation montre que le passage d’une catégorie à une autre ne se fait pas brutalement comme dans le cas de la logique classique, mais il se fait progressivement. Mathématiquement, on peut définir ou associer une fonction  $\mu_A(x)$  qui exprime le degré d’appartenance de l’élément  $x$  à la catégorie  $A$ , où :

$x$  : est la taille de l’homme ;

$A$  : est la catégorie ou la classe (petite, moyenne, grande) ; Telle que pour la catégorie (grande) par exemple on a :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } x \geq 1.8 \\ 0 & \text{pour } x \leq 1.7 \\ 10(x - 1.7) & \text{pour } 1.7 < x < 1.8 \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

De la même manière, on peut définir la fonction  $\mu_B(x)$ ,  $\mu_C(x)$  pour les catégories moyenne et petite, respectivement. On appelle  $\mu_A(x)$ ,  $\mu_B(x)$ ,  $\mu_C(x)$  fonctions d’appartenance.

### III.3.2 Définitions La logique floue :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par. A côté d’un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier d’une manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l’on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. [10]

### III.3.3 Principes de la logique floue :

Les domaines d'applications de la logique floue concernant principalement les problèmes où les données ne peuvent être formulées de manière explicite, ainsi que des techniques de contrôle et de

réglages, lorsque les moyens classiques atteignent leurs limites (Exemples systèmes non linéaires, etc.). La logique floue est bien connue par des automaticiens pour ses applications dans le contrôle et commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou ». Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique [51].

### III.3.3 Ensembles Flous et Variables Linguistiques

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables Linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques qui sont normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [51].

### III.3.4 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance :

On considère que la définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenances est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par un calculateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance «  $\mu$  », dont la valeur varie entre « 0 » et « 1 ».

La fonction «  $\mu$  » peut être définie de façon continue ou discrète et peut prendre plusieurs formes (Triangulaire, gaussienne, Trapézoïdale, ...), ces formes sont généralement caractérisées par deux, trois ou quatre paramètres. [52].

Les fonctions d'appartenances les plus utilisées sont définies par les formes géométriques ou fonctions suivantes :

#### 1.Fonction triangulaire

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

(III. 2)

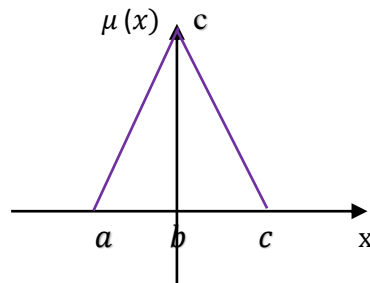


Figure. III.2 : Représentations de la fonction triangulaire

## 2. Fonction trapézoïdale :

La fonction trapézoïdale est définie par quatre paramètres (a, b, c, d)

$$\mu(x) = \max \left( \min \left( \frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}, 0 \right) \right)$$

(III. 3)

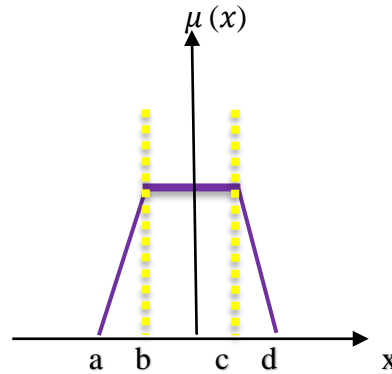


Figure.III.3 : Représentation de la fonction Trapézoïdal

## 3. Fonction sigmoïdale :

La fonction sigmoïdale est définie par deux paramètres (a, g).

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-g)}}$$

(III. 4)

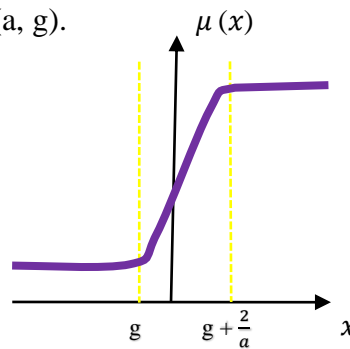


Figure.III.4 : Représentation de la fonction gaussienne

## 4. Fonction gaussienne :

la fonction gaussienne est caractérisée par les deux paramètres (g, σ)

$$\mu(x) = \frac{1}{e^{-\left(x-\frac{g}{\sigma^2}\right)}}$$

(III. 5)

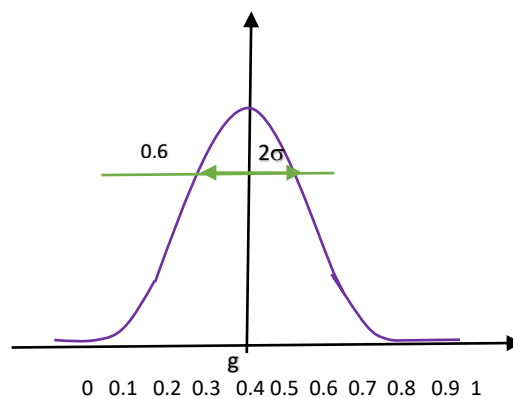
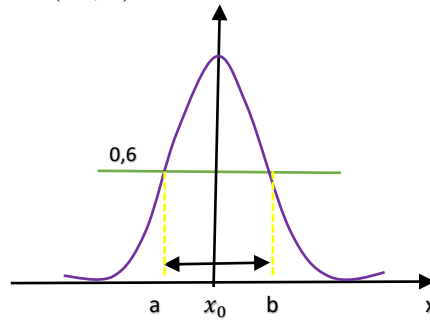


Figure.III.6 : Représentation de la fonction sigmoïdale.

### 5. Fonction en forme de cloche

La fonction cloche est définie par deux paramètres ( $x_0, a$ )

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{\sigma^2}\right)^2}$$



(III. 6)

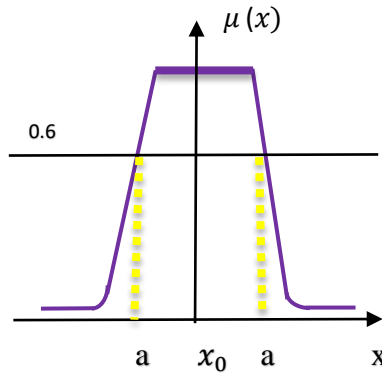
Figure. III.7 : Représentation de la fonction cloche

### 6. Fonction trigonométrique :

La fonction trigonométrique est définie par deux paramètres ( $x_0, a$ )

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + 2(1 + \cos p \left(\frac{x - x_0}{2a}\right))}$$

Avec :  $x_0 - 2a \leq x \leq x_0 + 2a$



(III. 7)

Figure.III.8 : Représentation de la fonction trigonométrique

### III.4 Opérations sur les Ensembles Flous :

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels [53] [48].

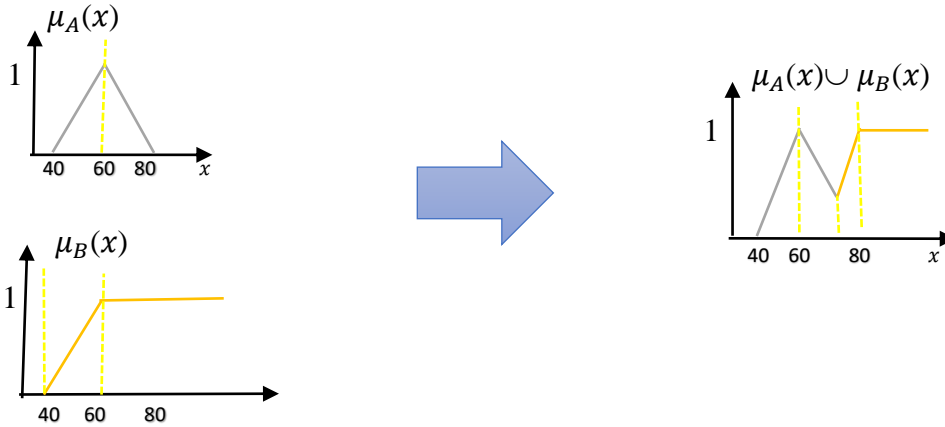
Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs « ET », « OU », « NON ». Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. Les opérateurs les plus importants sont : l'intersection, l'union et le complément. de nombreuses possibilités existent pour ces opérations. [52].

Soit A et B deux ensembles flous dont U ayant respectivement  $\mu_A$  et  $\mu_B$  comme fonction d'appartenance.

**1 Opérateur OU :**

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

$$\mu(x)_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \cup \mu_B(x) \tag{III.8}$$



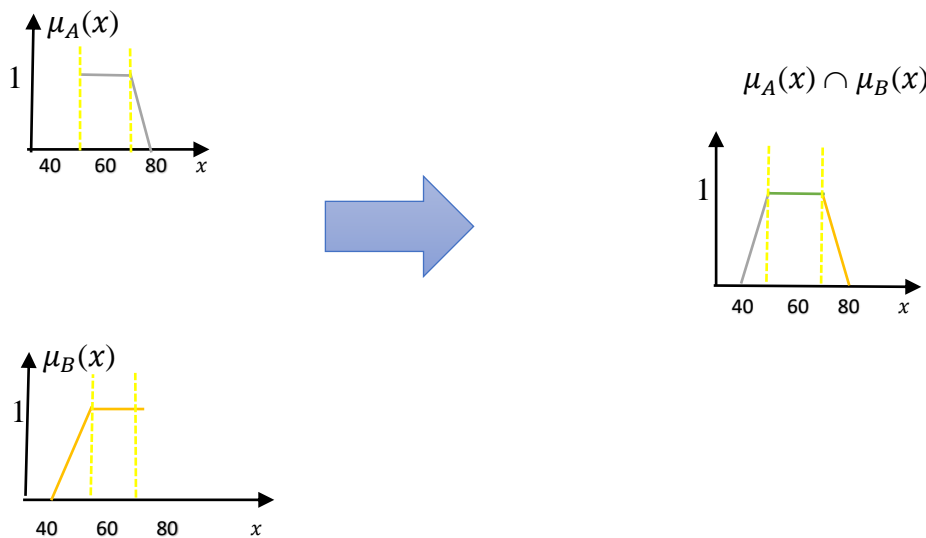
**Figure.III.9 :** Fonction d'appartenance de l'opérateur «OU»

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

**2. Opérateur ET :**

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

$$\mu(x)_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \cap \mu_B(x) \tag{III.9}$$



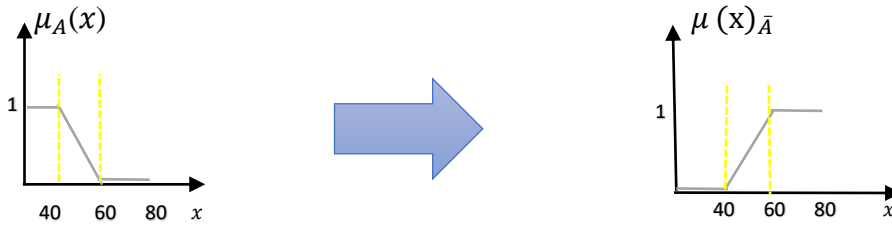
**Figure.III.10 :** Fonction d'appartenance de l'opérateur «ET»

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

**3. Opérateur NON :**

Le complément d'un ensemble flou A dans un univers de discours X est dénommé A et à la fonction d'appartenance suivante :

$$\mu(x)_{\bar{A}} = 1 - \mu_A(x) \tag{III.10}$$



**Figure.III.11 :** Fonction d'appartenance de l'opérateur «NON»

Il est équivalent à la logique booléenne NOT.

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

**La fonction arithmétique « Somme » :**  $\mu(x)_{A \cup B} = \mu_A(x) + \mu_B(x)$  (III.11)

**La fonction arithmétique « Produit » :**  $\mu(x)_{A \cap B} = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$  (III.12)

**III.5. Les Règles Floues :**

La forme générale d'une règle est : Si x est A et y est B Alors z est C.

