

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

*Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj*

**Faculté des Sciences et de la technologie**

**Département Électronique**

# **Mémoire**

*Présenté pour l'obtention*

**DU DIPLOME DE MASTER**

FILIERE : Electronique

**Spécialité : Industries Electroniques**

Par

- **AFTIS Arezki**
- **BENDAHER Mohamed**

*Intitulé*

***Commande en défaut d'un Moteur Asynchrone Double Etiole***

*Soutenu le : 27/06/2022*

*Devant le Jury composé de :*

<i>Nom &amp; Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<b>TALBI Billel</b>	<b>MCB</b>	<b>Président</b>	<b>Univ-BBA</b>
<b>BENTOUHAMI Larafi</b>	<b>MCB</b>	<b>Encadreur</b>	<b>Univ-BBA</b>
<b>MERABET Elkhier</b>	<b>Prof</b>	<b>Examineur</b>	<b>Univ-BBA</b>
<b>ZAIDI Elyazid</b>	<b>Dr</b>	<b>Invité</b>	<b>Univ-BBA</b>

*Année Universitaire 2021/2022*

## Remerciements

*En préambule à ce mémoire*

*Nous remercions ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude.*

*Ce présent mémoire, n'aurait pu voir le jour sans la contribution de nombreuses personnes dont nous faisons aujourd'hui un plaisir et un devoir de les remercier, et de leur témoigner notre profonde gratitude. Nous remercions notre [encadreur Dr. Bentouhami Larafi](#) et [Dr. Zaidi Elyazid](#) pour l'intérêt qu'elle a apporté à ce travail, qu'elle nous est accordée tout au long de ce travail. A tous [les enseignants](#) de la filière électronique industrielle qui n'ont pas cessé de nous porter aide et assistance. Nous n'oublions pas nos parents de leur soutien moral et matériel. Qu'il soit de même pour tous nos amis dont le soutien indéfectible et leur fidélité en amitié. Merci.*

*Nous présentons également nos remerciements aux membres de jury qui daigneront, évaluer et juger notre travail.*

*Enfin, nos remerciements à toutes les personnes qui nous ont aidé, de près ou de loin durant notre formation.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste mémoire à mes parents.*

*A mes chères sœurs, à mes chers frères.*

*A mes amis.*

## Liste des matières

Introduction Générale .....	1
-----------------------------	---

### **Chapitre 1** : Modélisation de MASDE et leur alimentation en vue de la commande

1.1.	Introduction .....	2
1.2.	Description de la MASDE .....	2
1.3.	Les avantages et les inconvénients de la MASDE .....	3
1.4.	Modèle naturel de la MASDE .....	4
1.4.1	Equations des tensions .....	5
1.4.2	Equations des flux .....	5
1.4.3	Equation mécanique .....	7
1.5.	Modélisation de la MASDE .....	7
1.5.1	Introduction .....	7
1.5.2	Modèle de Park .....	7
1.5.3	Application de la transformation de Park à la MASDE .....	9
1.5.4	Choix du référentiel .....	11
1.5.5	Modèle de la machine .....	11
1.5.6	Mise sous forme d'équation d'état .....	12
1.6.	Simulation numérique .....	15
1.6.1	Premier cas : fonctionnement à vide .....	16
1.6.2	Deuxième cas : fonctionnement en charge .....	17
1.6.3	Interprétations des résultats .....	17
1.7.	Modélisation de l'Alimentation de la MASDE .....	18
1.7.1	Introduction .....	18
1.7.2	Modélisation de l'onduleur à commande MLI-ST .....	19
1.7.3	Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension .....	21
1.7.4	Résultats de simulation .....	22
1.7.5	Interprétations des résultats .....	23
1.8.	Conclusion .....	23

### **Chapitre 2** : Commande Vectorielle de la MASDE en mode sain

2.1.	Introduction .....	24
2.2.	Origines de la commande vectorielle .....	24
2.3.	Principe de la commande vectorielle .....	24
2.3.1	Procède d'orientation du flux .....	25
2.4.	Méthodes de la commande vectorielle .....	26
2.5.	Commande vectorielle de la MASDE (Indirect) .....	26
2.5.1	Régulation du flux .....	28
2.5.2	Commande en boucle ouverte de la MASDE .....	28



