

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



**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**  
**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE**  
**MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**  
**SPECIALITE: COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

**THEME**

---

**Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine  
asynchrone double étoile**

---

**Proposé et dirigé par :**

**- Dr. Leila BENALIA**

**Présenté par :**

**-MELKI Hanane**

**Année Universitaire : 2015/2016**

**N° d'ordre : 218**



# Remerciements

---

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département génie électrique M'sila.

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance et nos chaleureux remerciements à notre promoteur Monsieur Dr. *BENALIA Leïla*, qui nous a guidé et orienté tout au long de la réalisation de ce travail en prodiguant ses précieux conseils et ses vifs en couragement et surtout sa gentillesse.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes chers parents mon père "MECHRI" et ma mère*

*"MASSAOUDA": source de tendresse  
délicats*

*A mon encadreur "Dr. Leïla BENALIA "*

*A toute mes frères et sœurs*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis*

## *Table des matières*

Table des matières Symboles & Abréviations.....	I
Table des figures.....	III
Table des tableaux.....	IV
Introduction générale.....	V

### **Chapitre I: État de l'art de la machine asynchrone double étoile (MASDE)**

I.1. Introduction .....	1
I.2.Histoire des machines électriques .....	1
I.3. Classification des machines électriques .....	2
I.4. Application des machines multiphasées.....	3
I.4.1.Exemple d'application de la machine multiphasées.....	3
I.4.1.1. Technologiques des photovoltaïque.....	3
I.4.1.2. Technologiques des éoliennes.....	4
I.4.1.3. Les alternateurs synchrones.....	5
I.5. Caracteristiques des machines multiphasées.....	6
I.5.1. Machines multiphasées de type1... ..	6
I.5 .2. Machines multiphasées de type 2.....	8
I.6. Avantages et inconvénients des machines multiphasées.....	9
I.6.1. Avantage des machines multiphasées.....	9
I.6.2. Inconvénients des machines multiphasées.....	9
I.10. Conclusion.....	10

### **Chapitre II: Modélisation de machine asynchrone double étoile (MASDE).**

II.1. Introduction.....	11
II.2.Présentation de la machine asynchrone double étoile.....	11
II.3 Principe de fonctionnement de la MASDE.....	12
II.4 Hypothèses simplificatrices .....	13
II.5. Equations générales de la machine .....	14
II.5.1 Équations des tensions.....	14

II.5.2. Équations magnétiques de la MASDE.....	16
II.5.3.Énergie magnétique .....	17
II.5.4. Couple électromagnétique.....	17
II.5.5. Equations mécaniques.....	18
II.6. Transformation base de park.....	18
II.7.Choix du référentiel .....	19
II.7.1. Référentiel lié au stator « $\alpha, \beta$ ».....	20
II.7.2. Référentiel lié au rotor « $x, y$ ».....	20
II.7.3. Référentiel lié au champ tournant « $d, q$ ».....	20
II.8. Modèle de park de la MASDE.....	20
II.9. Application de la transformation de park .....	21
II.9.1. Équations des tensions.....	22
II.9.2. Équations magnétiques.....	23
II.9.3. Équation mécanique.....	25
II.9.4. Couple électromécanique.....	25
II.10. Mise sous forme d'équation d'état.....	27
II.11.résultats de simulation .....	30
II.12.Alimentation de la MASDE par onduleur de tension commande MLI .....	31
II.12.1. Modélisation de l'onduleur de tension commande MLI.....	32
II.12.2. Fonction de connexion.....	33
II.12.3. Stratégie de commande MLI.....	34
II.13. Association de la MASDE avec l'onduleur de tension.....	35
II.14. Résultats de simulation .....	37
II.15. Conclusion .....	39
 <b>Chapitre III: la Commande DTC de machine asynchrone double étoile(MASDE).</b>	
III.1. Introduction.....	40
III.2.Principe de la commande directe du couple(DTC) .....	40
III.3. Stratégie de commande directe de couple et de flux .....	41
III.4.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé .....	42
III.5.Principe Contrôle de flux statorique et de couple électromagnétique.....	44
III.5.1. Contrôle du flux statorique.....	44
III.5.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	46

III.6. Description de la structure de contrôle.....	47
III.6.1 Sélection de la vectrice tension.....	47
III.6. Estimateurs .....	48
III.6.1. Estimation du flux statorique .....	50
III.7.2. Estimation du couple électromagnétique .....	50
III.7. Elaboration des contrôleurs de flux et du couple.....	50
III.7.1. Contrôleur de flux à deux niveaux .....	50
III.7.2. Contrôleur du couple .....	51
III.7.2.1. Elaboration du contrôleur du couple.....	52
III.8. Elaboration des tables de commutation.....	52
III.8.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles.....	52
III.8.2. Table de commande du flux .....	50
III.8.3. Table de commande du couple .....	50
III.8.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles.....	50
III.9. Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) sur la(MASDE).....	55
III.10. Commande directe du couple avec réglage de la vitesse .....	56
III.11. Test de robustesse.....	57
III.12. Avantages de la commande directe de couple.....	59
III.13. Inconvénients de la commande directe de couple .....	59
III.14. Conclusion.....	60

#### **Chapitre IV: la Commande DTC Flou de machine asynchrone double étoile (MASDE)**

IV.1. Introduction .....	59
IV.2. Application de la logique floue .....	59
IV.3. Principe de la logique floue.....	60
IV.4. Notions de base de la logique floue.....	60
IV.4.1. Ensemble ordinaire et ensemble flou.....	60
IV.4.2. Fonction d'appartenance.....	61
IV.4.2.1. Définition.....	61
IV.4.2.2. Différentes formes de fonction d'appartenance.....	61
IV.4.2.3. La formulation mathématique des fonctions d'appartenance....	62

IV.5. Univers de discours .....	63
IV.6. Opérations logiques sur les sous-ensembles flous .....	63
IV.7. Principe d'un régulateur flou .....	64
IV.7.1. Fuzzification des entrées.....	65
IV.7.2. Inférence.....	66
IV.7.3. Description par matrice d'inférence.....	67
IV.7.4. La défuzzification.....	68
IV.8. Application la commande DTC floue sur la MASDE.....	69
IV.9. Commande directe du couple avec réglage flou de la vitesse.....	70
IV.9.1. Tests de robustesse.....	71
IV.10. Avantages et inconvénients de la logique floue.....	75
IV.10.1. Avantages.....	75
IV.10.1. Inconvénients.....	75
IV.11. Conclusion.....	76

## **Chapitre V: Étude Comparative Entre la Commande DTC Classique et La DTC Floue.**

V.1. Introduction.....	77
V.2. Commande directe du couple avec réglage de la vitesse.....	78
V.3. Test de robustesse.....	80
V.4. Étude comparative des résultats de simulation.....	81
V.5. CONCLUSION.....	82
<b>Conclusion general.....</b>	<b>83</b>

### **Annexe**

### **Bibliographiques**



# Notation

## Indices :

$a_r, b_r, c_r$	Indices correspondant au trois phase du rotor
$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$	Indices correspondant au trois phase de la première étoile
$a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$	Indices correspondant au trois phase de la deuxième étoile
$d, q$	Axes longitudinal aquattrate du repère de park.
$n$	Grandeur nominale

## Principales grandeurs :

$V_{sa1}, V_{sb1}, V_{sc1}$	Tension instantanée des phases de la première étoile
$V_{sa2}, V_{sb2}, V_{sc2}$	Tension instantanée des phases de la deuxième étoile
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tension instantanée des phases statoriques
$I_{sa1}, I_{sb1}, I_{sc1}$	Courants instantanée des phases de la première étoile
$I_{sa2}, I_{sb2}, I_{sc2}$	Courants instantanée des phases de la deuxième étoile
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Courants instantanée des phases statoriques
$V_{s1d}, V_{s1q}, V_{s2d}, V_{s2q}, V_{sd}, V_{sq}$	Tension statorique dans un système d'axes (d, q)
$I_{s1d}, I_{s1q}, I_{s2d}, I_{s2q}, I_{sd}, I_{sq}$	Courants statorique dans un système d'axes (d, q)
$I_{rd}, I_{rq}$	Courants rotorique dans un système d'axes (d, q)
$\Phi_{s1d}, \Phi_{s1q}, \Phi_{s2d}, \Phi_{s2q}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}$	Flux statorique dans un système d'axes (d, q)
$\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$	Flux rotorique dans un système d'axes (d, q)
$U_d$	Tension redresse
$V_{dc}$	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
$I$	Courant à l'entrée de l'onduleur
$I_d$	Courant redressé
$I_{ref}$	Courant de référence
$\Omega_{r\grave{e}f}$	Vitesse rotorique
$C_{em-r\grave{e}f}$	Couple électromagnétique de référence
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant

$\Omega$	Vitesse mécanique de la machine
$\omega_s$	Vitesse statorique
$\omega$	Vitesse rotorique
$\omega_r$	Vitesse de glissement
$\theta_s$	Angle statorique
$R_{s1}, R_{s2}, R_s, R_r$	Résistance d'enroulement statorique et rotorique
$L_{s1}, L_{s2}, L_s, L_r$	Inductance propre d'enroulement statorique et rotorique
$L_{ms}, M_s$	Inductance mutuelle entre phases statorique
$L_{mr}, M_r$	Inductance mutuelle entre phases rotorique
$L_{sr}, M_{sr}$	Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique
$L_m, M$	Inductance mutuelle cyclique
$F_r, K_f$	Coefficient de frottement
$J$	Moment d'inertie
$f_c$	Fréquence de coupure
$P$	Nombre de paire de pole
$F_i, G_i$	Fonction logique

## Abréviations

MASDE : Machine Asynchrone Double Etoile.

MCC : Machine à Courant Continu.

DTC : Direct Torque Contrôle (la commande directe de couple).

PI : Proportionnel Intégral.

RLF: Régulateur Logique Flou.

MLI : Modulation par Largeur d'Impulsion.

## *Tables des figures*

### **Chapitre I: État de l'art de la machine asynchrone double étoile (MASDE).**

Figure.I.1: Schéma de l'installation photovoltaïque.

Figure .I.2: Photos de machine asynchrone à double étoile.

Figure .I.3: Système éolien à vitesse fixe basé sur la GASDE.

Figure .I.4: Système éolien basé sur le couplage en cascade de deux GADA, la première à une étoile et la seconde à double étoile.

Figure .I.5: Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases.

Figure.I.6 (a): moteur synchrone double étoile (2 MW, 1200V) (b) générateur synchrone Triple-étoile.

### **Chapitre II: Modélisation de machine asynchrone double étoile(MASDE).**

Figure .II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

Figure .II.2: Modes de fonctionnement suivant le glissement.

Figure .II.3: Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

Figure .II.4 : Schéma de simulation de MASDE alimentée en tension .

Figure II.5: Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistante ( $C_r = 14 \text{ N.m}$ ) à l'instant  $t=2\text{s}$ .

Figure .II.6: Représentation de l'onduleur de tension MLI.

Figure .II.7: Représentation d'une paire (transistor, diode) par un interrupteur

Figure II.8: Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.

Figure. II.9: Principe de la technique sinusoïdale triangulaire.

Figure. II.10: Schéma de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs.

Figure. II.11: Réponses de MASDE alimentée avec avec deux onduleur de commande MLI, avec l'application d'une charge :  $C_r=14 \text{ N.m}$  à  $t = 3\text{s}$ .

### **Chapitre III: la Commande DTC de machine asynchrone double étoile.**

Figure III.1: Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

Figure III.2.a : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique du flux statorique.

Figure III.2.b : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module.

Figure III.4: Choix du vecteur tension.

Figure III.3: Trajectoire du flux statorique.

Figure III.5. Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs correspondants.

Figure III.6 : Correcteur du couple à trois niveaux.

Figure. III.7: représentation du schéma global de la commande directe de couple avec réglage de la vitesse.

Figure III.8: Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à  $t = 2 \text{ s}$ .

Figure. III.10: Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $C_r = 14$  et  $20 \text{ N.m}$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[3.5, 5] \text{ s}$ .

Figure.III.11. Régulation de la vitesse, suivie d'une variation de la résistance statorique de  $+50\%$  de  $R_s$  nominale à  $t = 2.5 \text{ sec}$ .

### **Chapitre IV: la Commande DTC Flou de machine asynchrone double étoile (MASDE).**

Figure .IV.1: Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes.

Figure. IV.2 : Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.

Figure.IV.3 : Exemples de fonctions d'appartenance.

Figure.IV.5: Configuration interne d'un contrôleur par logique flou.

Figure. IV. 6: Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance

Figure. IV.7:Principe des différentes méthodes de défuzzification.

Figure. IV .8: Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).

Figure. IV.9: Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à  $t = 2 \text{ s}$

Figure. IV.10: Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant  $t=2.5s$

Figure. IV.11: Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $C_r = 14$  et  $20$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[3.5, 5]$  s.

Figure. IV.12: Régulation de la vitesse, suivie d'une variation de la résistance statorique de +50% de  $R_s$  nominale à  $t = 2.5$  sec

## **Chapitre V: Étude Comparative Entre la Commande DTC Classique et La DTC Floue.**

Figure. V.1: Réponses par la Commande DTC classique et la DTC floue de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge  $C_r= 14N.m$  à  $t = 2$  s.

Figure. V.2: Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant  $t=3.5s$  par les deux technique de commande.

Figure. V.3: Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $C_r = 14$  et  $20$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[3.5, 5]$  s par les deux techniques de commande.

Figure. V.4: Régulation de la vitesse, suivie d'une variation de la résistance statorique de +50% de  $R_s$  nominale à  $t = 2.5$  sec. par les deux techniques de commande.



## Liste des Tableau

### **Chapitre I: État de l'art de la machine asynchrone double étoile (MASDE).**

Tableau I.1: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1).

Tableau. I.2: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 2).

### **Chapitre III: la Commande DTC de machine asynchrone double étoile.**

Tableau. III.1: Table de vérité d'un onduleur triphasé.

Tableau. III.2: Table de commutation généralisée.

Tableau .III.3: Table de commande du flux.

Tableau III.4: table de commande du couple.

Tableau III.5: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.

Tableau III.6: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls.

### **Chapitre IV: la Commande DTC Flou de machine asynchrone double étoile (MASDE).**

Tableau. IV.1: Table Calcul de la variation de la régler du flou.

*Introduction*

*Générale*

# *Introduction générale*

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu (MCC) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de la facilité de sa commande. Cette dernière est assurée grâce au découplage naturel entre les deux éléments de commande en l'occurrence :

- Le courant induit producteur du couple.
- Le courant inducteur producteur du flux

Cependant, la fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C. En effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs explosifs.

Les machines asynchrones triphasées sont aujourd'hui un standard pour les entraînements électriques dans l'industrie, où elles offrent des bonnes performances tel que la fiabilité, la robustesse, une simplicité de construction, et le coût. Pour ces raisons ont remplacés les machines à courant continu.

Depuis les années 20, et pour des applications de grande puissance, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multi-niveaux. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur machine, en utilisant des machines multiphasées. Ce type des machines ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages, dont on peut citer, la segmentation de puissance, la Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, et de l'amélioration de la fiabilité. En outre ils ont un concept très intéressant, surtout pour des applications de forte puissance. .

L'une des machines multiphasées que nous allons l'étudier dans ce travail, est la Machine Asynchrone Double Etoile 'MASDE'. Ce type de machine possède deux enroulements statoriques triphasés identiques où se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de  $30^\circ$ . La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, qui peut être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné.

## **Organisation du mémoire :**

L'objectif principal de ce travail est l'application de deux techniques de commande sur la machine asynchrone double étoile (MASDE), la première technique de commande est la commande directe du couple à base d'un régulateur PI de vitesse ( DTC) et la deuxième

technique est la DTC à base d'un régulateur flou de vitesse (DTC FLOUE ) et finalement faire une étude comparative entre ces deux techniques de commande.

Ce travail est reparti en cinq chapitres comme suit.

**Dans le premier chapitre**, on présente un état de l'art de MASDE. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation servant .

**Le deuxième chapitre**: sera consacré à la modélisation de la MASDE alimentée par onduleurs de tension, en utilisant la transformation de Park linéarité (passage triphasé-biphasé).La simulation du ce modèle sera effectuée.

**Le troisième chapitre**: présente le principe et l'application de la commande par contrôle direct du couple (DTC) de 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 et discutés.

**Le quatrième chapitre** :Dans le quatrième chapitre présente le principe général, la théorie de base de la logique floue et la procédure de la conception d'un réglage par logique floue. Une application de cette technique sur la MASDE sera présentée.

**Le dernier chapitre** : fera l'objet de la comparaison des performances statiques et dynamiques des deux techniques de commande : la DTC, avec un régulateur PI classique et la DTC avec un régulateur flou (DTC FLOUE), dans les mêmes conditions de fonctionnement (charges, perturbations,...etc.) et dans la même configuration de simulation.

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

# CHAPITRE I:



**État de l'art de la machine  
asynchrone double étoile  
(MASDE).**

# Chapitre I: État de l'art de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

## I.1.Introduction

Ces dernières décennies le progrès enregistré dans la technologie de l'électronique de puissance est permettant l'utilisation des machines à courant alternatif dans les applications de vitesse variable.

Les premières machines à courant alternatif, comme les réseaux de distribution de l'énergie électrique, étaient autrefois diphasés, mais la version triphasée s'est rapidement imposée, permettant ainsi d'éliminer certains problèmes posés par les harmoniques et d'obtenir des machines globalement plus performantes. Actuellement, les machines triphasées constituent la majeure partie des systèmes d'entraînement industriels [1].

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, technique de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées. Leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI), permettent d'obtenir des bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable. [2]

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais de puis long temps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées " machines à grand nombre de phases " ou "machines multiphasées". Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance [3]

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la commande des machines multi phasées, en particulier, la machine asynchrone à double étoile nécessitant une double alimentation triphasée statorique. Cette dernière présente plusieurs avantages de fiabilité, et minimise les pulsations du couple. [1]

## I.2.Histoire des machines électriques

les Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectués travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable. Les moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices des structures complexes.

En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs, moteurs synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique [1]

### **I.3. Classification des machines électriques**

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/ tension.
- Par la construction.

#### **Par leur type d'alimentation:**

- Machines à Courant Continu.
- Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- Machines à courant alternatif.
- Machines synchrones.
- Machines asynchrones.

#### **Par leur construction:**

- Machines asynchrones.
- Machines sans collecteur.
- Machine synchrone à aimants permanents.
- Machines avec collecteur.
- Machines à courant continu.
- Machines synchrones.

De plus, les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs. [4]

## I.4 .Application des machines multiphasees

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées

### I.4.1.Exemple d'application de la machine multiphasées

#### I.4.1.1. Technologiques des photovoltaïques

##### Composants d'un système de pompage photovoltaïque :

Un système de pompage photovoltaïque se compose d'un générateur photovoltaïque, d'un adaptateur de charge, avec un commutateur de champ qui permet de modifier l'agencement série-parallèle des modules en fonction de la charge ou de l'éclairement, d'un hacheur buck-boost d'un filtre passe-bas, de deux onduleurs triphasés qui alimentent les deux étoiles du moteur asynchrone à double étoile qui entraine l'arbre d'une pompe centrifuge

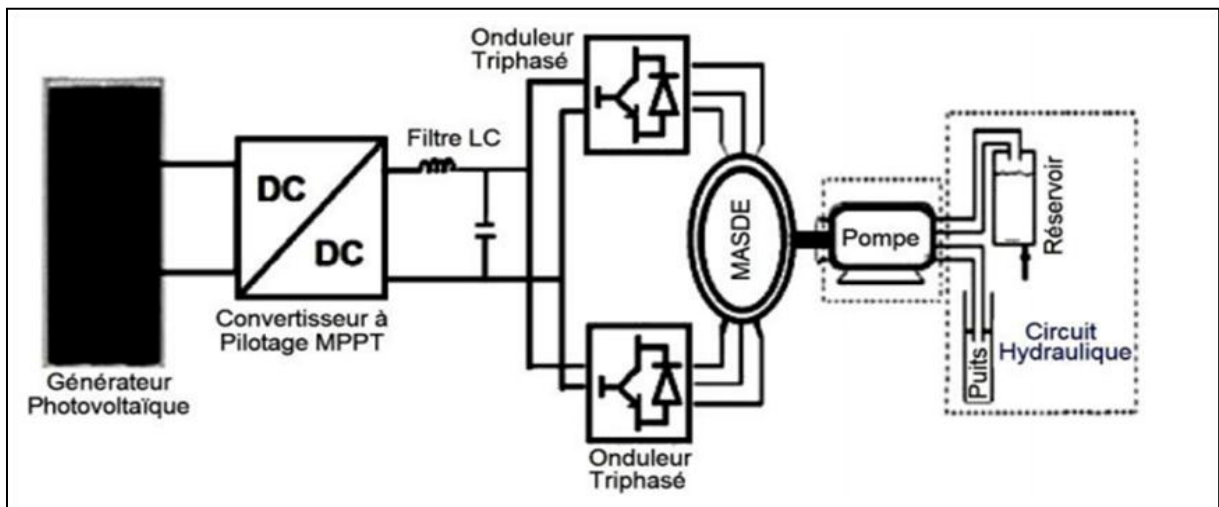


Figure .I.1:Schéma de l'installation photovoltaïque. [5]

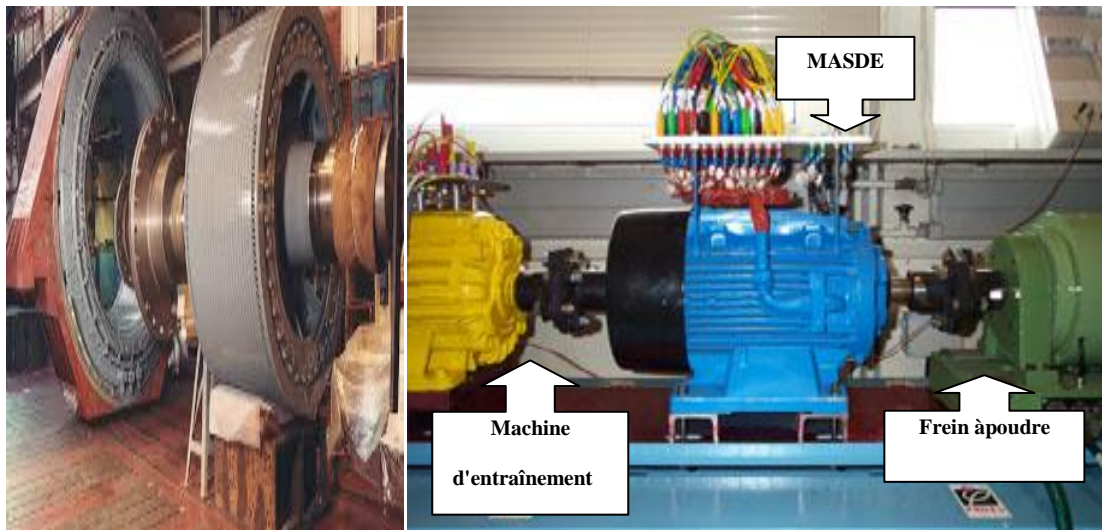


Figure. I.2:Photos de machine asynchrone à double étoile.