Une règle floue présente une relation entre deux sous-ensembles flous ayant chacune un rôle particulier. La première (x est A et y est B) est appelée prémisse (condition) de la règle alors que la seconde (z est C) est la conclusion (conséquence).

Le degré de vérité de la fonction d'appartenance de la conséquence dépend du degré de vérité A et B de chacune des deux propositions élémentaires. Les implications floues les plus courantes sont [14] [15] :

Zadeh  $\mu_C(z) = \max \{ \min (\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x) \}$

Mamdani  $\mu_C(z) = \min (\mu_A(x), \mu_B(y))$

Larsen  $\mu_C(z) = \mu_A(x) * \mu_B(y)$

**III.5 Commande par logique floue :**

Actuellement, la méthode de la commande par logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire connaître des modèles mathématiques des systèmes à commander. Par contre aux régulateurs classiques, le régulateur flou utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques[5].

**III.5.1 La structure d'un régulateur flou :**

La commande floue a les mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'un opérateur qualifié manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande [55].

Un régulateur ou peut être présente de différentes façons, mais en générale la présentation adoptée se scinde en quatre parties : [55]. Comme il est montré par la figure III.10 :

- La base de règle.
- La fuzzification.
- Le moteur d'inférence.
- La défuzzification.

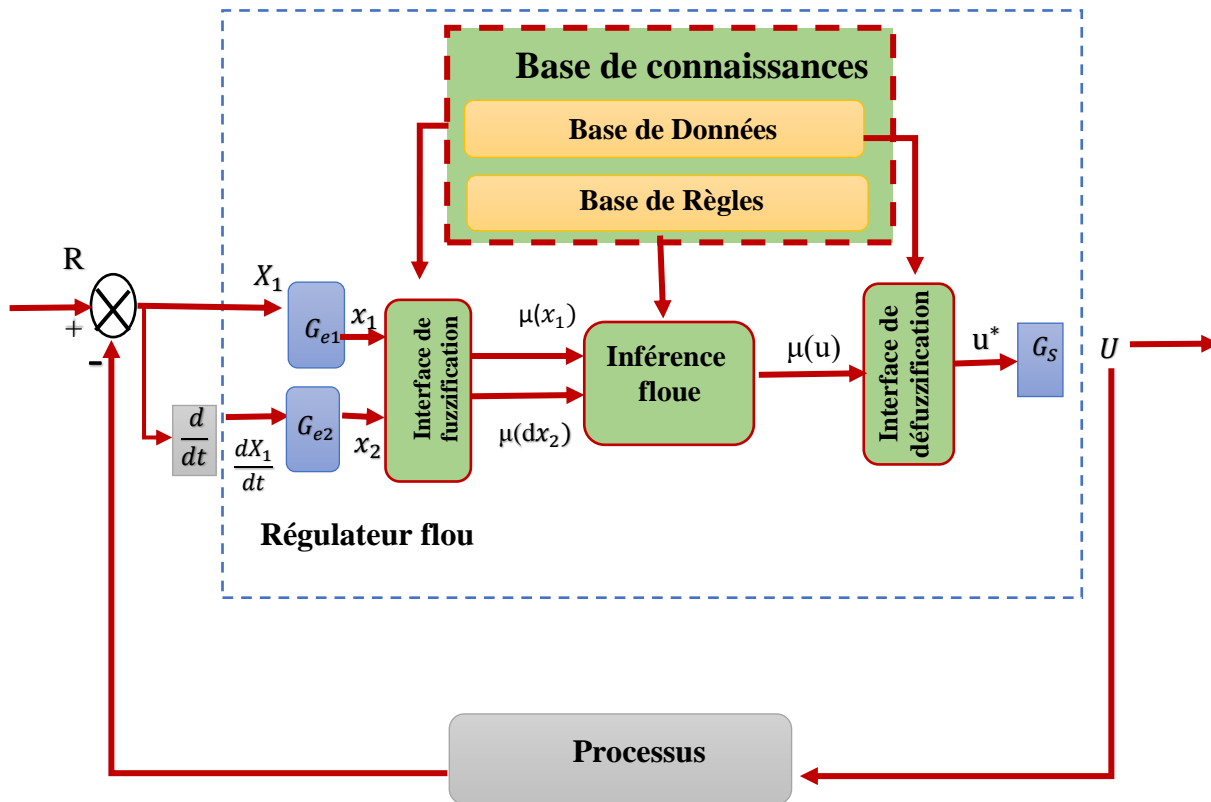


Figure.III.10 : Système de commande par logique floue.

**III.5.1.1 Fuzzification :**

L'interface de fuzzification : consiste à transformer les entrées en variables floues (linguistiques) avec la définition des fonctions d'appartenance [57].

L'interface de fuzzification est un bloc qui consiste à :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées.
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues.
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants.

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales [48]. Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standards :

- Négative Grande NG
- Négative Moyenne NM
- Négative Petite NP
- Zéro ZE
- Positive Petite PP
- Positive Moyenne PM
- Positive Grande PG

### III.5.1.2 La base de connaissances :

Une base de données dont laquelle se trouve les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistiques et la manipulation des données floues dans le régulateur [50]. Elle est définie par les deux bases suivantes :

#### a) Base de données :

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de système flou.

#### b) Base de règles :

On appelle règles d'inférence (ou base de règles) l'ensemble des différentes règles reliant les variables floues d'entrée d'un système aux variables floues de sortie de ce système à l'aide de différents opérateurs. Ces règles se présentent sous la forme :

**Si condition 1 et/ou condition 2(et/ou...) alors action sur les sorties.**

Dans le cas de diagnostic, ces règles doivent regrouper les défaillances.

Il existe quatre possibilités pour l'exploration de la base de règles. La première est basée sur l'expertise humaine, la deuxième est fondée sur les actions de contrôle fournies par un opérateur, la troisième est l'utilisation du modèle flou du processus, la quatrième et la dernière qui est la plus récente, est basée sur un algorithme d'apprentissage pour l'élaboration des règles [56].

**III.6. Inférence floue :**

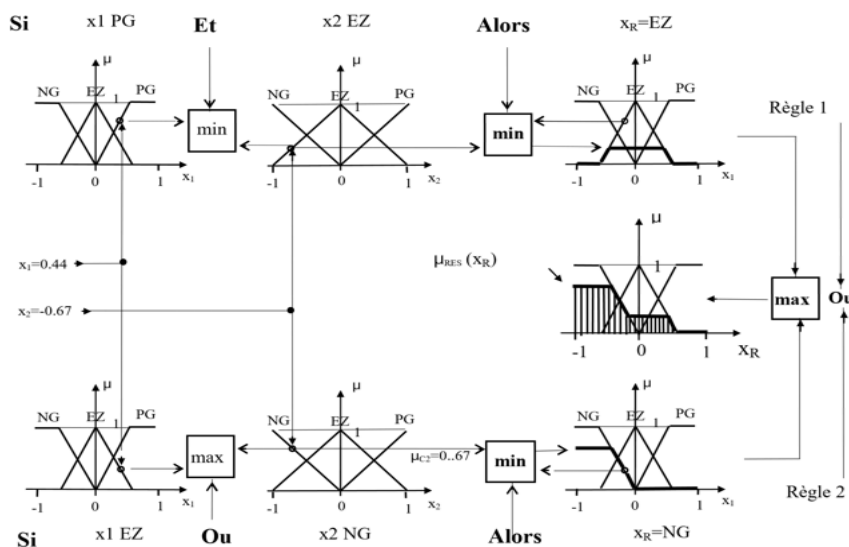
Pour exprimer les inférences, il existe plusieurs possibilités, à savoir la description linguistique et symbolique ou l'utilisation des tableaux et matrices d'inférence. Le grand intérêt de cette méthode est la possibilité de regrouper les règles en une matrice. C'est une représentation graphique. À l'intersection d'une colonne et d'une ligne se trouve l'ensemble correspondant de la variable de sortie, définie par une règle d'inférence.

Dans les règles flous interviennent les opérateurs « et » et « ou ». L'opérateur « et » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « ou » lie les différentes règles, il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs [17]. Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

- Régulateur de type Mamdani (méthode d'inférence maximum/minimum) (max-min).
- Régulateur de type Larsen (méthode d'inférence maximum – produit) (max –prod).
- Méthode de Sugeno.

**III.6.1. Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :**

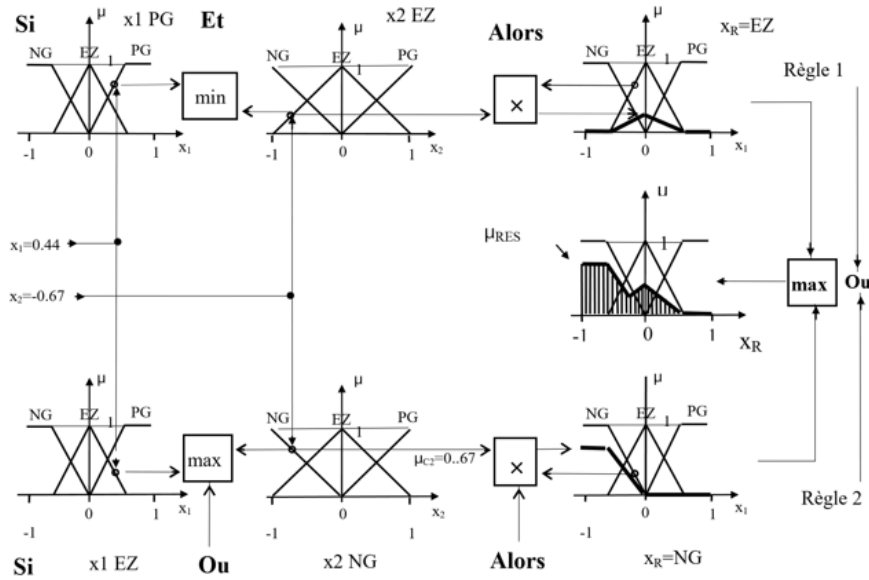
La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [14] [11].



**Figure II.11 : Principe des méthodes d'inférence Max-Min**

**III.6.2. Méthode d’inférence max-produit (méthode de Larsen)**

La méthode d’inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l’opérateur « ET » par la formation du produit. La condition 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 [54] [51].



**Figure II.12 :** Principe des méthodes d’inférence Max-Prod

**III.6.3. Méthode de Sugeno :**

L’opérateur « ET » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue [51].

**III.6.4.Interface de défuzzification :**

La dernière étape, mais non la moindre, est la défuzzification. Le système d’inférence fournit une sortie floue par l’évaluation des règles à la suite d’une ou plusieurs entrées réelles. Se pose alors le problème de lui donner une représentation floue approximative ou une valeur précise, c’est la défuzzification. La défuzzification est généralement l’une des tâches les plus gourmandes en temps d’opération du traitement flou [51].

Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont :

- Méthode du maximum.
- Méthode de la moyenne des maximas.
- Méthode du centre de gravité.
- Méthode de hauteurs pondérées.

### III.6.4.1 Méthode du maximum :

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale [45].

$$U = \text{MAX}_{z \in S} (\mu_{Ros}(z))$$

Ou :

S : le support de  $\mu_{Ros}(z)$

Dans le cas général : U est indéterminé lorsqu'il existe plusieurs points qui Maximisent  $\mu_{Ros}(z)$  . Pour cette raison on fait appel à la méthode des maximums [16].

### III.6.4.2. Méthode de la moyenne des maxima :

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale [15]. L'action de commande est exprimée par :

$$\bar{U} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^m z_i \tag{III. 13}$$

Ou :

Zi : la valeur de la commande avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale  $\mu_{Ros}(z)$

L : le nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

### III.6.4.3. Méthode du centre de gravité

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue. Elle génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. [58] [45]. Dans ce contexte il suffit de calculer l'abscisse U du centre de gravité comme suite :

$$\bar{U} = \frac{\sum_{i=1}^n z_i \cdot \mu_{Ros}(z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{Ros}(z_i)} \tag{III. 14}$$

n : est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur. Par cette méthode, on aboutit à une solution unique.