2.6.	Régulation de vitesse de la MASDE alimentée par deux onduleurs .....	30
2.6.1	Commande vectorielle indirecte (Boucle fermée) .....	30
2.6.2	Résulte et interprétation .....	31
2.7.	Conclusion .....	35

**Chapitre 3** : Commande non-linéaire du système  
d'entraînement suite à un défaut

3.1.	Introduction .....	36
3.2.	Etude statistique des défaillances au niveau des IGBT .....	36
3.3.	Modes de défaut du convertisseur .....	37
3.3.1	Défauts et défaillances internes à l'onduleur .....	37
3.3.1.1	Défauts de type haute impédance .....	37
3.3.1.2	Défauts de type haute impédance des deux IGBT d'un bras .....	37
3.3.1.3	Défauts de type haute impédance de l'ensemble des IGBT .....	37
3.3.1.4	Défauts de type basse impédance d'un IGBT .....	37
3.3.1.5	Défauts de type basse impédance des deux IGBT .....	40
3.3.2	Défauts externes à l'onduleur .....	41
3.3.2.1	Défauts de court-circuit du bus continu .....	41
3.3.2.2	Défauts d'isolement d'une phase .....	42
3.4.	L'ensemble convertisseur-machine sous un défaut .....	43
3.5.	La logique floue .....	44
3.5.1	Théorie des ensembles floue .....	44
3.5.1.1	Ensemble flou logique .....	45
3.5.1.2	Fonction d'appartenance .....	45
3.5.1.3	Opération de la logique floue .....	46
3.5.1.4	Raisonnement en logique floue .....	47
3.5.2	Principe de la logique floue .....	47
3.5.3	Structure d'une commande à logique floue .....	48
3.5.4	Application de la commande floue pour réglage de la vitesse de la MASDE 511	
3.5.5	Conception du régulateur floue .....	52
3.5.6	Résultats de la simulation numérique .....	54
3.6.	Mode de fonctionnement dégradé .....	56
3.6.1	Etude comparative entre les deux régulateurs .....	56
3.7.	Conclusion .....	60
	Conclusion Générale .....	62

## Liste des figures

Figure 1-1	Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE.....	3
Figure 1-2	Transformation de Park.....	8
Figure 1-3	Représentation des axes en transformation de Park.....	9
Figure 1-4	L'alimentation directe de la MASDE.....	16
Figure 1-5	Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE à vide.....	16
Figure 1-6	Allures des courants de la MASDE à vide.....	16
Figure 1-7	Allure de flux rotorique direct à vide.....	16
Figure 1-8	Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE en charge.....	17
Figure 1-9	Allures des courants de la MASDE en charge.....	17
Figure 1-10	Allure de flux rotorique direct en charge.....	17
Figure 1-11	Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	19
Figure 1-12	L'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	22
Figure 1-13	Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE alimenté par l'onduleur.....	22
Figure 1-14	Allures des courants de la MASDE alimenté par l'onduleur.....	22
Figure 2-1	Principe de la commande vectorielle.....	25
Figure 2-2	Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée pour la MASDE.....	29
Figure 2-3	Schéma Bloc de découplage en tension (Foc).....	29
Figure 2-4	Schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte.....	31
Figure 2-5	Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE.....	31
Figure 2-6	Allures des courants des phases de la première étoile de la MASDE.....	32
Figure 2-7	Allures des courants des phases de la deuxième étoile de la MASDE.....	32
Figure 2-8	Allures des courants directe et quadrature des deux étoile de la MASDE.....	32
Figure 2-9	Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE.....	33
Figure 2-10	Allures des courants des phases de la première étoile de la MASDE.....	33
Figure 2-11	Allures des courants des phases de la deuxième étoile de la MASDE.....	33
Figure 2-12	Allures des courants directe et quadrature des deux étoile de la MASDE.....	34
Figure 3-1	Défaillance de type haute impédance d'un IGBT.....	38
Figure 3-2	Défaillance de type haute impédance des deux IGBT d'un bras.....	38
Figure 3-3	L'ensemble des IGBT avec les interrupteurs désactivés.....	39
Figure 3-4	Défaillance de type basse impédance d'un IGBT.....	40
Figure 3-5	Défaillance de type basse impédance des deux IGBT d'un bras.....	41
Figure 3-6	Défaillance de type court-circuit du bus continu.....	42
Figure 3-7	Défaillance de type isolement d'une phase.....	43
Figure 3-8	Structure topologique d'un system de l'association ondileur-machine reconfiguré après les défauts.....	44
Figure 3-9	Différence entre ensemble classique et ensemble Flou.....	45
Figure 3-10	Formes usuelles des fonctions d'appartenance.....	46
Figure 3-11	Variables linguistiques, termes linguistiques et univers de discours.....	48
Figure 3-12	Structure de base d'un contrôleur flou.....	49
Figure 3-13	Réglage de vitesse de la MASDE par un régulateur flou.....	52
Figure 3-14	Fonctions d'appartenance de l'erreur $e_{\omega}$ et sa variation $d_{e_{\omega}}$ .....	52
Figure 3-15	Fonctions d'appartenance du couple électromagnétique.....	53
Figure 3-16	Allures des grandeurs mécaniques à l'état sain avec un régulateur FL.....	55