#### I.4.1.2. Technologiques des éoliennes:

Les différentes configurations des systèmes de conversion d'énergie éolienne, basées sur les différentes génératrices électriques les plus couramment rencontrées dans la littérature, sont écrites.

Ce système (figure I.3) reste intrinsèquement un dispositif `a vitesse fixe mais possède deux points de fonctionnements différents, le bruit ainsi engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses de vent car l'angle de décalage nécessaire à l'orientation des pales atteint des valeurs moins élevées. La présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine plus particulière et augmente le coût et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble.

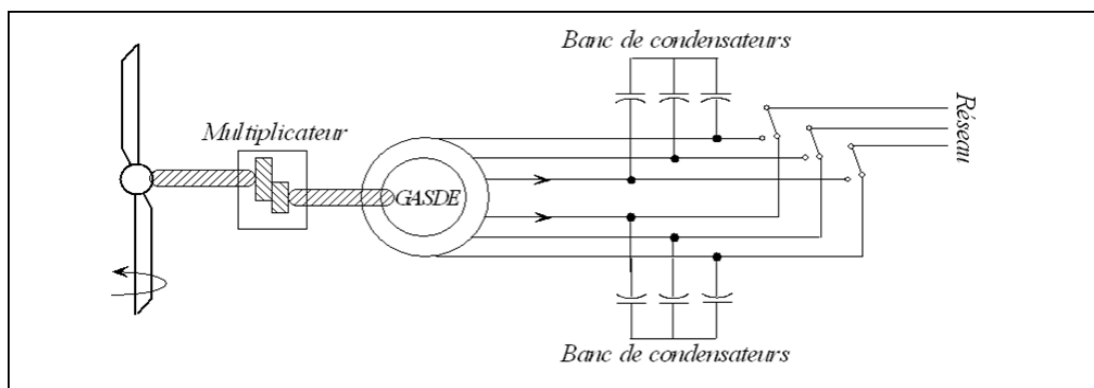
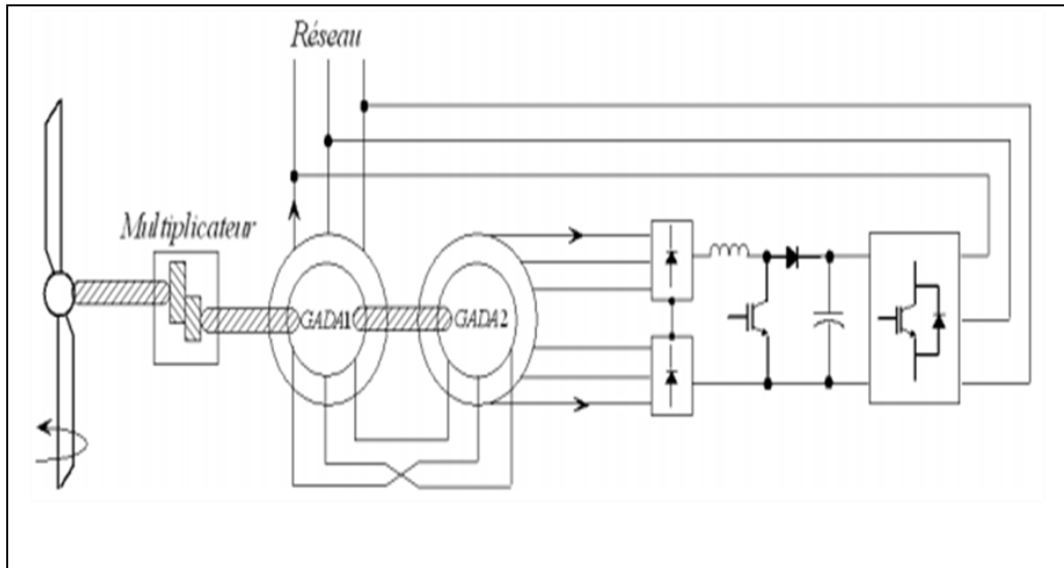


Figure. I.3: Système éolien à vitesse fixe basé sur la GASDE. [6]

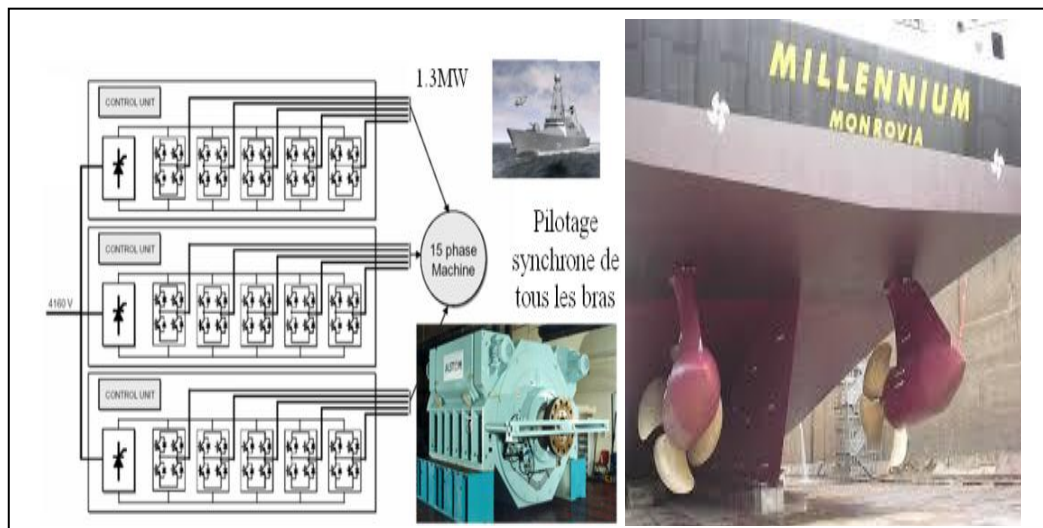
Une autre solution est celle de coupler deux machines identiques, tout en modifiant la construction de la deuxième en une autre portant deux 'étoiles d'écalées d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$ , au niveau de son stator (figure I.4).



**Figure. I.4: Système éolien basé sur le couplage en cascade de deux GADA, la première à une étoile et la seconde à double étoile [6]**

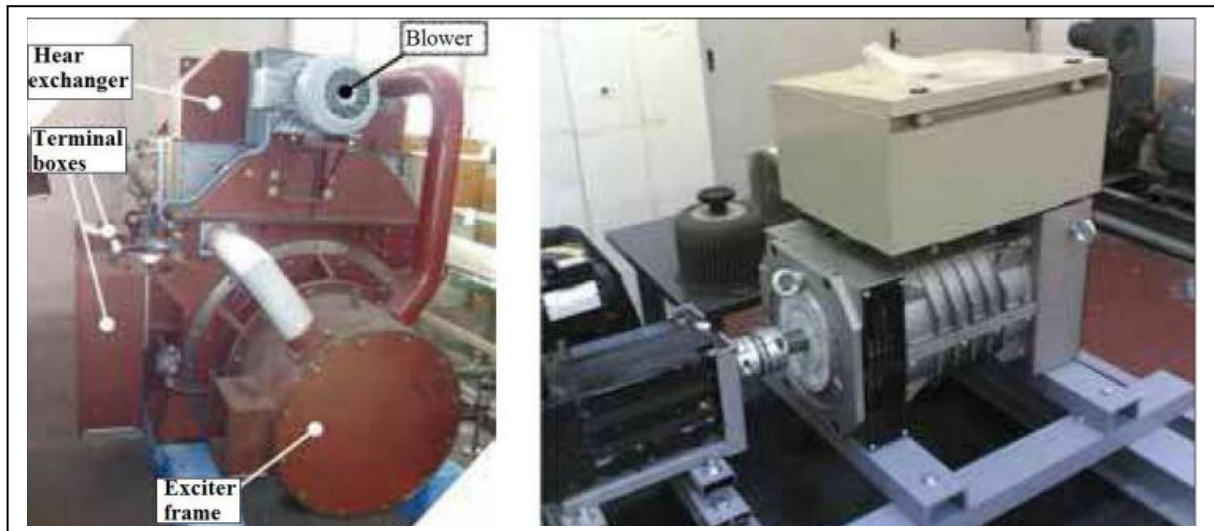
#### I.4.1.3. Les alternateurs synchrones:

Pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc. [7]



**Figure. I.5: Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases. [8]**

Les moteurs à induction polyphasés ont trouvé de nombreuses applications telles que les pompes, ventilateurs, compresseurs, laminoirs, broyeurs à ciment, les treuils de mine, les véhicules électriques hybrides, les applications aérospatiales, la propulsion du navire, la traction de la locomotive etc. [9] [8] Les figures (I.6.a) et (I.6.b) représentent des photos des machines multiphasées. [9] [10].



(a)

(b)

Figure .I.6: (a) moteur synchrone double étoile (2 MW, 1200V)

(b) générateur synchrone Triple-étoile [13].

## I.5. caractéristiques des machines multiphasées :

Les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieurs `a trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs.

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 phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois. [11]

### I.5.1. Machines multiphasées de type 1

Les machines multiphasées de "Type 1" sont des machines dont le nombre de phases

$$\text{statorique } q_{\alpha} = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I.1})$$

Une machine ayant six phases régulièrement décalées de  $\pi/3$  a en effet les caractéristiques de fonctionnement d'une machine triphasée (pour laquelle  $q = q_\alpha = 3$ ).

**Le tableau. I.1: donne le détail de quelques exemples de machine multi - étoile**

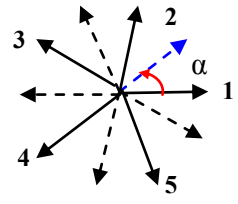
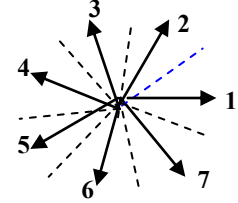
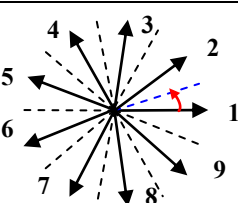
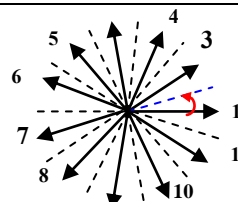
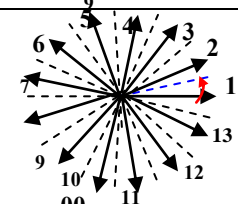
Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase ( $q_\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ )	Représentation des axes des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	

**Tableau I.1: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1). [1]**

### I.5 .2. Machines multiphasées de type2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques  $q$  est un nombre impair, si  $\alpha$  représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les  $q$  phases sont alors

régulièrement décalée de  $\frac{\pi}{q_\alpha} = \alpha$  On a donc toujours :  $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$

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

**Tableau. I.2: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques non multiple de trois (machines multiphasées de Type 2). [1]**

## **I.6. Avantages et inconvénients des machines multiphasées**

### **I.6.1. Avantages des machines multiphasées :**

Parmi les avantages des machines multiphasées on peut citer, la segmentation de puissance et de l'amélioration de la fiabilité, et ils ont un concept très intéressant, surtout pour des applications de forte puissance.

- La segmentation de puissance, comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases. [5]
- Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale. [10]
- Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase. [10]
- Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple pulsatoire et augmenterait l'efficacité de la machine. [11]
- les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés. [11]
- les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit. (fonctionnement en régimes dégradés) [10][11]

### **I.6.2. Inconvénients des machines multiphasées**

- Le 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. [7]
- l'apparition des courants harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension [11]
- Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type
- puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à Multiphasées de type 2. [10]

## **I.7. Conclusion**

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les machines multiphasées a été présenté. Deux types connus sous le nom machines multiphasées : les machines multiphasées de type 1 et machines multiphasées de type 2, ont été présentés. Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) d'où notre étude est basée sur cette dernière. Les avantages et les inconvénients des machines multiphasées ont été présentés, dont l'avantage principal est la segmentation de puissance et l'amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradé et l'inconvénient majeur est le coût qui augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine d'où l'augmentation des convertisseurs statiques.

# CHAPITRE II:



**Modélisation de machine  
asynchrone double étoile**

**(MASDE).**

# **Chapitre II: Modélisation de machine asynchrone double étoile (MASDE).**

## **II.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.[12]

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.[13]

L'objectif de ce chapitre est de présenter le modèle mathématique de la MASDE, où nous sommes intéressés au mode de fonctionnement « Moteur», et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasée, puis par l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs commandés par une MLI. Ces classes de modèles dépendent directement des hypothèses simplificatrices prends-en considération, de la nature de la source d'alimentation et du choix des composantes du vecteur d'état. [14]

## **II.2.Présentation de la machine asynchrone double étoile**

La machine asynchrone à double étoile est une machine asynchrone triphasée qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les

deux étoile sont déphasées entre elles d'un angle électrique ( $\alpha=\pi/6$ ) chacun d'elle comportent trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ( $2\pi/3$ ) et sont alimentés par un système de tension équilibré, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

On peut considérer la machine asynchrone à double étoile comme représentée par les bobinages de la figure (II-1).[14]

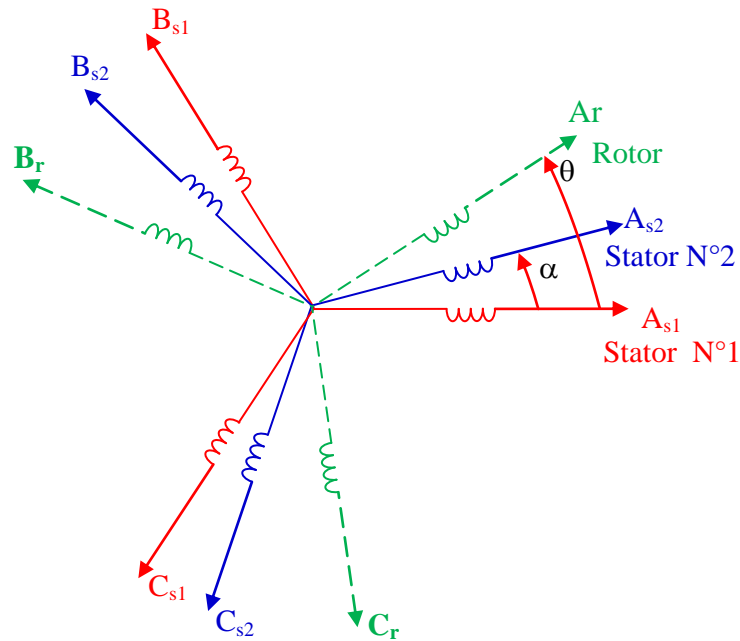


Figure .II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

### II.3 Principe de fonctionnement de la MASDE

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle  $\alpha=30^\circ$ ). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « $f_s$ » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « $\omega_s$ » [15].

La vitesse de synchronisme est donnée par :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ rad/s} \quad (\text{II. 1})$$

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ( $\omega_r < \omega_s$ ), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement:  $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$ . [16] On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II-2})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement sont illustré par la figure (II.2):



Figure .II.2: Modes de fonctionnement suivant le glissement.

## II.4.Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices, on considère les hypothèses suivantes :

- le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaire des courants.
- les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées. les forces magnétomotrices créées par chacun des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale. [17] [18]
- l'entrefer est constant.
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.

- effet de peau négligé.
- La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique. figure (II.1) modes de fonctionnement.

## II.5.Équations générales de la machine(MASDE)

### II.5.1 Équations des tensions

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

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dx} \quad (\text{II.3})$$

On déduit pour l'ensemble des phases, statorique.

$$\text{Pour l'étoile 1:} \begin{cases} V_{sa1} = R_{s1} I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{s1} I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{s1} I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Pour l'étoile 2:} \begin{cases} V_{sa2} = R_{s2} I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{s2} I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{s2} I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Pour rotor :} \begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

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

Sous forme matricielle on a:

$$\text{Pour l'étoile 1: } [V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Pour rotor: } [0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.9})$$

On pose:

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

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

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

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

Les vecteurs de tension, courants et flux totaux statoriques:

$$[V_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}.$$

$$[V_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix}.$$

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

## II.5.2. Équations magnétiques de la MASDE

Les flux sont exprimés en fonction des courants par:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\Phi_{abc,s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sabc1}] \\ [I_{sabc2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

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

$[L_{s2, s2}]$  : Matrice inductance de l'étoile 2.

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

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

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

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

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

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

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

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

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

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

(II.13)

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

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

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

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

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

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

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

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

### II.5.3.Énergie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression : [19]

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{II-17})$$

### II.5.4. Couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega_{mag} = p \frac{d}{d\theta_e} \omega_{mag} \quad (\text{II-18})$$

Avec:

P:nombre de pair de pole.

$\Theta_m$ : Anglemagnétique.

$\Theta_e$ : Angle électrique

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t \quad (\text{II.19})$$

### II.5.5. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

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

avec:

J: Moment d'inertie.

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

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

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

$K_f$  : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [13]:

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[ [i_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [i_{abc,r}]^t + [i_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [i_{abc,r}]^t \right] \quad (\text{II.21})$$

## II.6. Transformation 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. [20]

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.

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

La matrice de Park en générale:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

La transformation de Park

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

Tel que

$G_{abc}$ : grandeurs triphasées équilibrées.

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

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

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

$$\text{Pour l'étoile 1: } [P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Pour le rotor: } [P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

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

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

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

## II.7.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. [11]

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier. [7]

### II.7.1. 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  $A_{S1}$  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.

### II.7.2. 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 des machines alternatives synchrone et asynchrone.

### II.7.3. Référentiel lié au champ tournant « $d, q$ »

Dans ce référentiel, les axes ( $d, q$ ) sont immobiles 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 de pouvoir appliquer une commande. Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

## II.8.Modèle de park de la MASDE

La figure (II-3) représente le modèle de Park de la MASDE.[1][5]

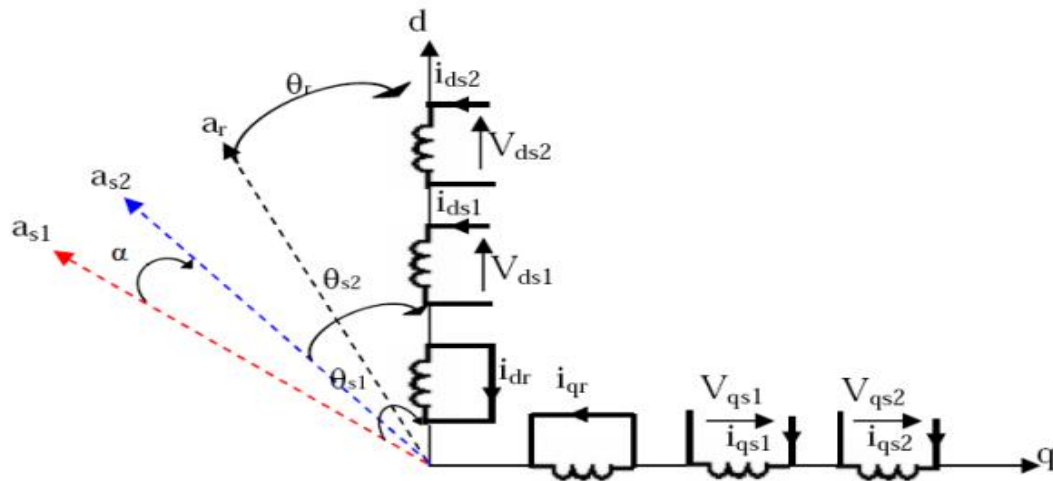


Figure II.3: Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

## II.9. 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 :

- Transformation de Park des tensions:

$$[V_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})] [V_{s1}] \quad (\text{II-26})$$

$$[V_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})] [V_{s2}] \quad (\text{II-27})$$

- Transformation de Park des courants:

$$[I_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})] [I_{s1}]$$

$$[I_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})] [I_{s2}] \quad (\text{II-28})$$

$$[I_{dqo,r}] = [P(\theta_r)] [I_r]$$

- Transformation de Park des flux:

$$[\phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})] [\phi_{s1}]$$

$$[\phi_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})] [\phi_{s2}] \quad (\text{II-29})$$

$$[\phi_{dqo,r}] = [P(\theta_r)] [\phi_r]$$

Avec:

$$\begin{bmatrix} V_{dqo,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_{dqo,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_{dqo,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_{dqo,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_{dqo,r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqo,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{dqo,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{dqo,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix}$$

### II.9.1. Équations des tensions

L'application de la transformée de Park sur le système d'équations (II.4), (II.5) et (II.6) nous donne :

$$\text{➤ Pour l'étoile 1 : } \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 30})$$

$$\text{➤ Pour l'étoile 2 : } \begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix}$$

(II. 31)

➤ **Pour le rotor** : Le rotor étant en court-circuit :  $V_{ar}=0, V_{br}=0, V_{cr}=0,$

$$\text{(II. 32)} \quad \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix}$$

Avec:

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

$\omega_{gl}$ : vitesse de glissement.