$\mu_{Ros}(z)$ : La fonction d'appartenance résultante

**III.6.4.4. Méthode de hauteurs pondérées :**

Cette méthode consiste à calculer la sortie du système flou en utilisant les centres de gravité  $Z^*$  de chacun des ensembles  $C_i$

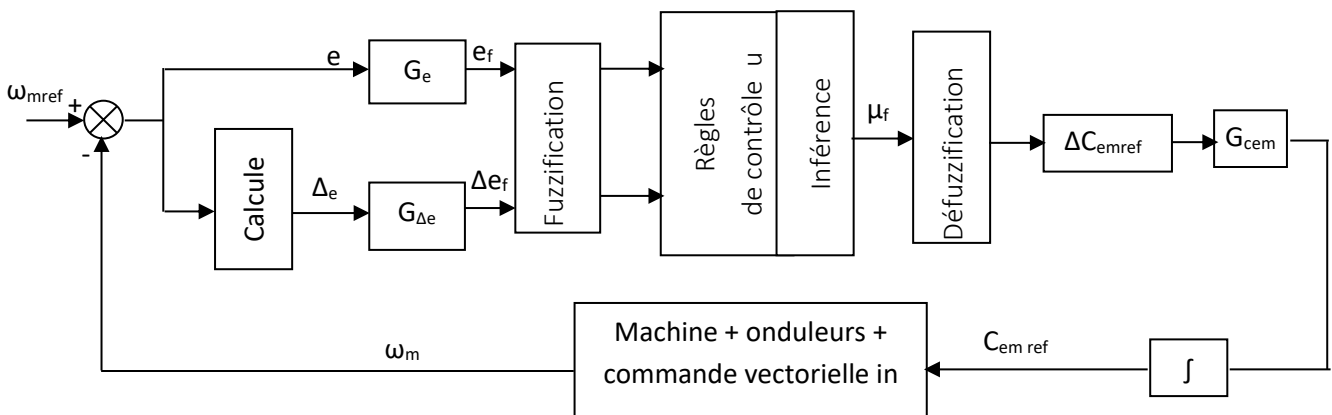
$$U = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i^* \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(Z_i)} \tag{III. 15}$$

Où  $m$  : est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie  $U$ .

**III.7. Application de la logique floue à la commande de la MASDE :**

Dans cette partie, nous présentons de régulation floue de vitesse de la MASDE par le remplacement des régulateurs PI classiques dans le bloc de la commande vectorielle indirecte du chapitre précédent par des régulateurs floue. 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 structure suivant est présentée La structure générale Réglage flou de la vitesse d'une MASDE. par la figure.III.13 :



**Figure.III.13 :** le régulateur flou de vitesse d'une MASDE

La figure (III.5) présente le schéma de principe d'un régulateur floue proposé par

Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. D'après ce schéma, le régulateur est composé :

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

- D'un bloc intégrateur.

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

- 1- l'échelle de normalisation de l'erreur ( $G_e$ ) et sa variation ( $G_{\Delta e}$ ).
- 2- Pour la fuzzification de l'erreur ( $e$ ) et sa variation ( $\Delta e$ ) de vitesse. La distribution de la fonction de ces fonctions d'appartenances est représentée sur la figure III.17 :

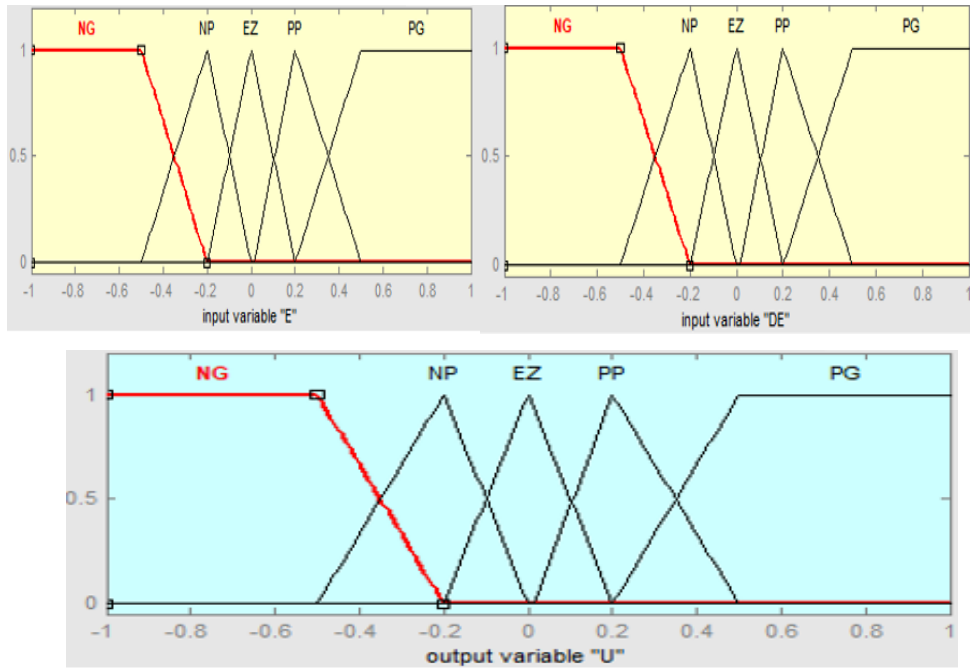


Figure.III.14 : Les fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie.

- 3- la variation de la commande  $\Delta C_{emref}$  est calculée selon le tableau suivant :

e de	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	EZ
NP	NG	NG	NP	EZ	PP
EZ	NG	NP	EZ	PP	PG
PP	NP	EZ	PP	PG	PG
PG	EZ	PP	PG	PG	PG

Tableau III.1: La table d'inférence du régulateur flou.

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

### III.7.1. La loi de commande

Cette loi est 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 :  $c_{em}^*(K + 1) = c_{em}^*(K) + C_{em} \Delta c_{em}^*$

Où :  $G_{cem}$  : gain associé à la commande  $c_{em}^*(K + 1)$  en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

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

### III.8. Résultats de simulation :

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.15)

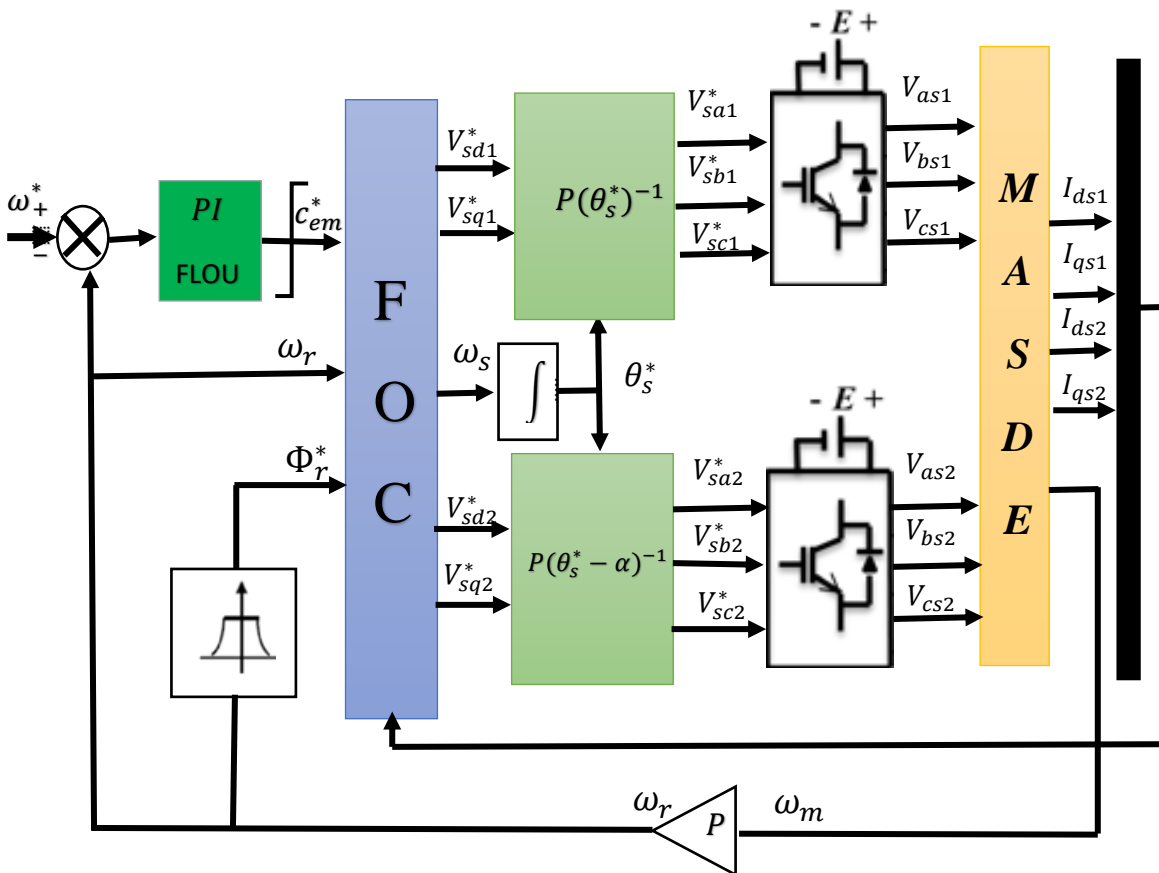
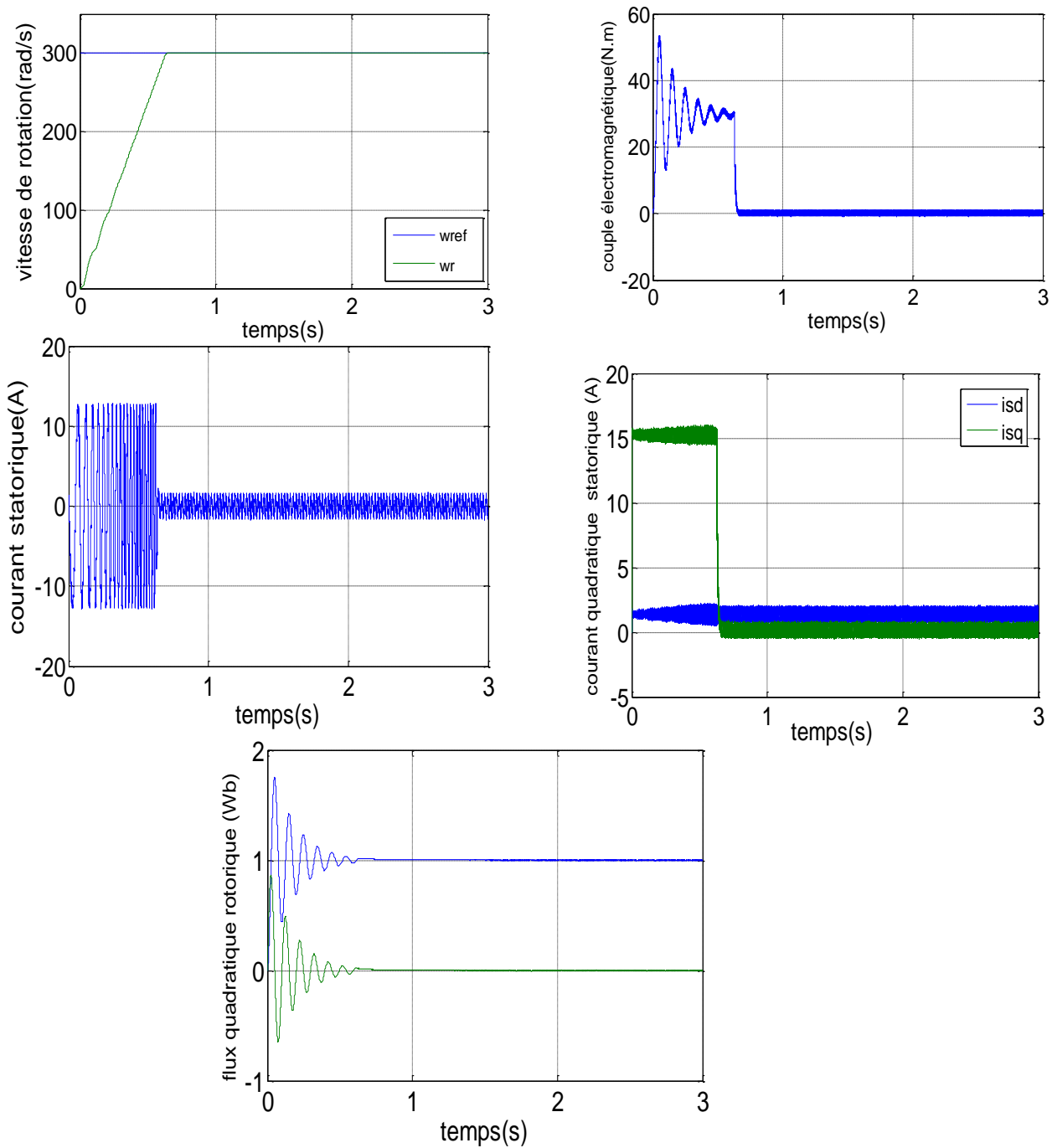


Figure III.15 : Schéma bloc de régulation de Vitesse par la logique floue.