<i>Figure 3-17</i> Allures des Les courants de phase de la première étoile à l'état sain avec un régulateur FL. ....	55
<i>Figure 3-18</i> Allures des courants de phase de la deuxième étoile à l'état sain avec un régulateur FL. ....	55
<i>Figure 3-19</i> Allures des courants directs et quadrature des deux étoiles à l'état sain avec un régulateur FL. ....	56
<i>Figure 3-20</i> Allures des vitesses avec les deux régulateur suit au défaut. ....	57
<i>Figure 3-21</i> Allures des couples avec les deux régulateur suit au défaut. ....	57
<i>Figure 3-22</i> Allures des courants des phases du premier étoile avec les deux régulateur suit au défaut. ....	58
<i>Figure 3-23</i> Allures des courants des phases de la deuxième étoile avec les deux régulateur suit au défaut. ....	58
<i>Figure 3-24</i> Allures des tensions aux bornes de MASDE avec les deux régulateur suit au défaut. ....	59
<i>Figure 3-25</i> Allures des courants direct et quadrature des de deux étoiles avec les deux régulateur suit au défaut. ....	59

## ***Liste des Tableaux***

<i>Tableau 3-1</i> Origines des défauts des convertisseurs statiques.....	37
<i>Tableau 3-2</i> Table d'inférence du régulateur flou.....	54

## ***Abréviation et Symbole***

MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile.
$M_{cc}$	Machine à Courant Continu.
$M_{li}$	La Modulation de la Largeur d'Impulsion.
FLC	Fuzzy Logic Controller.
FLC (T-S)	Le régulateur logique Flou de Takagi-Sugeno.
PI	Le régulateur Proportionnel-Intégral.
Foc	Field Oriented Control.
$a_r, b_r, c_r$	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1.
$a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
$C_{em}^*$	Le couple électromagnétique de référence.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
$C_r$	Le couple résistant.
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park.
$d_{s1}, d_{s2}$	Les indices correspondants à l'axe d de l'étoile 1 et 2.
$e_\omega, e_\omega^*$	Erreur de vitesse et sa variation.
i	Le courant.
v	La tension.
J	Le moment d'inertie.
P	Le nombre de paires de pôles de la machine.
$K_f$	Le coefficient de frottement.
$K_p, K_i$	Paramètres du régulateur pi.
$L_1, L_2$	Les inductances des charges.
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	L'inductance propre des étoiles statoriques et du rotorique.
$L_m$	L'inductance de magnétisation.
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
r	Le coefficient de réglage en tension de l'onduleur.
$R_1, R_2$	Les résistances des charges.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	Les résistances statoriques et rotorique.
S	L'opérateur de Laplace.
$S_1, S_2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
$u_f$	La commande de régulateur Flc (T-S).
$v_p(t)$	Tension de la porteuse.
A	Angle de décalage entre les deux étoiles.
$\theta_m, \Omega_m$	La position et la vitesse du modèle de référence.
$\theta_{rm}, \Omega_{rm}$	La position et la vitesse mécanique du rotor.