Sous forme d'équation:

$$\left\{ \begin{array}{l}
v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\
v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\
v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\
v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\
0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\
0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr}
\end{array} \right. \quad (\text{II. 33})$$

## II.9.2. Équations magnétiques

La décomposition de l'équation (II-10) donne:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abc,s1} \\ \Phi_{abc,s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sabc1}] \\ [I_{sabc2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

$$\begin{cases} [\Phi_{abc,s1}] = [L_{s1,s1}][I_{sabc1}] + [L_{s1,s2}][I_{sabc2}] + [L_{s1,r}][I_r] \\ [\Phi_{abc,s2}] = [L_{s2,s1}][I_{sabc1}] + [L_{s2,s2}][I_{sabc2}] + [L_{s2,r}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{r,s1}][I_{sabc1}] + [L_{r,s2}][I_{sabc2}] + [L_{r,r}][I_r] \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

Appliquant la transformation de Park sur le système d'équations (II.35), on obtient :

### ➤ Pour l'étoile 1:

$$\begin{aligned}
[\Phi_{dqo,s1}] &= [P(\theta_{s1})][L_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + \\
& [P(\theta_{s1})][L_{s1r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}]
\end{aligned}$$

### ➤ Pour l'étoile2:

$$\begin{aligned}
[\Phi_{dqo,s2}] &= [P(\theta_{s2})][L_{s2}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + \\
& [P(\theta_{s2})][L_{s2r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}]
\end{aligned}$$

### ➤ Pour le rotor:

$$[\Phi_{dqo, r}] = [P(\theta_r)] [L_r] [P(\theta_{s1})]^{-1} [I_{dqo, s1}] + [P(\theta_r)] [L_r] [P(\theta_{s2})]^{-1} [I_{dqo, s2}] + [P(\theta_r)] [L_r] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{dqo, r}]$$

Donc les équations de flux sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2} \end{array} \right. \quad (II-36)$$

$$\text{On pose : } \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$$

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

Donc le système d'équations (II.36) est écrit comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.37)$$

Avec:

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

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

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

### II.9.3. Équation mécanique

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

$$P = [v_s]^t [I_s] = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad (\text{II.38})$$

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:

$$P = V_{ds1}I_{ds1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{qs2}I_{qs2} \quad (\text{II.39})$$

En introduisant le système d'équation (II. 33) dans l'expression de la puissance instantanée

(II.39) on obtient :

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[ \left( R_{s1}I_{ds1} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds1} - \omega_S\Phi_{qs1} \right) (I_{ds1}) \right] \left[ \left( R_{s2}I_{ds2} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds2} - \omega_S\Phi_{qs2} \right) (I_{ds2}) \right] \right. \\ \left. + \frac{3}{2} \left\{ \left[ \left( R_{s1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qa1} - \omega_S\Phi_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] \left[ \left( R_{s2}I_{qs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qa2} - \omega_S\Phi_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right] \right\} \right. \quad (\text{II.40})$$

$$P = \frac{3}{2} \left[ R_{s1}(I_{ds1})^2 + R_{s2}(I_{ds2})^2 + R_{s1}(I_{qs1})^2 + R_{s2}(I_{qs2})^2 \right] + \\ \frac{3}{2} \left[ \left( \frac{d}{dt}\Phi_{ds1} - \omega_S\Phi_{qs1} \right) I_{ds1} + \left( \frac{d}{dt}\Phi_{ds2} - \omega_S\Phi_{qs2} \right) I_{ds2} + \right. \\ \left. \left( \frac{d}{dt}\Phi_{qa1} - \omega_S\Phi_{qs1} \right) I_{qs1} + \left( \frac{d}{dt}\Phi_{qa2} - \omega_S\Phi_{ds2} \right) I_{qs2} \right] \quad (\text{II.41})$$

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).

### II.9.4. Couple électromécanique

$$P_{em} = C_{em}\Omega_s \quad (\text{II.42})$$

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

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}] \quad (\text{II.44})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.37) dans (I.44), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p L_m [(I_{qs1} + I_{qs2}) I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) I_{qr}] \quad (\text{II.45})$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

En introduisant  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  dans l'expression (II.45), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (\text{II.48})$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.49})$$

## II.10. Mise sous forme d'équation d'état :

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

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

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

A partir de l'équation (II.50) et (II.37) on peut écrire :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

En remplaçant (II.51) dans (II.33), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

A partir de l'équation (II.37) on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left( \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

$$\Phi_{mq} = L_a \left( \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right)$$

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

Nous mettons le système d'équations (II.52) sous forme d'un système d'équation d'état.

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

Avec :

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 matriciel, nous aboutissons au système suivant :

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

La figure (II.4) représente le schéma bloc de la MADES alimentée par des tensions.

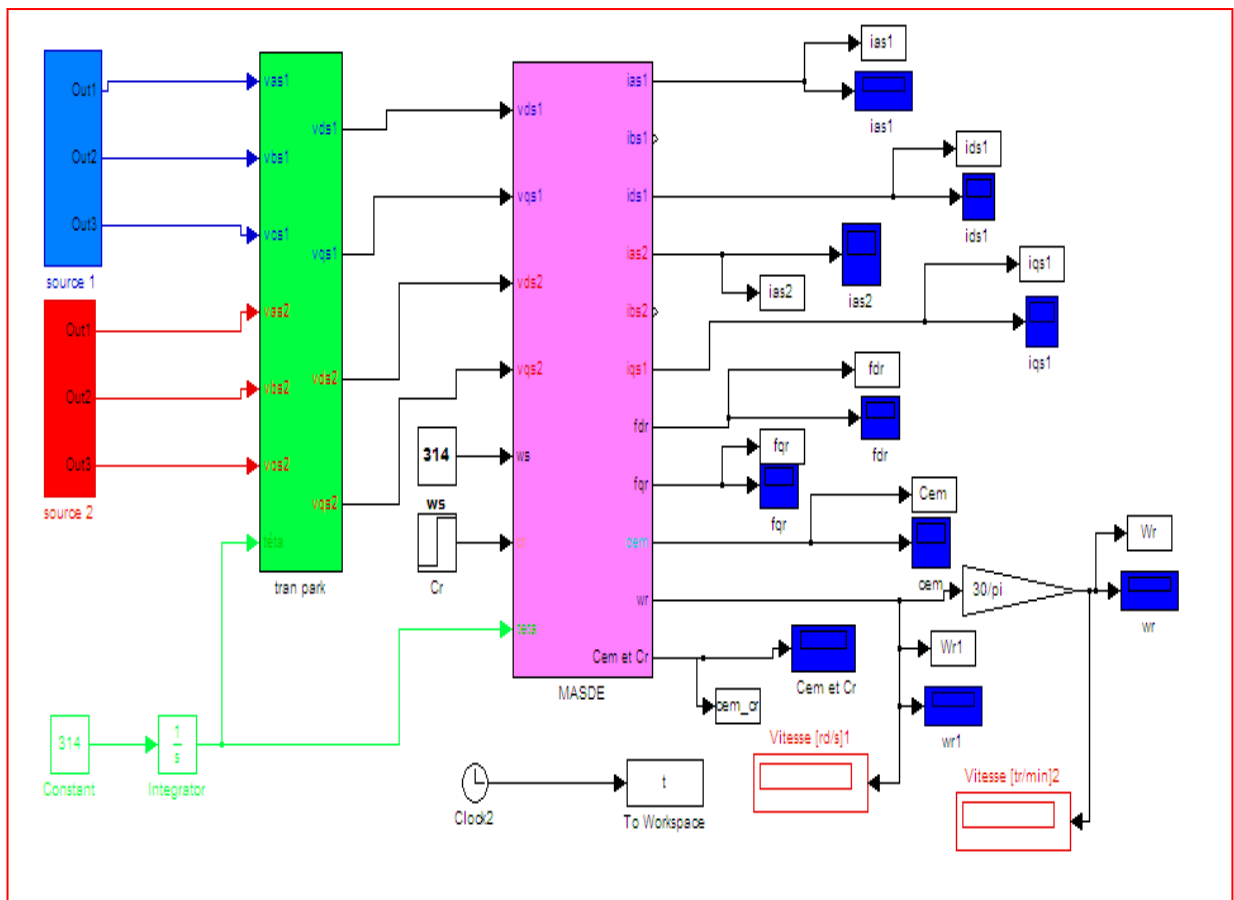


Figure .II.4: Schéma de simulation de MASDE alimentée en tension

## II.11.Résultats de simulation :

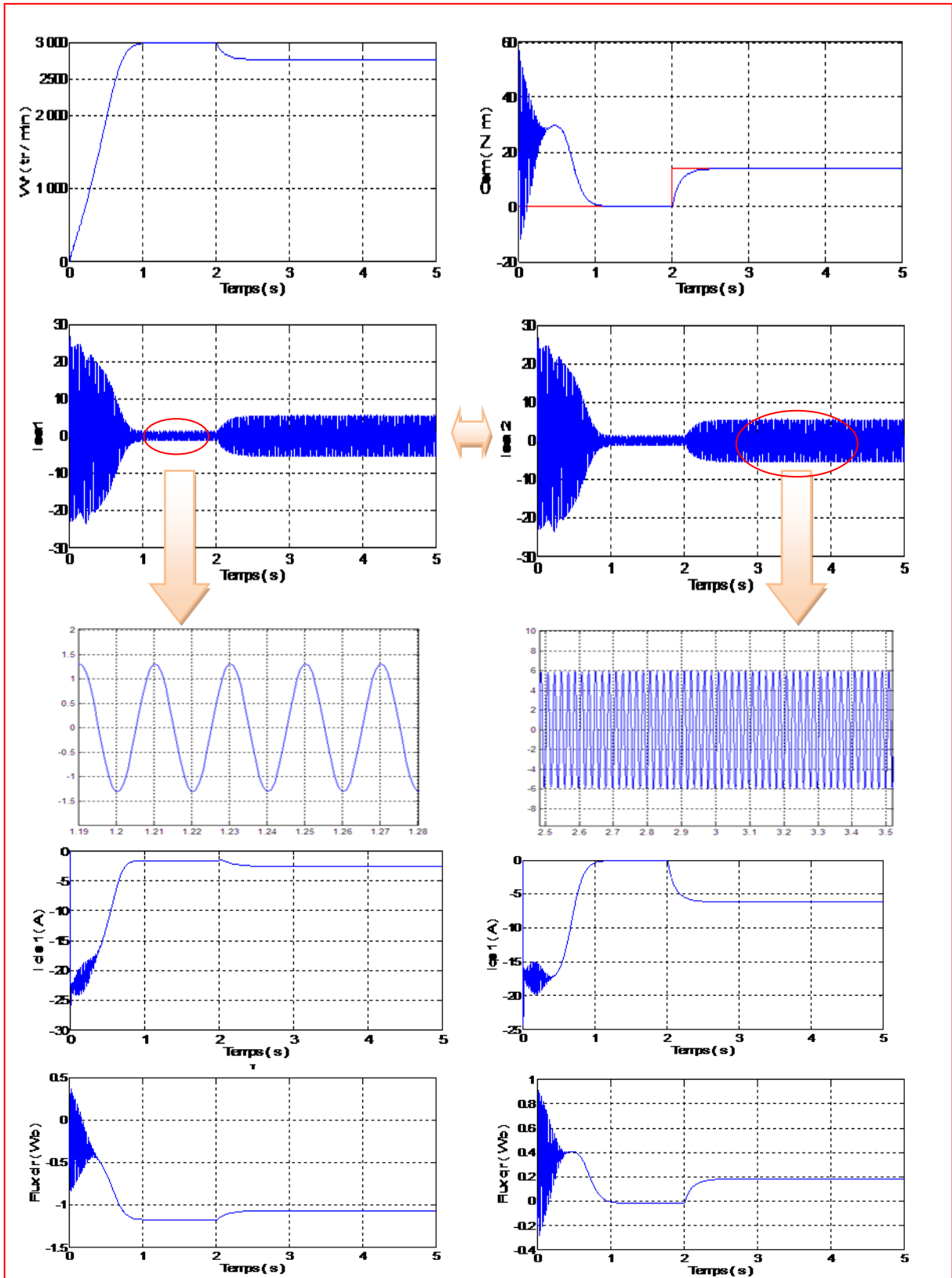


Figure .II.5 : Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistante ( $C_r = 14$  N.m) à l'instant  $t=2s$

La figure ci-dessus montre Les performances de la conduite de MASDE alimentée directement par les tensions sinusoïdales (220 / 380V, 50Hz), avec un fonctionnement à vide entre [0, 2] s et en charge de  $C_r=14$  N.m entre [2, 5] s.

Audémarrage, les courants statoriques des étoiles 1 et 2 ( $I_{as1}$  et  $I_{as2}$ ) passent par régime transitoire dont les valeurs de pic sont 4 à 5 fois courant nominal ( $I_n=6.5A$ ) de la machine.

Leursvaleurs sont de l'ordre de 25A pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertiede la machine.Puis ils diminuent et prennent une forme sinusoïdales au régime permanent pour atteindre la valeur de ( $I_{as1}= 1.3A$ ). Les deux étoiles ont les mêmes allures et valeurs.

La vitesse rotorique passe un régime transitoire d'une durée de 0.8s (durée très courte) qui représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise à une vitesse de (288.8 rad/s=2758tr/min), et ce ciun voisinage de la vitesse de synchronisme (3000 tr/min)puisque la charge est nulle (glissement négligeable). Le couple électromagnétique est très important au démarrage il atteint la valeur de 60 N.m et présente des oscillations qui stabilise à une faible valeur qui correspond à la compensation des pertes par frottement et par ventilations.

Après l'application d'une charge de  $C_r= 14N.m$  à temps entre [2, 5] s. on remarque que la vitesse diminue jusqu' à 2758tr /min et les courants augmentent à 6.69A.

On remarque également que les deux flux rotorique sont directement affectées par l'augmentation du couple ce qui traduit le fort couplage existant entre le couple et les flux rotoriques.

## **II.12.Alimentation de la MASDE par onduleur de tension 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. 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 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) . 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. [22]

### **II.12.1. Modélisation de l'onduleur de tension commande MLI**

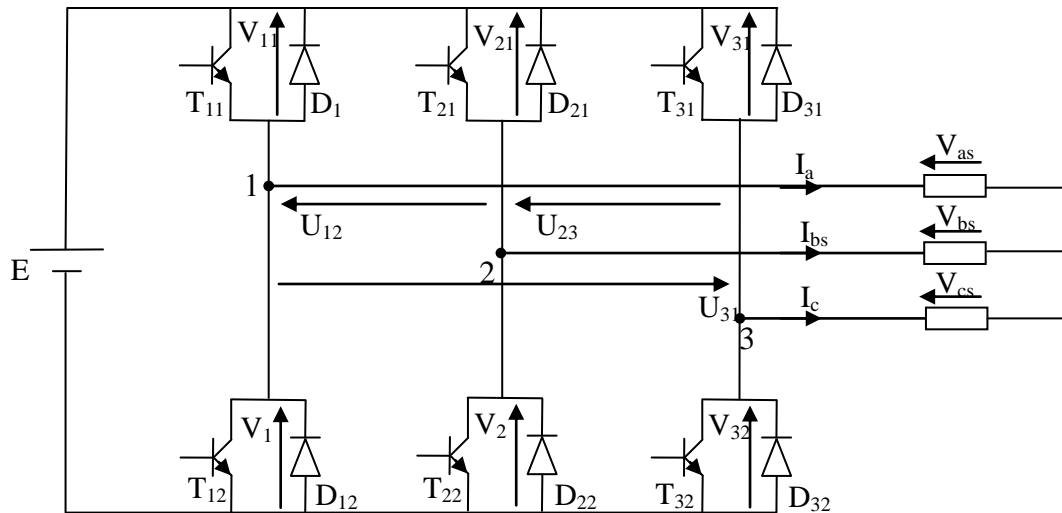
Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par actions simultanées sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.[13]

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. [13]

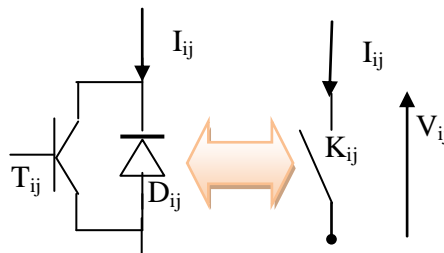
Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras), commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras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

La (figure (II.6)) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.



**Figure .II.6 : Représentation de l'onduleur de tension MLI.**

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



**Figure .II.7 : Représentation d'une paire (transistor, diode) par un interrupteur.**

Pour simplifier l'étude supposant que :

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

### II.12.2. Fonction de connexion

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

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

Avec  $f_{ij} = 0$  interrupteur ouvert.

$f_{ij} = 1$  interrupteur fermé.

$V_{ij}$ : tension commutée.

$I_{ij}$  : courant commuté.

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

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

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \quad (\text{II.54})$$

L'expression des tensions composées est donnée par

$$U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11}$$

$$U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \quad (\text{II.55})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \mathbf{E} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

$$\text{Il, en découle : } \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \mathbf{E} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

### II.12.3.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.

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

$$V_{\text{ref}1c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3); \quad c = 1, 2, 3, \quad (\text{II.58})$$

$$V_{\text{ref}2c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3 - \alpha); \quad c = 1, 2, 3$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

◆ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ),

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

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

Pour l'onduleur N°1

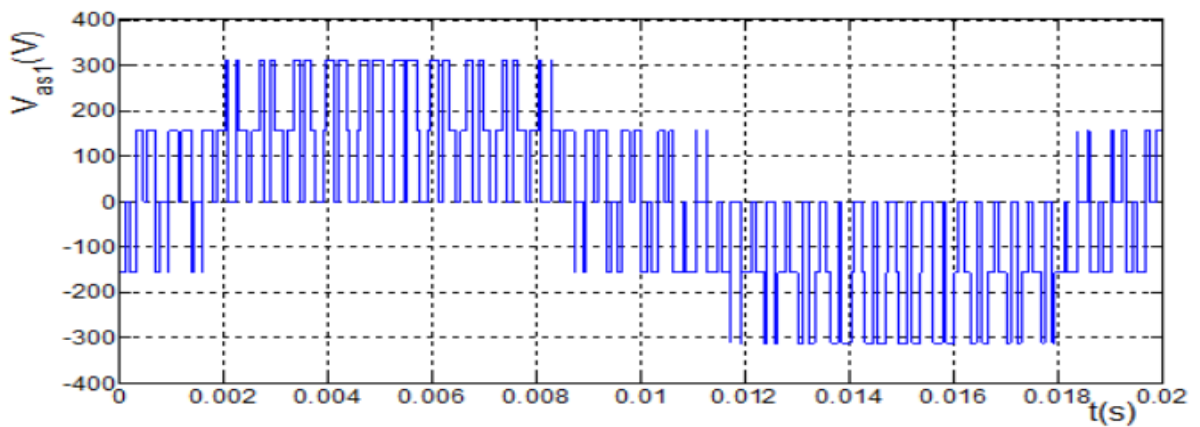
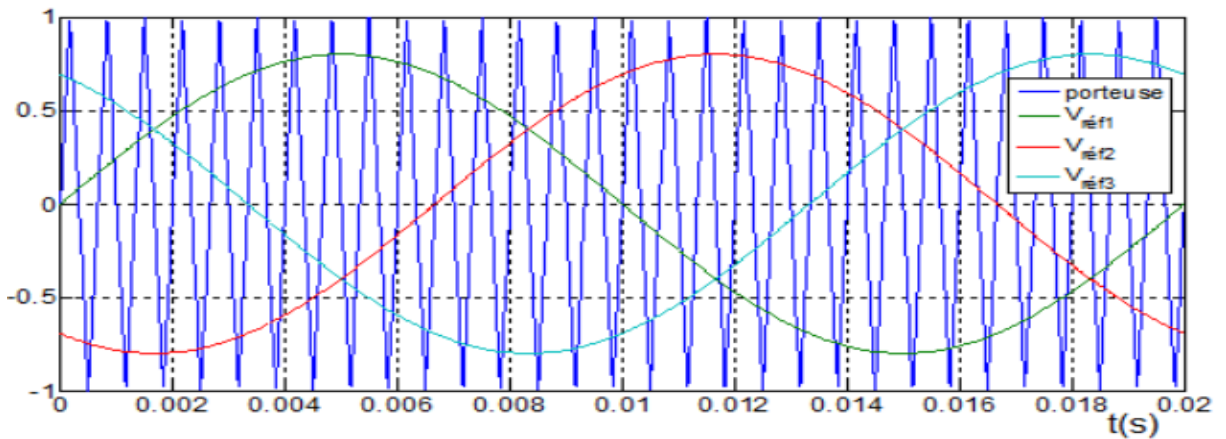
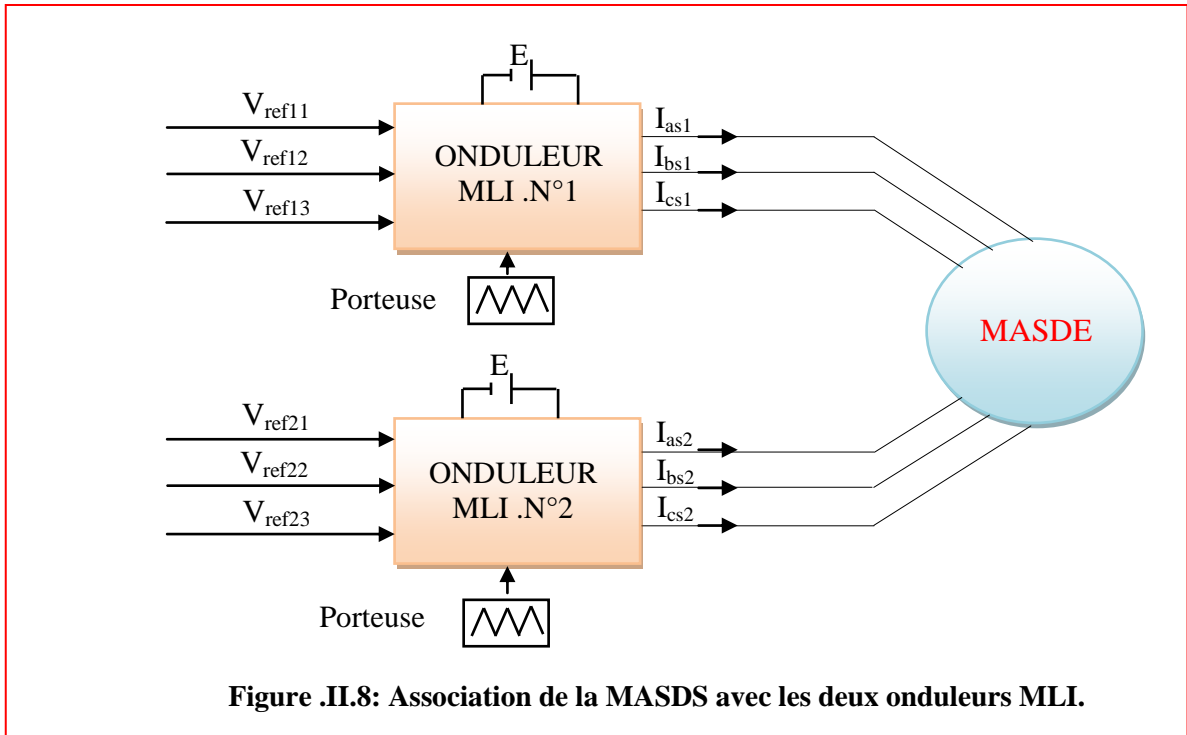
$$\begin{array}{llll} \text{Si} & V_{ref11} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon} & f_{11} = 0 \\ \text{Si} & V_{ref12} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon} & f_{12} = 0 \\ \text{Si} & V_{ref13} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon} & f_{13} = 0 \end{array} \quad (\text{II.60})$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{array}{llll} \text{Si} & V_{ref21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon} & f_{21} = 0 \\ \text{Si} & V_{ref22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon} & f_{22} = 0 \\ \text{Si} & V_{ref23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon} & f_{23} = 0 \end{array} \quad (\text{II.61})$$

### II.13. Association de la MASDE avec l'onduleur de tension

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



La figure (II.9) représente le principe de la technique sinusoidale triangulaire.

## II.14. Résultats de simulation :

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

Les résultats de simulation de l'association des deux onduleurs avec la MASDS sont représentés dans la figure (II.10.a,b)

La figure (II.9) représente le schéma de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension.