**Test 01 : Fonctionnement à vide**

La figure (III.16) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE *en* Réglage de vitesse par la commande logique floue, lors d'un fonctionnement à vide :  $C_r = 0\text{N.m}$ .



**Figure .III.16 :** Performance de Réglage de vitesse de la MASDE par la commande de logique floue, fonctionnement à vide.

Test 02 : Fonctionnement en charge

Le figure(III.17) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE en *Régulation* de vitesse par commande de logique floue, lors d'un fonctionnement en charge lorsqu'on applique un couple résistant ( $C_r = 14N.m$  à l'instant  $t = 2s$ ) :

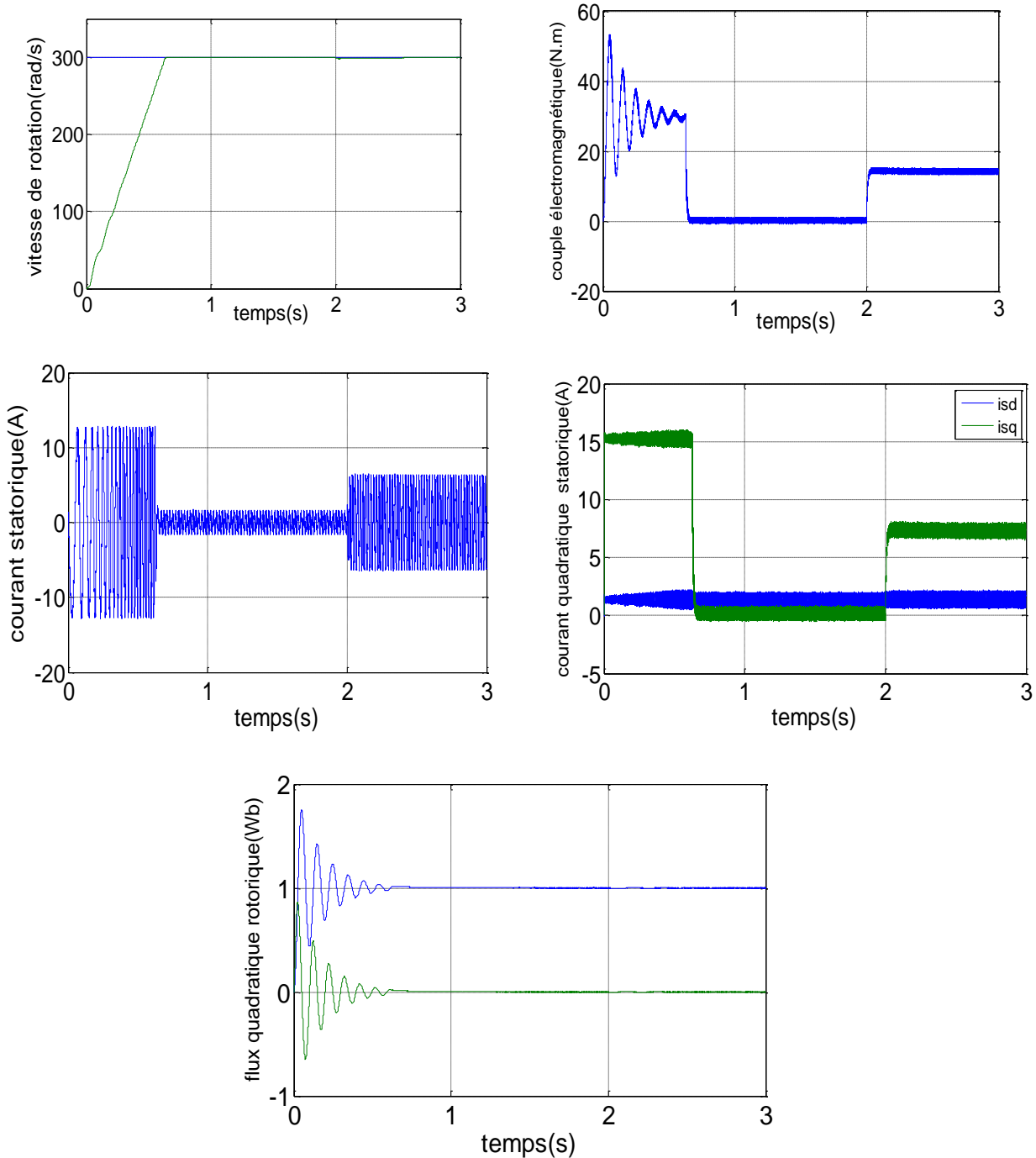
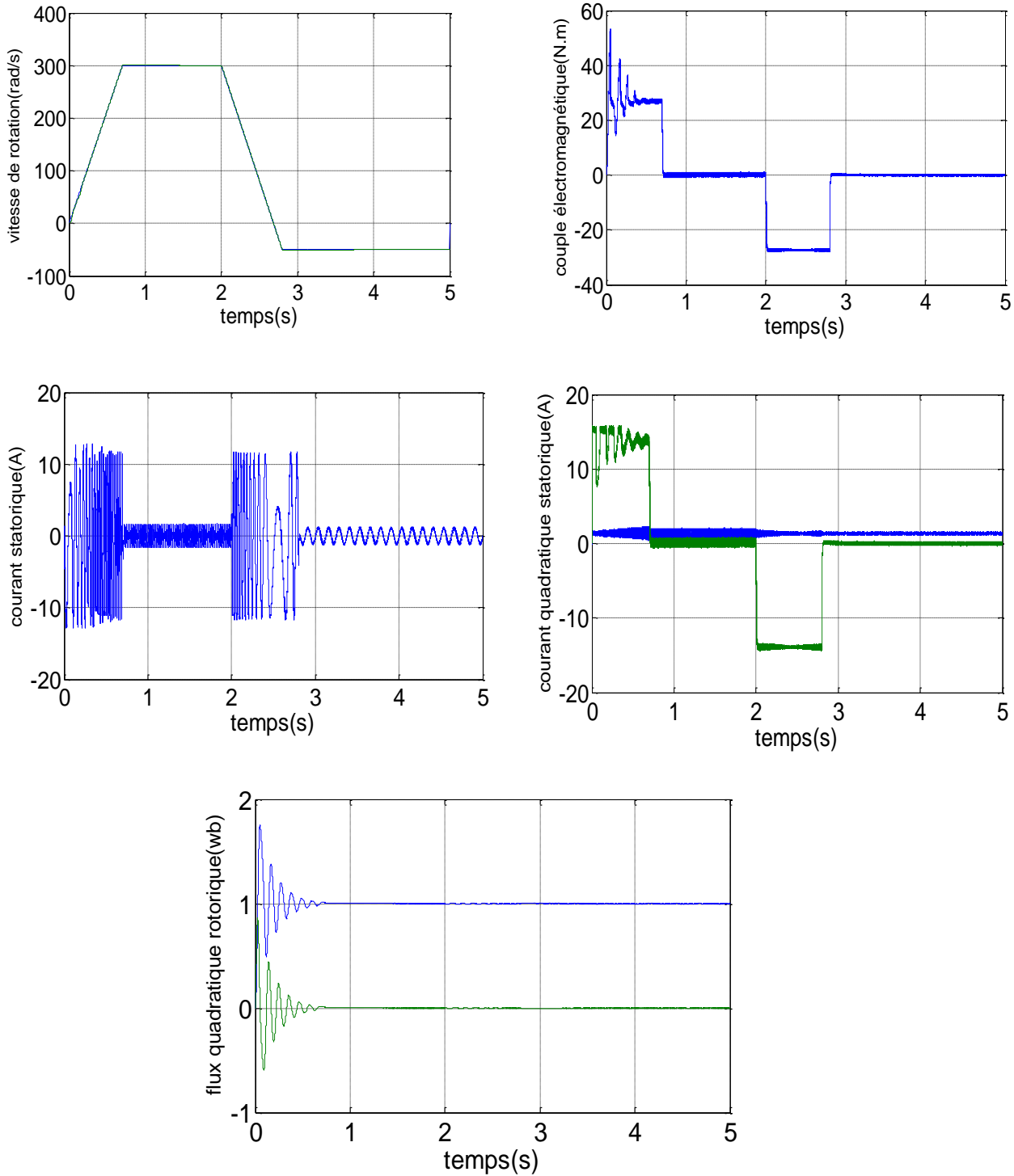


Figure .III.17 : Performance de Réglage de vitesse de la MASDE par la commande de logique floue, fonctionnement à charge.