## *Abréviation et Symbole*

---

$x^*$	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.).
$N, N^*, N_{rm}$	La vitesse de rotation, de référence et du modèle de référence en tr/min.
$V$	Fonction de Lyapunov.
$C_{em}^{op}$	La commande optimale.
$\gamma$	Le coefficient de réglage de régulateur Flc (T-S).
$\Omega_s$	La vitesse de rotation du champ tourna.
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique.
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique.
$\omega_{coo}$	La vitesse angulaire des axes (d, q).
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement.
$\phi$	Le flux imposé par le courant d'excitation $I_f$ .
$\phi_r$	Le flux rotorique.
$\phi_{rest}$	Le flux rotorique estimé.

## Introduction générale

Aujourd'hui, les machines électriques polyphasées ont un très grand impact dans l'industrie spécialement dans les applications de grande puissance qui nécessitent un très grand niveau de sûreté. Cette catégorie présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : la segmentation de puissance, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, la réduction des courants harmoniques et la grande fiabilité [1].

Le contrôle vectoriel rend le comportement de ce type de machines similaire à un moteur à courant continu à excitation séparée. Les premiers régulateurs utilisés sont des régulateurs linéaires des types : PI, IP, PD et PID. Ils sont inefficaces contre les variations paramétriques. La machine asynchrone double étoile possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalées d'un angle électrique de  $30^\circ$ . Ses enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, elle peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobinée pour former un enroulement triphasé.

Ce mémoire est répartie trois chapitres :

On a vu la nécessité de consacrer **le premier chapitre** à la modélisation de la MASDE qui a été le premier pas pour appliquer une commande, fait l'objet du deuxième chapitre. La modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile présentée par deux onduleurs de tension à commande par la méthode MIL-Sinus Triangle (MLI-ST) est aussi l'objet de ce même chapitre.

**Le deuxième chapitre** est consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, par la méthode indirecte. On utilise le régulateur classique PI pour régler la vitesse indépendamment de la charge appliquée et les courants diphasés.

Pour voir d'autres performances de la machine asynchrone double étoile, on appliquera la commande de type logique floue pour contrôler la vitesse de la machine asynchrone double étoile à l'état du défaut de coupure d'un bras (phase), ce dernier est l'objectif du **troisième chapitre**.

# *Chapitre 1 :*

*Modélisation de MASDE et leur  
alimentation en vue de la commande*



## 1.1. Introduction

La modélisation d'une machine électrique en cas générale est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale [1].

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable [1].

**Dans ce chapitre**, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique, ainsi que la modélisation du système d'alimentation.

## 1.2. Description de la MASDE

La machine asynchrone triphasé à double étoile est une machine qui comporte deux stators fixe déphasé entre eux d'un angle  $\alpha$  et un rotor mobile, (Figure 1-1). Parmi les angles le plus utilisé on trouve le plus souvent  $\alpha=30^\circ$ . Chaque stator de la machine asynchrone à double étoile est composé de trois enroulement identique à  $p$  paire de pôle. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale  $2\pi/3$  dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courants entraînant la création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournante est proportionnelle au nombre de paires de pôle de la machine et à la pulsation des courants statoriques telle que :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. La structure électrique du rotor est de type cage d'écureuil (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines robuste, facile d'emploi et nécessitant un entretien limité.

La machine à double stator est représentée par deux enroulement statoriques  $A_{s1}$ ,  $B_{s1}$ ,  $C_{s1}$  et  $A_{s2}$ ,  $B_{s2}$ ,  $C_{s2}$  qui sont déphasés de  $\alpha$  entre eux, et trois phases rotoriques :  $A_r$ ,  $B_r$ ,  $C_r$ .