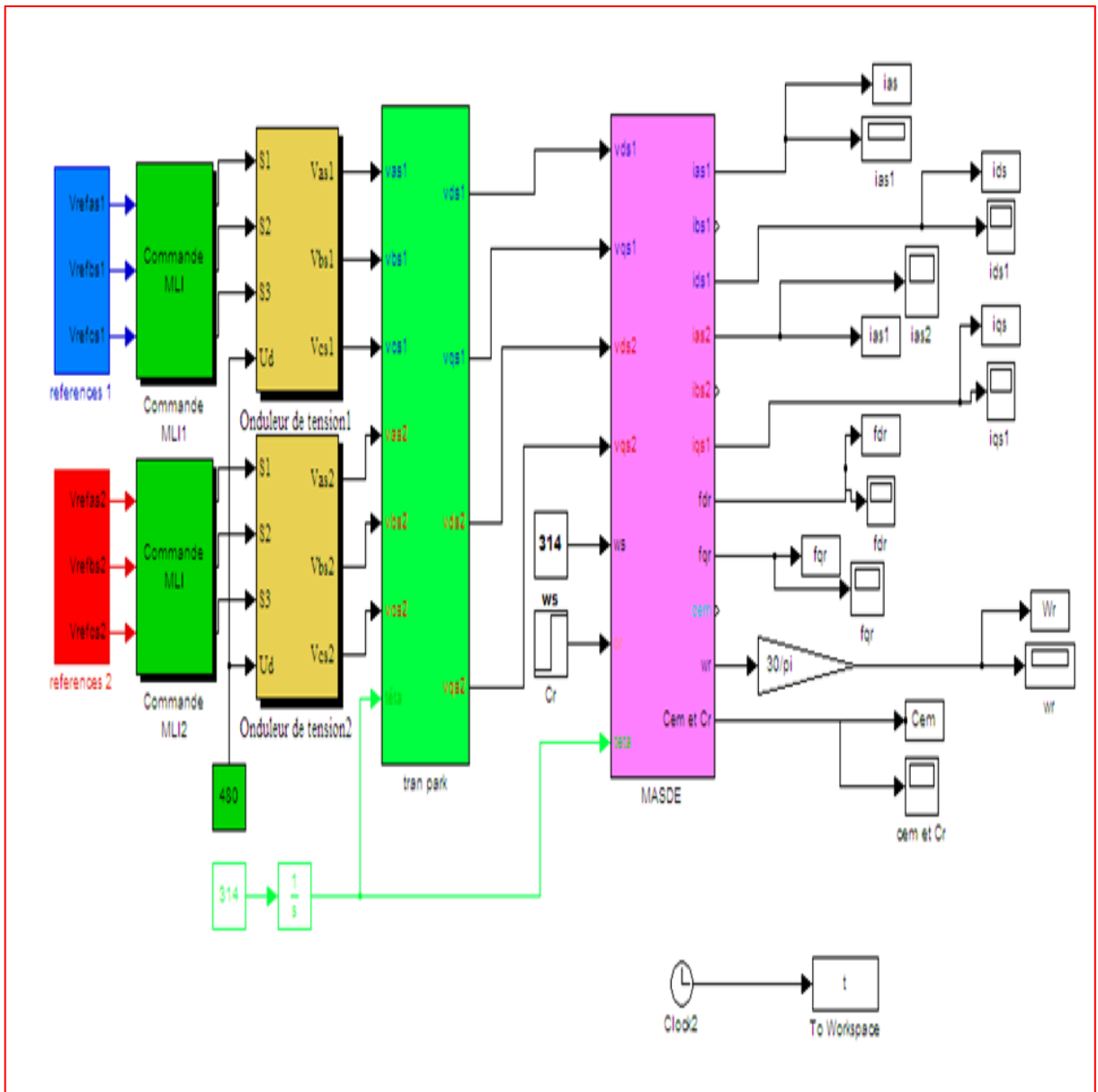


Figure II.10 : Schéma de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs.

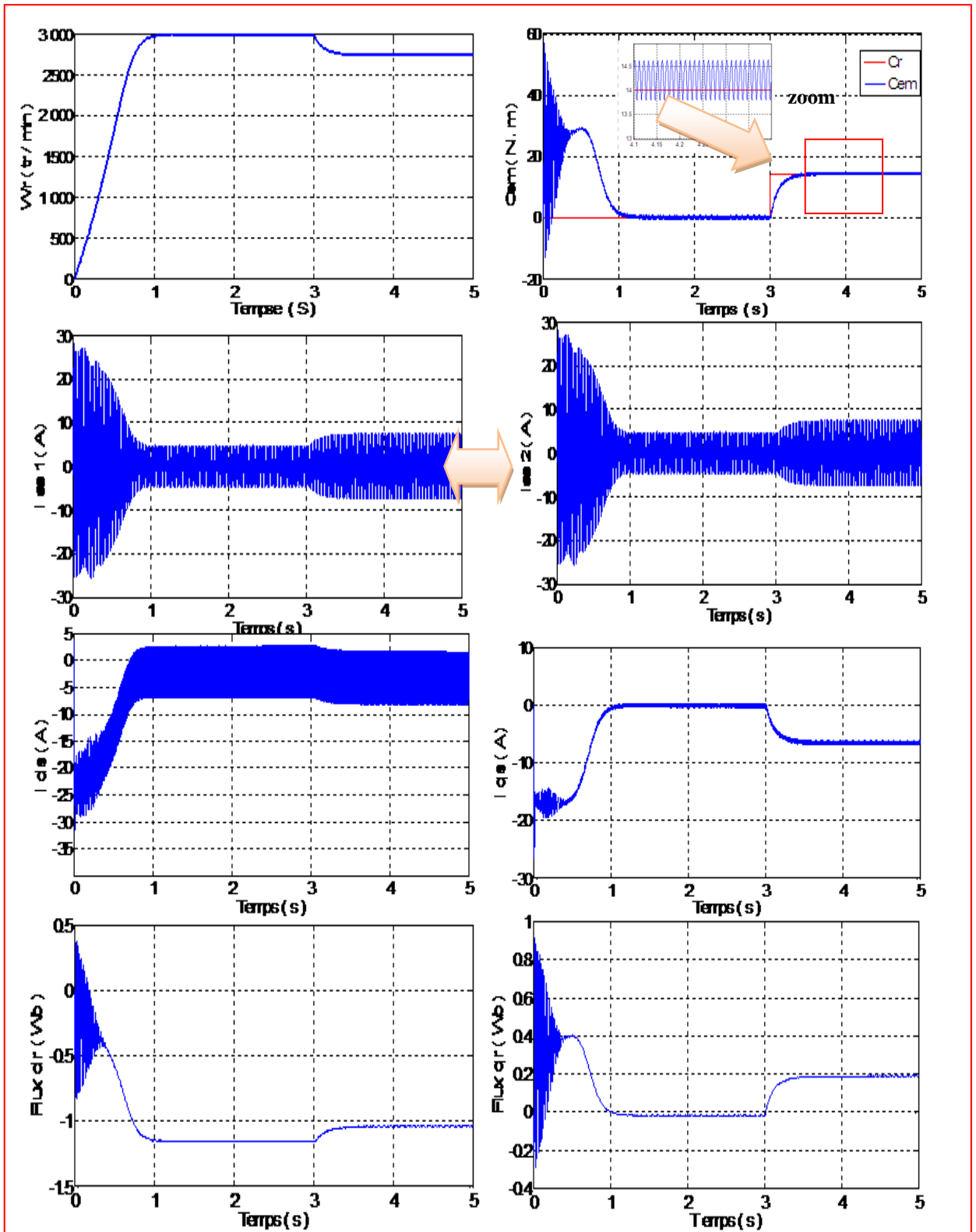


Figure II.11: Réponses de MASDE alimentée avec deux onduleur de commande MLI, avec l'application d'une charge :  $C_r=14 \text{ N.m}$  à  $t=3\text{s}$ .

Les résultats de simulation représentés au dessus, sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.

## **II.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 étoile, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit où nous l'avons validé à travers une simulation numérique.

L'étude 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 en charge a été présentée.

Les résultats de simulation numérique obtenus montrent bien le fort couplage existant entre le couple et le flux et cela nécessite un réglage de la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée. L'objectif du chapitre suivant est la commande directe du couple (DTC) de la MASDE qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et de flux.

# CHAPITRE III:



**La Commande DTC de la machine  
asynchrone double  
étoile (MASDE).**

## Chapitre III:La Commande DTC de Machine AsynchroneDoubleEtoile(MASDE).

### III.1.Introduction

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI.

La commande DTC a été appliquée à la commande de MASDE, via la mise au point de nouvelles méthodes de commandes, [23]. Dans **la commande DTC classique**, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de MASDE : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

La technologie moderne des systèmes d'entraînements exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible, [23].

### III.2.Principe de la commande directe du couple(DTC)

La commande (DTC : Direct Torque Control) d'une machine asynchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement se base sur la régulation directe du couple de la machine,est cela par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées: le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation, l'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis à niveau physique, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel. [24]

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont, [25]:

- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.
- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis

### **III.3. Stratégie de commande directe de couple et de flux**

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme suivant, [26]:

- 1)- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$ .
- 2)- Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine asynchrone à double étoile.
- 3)- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- 4)- On estime le couple électromagnétique du MASDE, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- 5)- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique.

### III.4.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

Dans le plan complexe constitué des axes  $(\alpha, \beta)$ , le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante, [27]:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_a + V_b \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{III.1})$$

$V_a, V_b, V_c$  : est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande.

$F_j (j = 1,2,3)$  telle que :

$F_j = 1$  Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas est ouvert

$F_j = 0$  Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé

Les tensions d'alimentation  $V_A, V_B$  et  $V_c$  sont estimées en fonction de la tension continu  $E$  et des états de commutation des bras de l'onduleur ( $F_a, F_b, F_c$ ). Donc les tensions d'alimentations de la MASDE sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{E}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{E}{3} (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{E}{3} (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, la vectrice tension peut s'écrire sous la forme, [28] :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ F_1 + F_2 \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) + F_3 \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$E$  : Tension du bus continu.

$(F_1, F_2, F_3)$ : Etats de commutation de bras de l'onduleur.

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant:

Vecteur	$F_a$	$F_b$	$F_c$	$V_a$	$V_b$	$V_c$	$V_s$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{2/3} E$
$V_2$	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{j\frac{\pi}{3}}$
$V_3$	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$V_4$	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{j\pi}$
$V_5$	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$V_6$	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0

Tableau III.1: Table de vérité d'un onduleur triphasé.

La figure (III.1) montre la représentation dans le plan complexe des huit positions du vecteur  $\vec{V}_s$  dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

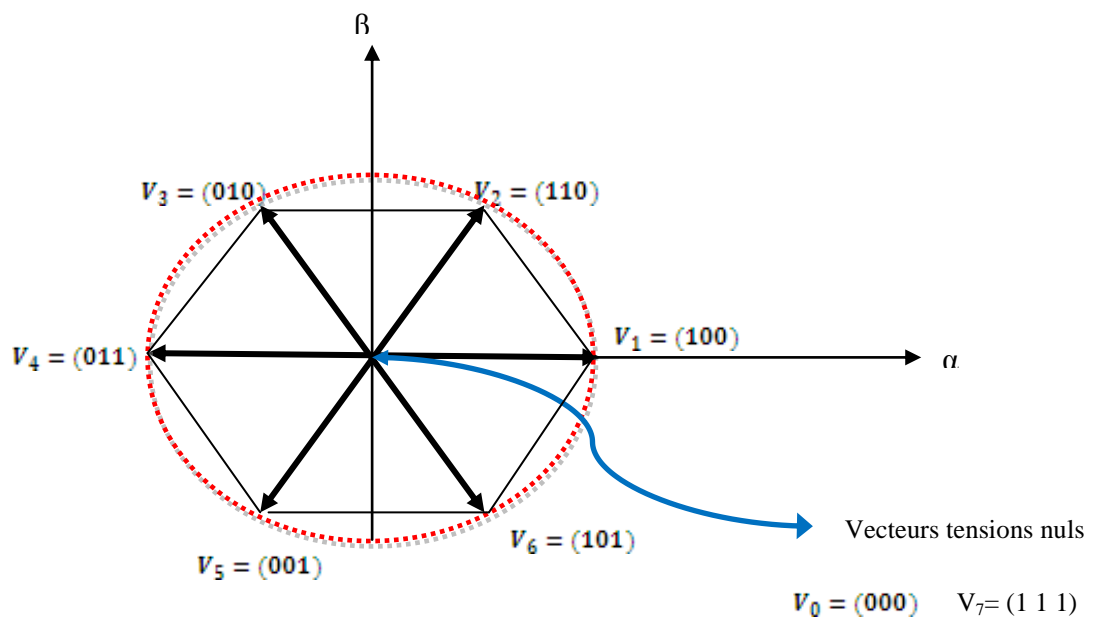


Figure III.1: Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

## III.5.Principe du contrôle de flux statorique et de couple électromagnétique

### III.5.1. Contrôle du flux statorique

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [29] :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{III.4})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.5})$$

Si la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée (pour les grandes vitesses), le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendra : [30]

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s) dt \quad (\text{III.6})$$

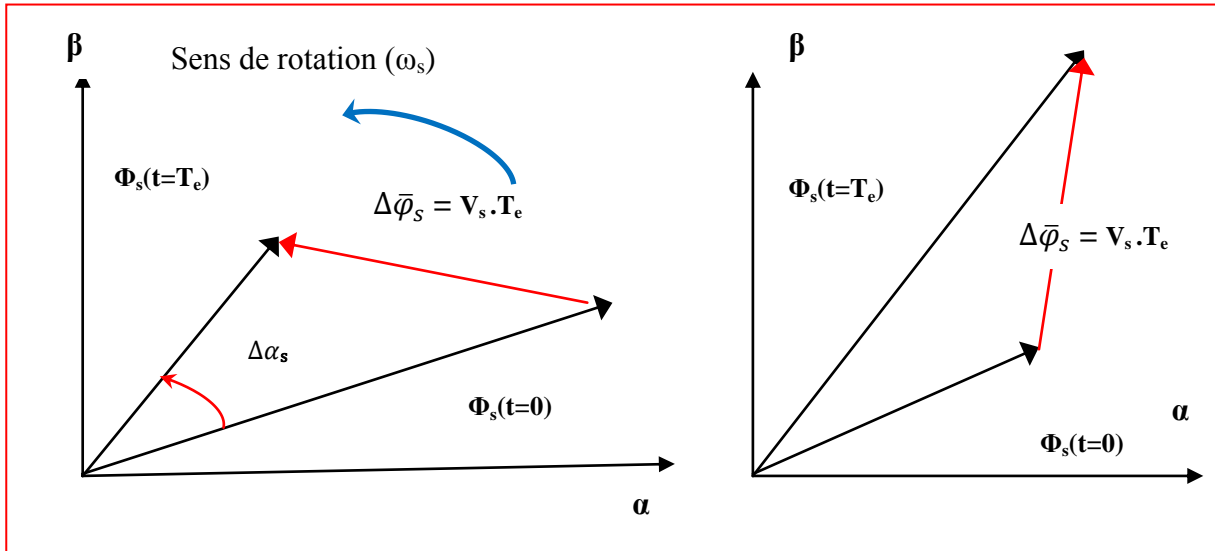
Pendant une période d'échantillonnage  $T_e$ , soit un intervalle de temps  $[0, T_e]$ . On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on aura l'équation (III.5), [24]:

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_s(T_e) &\approx \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \\ \Delta \bar{\Phi}_s &\approx \bar{V}_s T_e \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

$\Delta \bar{\Phi}_s$  : La variation du vecteur flux statorique

$T_e$ : La période d'échantillonnage.

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui de la vectrice tension imposée par l'onduleur de tension à la machine (Figure III.2)[31]



**Figure III.2.a : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.**

**Figure III.2.b : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module.**

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (Figure III.2.a) et (Figure III.2.b). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (Figure III.3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [31]

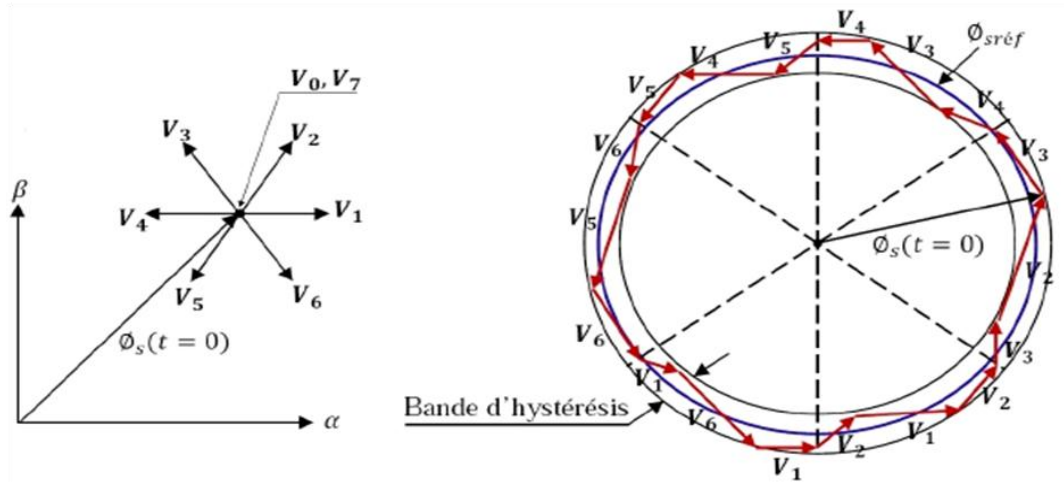


Figure III.3: Trajectoire du flux statorique.

### III.5.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant : [24][23]

$$C_{em} = K(\overline{\varphi}_s \cdot \overline{\varphi}'_r) = K \|\overline{\varphi}_s\| \|\overline{\varphi}'_r\| \sin(\gamma)$$

$$C_{em} = K(\overline{\Phi}_s \cdot \overline{\Phi}'_r) = K \|\overline{\Phi}_s\| \|\overline{\Phi}'_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Tel que: } K = \frac{3pM_{sr}}{2\sigma L_s L_r}$$

Avec :

$\overline{\Phi}_s$  : Le vecteur de flux satoriques.

$\overline{\Phi}'_r$  : Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

$\gamma$  : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

$K$  : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$M_{sr} = L$  inductance mutuelle entre phases satoriques et rotoriques.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\Phi}_s$  et  $\overline{\Phi}'_r$ , et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\overline{\Phi}_s$  (à partir de  $\overline{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\overline{\Phi}_s$ , et le couple électromagnétique de façon découplée.

## III.6. Description de la structure de contrôle

### III.6.1 Sélection de la vectrice tension

Le choix de la vectrice tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\bar{\Phi}_s$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution  $\bar{\Phi}_s$  de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, [25]. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ( $i=1,2, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants, [27]:

Si  $\bar{V}_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si  $\bar{V}_{i+2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croît.

Si  $\bar{V}_{i-1}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et celle du couple décroît.

Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si  $\bar{V}_0$  ou Si  $\bar{V}_7$  sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative, [25], [24].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.4).

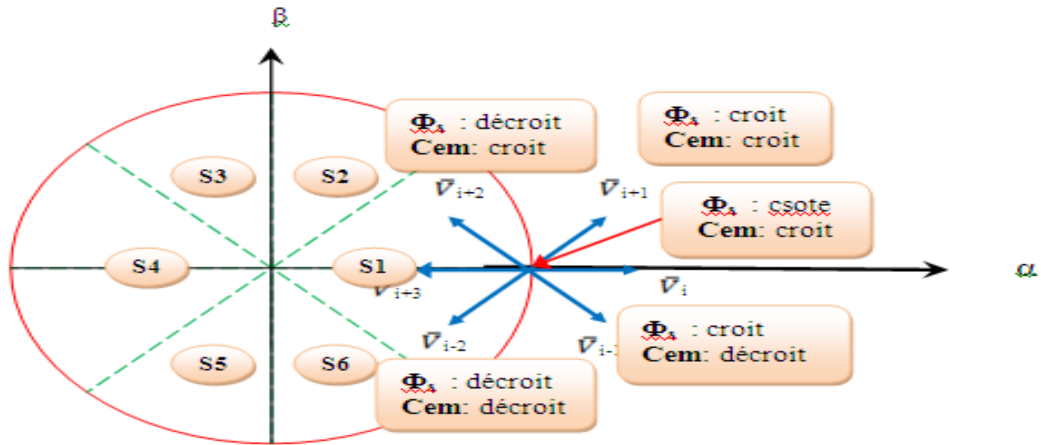


Figure III.4: Choix du vecteur tension

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $i$

Au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\Phi}_s$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversée. Alors aux vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\Phi}_s$  au début de la zone  $i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de  $\bar{\Phi}_s$  dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone, [33], [27].

Le vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\bar{\Phi}_s$ , [34].

## III.6. Estimateurs

### III.6.1. Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante. [1]

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.9})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes

$(\alpha, \beta)$ , telque :

Avec:

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \\ \bar{\Phi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Après la transformation de Concordai, les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , composées de  $V_s$ , sont obtenues à partir de la tension mesurée  $E$  à l'entrée de l'onduleur, et des états de commande ( $F_a$ ,  $F_b$ ,  $F_c$ ), [27].

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left( F_a - \frac{1}{2}(F_b + F_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (F_b - F_c) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

Les vecteurs courants statoriques  $\bar{I}_{s\alpha}$  et  $\bar{I}_{s\beta}$  sont obtenues par l'application de la transformation de concordia aux courants mesurés, [16].

$$(\text{III.13}) \bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Le module du flux statoriques'écrit comme suit:

$$\bar{\Phi}_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.15})$$

La zone dans la quelle se situe le vecteur flux  $\bar{\Phi}_s$  est déterminée à partir des composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$ .

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\bar{\Phi}_s$  est égale :

$$\alpha_s = \arctg \left( \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \right) \quad (\text{III.16})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable, [25], [26].

### III.6.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statoriques mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante : [35][36]

$$C_{em} = P \left( \Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha} \right) \quad (\text{III.17})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

## III.7.Élaboration des contrôleurs de flux et du couple

### III.7.1. Contrôleur de flux à deux niveaux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la (Figure III.5).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\Phi_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne  $c_{flx}$  indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $c_{flx} = 1$ ) ou diminuée ( $c_{flx} = 0$ ) de façon à maintenir : [37]

$$\left| \bar{\Phi}_{sref} - \bar{\Phi}_s \right| \leq \Delta \bar{\Phi}_s \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$\overline{\Phi}_{Sref}$  : la consigne de flux

$\Delta\overline{\Phi}_s$  : l'écart d'hystérésis du contrôleur.

$\Phi_s$  : flux estimé.

- $cflx = 0$   $\implies$  la module de flux statorique doit être diminuée.
- $cflx = 1$   $\implies$  la module de flux statorique doit être diminuée.