**Test 03 : robustesse a variation de la vitesse**

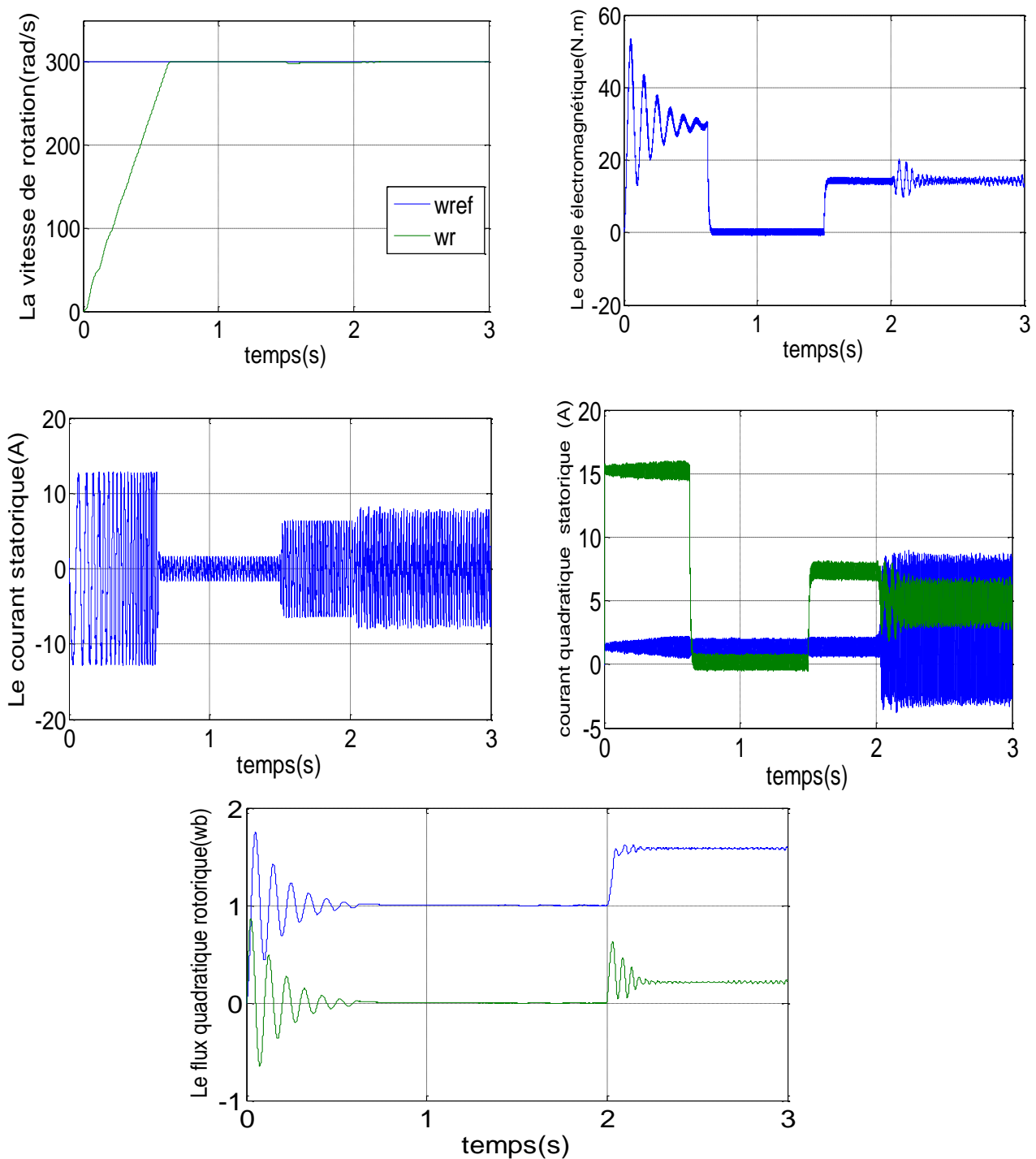
La figure (III.18) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par commande logique floue, suivi de variation de la vitesse de 3000 à  $-50tr/min$  à partir de l'instant  $t = 2s$ .



**Le figure .III.18 :** Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse.

**Test 04 : Variation de la résistance rotorique**

Les résultats de simulation obtenus lors de la variation de la résistance rotorique de 200% ( $R_r = 2R_r$ ) de sa valeur nominale à l'instant  $t = 2s$



**Le figure III 19 :** Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance statorique.

#### Interprétation des résultats :

Les figures(III.16) est représentent les performances Réglage de vitesse de la machine asynchrone double étoile par la commande logique floue, lors d'un fonctionnement à vide :  $C_r = 0\text{N.m}$

Les figures(III.17) est représentent les performances Réglage de vitesse de la machine asynchrone double étoile par la commande logique floue, lors d'un fonctionnement en charge  $C_r=14\text{ N.m}$ .

Les figures (III.18) est représentent Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse.

Les figures (III 19) est représentent Performance de Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance statorique.

On remarque que :

La vitesse  $W_{\text{rflo}}$  et  $W_{\text{réf}}$  (elle augmente et évolue d'une manière linéaire à  $t=0.6\text{s}$ , (début du régime permanent) dans cette instant atteint sa référence  $300\text{ rad/s}$  puis elle rète constante à cause de la régulateur flou qui rendre à sa référence. En charge, en instant  $t= 2\text{s}$  en applique la charge  $C_r=14\text{ N.m}$ , on constate la perturbation du couple de charge a été rapidement rejetée par le régulateur flou. En applique la variation de vitesse, elle est diminué la vitesse jusqu'à la  $W_{\text{rflo}} = -50\text{tr/min}$ . En la variation de la résistance statorique on remarque La vitesse atteint sa valeur de référence et stabilise à la valeur de vitesse de référence  $300\text{tr}=\text{min}$ .

Le couple électromagnétique, au démarrage, On remarque un pic de  $54\text{ N.m}$ , Puis il est diminué et stabilise à  $t= 0.6\text{ s}$  sa valeur  $0\text{N.m}$ . Après l'insertion de la charge, on remarque augmente et se stabilise à l'instant  $t= 2\text{s}$  et à  $C_{\text{em}}=14\text{ N.m}$ . Le couple électromagnétique compense le couple de charge ( $C_{\text{em}}=C_r$ ). Mais en applique la variation compense le couple de charge et diminue et conduite à un couple négatif ( $-30\text{N.m}$ ) En applique la variation de la résistance statorique on remarque des perpétrations elle a petite amplitude, elle est diminué avec le temps

Le courants statorique réel, il présente au démarrage il est valeur  $12,5\text{ A}$ , Puis il diminue et pour atteindre la valeur crête de  $1.3\text{A}$ . En présence de la charge, à l'instant  $t= 2\text{s}$ , On constate que le courants augmente et atteint une valeur  $I = 6\text{A}$  Après en applique la variation de vitesse en remarque augmentations a la valeur  $12\text{ A}$  Pius diminue a valeur  $5\text{A}$  a une allure sinusoïdale, et quand vous appliquez Après la variation de la résistance statorique en représente l'insertion de la perturbation externe.

Les courants statoriques directs et quadratures, les deux courants ont les différentes forme et différentes valeurs en deux cas (à vide ou en charge). Le courant statorique quadrature, au début attient

sa valeur maximale de 15,8 A à  $t = 0$  s, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à  $t = 0.6$  s. En charge, il est augmenté à 8A et s'annule en cas d'absence de charge. Après en applique la variation de vitesse, il est diminué jusqu'à la -19 A. Mais en l'instant applique la variation de la résistance statorique en remarque apparition des petites perpétrations.

Le courants statorique direct, évolue d'un forme presque linéaire, et faible amplitude, ça commence à grandir progressivement de l'instant  $t = 0$  s à sa valeur

$i = 1,7$  vers l'instant  $t=0,5$ s à sa valeur  $i=2,2$  stabilise à  $t= 0.6$  s sa valeur  $i=1,1$ A, n'a pas été affecté par la variation de vitesse mais en applique variation de la résistance rotorique on remarque des petites perpétrations.

Les flux rotoriques direct et en quadrature, ils ont à peu près la même forme, a une allure sinusoidale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale à  $\phi_{dr} = - 1.2$  Wb et  $\phi_{qr} = 0,8$  Wb, en régime permanent Le flux rotorique direct suit la valeur imposée (1Wb) et la composante en quadrature est nulle. En présence la variation de vitesse Le flux rotorique direct suit la valeur imposée (1Wb) et la composante en quadrature est nulle. Mais Après la variation de la résistance statorique augmentions dans le deux Les flux peut être expliqué par augmenter la valeur de la résistance

### **III.9. Etude comparative d'entre la commande vectorielle et la commande par logique floue :**

L'étude comparative se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique, donc c'est nécessaire de comparer d'entre la régulation de vitesse de la machine asynchrone double étoile (MASDE) par la technique de commande vectorielle indirecte et Réglage de la vitesse par les Techniques de logique floue donne même conditions de fonctionnement et donne même configuration de simulation numérique. La première structure utilise un régulateur PI classique, d'autre part, la seconde structure utilise un régulateur PI flou, sera effectuée pour montrer l'amélioration du comportement dynamique de la vitesse de la MASDE.

Dans ce chapitre étude comparative entre la commande vectorielle indirecte à base d'un régulateur classique PI et les résultats de simulations obtenus par la commande par PI flou d'un moteur asynchrone double étoile, Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et la résistance rotorique

### III.9.1. Comparaison entre la commande vectorielle et la commande de logique floue :

Type de commande	la commande vectorielle	la commande de logique floue
<b>Avantages</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- basée sur le modèle transitoire (traiter le régime transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).</li> <li>- un contrôle du couple à l'arrêt.</li> <li>-Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus.</li> <li>-La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.</li> <li>-La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser).</li> <li>-La réduction du temps de développement et de maintenance.</li> <li>- La simplicité de définition et de conception.</li> </ul>
<b>Inconvénients</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- - Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.</li> <li>- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.</li> <li>- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).</li> <li>- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).</li> </ul>

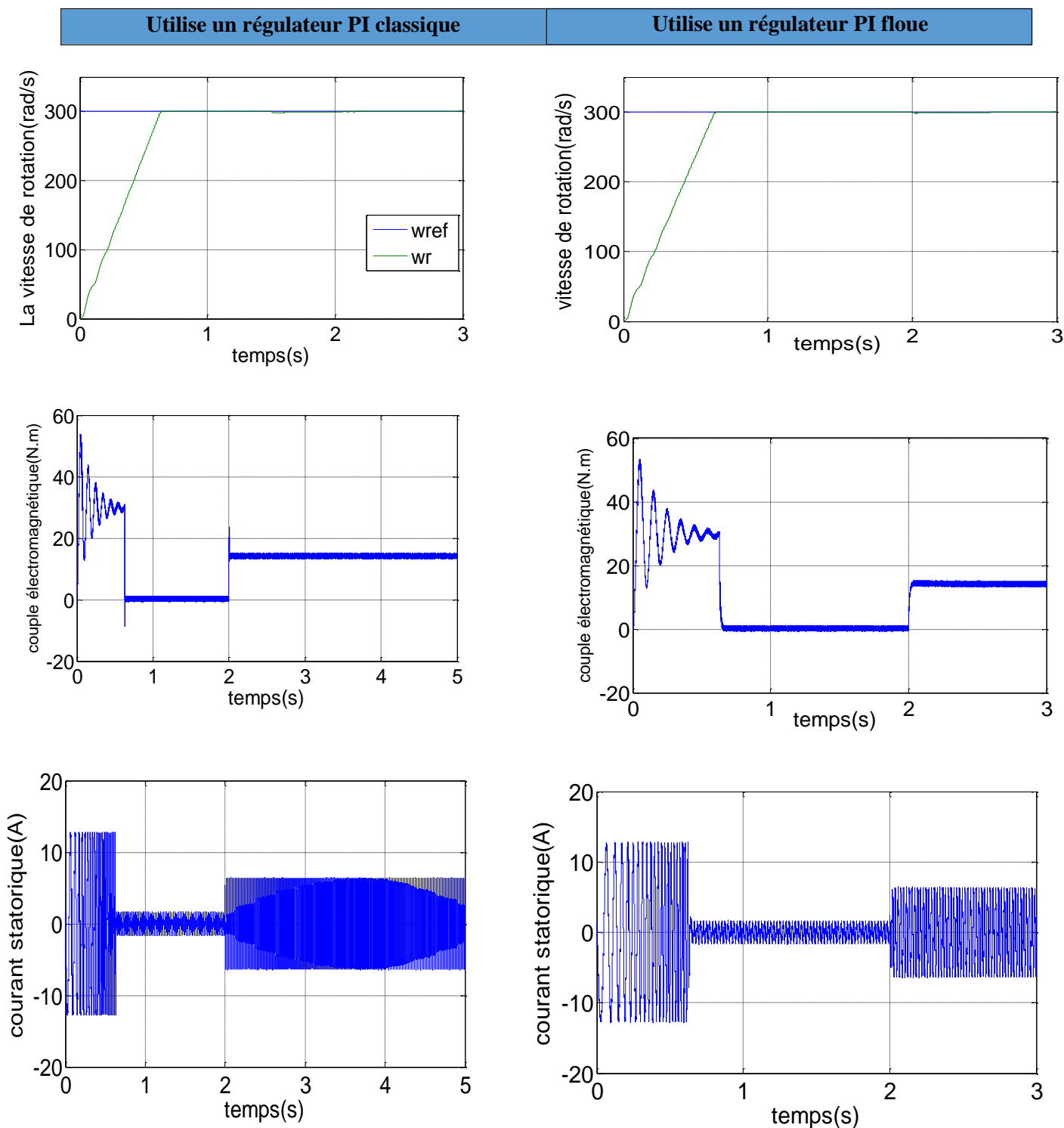
	<p>Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle <math>\theta_s</math> estimé.</li> <li>- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.</li> <li>- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas.</li> <li>- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).</li> </ul>
--	--	--