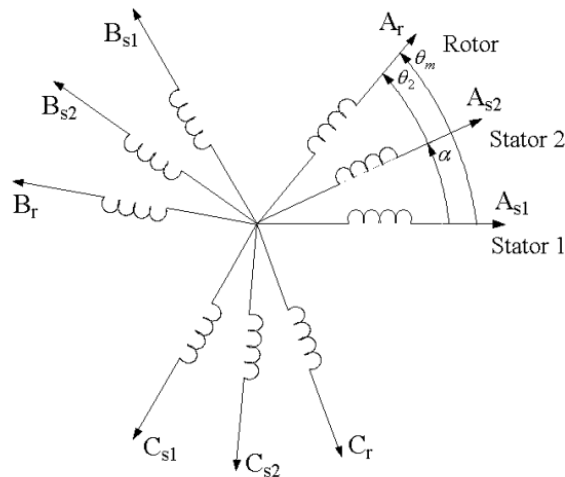


Figure 1-1 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE.

La machine asynchrone à double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices. En plus des hypothèses de la machine généralisée, on n'admettra que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés, (les six phases ont donc les mêmes caractéristiques électrique) [1].

### 1.3. Les Avantages et les inconvénients de la MSADE

Depuis plusieurs décennies les MASDE ont été utilisées dans beaucoup applications, pour leurs avantages, entre autres [1] :

- Segmentation de la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur machine de forte puissance des composants de calibre réduit.
- Amélioration des performances des machines alimentées par des tensions ou des courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde).
- Diminution des ondulations du couple électromagnétique et les pertes robotiques.
- Amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes).
- Elargissement des possibilités de commande par commutation de la vitesse synchrone, en changement la séquence des tensions appliquées à la machine.
- Diminution du contenu harmonique de la courante du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs.

Les inconvénients majeur des MASDE est :

- Apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- Multiplication du nombre des semi-conducteurs complique le système de commande.

#### 1.4. Modelé naturel de la MASDE

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux [1].

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} U_{as1} = R_{as1} i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ U_{bs1} = R_{bs1} i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ U_{cs1} = R_{cs1} i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (1.2)$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} U_{as2} = R_{as2} i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ U_{bs2} = R_{bs2} i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ U_{cs2} = R_{cs2} i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra} i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_{rb} i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_{rc} i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (1.4)$$

### 1.4.1 Equations des tensions

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

$$\begin{cases} [U_{abc}, S_1] = [R_{s1}][I_{abc}, S_1] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}, S_1] \\ [U_{abc}, S_2] = [R_{s2}][I_{abc}, S_2] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}, S_2] \\ [U_{abc}, r] = [R_r][I_{abc}, S_1] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}, r] \end{cases} \quad (1.5)$$

Avec :

- $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$  : Résistance d'une phase du 1<sup>er</sup> stator
- $R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$  : Résistance d'une phase du 2<sup>ème</sup> stator
- $R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$  : Résistance d'une phase du rotor

### 1.4.2 Equations des flux

Les flux statorique et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1, s1}] & [L_{s1, s2}] & [L_{s1, r}] \\ [L_{s2, s1}] & [L_{s2, s2}] & [L_{s2, r}] \\ [L_r, s1] & [L_r, s2] & [L_r, r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte de l'hypothèse simplificatrice citée précédemment nous permet d'écrire :

- $[L_{s1, s1}]$  la matrice inductance de l'étoile 1 :

$$[L_{s1, s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

➤  $[L_{s2, s2}]$  la matrice inductance de l'étoile 2:

$$[L_{s2, s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

➤  $[L_{r, r}]$  la matrice inductance du rotor:

$$[L_{r, r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

➤  $[L_{s1, s2}]$  la matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2 :

$$[L_{s1, s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

➤  $[L_{s1, r}]$  la matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor :

$$[L_{s1, r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

➤  $[L_{s2, r}]$  la matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor :

$$[L_{s2, r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

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

Avec :

- $L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$  : L'inductance propre du 1<sup>er</sup> stator
- $L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$  : L'inductance propre du 2<sup>eme</sup> stator
- $L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$  : L'inductance propre du rotor
- $L_{ms}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique
- $L_{mr}$  : Leur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotoriques
- $L_{sr}$  : Alleur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

### 1.4.3 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [1] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m) \\ \frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \end{cases} \quad (1.13)$$

- **Couple électromagnétique**

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes  $[L_{s1}, r]$ ,  $[L_{s2}, r]$ ,  $[L_{s1}, r]$  et  $[L_{s2}, r]$  dépendent de  $\theta_m$  qui donne une expression du couple électromagnétique.