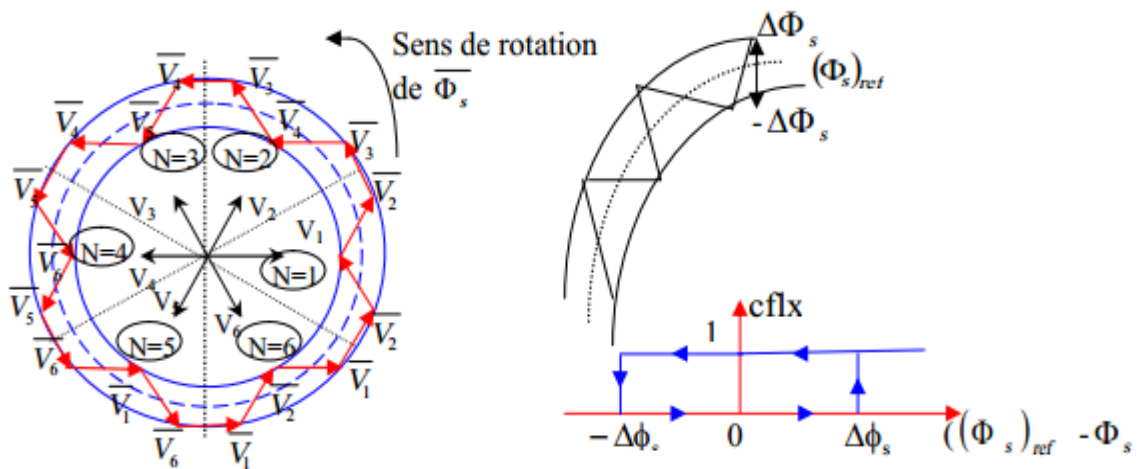


Figure III.5. Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs correspondants.

## III.7.2. Contrôleur du couple

### III.7.2.1. Élaboration du contrôleur du couple

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique (Figure III.6), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit

pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne  $ccpl$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $ccpl=1$  pour une consigne positive et  $ccpl=-1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $ccpl=0$ ). La figure (Figure III.6) montre ce type de correcteur. [38]

$$\left| \bar{C}_{em_{ref}} - \bar{C}_{em} \right| = \Delta \bar{C}_s \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$\bar{C}_{em_{ref}}$  : le couple de référence.

$\Delta \bar{C}_s$  : L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple.

$\bar{C}_{em}$  : couple électromagnétique estimé.

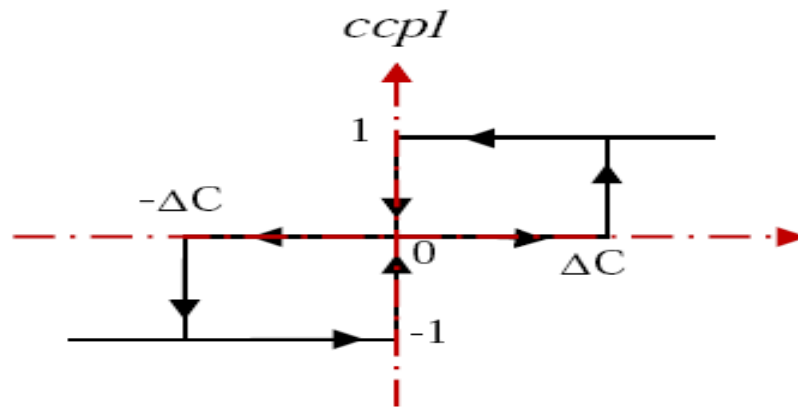


Figure III.6 : Correcteur du couple à trois niveaux.

## III.9. Élaboration des tables de commutation

### III.9.1. Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux  $\Delta\Phi_s$  et du couple  $\Delta C_{em}$  et selon la position du vecteur de flux statorique  $N$  (1,..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\Phi_s$  et  $\Delta C_{em}$  suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique, [27], [23], [39].

Le tableau (III.2) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique, [40].

	Augmentation	Diminution
$\bar{\Phi}_s$	$\bar{V}_{i-1}, \bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+1}$	$\bar{V}_{i-2}, \bar{V}_{i-2}$ et $\bar{V}_{i+3}$
$\bar{C}_{em}$	$\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i+2}$	$\bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i-2}$

Tableau III.2: Table de commutation généralisée.

### III.9.2. Table de commande du flux

La table de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.[24].

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\ \bar{\Phi}_s\  \nearrow$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$\ \bar{\Phi}_s\  \searrow$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

Tableau III.3: Table de commande du flux.

### III.9.3. Table de commande du couple

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_{em} \downarrow$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

Tableau III.4: table de commande du couple.

### III.9.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la

décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
Cflx=0	Ccpl=1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux
	Ccpl=0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	Ccpl=-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
Cflcx=1	Ccpl=1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux
	Ccpl=0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	Ccpl=-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

**Tableau III.5: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.**

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
Cflx=0	Ccpl= 1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux
	Ccpl= 0	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	
	Ccpl= -1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
Cflcx=1	Ccpl= 1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux
	Ccpl= 0	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	
	Ccpl= -1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

**Tableau III.6: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls.**

### III.10. Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) sur la(MASDE)

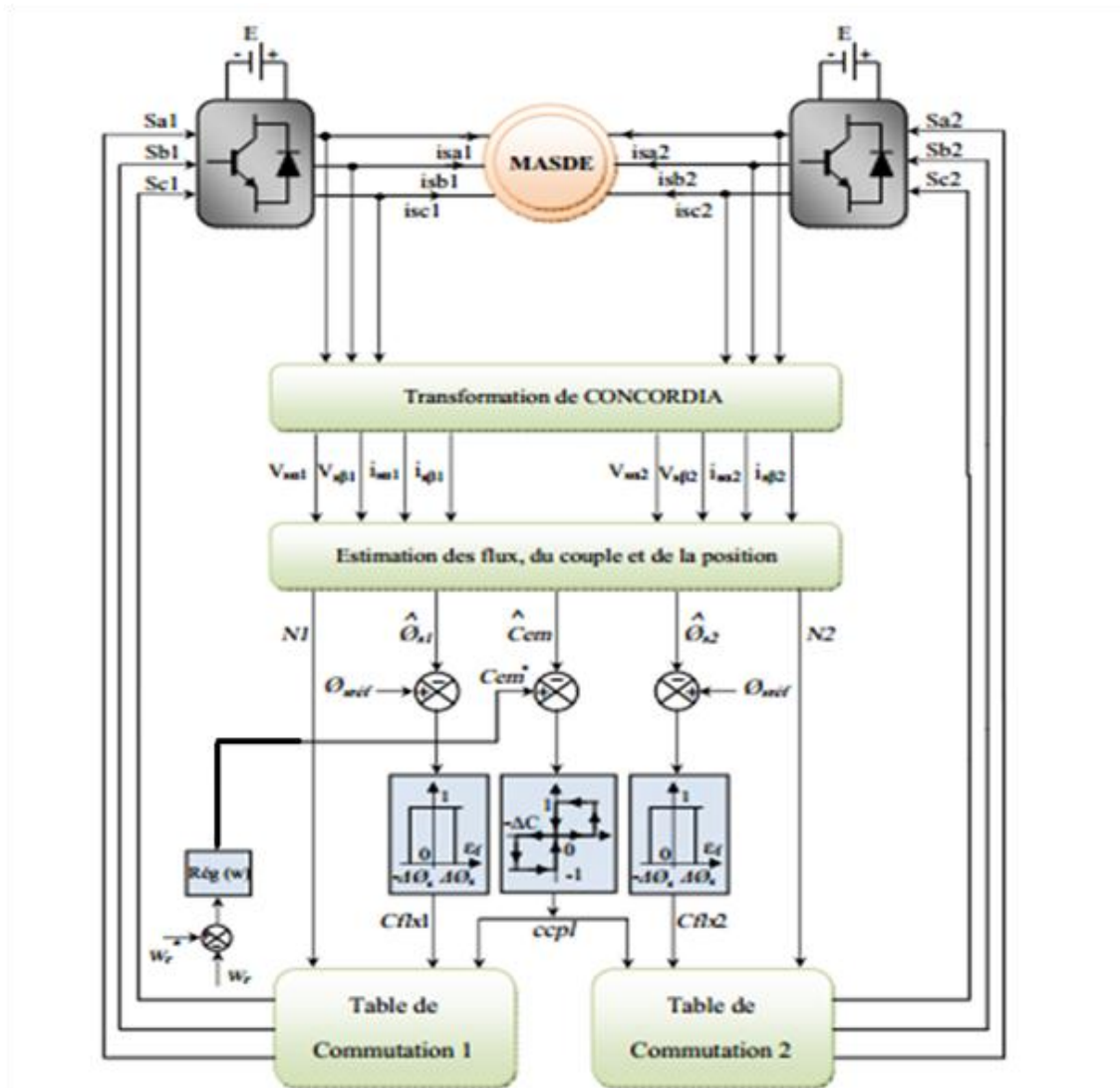


Figure. III.7: représentation du schéma global de la commande directe de couple avec réglage de la vitesse.

Couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions actives. Il y a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduites dans des régulateurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande, [5].

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deux niveaux qui sont commandés par la technique DTC, et en présence de la boucle de réglage de la vitesse, en utilisant un comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux, avec les vecteurs de tension nuls.

Les simulations sont effectuées pour et un flux statorique de référence égale le flux nominale :

#### IV.8. Commande directe du couple avec réglage de la vitesse

On va introduire une boucle de régulation de la vitesse pour obtenir le couple électromagnétique de référence. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures ci-dessous. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A  $t = 2s$  la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à  $(14N.m)$ , le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence  $(314 \text{ rad/s})$ . Le flux statorique suit sa référence  $(1.2 \text{ Wb})$ , sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieur de l'hystérésis.

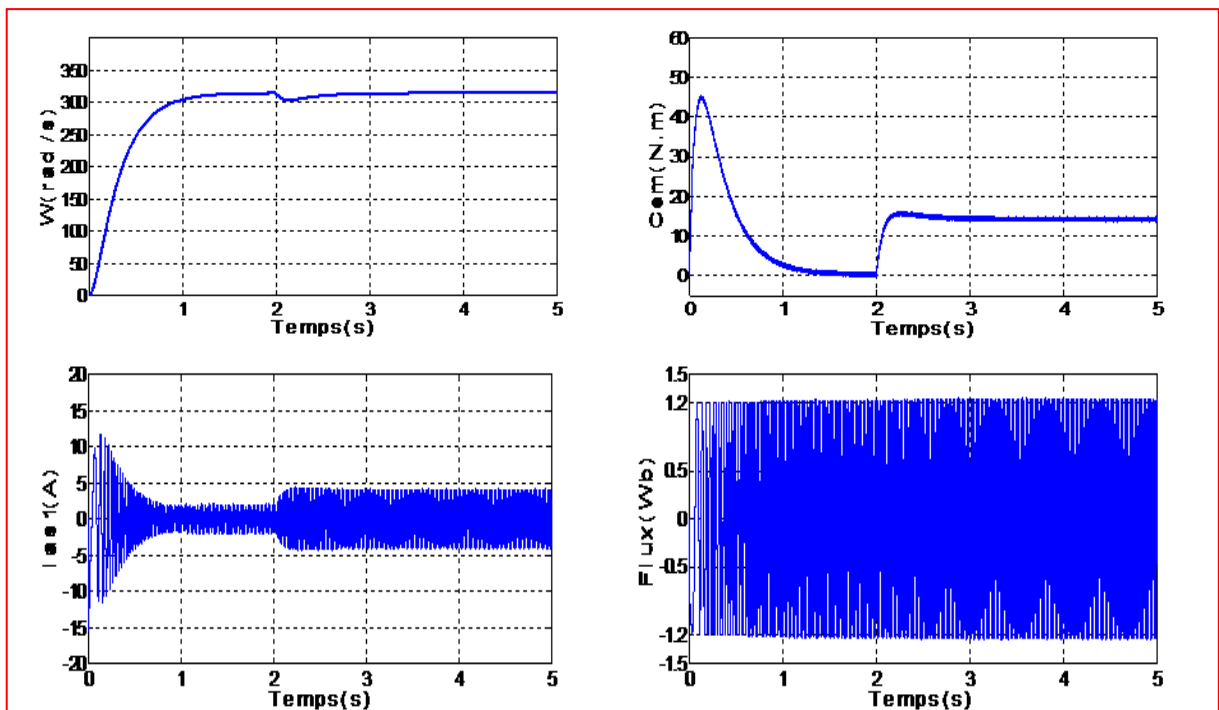
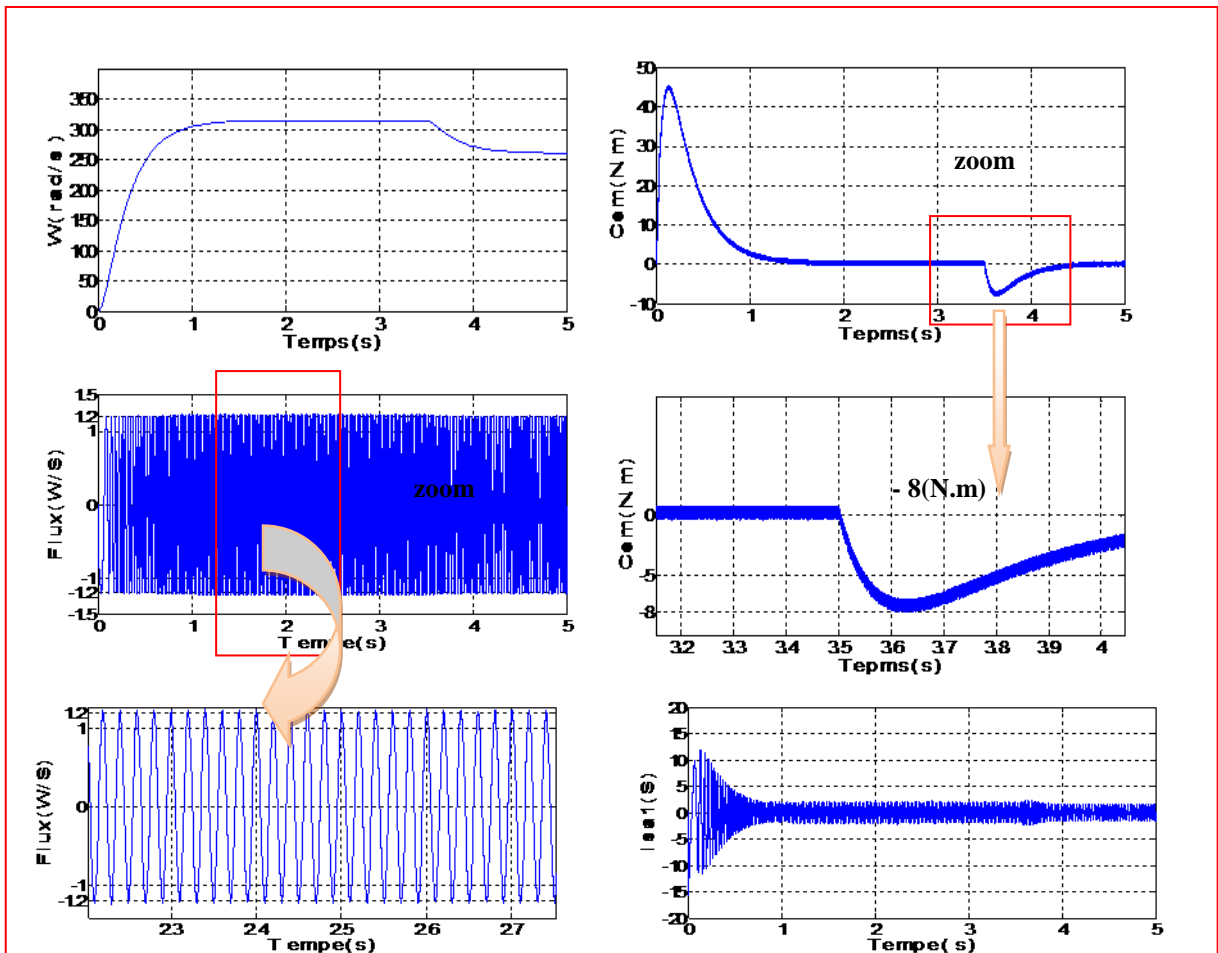


Figure III.8: Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge  $C_r = 14N.m$  à  $t = 2 \text{ s}$ .

### IV.8.1. Tests de robustesse

Pour bien juger cette commande, plusieurs tests sont effectués. (Variation de vitesse, variation de charge, variation de la résistance statorique de la machine).



**Figure. III.9:** Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant  $t=3.5s$ .

- La figure III.9 illustre le comportement de la MASDE lors de la variation de la vitesse. On a simulé le comportement dynamique de la MASDE à vide pour une vitesse de référence  $\Omega_{ref}=314$  rad/s, suivi d'un changement de consigne de 314 rad/s à 260 rad/s à  $t=3.5$  s. Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics pendant le changement de consigne. Le flux reste toujours constant quelque soit la variation du couple ce qui explique le découplage entre le flux et le couple.

-La figure III.10, montre les résultats de simulation lors de la variation de la charge. On remarque que la vitesse reste constante et suit sa référence. Le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.

-La figure III.11, illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et de flux statorique, pour une variation de la valeur de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale à  $t = 2.5s$ .

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande utilisée (DTC) face à la variation de la résistance statorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation

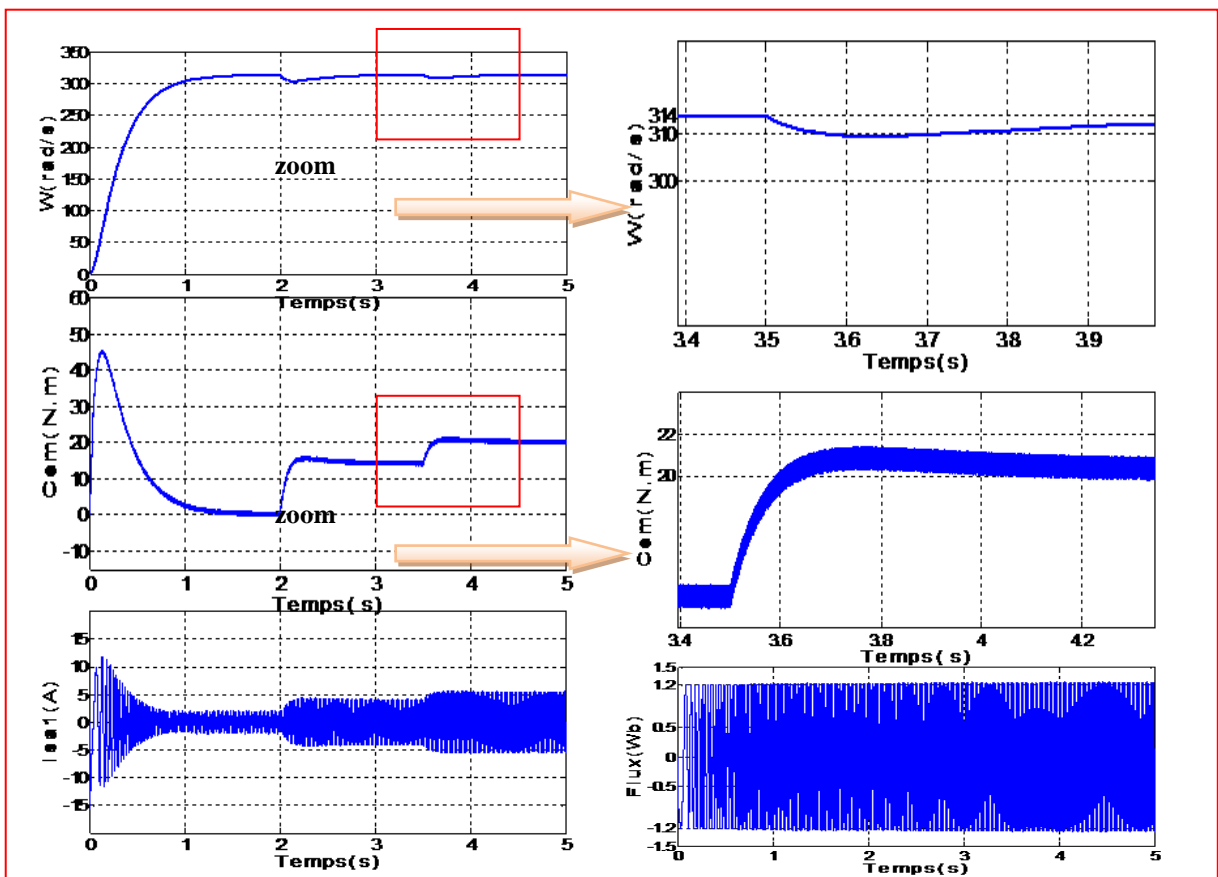


Figure. III.10: Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $C_r = 14$  et  $20$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[3.5, 5]$  s

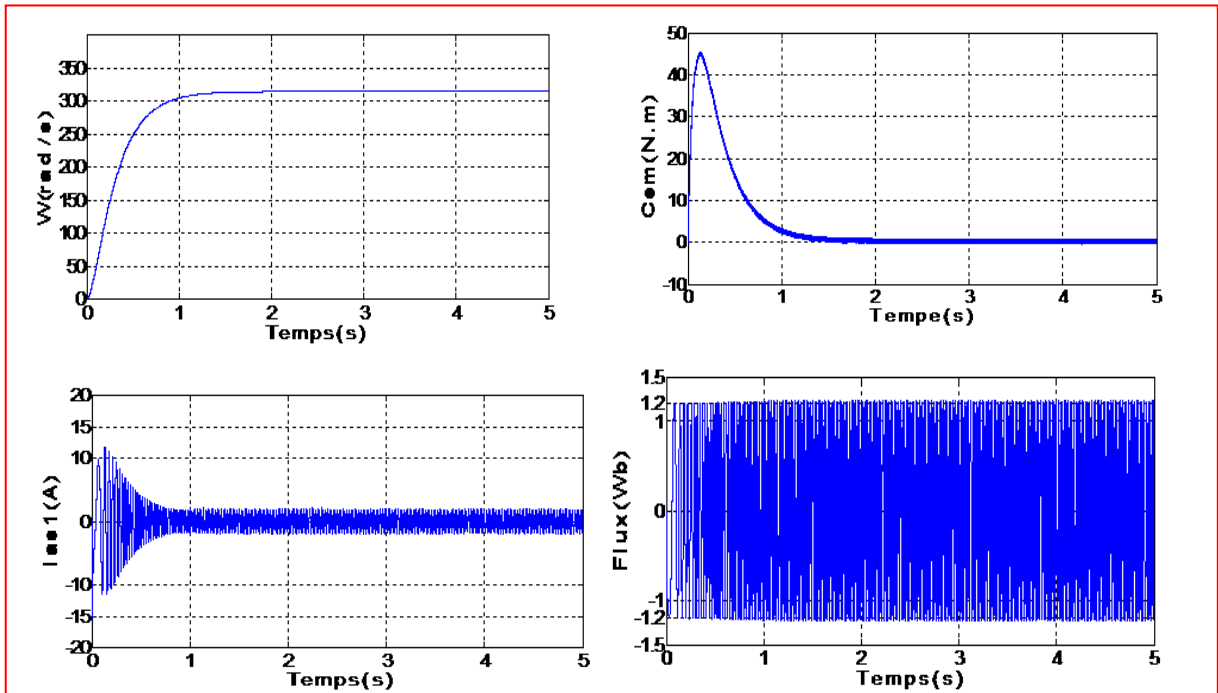


Figure.III.11. Régulation de la vitesse, suivie d'une variation de la résistance statorique de +50% de  $R_s$  nominale à  $t = 2.5$  sec.