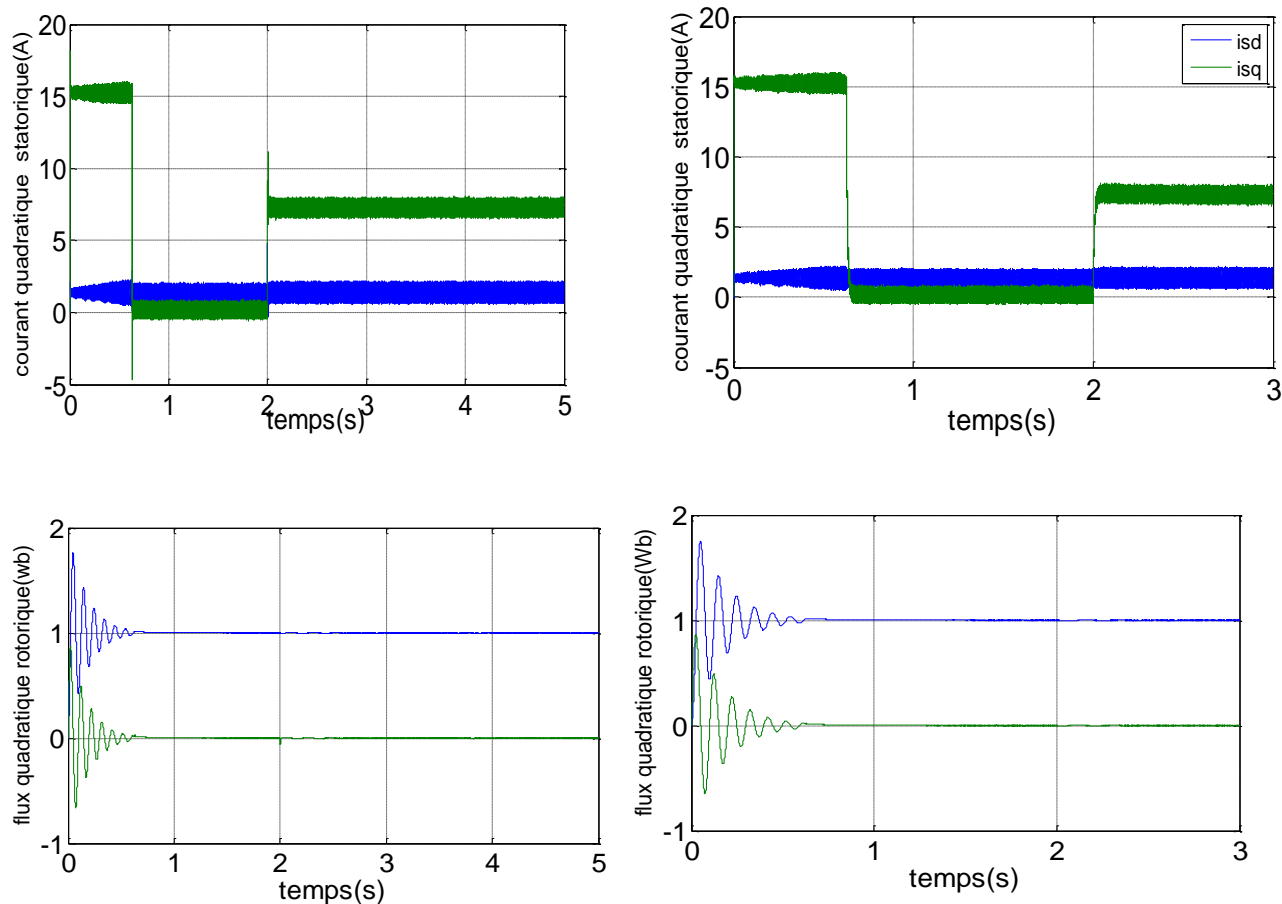
**Tableau III.1 :** Comparaison entre la commande vectorielle et la commande de logique floue

Pour juger la robustesse du régulateur flou et la robustesse du régulateur PI classique, en applique c'est comparaison.

### Test de robustesse en charge :

La figure (III.20) représente les réponses (la vitesse, le couple, le flux et le courant statorique) de la machine en charge ( $Cr = 14. m$ ) à l'instant ( $t = 2s$ ) après un démarrage à vide. pour une référence de vitesse  $300tr/$  , des deux types de commandes citées au-dessus.





**La figure III.20 :** Comparaison entre la commande vectorielle indirecte à base de régulateur PI classique et la commande de logique floue à base de régulateur PI floue, en charge.

D'après les réponses illustrées par les figures (III.20), on constate que la réponse de la vitesse suit sa référence dans les deux types de commande, mais elle est plus rapide dans le cas de PI floue, dont ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité de PI floue. On remarque également que le rejet de perturbation à l'instant de l'application de la charge est plus rapide et plus inférieur à celle présentée avec le PI.

Le couple donné par le PI subit un pic de transition puis regagne sa valeur de référence, alors que le couple donné par la PI floue présente un pic plus important mais il regagne rapidement sa valeur de référence

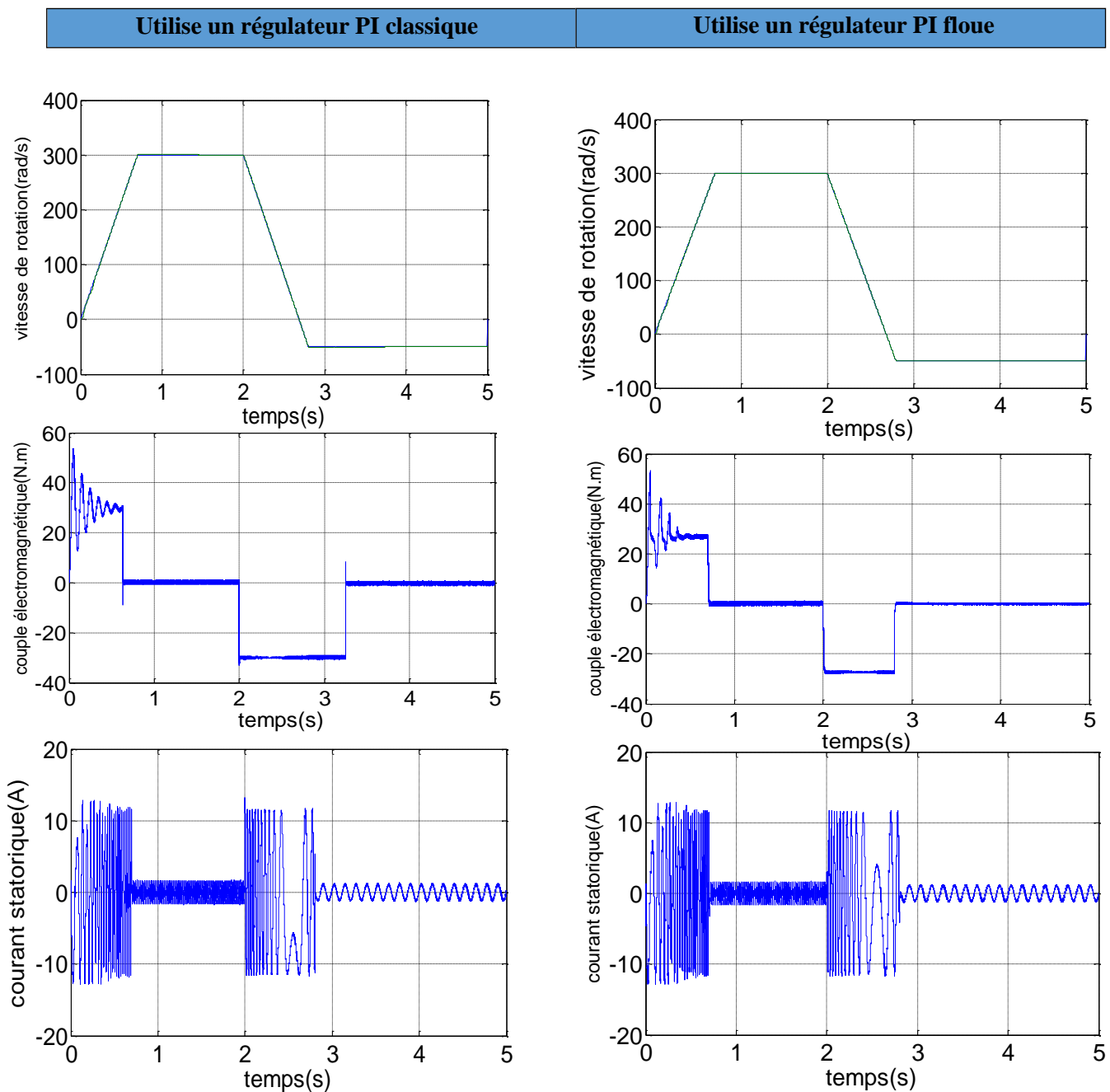
Les courbes de courants présentent des oscillations lors de régime transitoire. La valeur de démarrage PI floue supérieur que PI et le temps de réponse plus rapide.

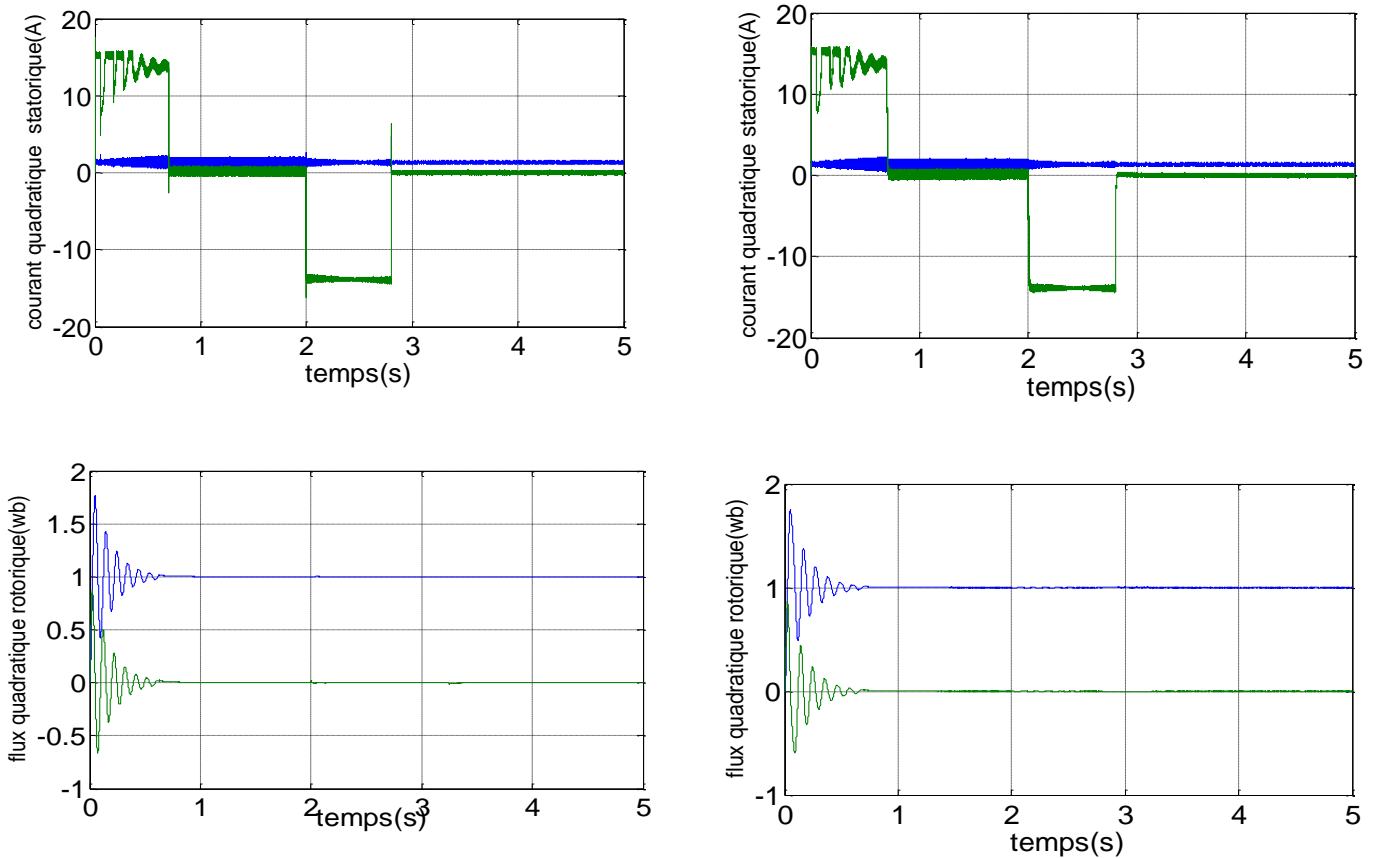
Les flux rotoriques de PI floue présentent au démarrage des pics, ensuite ils pour suivent

leurs références, et la valeur est reste toujours constant quel que soit les variations appliquées, Cet essai montre que la PI floue est meilleur que régulateur PI du point de vue du temps de réponse et de rejet des perturbations de la charge