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta \theta_m} [L_{s1}, r][I_r] + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta \theta_m} [L_{s2}, r][I_r] \quad (1.14)$$

Les équations (1-5), (1-6), (1-13), (1-14), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

## 1.5. Modélisation de la MASDE

### 1.5.1 Introduction

Le modèle de la MASDE établi précédemment facilite l'étude de la machine, cette partie fait l'objet d'étudier ces régimes. Plusieurs modèles ont été écrits dans ce contexte. On cite le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques, de la théorie du vecteur d'espace et du modèle de Park. Ces modèles ont pour objet de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine. Dans cette étude on applique le modèle de Park.

### 1.5.2 Modèle de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé à un système équivalent biphasé (Figure 1-2), le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire). Cette transformation est indispensable puisque le modèle naturel ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE. Une seconde transformation de Park,

appelée la transformation de Park modifiée, a pour objet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui biphasé ou inversement [1].

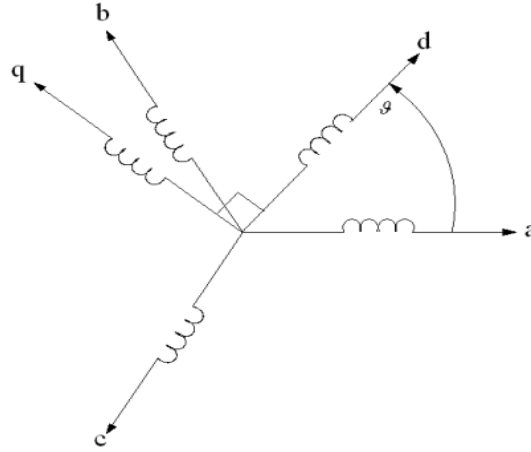


Figure 1-2 Transformation de Park.

On utilise la relation algébrique (1), pour le passage du système triphasé au système biphasé, et pour le passage inverse on utilise l'équation (2). L'axe homopolaire est orthogonal au plan (d, q).

$$\begin{cases} [G_{dq0}] = [A_p][G_{abc}] & (1) \\ [G_{abc}] = [A_p^{-1}][G_{dq0}] & (2) \end{cases} \quad (1.15)$$

$[G_{abc}]$  est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré,  $[G_{dq0}]$  le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

Avec :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$[A_p^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

### 1.5.3 Application de la transformation de Park à la MASDE

- **Equations des tensions**

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions on obtient :

➤ Pour l'étoile 1 :

$$[A_{ps1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

➤ La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[A_{ps2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

➤ La matrice de Park pour le rotor :

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

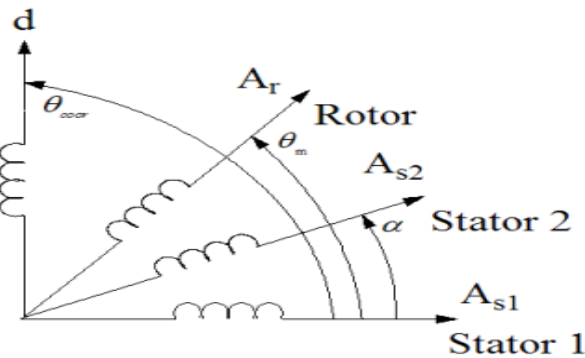


Figure 1-3 Représentation des axes en transformation d Park.