## IV.9. Avantages de la commande directe du couple [14][28]

La commande directe du couple présente plusieurs avantages, dont on peut citer :

- 1) Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- 2) Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse.
- 3) La réponse dynamique du couple est très rapide.
- 4) Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- 5) Absence de circuits de découplage.
- 6) Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique
- 7) La dynamique rapide de couple et du flux.
- 8) Très grande réactivité en couple.
- 9) Très grande précision en vitesse.

## IV.10. Inconvénients de la commande directe du couple

[14][18]

- 1) La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple
- 2) L'existence des oscillations de couple.
- 3) La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis)

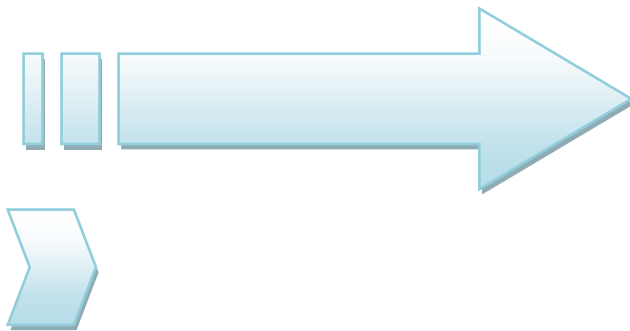
### **III.11.Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe de couple (DTC) appliquée sur la(MASDE). Cette loi de contrôle permet d'obtenir des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis de certains écarts de paramètres du moteur. Cette méthode apporte donc une solution concrète aux problèmes de dynamique et de robustesse rencontrés dans les autres structures de contrôle telle que la commande vectorielle.

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut considérée la DTC comme une commande robuste, qui présente l'avantage de l'insensibilité aux variations paramétriques de la machine.

Le chapitre suivant, présente une deuxième exploitation de la DTC en utilisant cette fois ci un autre type de régulateur dit le régulateur flou.

# CHAPITRE IV :



**La Commande DTC Floue de la  
machine asynchrone double étoile  
(MASDE).**

## Chapitre IV:la Commande DTC Flou de machine asynchronedoubleétoile (MASDE).

### IV.1. INTRODUCTION

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [41]. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle **Réglage logique floue(RLF)** de vitesse la **MASDE** réalisée par Mamdani. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables [41],[42]. Actuellement la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, telles que, la gestion, la médecine et la commande des systèmes. Dans ce dernier domaine d'application, on peut citer la commande des bras robotiques, des machines outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers etc... Nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous décrivons les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette technique, en donnant des rappels sur les bases générales de la logique floue et son application avec la DTC sur la MASDE

### IV.2. Application de la logique floue

Au cours des années soixante dix, différentes équipes de recherche ont contribuées à faire connaître cette nouvelle technique, de ces recherches ont découlé divers concepts nouveaux tels que : langage flou, système flou, relation floue...etc. Parallèlement aux travaux sur la recherche, différentes applications industrielles ont été menées, la plus importante est

sans doute celle menée dans les années quatre vingt par Hitachi consistant à faire la commande automatisée du métro de Sendaï (ville située à 300 Km de Tokyo), ce dispositif géré par un ordinateur utilisant des algorithmes flous a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie, de plus la conduite était tellement douce[43].

### IV.3. Principe de la logique floue

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeur intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [44]

### IV.4. Notions de base de la logique floue

#### IV.4.1. Ensemble ordinaire et ensemble flou

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

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

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

$$\mu_A(X) : \begin{cases} 1 ; si X \in A \\ 0 ; sinon \end{cases} \quad (IV.1)$$

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

$$A = \left\{ (X, \mu_A(X)) / X \in X \right\} \quad (IV.2)$$

$\mu_A(x)$  est le degré d'appartenance de x à A.  $\mu_A(x)$  est attribué à X par la fonction d'appartenance de A qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné A.

L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle  $[0,1]$ . La fonction d'appartenance d'un ensemble flou A est définie par :

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

## IV.4.2. Fonction d'appartenance

### IV.4.2.1. Définition

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

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. 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.

Le plus souvent, nous utilisons des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdale figure VI.3.

### IV.4.2.2. Différentes formes de fonction d'appartenance[45]

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

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme montré sur la figure (IV.1) et (IV.2).
- Triangulaires : figure (IV.3.a).
- Trapézoïdales : figure (IV.3.b).
- En forme de cloche (Gaussiennes). Comme montré sur la figure (IV.3.c).

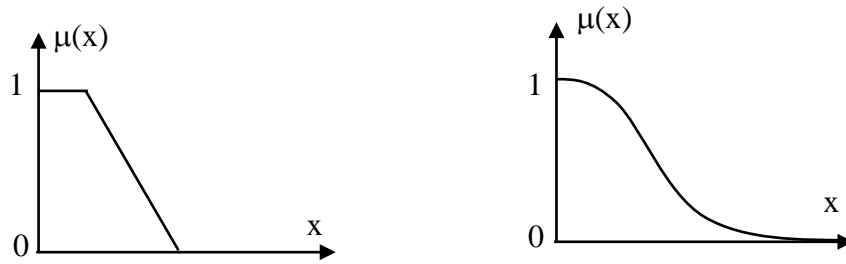


Figure .IV.1 : Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes.

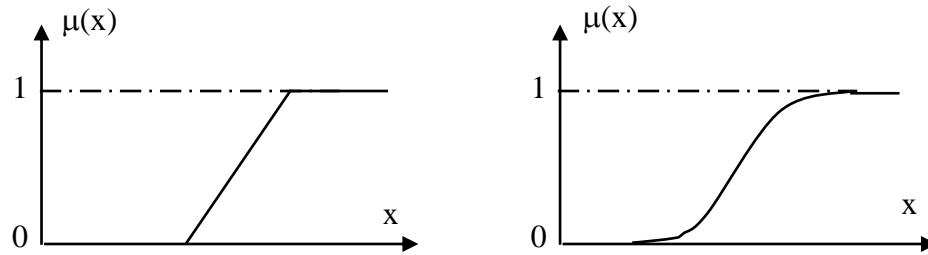


Figure .IV.2 : Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.

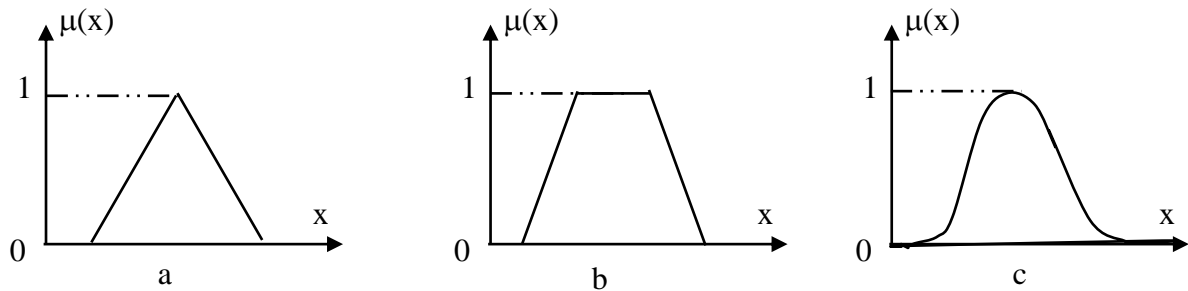


Figure .IV.3 : Exemples de fonctions d'appartenance.

#### IV.4.2.3. La formulation mathématique des fonctions d'appartenance

On présente ici seulement les deux fonctions triangulaire et trapézoïdale.



Figure.IV.4: Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.

### ➤ Fonction triangulaire

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

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right). \quad (\text{IV.4})$$

### ➤ Fonction trapézoïdale

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

$$\text{Avec : } \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right). \quad (\text{IV.5})$$

## IV.5. Univers de discours

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

Plus généralement, le domaine de définition de  $\mu_A(X)$  peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue ' $x$ '.

## IV.6. Opérations logiques sur les sous-ensembles flous

Les opérations de base sur les sous-ensembles flous sont données [46] :

### ➤ Egalité de deux sous-ensembles flous

Deux sous ensembles  $A$  et  $B$  d'un même ensemble de référence  $D$  (de discours) sont dits égaux si seulement si :

$$(\text{IV.6}) \quad \forall x \in D, \mu_A(x) = \mu_B(x)$$

### ➤ Inclusion de deux sous-ensembles flous :

$$A \subset B \Leftrightarrow \forall x \in D, \quad (\text{IV.7})$$

### ➤ intersection de deux sous-ensembles flous :

$$\text{Soit } A \cap B = C \text{ on a } \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.8})$$

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

- Union de deux sous-ensembles flous :

$$\forall x \in D, A \cup B = C, \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)). \quad (IV.9)$$

- complément de deux sous-ensembles flous :

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

$$\forall x \in D, \mu_B(x) = 1 - \mu_A(x) \text{ on écrit : } B^c = A \quad (IV.10)$$

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

- union floue :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (IV.11)$$

- Intersection floue :

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

## IV.7.Principe d'un régulateur flou

Dans ce chapitre, nous intéressons à l'application de la logique floue dans les systèmes de commande DTC et aux méthodes de conception des contrôleurs flous. Nous appliquons la logique floue à deux domaines précis, celui du contrôle d'une machine électrique(MASDE). Nous verrons pourquoi le contrôle flou s'est implanté, comment le réaliser et illustrerons ensuite ses principes sur de régulation de vitesse et de position d'une machine électrique et à la navigation floue d'un robot mobile dans un environnement inconnu.

Les caractéristiques de chacun des blocs constituant la structure générale d'un régulateur flou sont présentés à savoir .

• *Fuzzification*

• *Inférence*

• *Défuzzification*

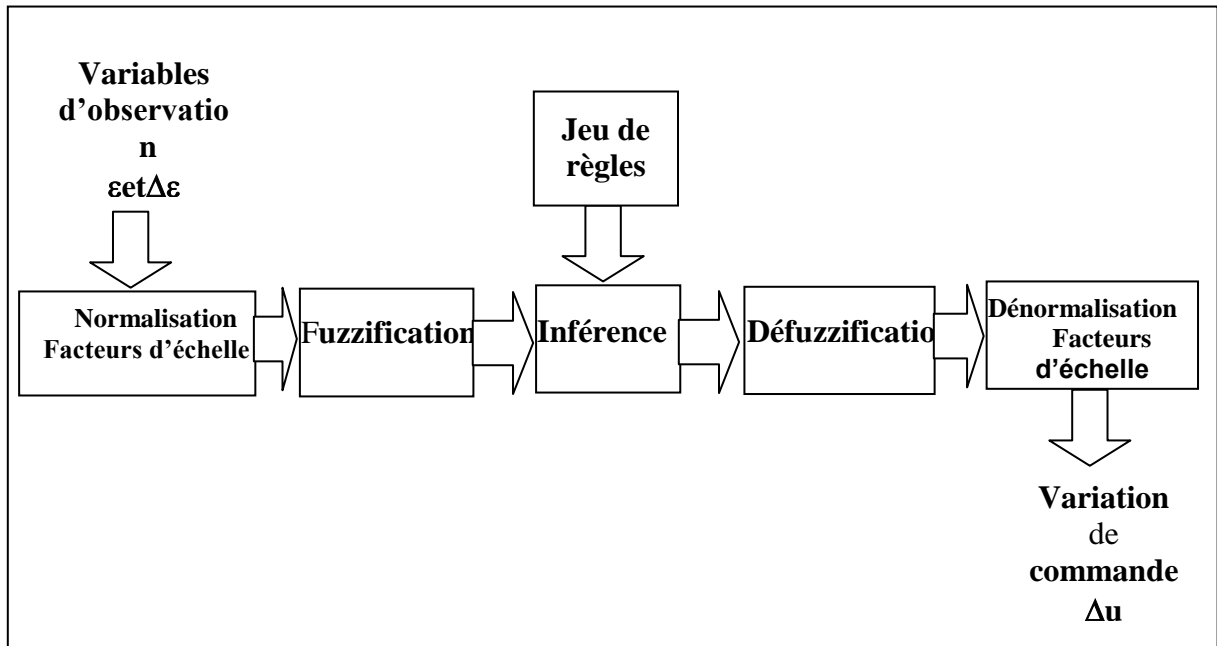


Figure .IV.5: Configuration interne d'un contrôleur par logique floue.

1. **Base de connaissance** : règles et paramètres des fonctions d'appartenance.
2. **Bloc de décision ou le moteur d'inférence** : inférence des opérations sur les règles.
3. **Fuzzification** : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
4. **Défuzzification** : transformation des résultats flous en sorties précises.

#### IV.7.1. Fuzzification des entrées

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

Les grandeurs physiques d'entrée  $X$  sont réduites à des grandeurs normalisées  $x$  dans une plage de variation, souvent  $[-1 \ 1]$ , appelée univers de discours, qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cette univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de  $|x| \leq 1$ , pour pallier le problème des grandes variations de  $X$ . Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée  $x$  et  $X$ .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande,.....), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable  $x_1$  peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (figure (IV.5)) pour une seule variable de  $x$ , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG: négative grande.

NM: négative moyenne.

ZE: zéro environ.

PM: positive moyenne.

PG: positive grande.

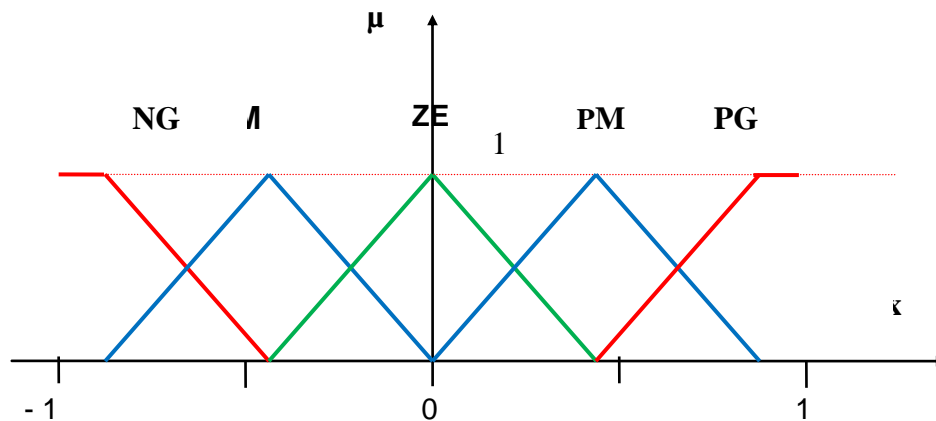


Figure.IV. 6: Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.

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

Tableau.IV.1: Table Calcul de la variation de la réglérduflou.

### IV.7.2. Inférence

Dans cette partie du régulateur les valeurs des variables linguistiques d'entrée et de sortie sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à régler ainsi que des buts de réglage envisagés en particulier le circuit de réglage doit être stable et bien amorti. La stratégie de réglage dépend essentiellement des

inférences adoptées. Il n'est pas possible d'indiquer des règles précises, l'expérience joue ici un rôle important.

Pour exprimer les inférences ils existent plusieurs possibilités à savoir par description linguistique et symbolique, ainsi que par tableaux et matrices d'inférence [47]. nous utiliserons cette dernière description.

### IV.7.3. Description par matrice 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  $X_R$ , défini par une règle d'inférence.

Les variables d'entrées sont liées par l'opérateur **Et**, tandis que les variables de sortie des différentes règles sont à considérer par l'opérateur **Ou**. Cette méthode impose donc une restriction au niveau des règles, dont la condition ne peut contenir que l'opérateur **Et**.

Dans la plupart des contrôles. un nombre de deux variables en entrée est suffisant et on peut donc utiliser un tel tableau. Son implémentation est facile et l'approximation, même grossière, introduite au niveau des valeurs ne perturbe que peu le fonctionnement. De par sa nature, le contrôleur flou tient en effet compte d'une certaine imprécision.

### IV.7.4. La défuzzification

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres du type « Petit » ou « Grand », etc..., on doit lui envoyer une valeur physique.

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante  $\mu_{rés}(x_R)$  pour la variable de sortie  $x_R$ . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement de signal de sortie et sa conversion numérique - analogique

Le choix d'une méthode de défuzzification est un point très délicat lors de l'élaboration d'une technique de contrôle en logique floue. Celui-ci conditionnera en effet grandement

l'évolution dynamique de la commande. On distingue trois méthodes différentes (figure II-7): celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de

gravité (ou centroïde ). Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats [49], [48].

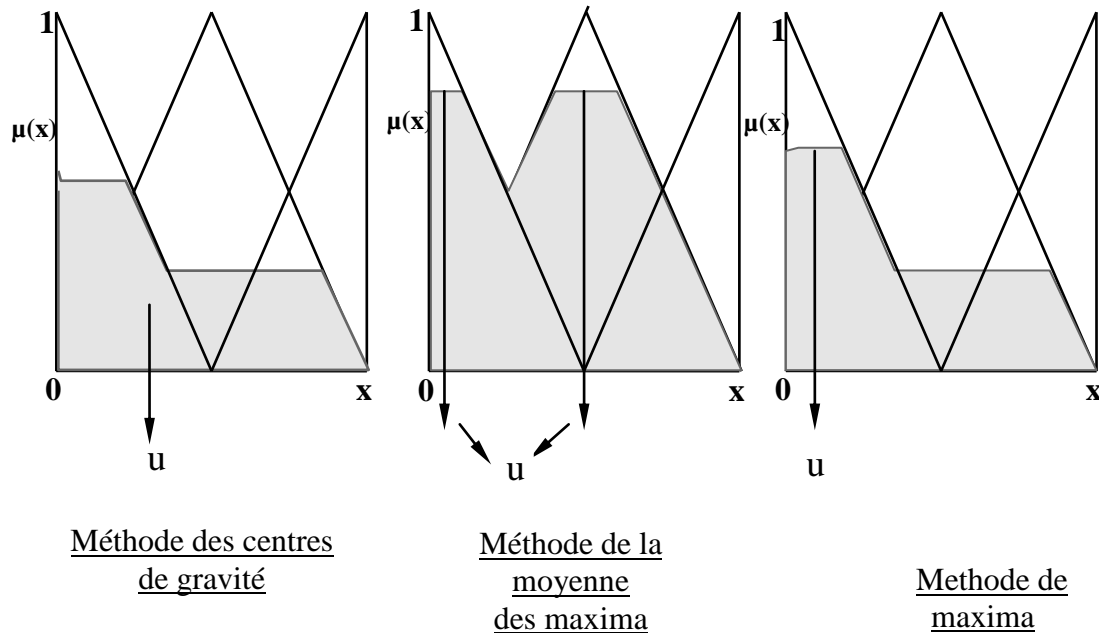


Figure. IV.7:Principe des différentes méthodes de défuzzification.

## IV.8. Application la commande DTC floue sur la MASDE

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deux niveaux qui sont commandés par la technique DTC, et en présence de la boucle de réglage de la vitesse, en utilisant un comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux, avec les vecteurs de tension nuls .

Les simulations sont effectuées pour et un flux statorique de référence égale le flux nominale :

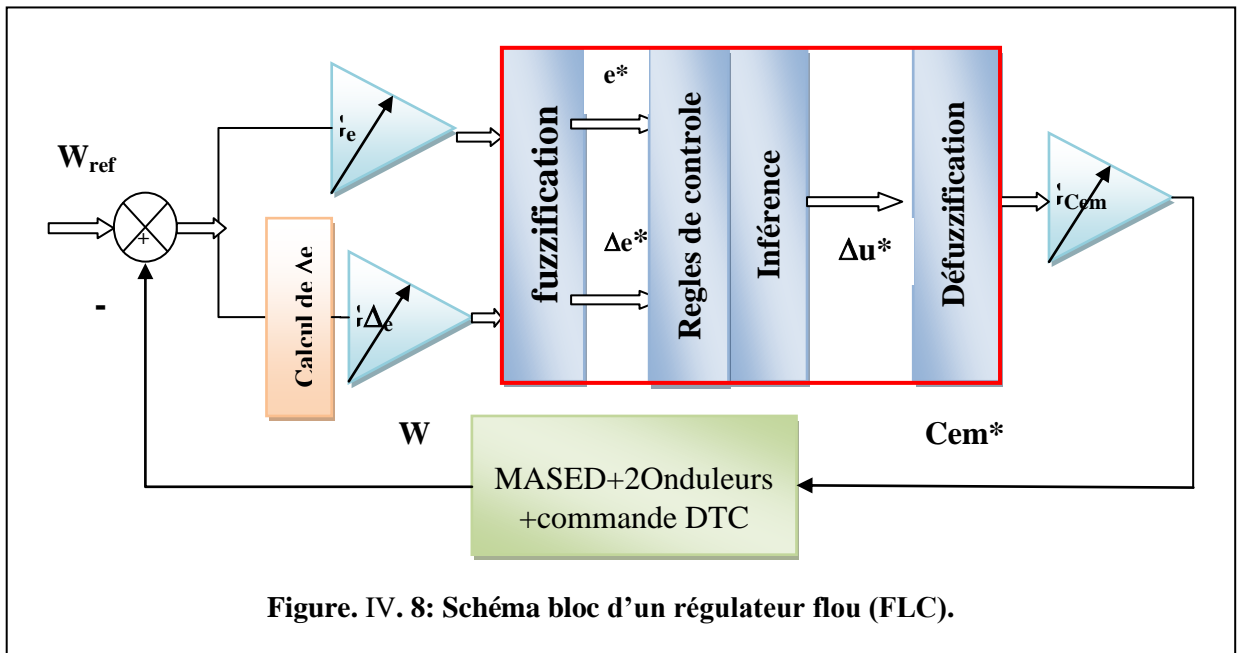


Figure. IV. 8: Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).