**Test de robustesse a variation de la vitesse :**

La figure (III.21 ) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en de la vitesse et du flux rotorique par le PI et par PI floue, suivi de variation de la vitesse de 3000 à  $-50tr/min$  à partir de l'instant  $t = 2s$ .





**La figure III.21 :** Comparaison entre la commande vectorielle indirecte à base de régulateur PI classique et la commande de logique floue à base de régulateur PI floue, en variation de la vitesse.

D'après la figure (III.21 ), on remarque également que le temps de réponse du PI floue est plus rapide, que pour le PI et la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de  $t = 0.7s$  mieux que PI.

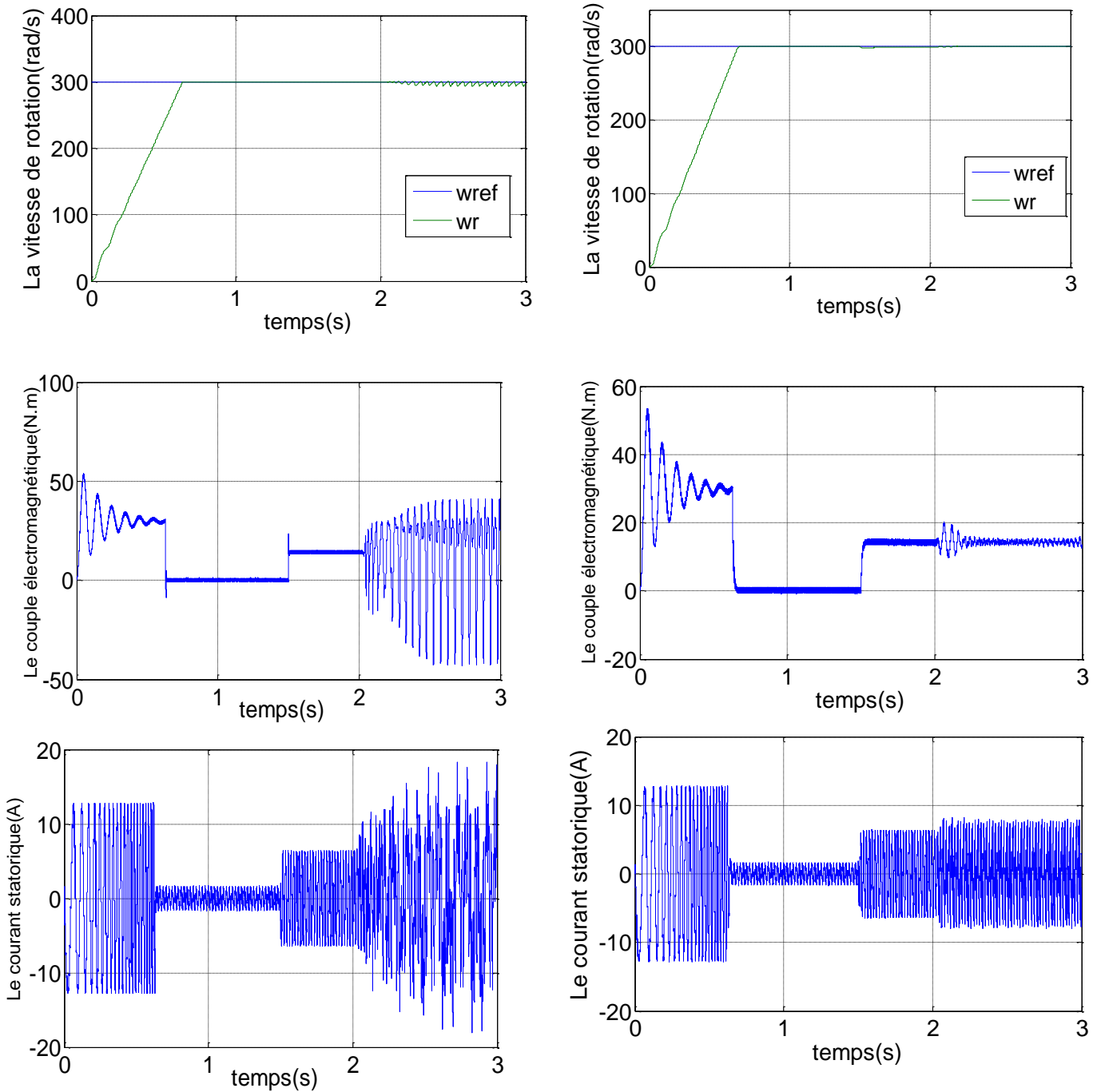
Le couple obtenu par le PI floue diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par le PI est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation.

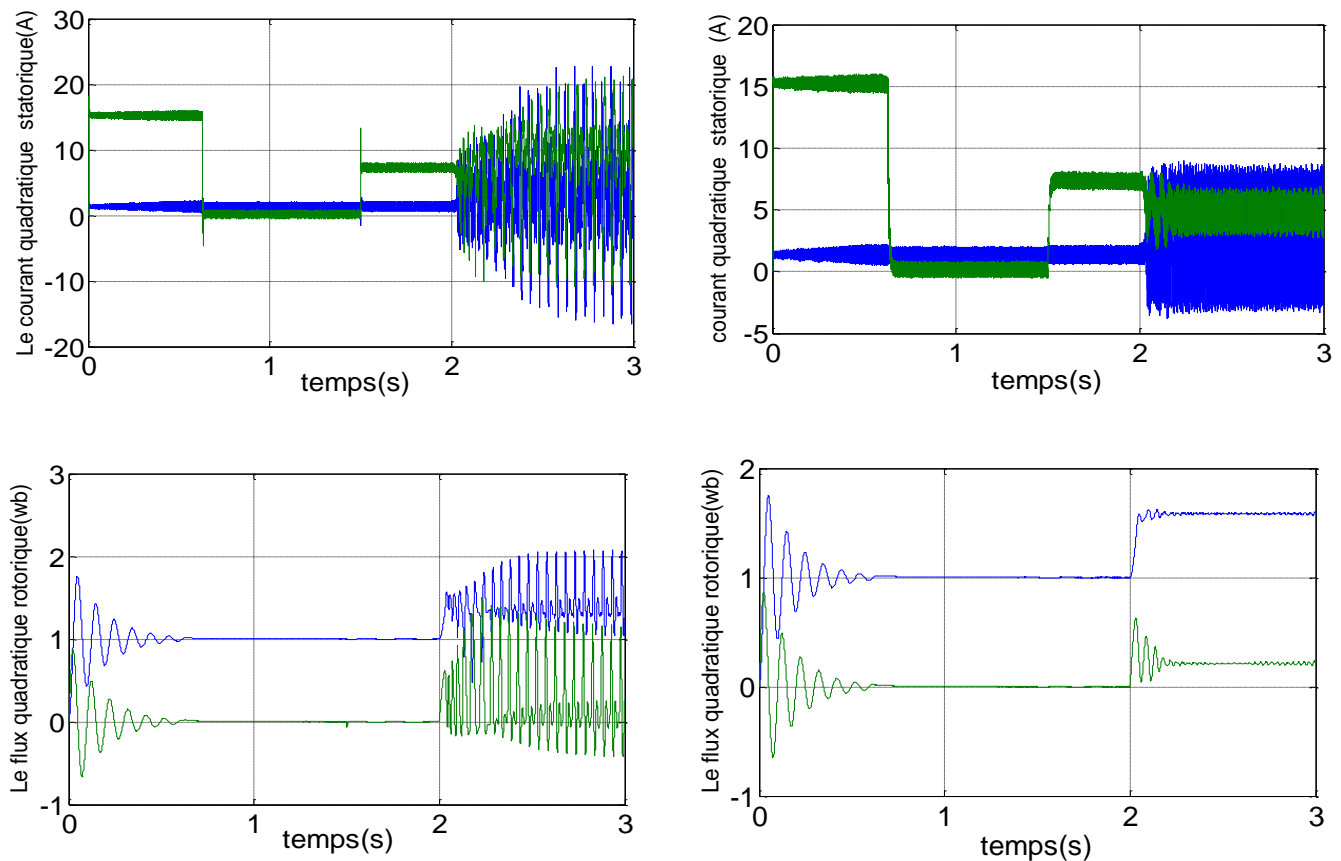
Les réponses des courants par PI floue présentent des oscillations lors de régime transitoire plus importantes que celles obtenus par le PI et avec un temps de réponse plus rapide. On constate également que le changement du sens de rotation influe sur la forme du flux obtenu par le PI par contre il reste toujours constant par la PI floue.

**Test de robustesse lors de la variation de la résistance rotorique :**

Les résultats de simulation obtenus lors de la variation de la résistance rotorique de 200% ( $R_r = 2R_r$ ) de sa valeur nominale sont présentés sur la figure (III.22)

Utilise un régulateur PI classique	Utilise un régulateur PI floue
------------------------------------	--------------------------------





**La figure III.22:** Comparaison entre la commande vectorielle indirecte à base de régulateur PI classique et la commande de logique floue à base de régulateur PI floue, en la variation de la résistance rotorique

D'après cet essai, les résultats de simulation obtenus montrent bien que la PI floue est plus robuste lors de la variation de la résistance rotorique par rapport au PI, où les réponses divergent totalement de la valeur désirée, et présentent des oscillations importantes. 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, nous avons présente la régulation de la vitesse de la Machine asynchrone double étoile (MASDE) par la commande floue. . Dans la première partie de ce chapitre, nous avons fait des notions de base et généralité de cette technique de commande, puis Les principes de la commande par logique floue, après pressentie La structure d'un régulateur flou , a fin de ce chapitre nous somme applique cette commande a la Machine asynchrone double étoile (MASDE) on constate que cas les résultats de simulation de Réglage de vitesse de MASDE par le Technique de logique floue puis noue somme analysé cette résultats

Cette étude nous a permis et d'établir en savoir plus sur Commande de logique floue et le régulateur flou de vitesse Aussi que, l'effet de ce commande sue la machine, Les résultats de simulations obtenus : la logique floue est très bonnes (rapides, stables, et robustes).

Dans la deuxième partie, nous allons présenter une étude comparative entre le régulateur PI et le régulateur à logique floue dans la commande de la vitesse de la machine asynchrone à double étoile (MASDE), nous avons fait trois tasses en régime permanent, d'abord application de la charge, puis une variation de la vitesse, en fin applique une variation de la résistance rotorique.