### ➤ Illustration sur le régulateur de vitesse

Dans le cas de la régulation de vitesse, on a besoin habituellement de l'erreur ( $e=W_{ref}-W_r$ ) et de la dérivée d'erreur ( $de$ ) et parfois de l'intégration d'erreur :

$$e = W_{ref} - W_r \quad (IV.13)$$

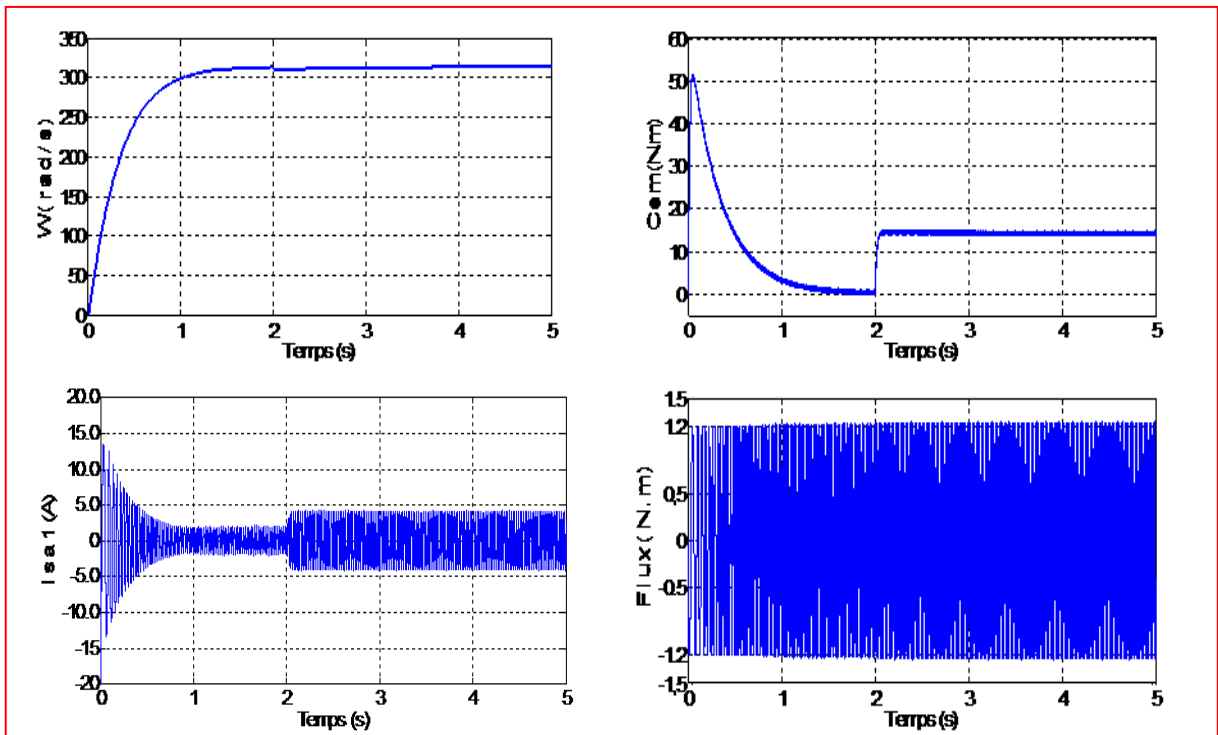
La sortie du régulateur de vitesse est la valeur de référence dans le schéma de la commande d'une machine électrique. Si cette sortie est directement appliquée au processus, le contrôleur est alors appelé contrôleur flou (figure II. 8) et on peut écrire :

$$W_r = \text{Fuzzy}(e, de) \quad (IV.14)$$

## IV.9. Commande directe du couple avec réglage flou de la vitesse

On va introduire une boucle de régulation de la vitesse pour obtenir le couple électromagnétique de référence. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures ci-dessous. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ( $t = 2s$ ) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à (14N.m), le couple électromagnétique répond pour compenser le

couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (314 rad/s). Le flux statorique suit sa référence (1.2 Wb).



**Figure.IV.9: Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge  $C_r= 14\text{N.m}$  à  $t = 2\text{ s}$**

### IV.9.1. Tests de robustesse

Les essais de robustesse consistent à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de cette technique face à ces variations.

- La figure (Fig. IV.10) présente les performances de la commande DTC Floue avec variation de vitesse tel que ( $w_r = [314\ 260]$ ) à partir de l'instant  $t = 2.5\text{s}$  on remarque que la vitesse de rotation suit celle la vitesse référence, et le flux statorique reste constant ce qui explique le découplage entre les flux et le couple.
- La figure (IV.11), montre le comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $C_r = 14$  et  $20\text{ N.m}$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[3.5, 5]$  s.
  - La vitesse de rotation ne présente aucune oscillation par rapport au régulateur classique PI au temps de l'introduction de la charge.
  - Le couple électromagnétique a une allure sinusoidale amortie dans le régime

- transitoire, avec une valeur au démarrage égale 50N.m. Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple oscille autour de zéro. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et le frottement.
- Les allures du courant statorique et de flux  $\Phi_{dr}$ , sont similaires aux résultats obtenus par la commande DTC avec le régulateur PI.
- Comme dans le chapitre précédent, on testera les performances de la machine asynchrone double étoile vis-à-vis de la variation de la résistance statorique par rapport à sa valeur nominale (Figure. IV.12). les résultats obtenus montrent les réponses de la machine lors de la variation de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale à l'instant  $t = 2.5s$ , où on remarque bien qu'il n'existe aucune influence de cette dernière sur les réponses de la machine, dont le couplage est toujours maintenu, le flux est toujours constant ainsi que la vitesse et les courants statoriques. Tout cela démontre la robustesse de la DTC.

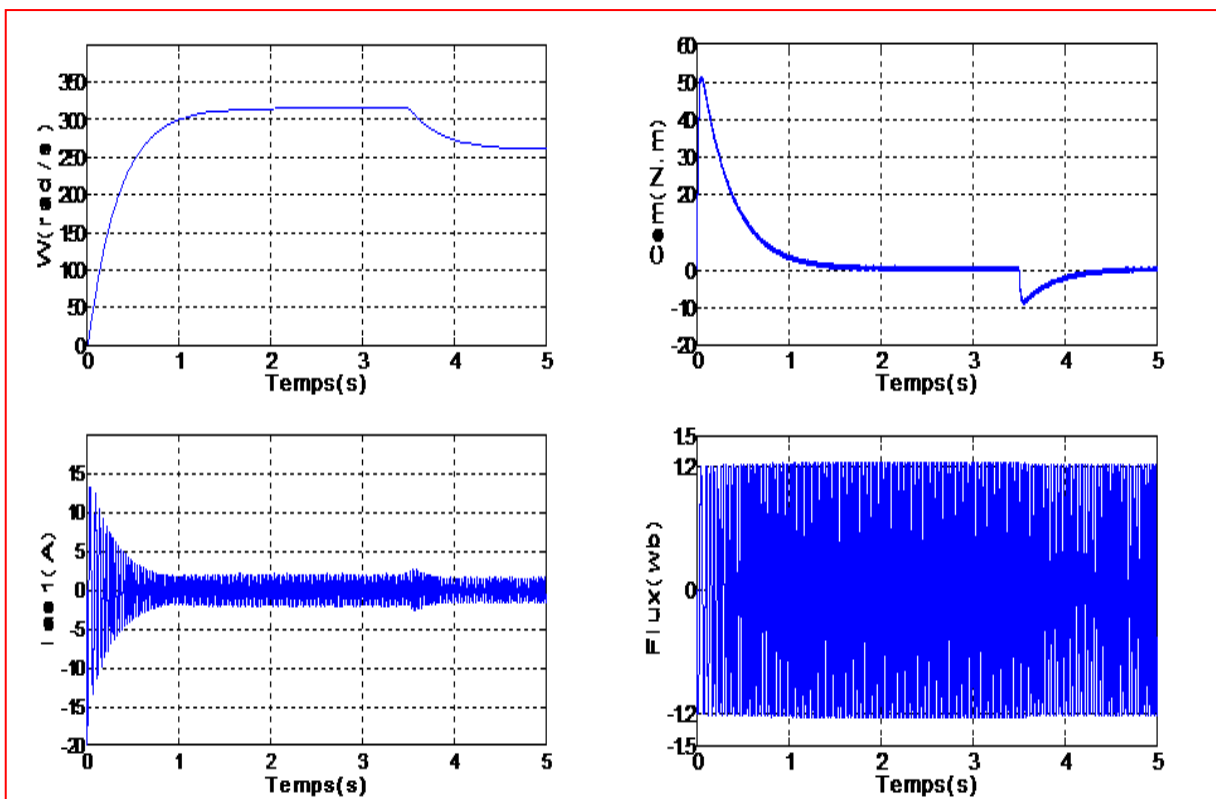


Figure.IV.10: Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant  $t=2.5s$

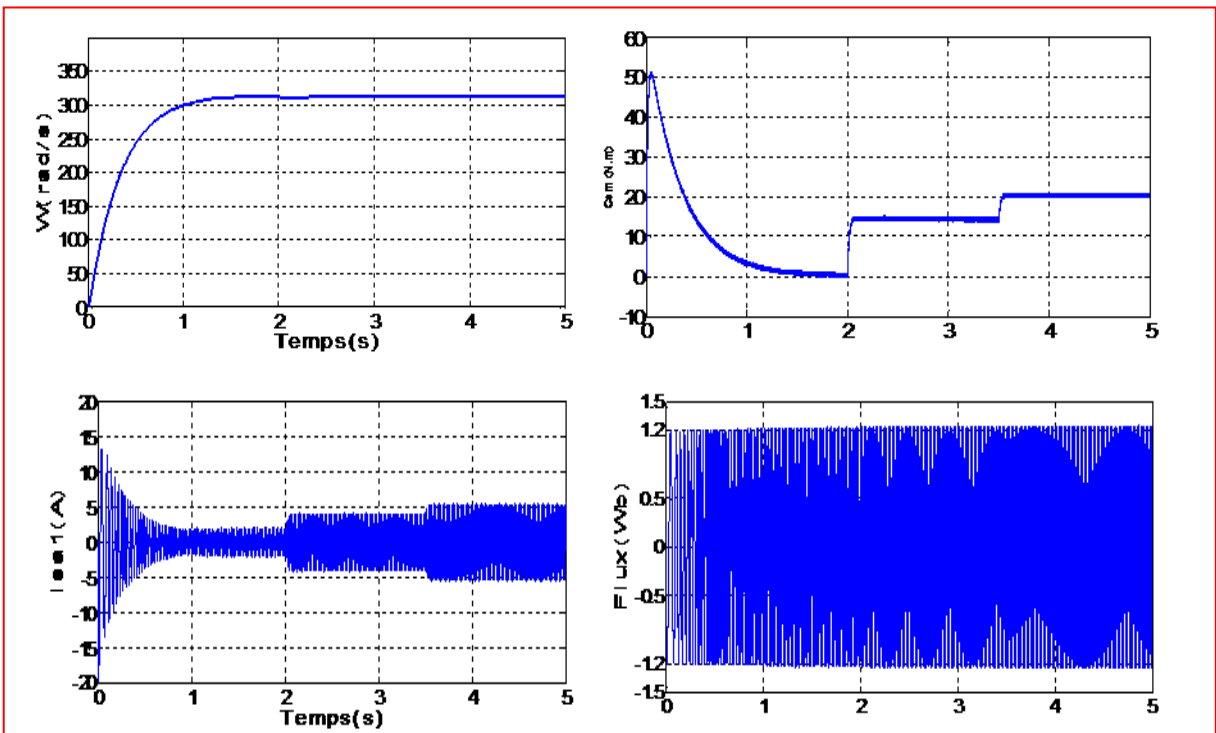


Figure.IV.11: Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $C_r = 14$  et  $20$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[3.5, 5]$  s.

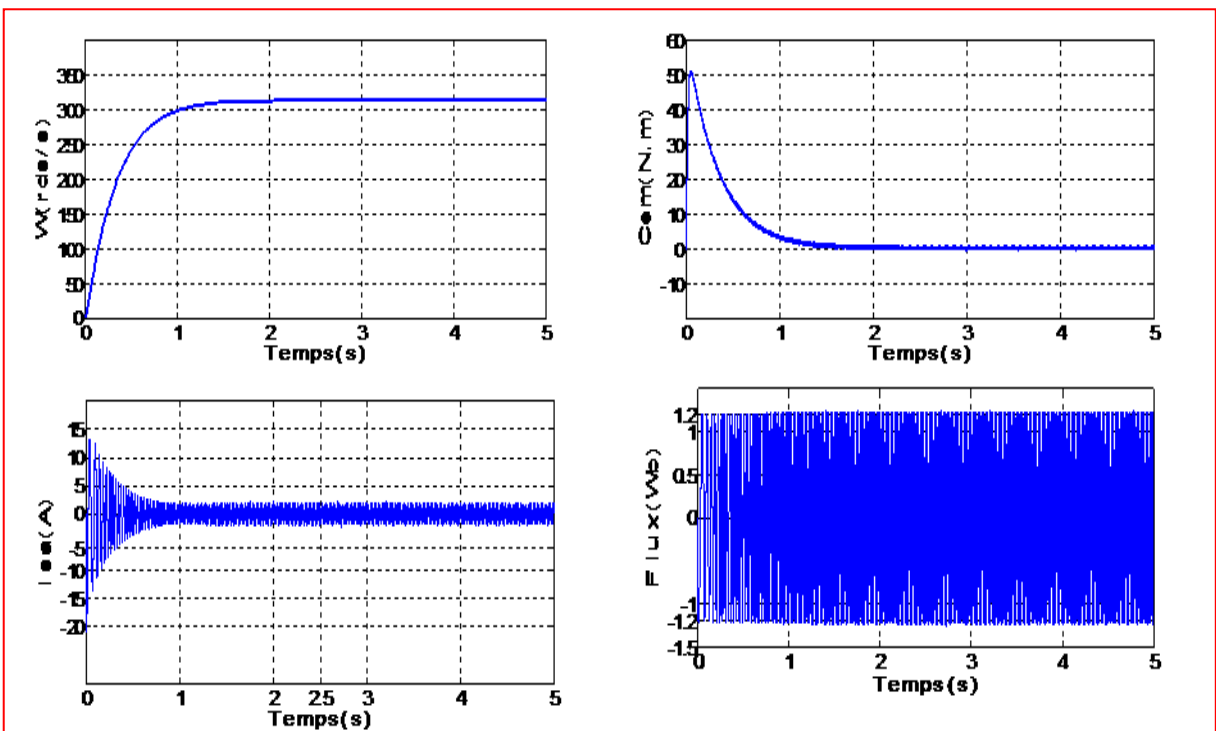


Figure.IV.12: Régulation de la vitesse, suivie d'une variation de la résistance statorique de  $+50\%$  de  $R_s$  nominale à  $t = 2.5$  sec

## **IV.10. Avantages et inconvénients de la logique floue**

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et désavantages, parmi les quelles on peut citer [41] [50] [51].

### **IV.10.1. Avantages**

- 1) La non nécessité d'une modélisation du système à régler.
- 2) La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus.
- 3) La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser)
- 4) L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés).
- 5) La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuit intégrés (processeur dédiés, solution matérielle).
- 6) La simplicité de définition et de conception.
- 7) La réduction du temps de développement et de maintenance.

### **IV.10.1. Inconvénients**

- 1) Le manque de directive précise pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la Fuzzification, des inférences et de la Défuzzification).
- 2) L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).
- 3) L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage dans tous les cas (en l'absence d'un modèle valable).
- 4) La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- 5) La précision de réglage souvent peu élevée (La difficulté d'obtenir un procédé précis).
- 6) La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- 7) L'ignorance de la détermination la plus efficace du processus flou.

## IV.11.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés les notions générales de la logique floue et la composition d'un système de l'application du régulateur flou au réglage de vitesse de la MASDE, ce type de contrôle est basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique par hystérésis à partir du choix d'un ou plusieurs vecteurs tensions menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique.

Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, ... etc.). Dans cette partie on a basé sur l'application de la commande DTC sur la MASDE à base d'un régulateur flou. Différents tests ont été effectués et les résultats de simulation obtenus montrent bien la robustesse de cette technique de commande, où elle offre une meilleur dynamique et une bonne précision.

Le chapitre suivant est une étude comparative des performances statique et dynamiques des deux techniques de commande : DTC et DTC floue.

# CHAPITRE V:



**Etude Comparative Entre la  
Commande DTC Classique et la DTC  
Floue.**

# Chapitre V: Étude Comparative Entre la Commande DTC Classique et La DTC Floue.

## V.1.Introduction

Dans ce chapitre on présente une étude comparative entre la commande DTC classique et la commande par DTC Floue de la machine asynchrone double étoile (MASDE), dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...). Et dans la même configuration de simulation numérique.

Dans la première technique de commande elle utilise un **régulateur classique de type PI** et la deuxième technique utilise 'un **régulateur flou**.

L'étude comparative se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de commande. Les structures sont alors simulées pour différentes perturbations sur le couple et la résistance statorique.

Pour les tâches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisée pour une même vitesse de consigne (314 rad/s), un même couple de charge statique (14 N.m), et un même flux rotorique (1.2 Wb).

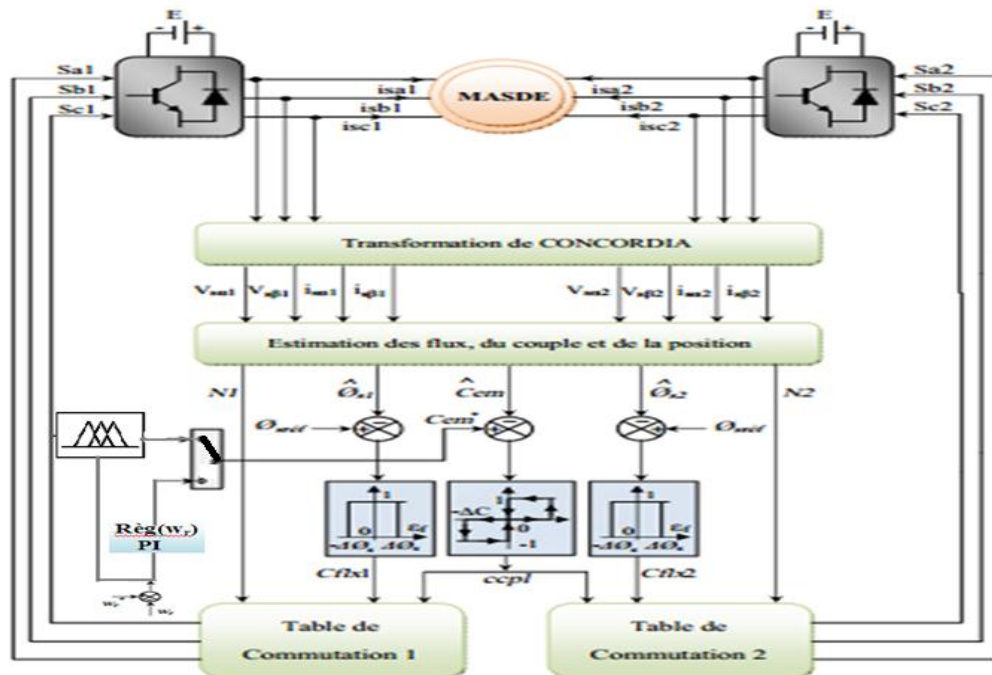


Figure. V.7: représentation du schéma global de la commande directe de couple avec réglage de la vitesse ( la première technique de commande elle utilise un régulateur classique de type PI et la deuxième technique utilise 'un régulateur flou ).

**V.2. Commande directe du couple avec réglage de la vitesse :**

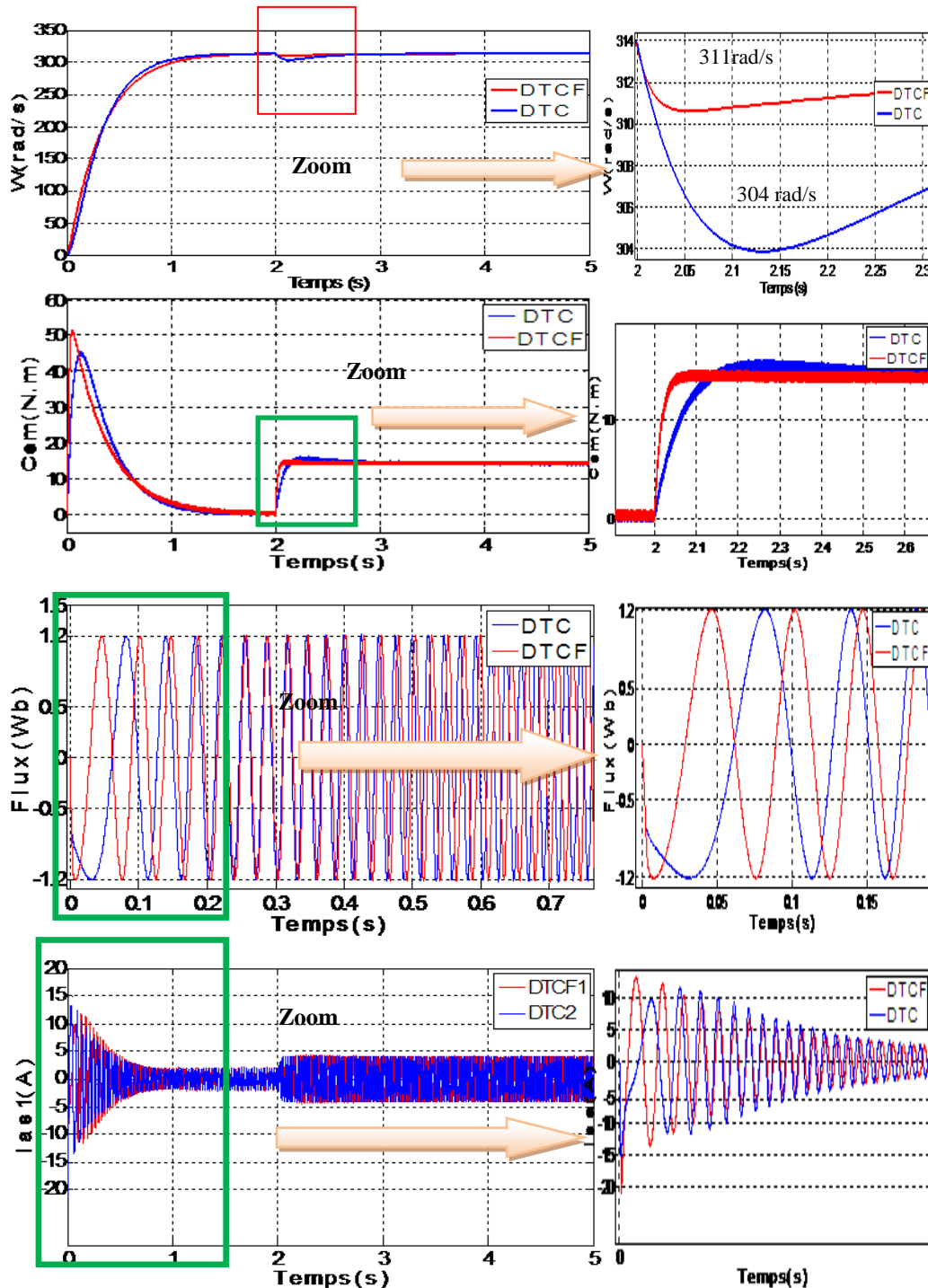


Figure V.1: Réponses par la Commande DTC classique et la DTC floue de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à  $t = 2 \text{ s}$ .