Les résultats de simulation obtenus montrent, le régulateur PI permet une bonne régulation de la vitesse de la machine asynchrone à double étoile (MASDE), mais le régulateur flou est de loin beaucoup plus performant

## Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons présentée la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine asynchrone double étoile, on a cherché à améliorer les performances de commande obtenues par les régulateurs classiques, ainsi que par les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. L'objectif principal de cette mémoire est cherché une commande efficace pour ce l'étude de la modélisation et le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone double étoile, en fonctionnement moteur par l'application la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la MASDE, ainsi que par les techniques de commande basées sur la logique floue au système dynamique de la MASDE, et a fin comparions d'entre deux commande.

Dans le premier chapitre, d'abord entamé ce travail par un rappel sur les machines multiphasées, ses types, ses avantages et inconvénients. Après, une modélisation mathématique globale de la machine asynchrone double étoile en se basant sur le repère biphasé de Park afin de réduire leur système dynamique, puis l'association de cette dernière avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

Dans le deuxième chapitre, Nous avons étudié la commande vectorielle indirecte de la MASDE dont le principe consiste à avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu. Pour se faire, nous avons basée sur le principe d'orientation du flux rotorique indirecte qui est appliquée pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI. Différentes applications numériques sont mises en œuvre afin de visualiser la robustesse de cette commande. Malgré les simplifications introduites dans la commande vectorielle étudiée, cette dernière garde des performances statiques et dynamiques acceptables, et une bonne robustesse. Mais elle présente un inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations paramétriques.

Dans le troisième chapitre, nous présentées au début un rappel théorique de la logique floue, après pressentie La structure d'un régulateur flou, a fin de ce chapitre nous somme applique cette commande a la MASDE, Les résultats de simulation présentés montrent que les performances de cette approche surpassent la commande vectorielle à cause de la rapidité de sa

dynamique et sa robustesse. L'approche de commande par logique floue a été choisie dans la mémoire. Carne il s'agit d'une méthode de commande nouvelle.

A fin de ce travail nous avons faire une étude comparative entre la commande vectorielle indirecte à base régulateur PI classiques et la régulateur PI floue de la vitesse. Après cette comparaison entre les résultats de simulation donne deux commande, nous a montré que le réglage par logique flou est bon et robuste. La logique floue est très bonnes (rapides, stables, et robustes).

En perspective, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer la commande la machine asynchrone à double étoile. la réalisation pratique du travail que nous avons proposé et l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue.

---

## Annexe

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

Les paramètres de la MASDE utilisés sont :

- Puissance nominale  $P_n = 4,5 \text{ kW}$
  - Tension nominale  $V_n = 220/380 \text{ V}$
  - Courant nominal  $I_n = 6.5 \text{ A}$
  - Résistance du premier enroulement statorique  $R_{s1} = 3.72 \text{ } \Omega$
  - Résistance du deuxième enroulement statorique  $R_{s2} = 3.72 \text{ } \Omega$
  - Résistance rotorique  $R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
  - Inductance du premier enroulement statorique  $L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
  - Inductance du deuxième enroulement statorique  $L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
  - Inductance rotorique  $L_r = 0.006 \text{ H}$
  - Inductance mutuelle  $L_m = 0.3672 \text{ H}$
  - Moment d'inertie  $J = 0.0625 \text{ kg. m}^2$
  - Coefficient de frottement  $K_f = 0.001 \text{ N. ms/rd}$
  - Fréquence nominale  $f = 50 \text{ Hz}$
  - Nombre de paires de pôles  $p = 1$
-

# **BIBLIOGRAPHIE**

## *Bibliographie*

- [1] **L. Hellali, S. Belhamdi** " Direct Torque Control of Doubly Star Induction Motor Using Fuzzy Logic Speed Controller", IAES International Journal of Artificial Intelligence (IJAI) Vol.7, No.1, March, 2018.
- [2] **H. A. Toliyat, T. A. Lipo, J. C. While** "Analysis of Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications-part 2 (Motor Designed Performance), IEEE Transactions on Energy Conversion", Vol.6, No.4, pp. 685-692, 1991.
- [3] **E. Merabet** " Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile", Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
- [4] **L. Benalia** " Commande en tension des moteurs à inductions double alimentés", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [5] **R. Sadouni** " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double", Mémoire de magister, 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, 2010.
- [7] **Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, I. Messaif** " Indirect space vector control of a double star induction machine", fed by two five- levels NPC VSI ", International Conference on Electric Machine, ICEM'04, Poland,2004.
- [8] **M. Bouziane** " Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matricielle", Thèse de doctorat en sciences, Université djilali liabes de sidi belabbes, 2014.
- [9] **B. Fatima** " Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : Application au diagnostic des défauts statoriques", Thèse de doctorat en sciences, Université Constantine 1, 2014.
- [10] **L. Hama, M. Kekouche** " Etude et Commande d'une machine asynchrone double étoile", Mémoire de master, Université A.Mira-Bejaia, 2013-2014.
- [11] **K. Idjdarene** " Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes", Thèse de doctorat, Université de Lile1, 2010.
- [12] **D. Hadiouche** " Contribution à l'Etude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1,2001.
- [13] **S. Kercha, W. Goubi** " Etude et modélisation des machines électriques double Etoile", Mémoire de master, Université de Ouargla, 2013.
- [14] **P. Mayyé** " Moteur électrique industrielle ", Livre, 2 éditions.
- [15] **L. Hellali** " Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile", Thèse de doctorat en science, Université de m'sila, 2020.

- [16] **H. Amimeur** " Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement", Mémoire de Magister, Université de batna, 2008.
- [17] **F. Berrabah** " Commande sans Capteur de la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.
- [18] **G. K. Singh** " Multi-Phase Inductance Machine Derive research a Survey, Electrical Power System Research", PP.139- 47, Vol.61, 2002.
- [19] **H. Reza .P. N, Pooya D, S. Abbas** " A Novel Structure for Vector Control of Symmetrical-Six-Phase Induction Machines With Three Current Sensors", ETASR – Engineering Technology End Applied Science Research, Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29.
- [20] **M. Bouziane** " Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel", Thèse de doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2014.
- [21] **A. Miloudi** " Etude et conception de régulateurs robuste dans différentes stratégies de commande D'un moteurs asynchrone", Thèse doctorat U.S.T. Oran, 2006.
- [22] **Elk. Merabet** " Amélioration des performances de régulation d'une machine double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université deLile1, 2010.
- [23] **T. Laamayad** " Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant. Apport de la logique floue", Thèse de doctorat, Université de Batna. 2014
- [24] **R. Sadouni**" Commande direct du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à deux onduleurs multiniveaux en cascade avec un redresseur à MLI piloté par DPC", Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2017.
- [25] **E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi** " Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators", CIP 07 4ème Conference.
- [26] **Y. Djeriri** " Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2015.
- [27] **R.Sadouni, A. Meroufel** " Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM)", International journal of circuits, systems and signal processing, Issue 2, Vol.6, 2012.
- [28] **R. Abdessemed** " Modélisation et simulation des machines électriques", Editeur : Ellipses Marketing, 2011.
- [29] **M. Elkhyre, H. Amimeur, F. Hamoudi, R. Abdessemed** " Self Tuning Fuzzy Logic Controller For A Dual Star Induction Machine", Journal of Electrical Engineering and Technology, Vol.6, No.1, pp.133 -138, 2011.

- [30] **G. Salloum** " Contribution à la commande robuste des machines asynchrones double alimenté", l'école nationale polytechnique, G.E.E.T ,2007.
- [31] **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, 2005.
- [32] **C. Carloss** " Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC", Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [33] **L. Hellali, S. 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, 2018.
- [34] **Boldea , S. Nusar** " Vector Control of AC Drives", CRC Press, Boca, FL,1997.
- [35] **K. Bimal** " Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall. Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [36]**G. Grillet, G. Clerc** " Actionneurs Électriques Principes, Modèles et Commande", Editions Eyrolles, 1996.
- [37] **S. Nour el houda, B. Ibtissam**" Conception d'un observateur par mode glissant d'une machine a induction", 2006/2007.
- [38] **H. Adil, C. Moqrane** " Commande d'une Machine Induction Par la Méthode H", 2006/2007.
- [39] **B. Youcef** " Commande d'un convertisseur matriciel triphasé par réseaux de neurones: entraînement d'une machine asynchrone", Mémoire de magister, Université de Chlef, 2012.
- [40] **Z. L. Boudjemaa** " Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou", Mémoire de magister, l'école normale supérieure de L'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, 2009.
- [41] **M. N. Uddin, T. S. Radwan, M. A. Rahman** " Performances of fuzzy-logic based indirect vector control for induction motor drive", IEEE Trans. Ind. App., vol. 38, no. 5, pp. 1219-1225, 2002.
- [42] **V. Lacrose**" Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multivariable", Thèse de doctorat, d'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 1997.
- [43] **C. B. Butt, M. A. Hoque, M. A. Rahman** " Simplified fuzzy-logic based MTPA speed control of IPMSM drive", IEEE Trans. Ind. App., vol. 40, no. 6,pp. 1529-1535, 2004.
- [44] **C. M. Liaw, F.J. Lin**" Position control with fuzzy adaptation for induction servomotor drive", IEEE Proc. Elec. Power Appl., vol. 142, no. 6, pp. 397-404, 1995.
- [45] **Z. Tir** " Contribution à l'étude d'une machine asynchrone a double alimentation sans balais en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2014.
- [46] **F. Zidani, R. Nait-Said** " Introduction à la Logique Floue / Conception d'un Contrôleur Flou", Cours de Magister, Université de Batna, 2006.

- [47] **Y.Elbia** " Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté", Mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [48] **J. Godjevac** " Idées Nettes sur la Logique Floue", Collection Informatique, Première Edition, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1999.
- [49] **S. Kermiche** " Modélisation et commande d'un robot par méthodes intelligentes", Thèse de Doctorat de l'université d'Annaba, Algérie, 2006.
- [50] **I. Laghouag** " Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone", Mémoire de master, Université de m'sila, 2016.
- [51] **H. Mohammed** " Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2017.
- [52] **M. T. Cao** " Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue", Thèse de Philosophiae Doctor, Université de Laval, Québec, Canada, 1997.
- [53] **M. N. Cirstea, A. Dinu, J. G. Khor, M. M. Cormick** " Neural and fuzzy logic control of drives and power systems", Elsevier Science, Printed and Bound in Great Britain, 2002.
- [54] **R. Mahadouï** " Diagnostic industriel par neuro-flou: application à un système de production", Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
- [55] **L. Fakani, M. Aissaoui** " Diagnostic par logique floue applique à la machine asynchrone", Université de m'sila, 2007.
- [56] **B. Meunier** " La logique floue et ces application", Addison-wesley France, 1995.
- [57] **T. Zoheir** " Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : Modélisation, Alimentation et Commande", Cours, Université d'EL-Oued, 2014.

## «Résumé»

**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 MASDE 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 quelle sur passent 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 ont présentés.

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

## «Summary»

**Abstract:** This thesis presents a study of the fuzzy control of an asynchronous machine double star by oriented rotor flow. The feeding system of this machine includes two inverters. After presenting the modeling of the machine, we approached oriented field of DSIM by orientation of the rotor flux. We are interested in classic PI regulator and the impact of its replacement by other regulators based on artificial intelligence techniques such as fuzzy regulators, which outperform limits of classical techniques and have essential characteristics for improving the performance of the proposed command. The results of simulations by Matlab and robustness tests will be presented.

Keywords: DSIM, PI vector control, Type 1 fuzzy regulator, fuzzy PI

## «ملخص»

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

كلمات مفتاحية : الماكينة اللا متزامنة ثنائية النجمة, تحكم شعاعي تناسبي و تكاملي ,معدل ذو المنطق الغامض من النوع الأول, معدل ذو نمط تناسبي و تكاملي منطقي عام