### V.3. Test de robustesse :

Pour bien juger cette commande, plusieurs tests sont effectués. (Variation de vitesse, variation de charge, variation de la résistance statorique de la machine).

#### a- Test de la variation de la vitesse :

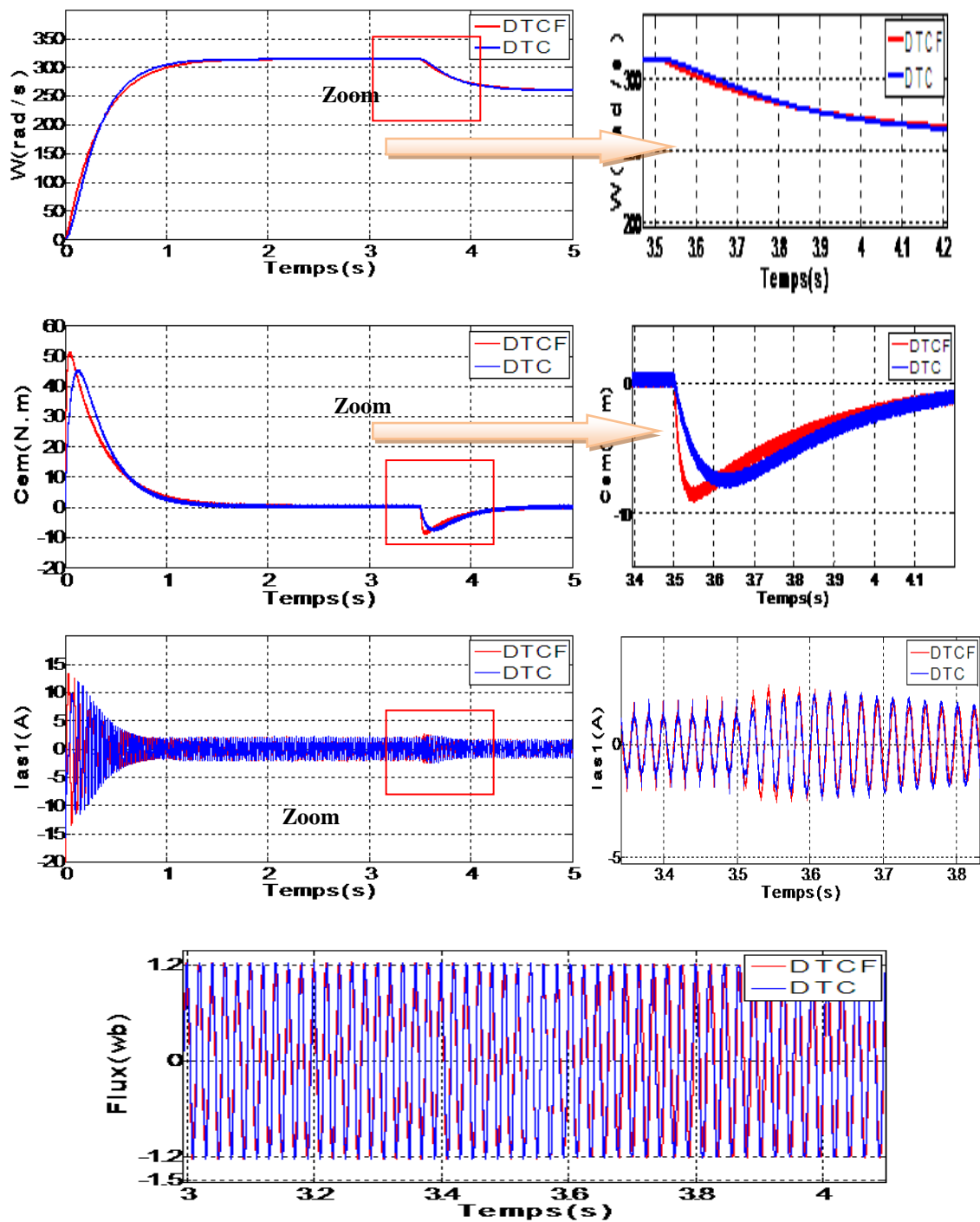


Figure V.2: Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant  $t=3.5s$  par les deux technique de commande.

**b- Test de la variation de la charge :**

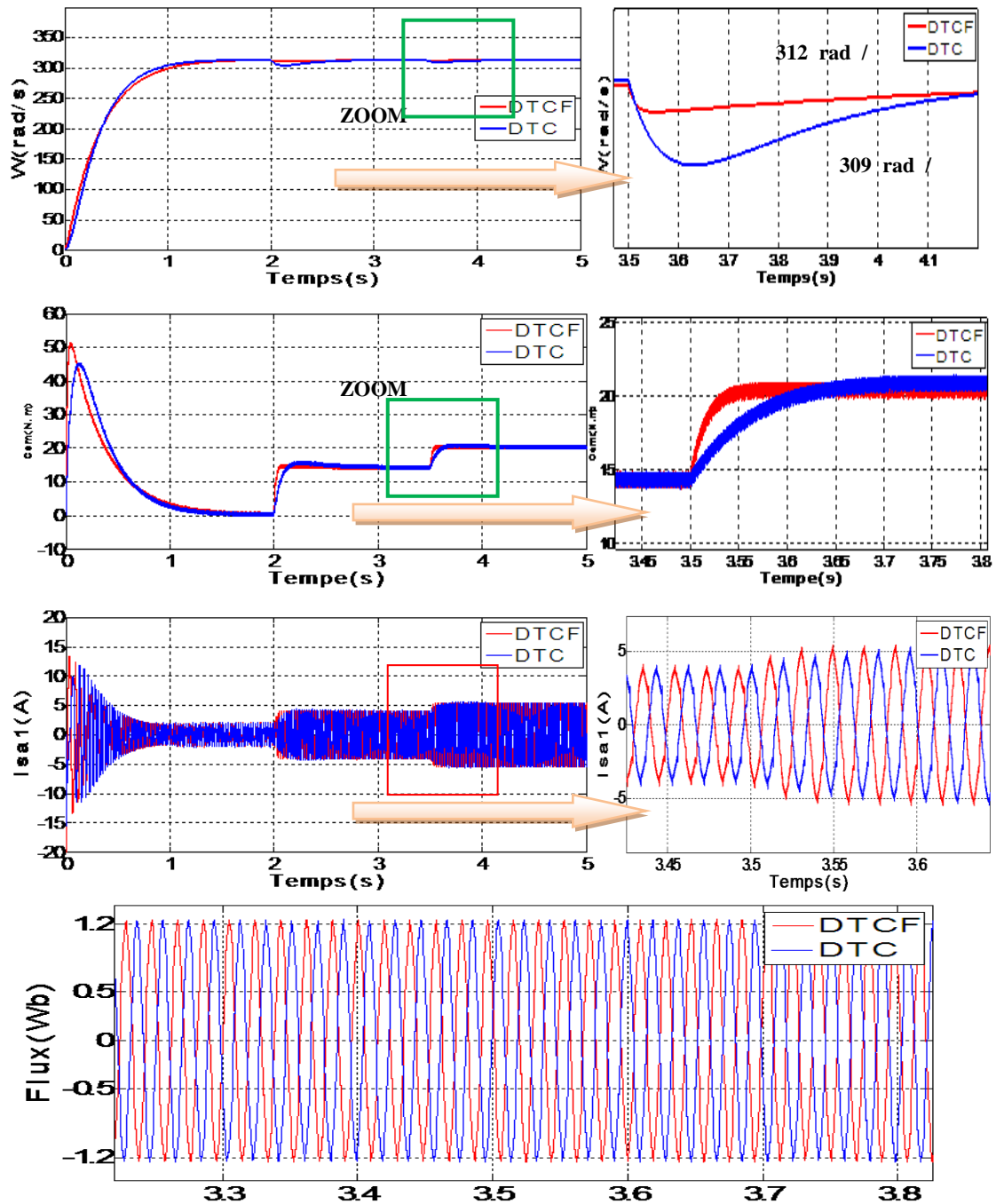
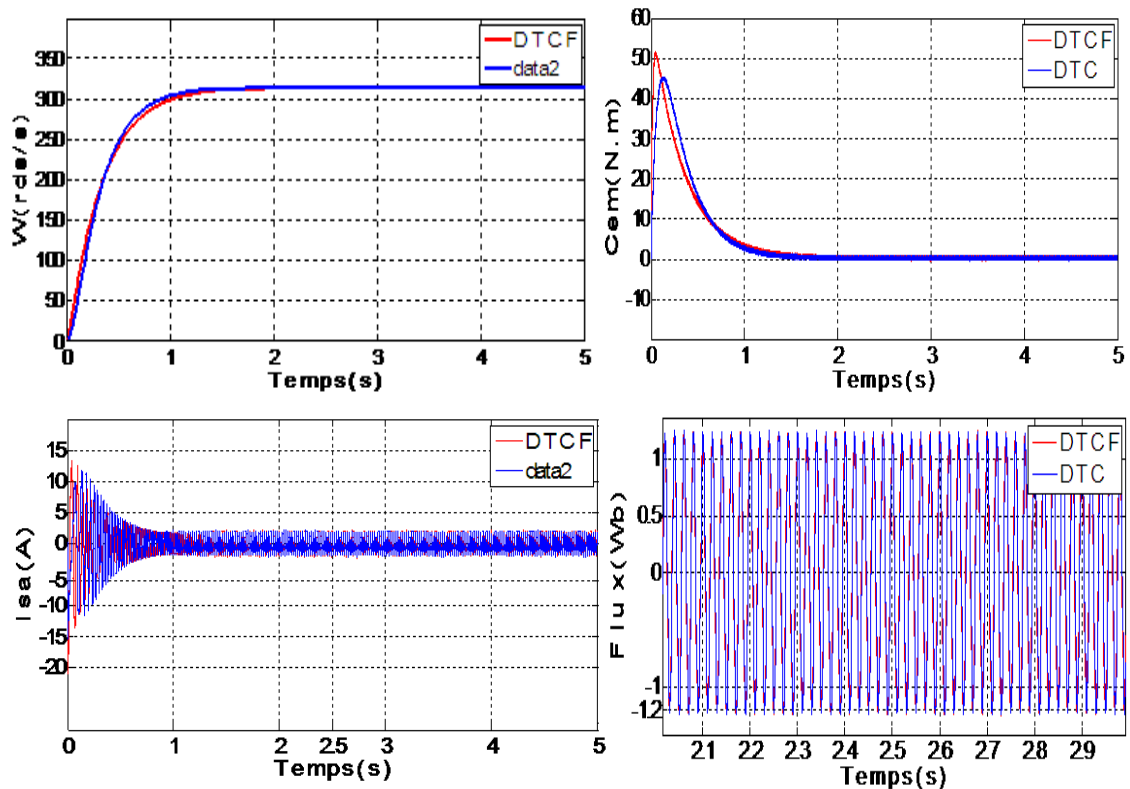


Figure. V.3. Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $C_r = 14$  et  $20$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[3.5, 5]$  par les deux techniques de commande

### c- Test de la variation de la résistance statorique :



**Figure.V.4:Régulation de la vitesse, suivie d'une variation de la résistance statorique de +50% de  $R_{snominale}$  à  $t = 2.5$  sec.par les deux techniques de commande**

## V.4. Étude comparative des résultats de simulation :

D'après les résultats de simulations obtenus par les deux techniques de commande : le contrôle direct du couple (DTC classique) et le contrôle direct flux (DTC Floue) on constate que :

- Le rejet de perturbation par la DTC floue est plus rapide que celui de la DTC classique
- La réponse du système par la DTC floue est plus rapide que celle de la DTC classique
- Les deux techniques de commande sont insensibles à la variation paramétrique de la machine
- Le découplage est maintenu dans les deux techniques de commande
- La DTC floue présente un couple de démarrage( 50N.m)plus grand que celui de la DTC classique(45N.m)

En résumé, on peut conclure qu'en général le contrôle directe du couple est une commande robuste soit en utilisant un régulateur de vitesse PI, soit en utilisant un régulateur flou, sauf que la DTC floue apporte quelques améliorations du point de vue de la rapidité du rejet de perturbation et aussi une meilleure poursuite à la référence.

## **V.5. Conclusion**

Dans ce chapitre on présente une étude comparative entre la commande DTC classique et la commande par DTC Floue de la machine asynchrone double étoile (MASDE), D'après les résultats de simulations obtenus par les deux techniques de commande En résumé, on peut conclure qu'en général le contrôle directe du couple est une commande robuste soit en utilisant un régulateur de vitesse PI, soit en utilisant un régulateur flou, sauf que la DTC floue apporte quelques améliorations du point de vue de la rapidité du rejet de perturbation et aussi une meilleure poursuite à la référence.

*Conclusión  
générale*

## ***CONCLUSION GÉNÉRALE***

Le travail présenté dans ce mémoire, fait la synthèse de la commande d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée en tension, par le contrôle direct du couple (DTC) en utilisant un régulateurs classique (PI), et le contrôle direct du couple par la logique floue ( DTC FLOUE) pour la régulation de la vitesse.

Au premier temps, une étude théorique sur la machine asynchrone double étoile concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients ont été présentés.

Afin de mieux maîtriser la machine, le deuxième point a été consacré à la modélisation de cette dernière, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation.

Dans le but de réglage de la vitesse, on a appliqué le contrôle direct du couple (DTC) qui possède plusieurs avantages par apport aux commandes classiques (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, ...etc) .

Les résultats de simulations obtenus ont permis de juger la qualité de cette commande qui est caractérisée par l'absence de dépassement et les courts temps de réponse, elle présente également un autre avantage de bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. Ainsi cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

Et dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, nous avons opté pour une autre technique de commande dite contrôle directe du couple flou (DTC FLOUE). Dans cette partie le régulateur classique PI est remplacé par un régulateur flou.

Les résultats de simulation obtenus par l'utilisation de ce dernier ont montrés que cette technique de réglage apporte quelques améliorations remarquables par rapport au régulateur PI, où il offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiat et quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite, comme nous avons vu dans le cinquième chapitre.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- 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, commande par la méthode du backstepping, le feedback linéarization, etc ...
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

# Annexe

## PARAMETRES DE LA MCHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE

❖ Puissance nominale	$P_n=4.5\text{Kw}$
❖ Courant nominale	$I_n= 6.4\text{A}$
❖ Tension nominale	$V_n= 220\text{V}$
❖ Résistance du premier enroulement statorique	$r_{s1}=3.72.\Omega$
❖ Résistance du deuxième enroulement statorique	$r_{s2}=3.72\Omega$
❖ Résistance rotorique	$r_r=2.12\Omega$
❖ Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0.022\text{ H}$
❖ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}= 0.022\text{ H}$
❖ Inductance rotorique	$L_r=0.006\text{ H}$
❖ Inductance mutuelle	$L_m=0.3672\text{ H}$
❖ Coefficient de frottement	$k_r=0.001\text{Nms}$
❖ Moment d'inertie	$j=0.0625\text{kg.m}^2$
❖ Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$
❖ Nombre de paire de pôles	$P=1$

**Références bibliographiques**

- [1] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentés », thèse de doctorat, Université de Batna 2010 .
- [2] Alger, P. L. Freiburghouse, E. H. Chase, D. D. « **Double windings for turbine alternators** » AIEE Trans., Vol. 49, pp. 226-244, Jan. 1930.
- [3] Barton, T. F., «**The Double-winding Generator**», General Electric Review, June 1929, PP. 302-308.
- [4] G. K. Singh, K. B. Yadav, R. P. Saini, « **Analysis of a saturated multi-phase (six phase) self-excited induction generator** », Inter Jour of Emer Elec Pow Syst., vol. 7, no. 2, article. 5, pp. 1–21, 2006.
- [5] D. Hadiouche, «*Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double Etoile*», Modélisation, Alimentation et Structure», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré de Nancy I, Faculté des Sciences et Techniques, 2001.
- [6] Hocine AMIMEUR «Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement» Université El Hadj Lakhdar de Batna
- E. Merabet «**Commande flou adaptative d'une machine asynchrone double étoile** mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2008.
- [7] »Y. Yang, C. Zhou, «Robust adaptive fuzzy control for permanent magnet synchronous servomotor drives» *International Journal of Intelligent Systems.*, vol. 20, pp. 153–171, 2005.
- [8] Archana Nanoty, A. R. Chudasama, « **Control of designed developed six phase induction Motor**» International journal of electromagnetics and applications 2012, 2(5): 77-84, DOI: 10.5923/j.ijea.20120205.01.
- [9] G.K.Singh, «Multi-phase induction machine drive research —a survey» electric power systems research 61(2002) 139-147.
- [10] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, «**Space-vector PWM techniques for dual threephase AC machine :analysis, performance evaluation, and DSP implementation**» *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.
- [11] A. Kalantari, M. Mirsalim, H. Rastegar, «**Adjustable speed drive based on fuzzy logic for a dual three-phase induction machine**», *Electrimacs*, 2002, pp 18-21.
- [12] Beriber Dalila, «**Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC**» Thèse de magistère, ENP, 2004.



- [13] Bouguerra Zahira, « Commande de la machine asynchrone double étoile» mémoire de master en automatique», Univ de M'sila, 2012.
- [14] Université d'EL-Oued Thème «**Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : (Modélisation, Alimentation et Commande)** » Réalisé par: BOUAMRA Dhia Elhak BEDDI Nasser Soutenu 23-24 Juin 2014.
- [15] Kercha Safia et Goubi Wissam « **Etude et modélisation des machines électriques double étoile**» Thème Master académique. Université kasdi merbah ouargla 27/06/2013.
- [16] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, « Stady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors », 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47.
- [17] H. M Gaoua, S. Benhammadi, «machines asynchrone a double stator. Modélisation alimentation et command » Mémoire D'ingéniorat, E.N.P Alger 2002.
- [18] G.A.Capolino, Y.Y.Fu, « **Commande des machines asynchrones par flux oriente : principe, méthode et simulation**», Institut méditerranéen de technologie département électronique de puissance et système sassociés.
- [19] E. M. Berkouk, S. Arezki: « Modélisation et Commande d'une machine asynchrone double etoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs à cinq niveaux à structure NPC», Conférence national sur le génie électrique, CNGE, Tiaret, Algérie 2004.
- [20] Benrabia.S & Bendib.A, « **Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multiniveaux** » mémoire d'ingénieur d'état en électromécanique, Univ M'sila, 2005.
- [21] Fateh Mehazzem, «Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique», Thèse de doctorat, Univ Mentouri de Constantine, 2010.
- [22] A.Adel, « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable », Mémoire Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister, Université d'Annaba, 2010.
- [23] A.CHEBABHI ; N.E.ROUABAH ; E.GUERBAI, « **Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS**», Mémoire d'ingéniorat de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [24] B. Omar fethi, « **Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MASalimentée par des onduleurs multi niveaux** »,Mémoire de Magister En vue d'obtention du diplôme de magister en Électrotechnique, USTO – 2013



- [25] Z. Boubaker, « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire », Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna, 2008.
- [26] H. Mohammed Ilyes, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister, Université de Biskra, 2011.
- [27] N. Khalil, « **Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue** », Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de L'Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [28] Y.DAILI, « Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction», mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Novembre 2007.
- [29] C. Carloss de Wit, « **Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC** », Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [30] A.M.ARCKER, « **Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance**», Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.
- [31] Rezgui S.E, «**Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel**», mémoire de magistère en électrotechnique, Univ Mentouri de Constantine, 2009.
- [32] H. Bensaadi, « **Commande DTC-SVM d'une machine synchrone à aimants permanents** », Ingénieur d'état en électrotechnique université de Batna, 2011.
- [33] B. Sebti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction », Thèse de doctorat, Université de batna ,2005.
- [34] Toufouti riad, «**Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone**», thèse de doctorat, Univ Mentouri de Constantine, 2008.
- [35] R.ZAIMEDDINE, « **Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux**», Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juillet 2000.
- [36] K. Merouani, A. Kheloui. « **Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par PC** ». Conférence Internationale ICEE, 2000.
- [37] Sadouni Radhwane, « **Commande par mode glissant flou d'une machine synchrone à double étoile**», mémoire de magister, Univ Djilali liabes de sidi bel Abbes, 2010.



- [38] H. Merouane, « Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension », Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme mester en génie électrique, M'sila, 2013.
- [39] H.Yanyour, J.Saadi, A.Khoumsi, « **Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone (DTC)**», 6<sup>e</sup> Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc.
- [40] Y.ELBIA, «Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté», mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, juin 2009.
- [41] F.CHEVRIE ; F.GUELY, «**La Logique Floue**», Cahier Technique N° 191, Groupe Schneider, CT Edition, Mars, 1998.
- [42] **E. Levrat**, «**logique floue**», Cours de DEA, non publié, CRAN, Nancy, 1995.
- [43] M.C.MADAOUY, « Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, février 2007.
- [44] Présenté par **MERABET Elkhier & BELAYALI Abbas**«**commande par logique floue d'une machine asynchrone a double stator**», universite mohamed boudiaf de m'sila année universitaire : 2004 / 2005
- [45] Salim Zitouni & Toufik boudraa, «Modélisation et commande floue d'une machine asynchrone alimentée en tension »,Mémoire d'ingénieur, M'sila 2005.
- [46] H. BUHLER«**Réglage par logique floue** »,Presse polytechniques et universitaires Romandes –1994.
- [47] R.KETATA« **Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue** », Thèse de Docteur L.A.A.S Toulouse – 1992.
- [48] B. DEMAYA" Commande floue des systèmes à dynamiques complexes- Application à la commande d'un moteur thermique "- Thèse de Docteur LAAS Toulouse - 17 Octobre 1994.
- [49] A.GAID ; N.HAOUARI, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007



- [50] Y.ELBIA, Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté, mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, juin 2009.
- [51] S.CHEKROUN, Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée, mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, Octobre 2009.



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN  
GENIE ELECTRIQUE  
SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : Dr. Leila BENALIA

Présenté par : MELKI Hanane

**Thème :**  
**Contrôle direct du couple par logique floue d'une  
machine asynchrone double étoile**

***Résumé :***

Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance dans les applications des puissances élevées, tel que les compresseurs, les moulins du ciment, trains, tramways, les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, etc... La machine asynchrone double étoile (MASDE) est un type des machines multiphasées où elle possède deux enroulements statoriques triphasés identiques, qui se partagent le même stator. Dans ce travail on a étudié la commande de cette machine par la commande directe du couple (DTC) à base d'un régulateur classique PI en premier temps et à base d'un régulateur flou dans la deuxième partie.

En général, la commande directe du couple (DTC) présente de nombreux avantages par rapport aux autres commandes, où elle offre un découplage entre le flux et le couple électromagnétique et une bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine.

Des simulations sont effectuées pour valider chacune des deux commandes.

**Mots clés :**

Machines multiphasées, machine asynchrone double étoile (MASDE), commande directe du couple DTC, régulateur PI, onduleur de tension, régulateur flou

**N° d'ordre : CSE- 218**