- **Equations des flux**

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



$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \end{array} \right. \quad (1.22)$$

- **Equation mécanique**

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation. Ce qui conduit à leur équivalence physique.

$$P_e = [U_s] t [I_s] = U_{as1} i_{as1} + U_{bs1} i_{bs1} + U_{cs1} i_{cs1} + U_{as2} i_{as2} + U_{bs2} i_{bs2} + U_{cs2} i_{cs2}$$

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

$$\begin{aligned} P_{abc} = & \underbrace{R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\ & + \underbrace{\omega_{coor} (\phi_{ds1} i_{qs1}^2 - \phi_{qs1} i_{ds1}^2 + \phi_{ds2} i_{qs2}^2 + \phi_{qs2} i_{ds2}^2)}_{\text{terme 2}} \\ & + \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} i_{qs2}}_{\text{terme 3}} \end{aligned} \quad (1.23)$$

On constate que la puissance instantanée d'enveloppée se compose de trois termes :

- Premier terme est identifiable aux pertes Joules.
- Second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- Troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).
- Puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle:

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (1.24)$$

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

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

$$P_{em} = \omega_{coor}(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (1.25)$$

D'après l'équation (1-26) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (1.26)$$

### 1.5.4 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 (d, q) [1].

### 1.5.5 Modèle de la machine

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.27)$$

### 1.5.6 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant  $\psi_m$  est la somme des deux flux magnétisants direct  $\psi_{md}$  et quadratique  $\psi_{mq}$ , d'où :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad (1.28)$$

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

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (1.29)$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.3) dans le système d'équation (1.22) on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \phi_{md} \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \phi_{md} \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \phi_{mq} \end{cases} \quad (1.30)$$

A partir de l'équation (1-31) on tire :

$$\begin{cases} i_{ds1} = (\phi_{ds1} - \phi_{md})/L_{s1} \\ i_{qs1} = (\phi_{qs1} - \phi_{mq})/L_{s1} \\ i_{ds2} = (\phi_{ds2} - \phi_{md})/L_{s2} \\ i_{qs2} = (\phi_{qs2} - \phi_{mq})/L_{s2} \\ i_{dr} = (\phi_{dr} - \phi_{md})/L_r \\ i_{qr} = (\phi_{qr} - \phi_{mq})/L_r \end{cases} \quad (1.31)$$

En remplaçant les courants du système d'équations (1.31) par leur expression dans le système d'équations (1.27), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = V_{ds1} - \frac{Rs1}{Ls1} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = V_{qs1} - \frac{Rs1}{Ls1} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = V_{ds2} - \frac{Rs2}{Ls2} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = V_{qs2} - \frac{Rs2}{Ls2} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -\frac{Rr}{Lr} (\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -\frac{Rr}{Lr} (\phi_{qr} - \phi_{mq}) - \omega_{gl} \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.32)$$

A partir de l'équation (1-22), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{md} = L_a (\phi_{ds1}/L_{s1} + \phi_{ds2}/L_{s2} + \phi_{dr}/L_r) \\ \phi_{mq} = L_a (\phi_{qs1}/L_{s1} + \phi_{qs2}/L_{s2} + \phi_{qr}/L_r) \end{array} \right. \quad (1.33)$$

Où :

$$L_a = 1 (1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)$$

En remplaçant les flux magnétisants  $\psi_{md}$  et  $\psi_{mq}$  par leurs expressions dans (1.31), on obtient le nouveau système d'équation :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = V_{ds1} - \left( \frac{Rs1}{Ls1} - \frac{Rs1La}{L^2s1} \right) \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs1} + \left( \frac{Rs1La}{Ls1Ls2} \right) \phi_{ds2} + \left( \frac{Rs1La}{LrLs1} \right) \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = V_{qs1} - \left( \frac{Rs1}{Ls1} - \frac{Rs1La}{L^2s1} \right) \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{ds1} + \left( \frac{Rs1La}{Ls1Ls2} \right) \phi_{qs2} + \left( \frac{Rs1La}{LrLs1} \right) \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = V_{ds2} - \left( \frac{Rs2}{Ls2} - \frac{Rs2La}{L^2s2} \right) \phi_{ds2} + \left( \frac{Rs2La}{Ls1Ls2} \right) \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs2} + \left( \frac{Rs1La}{LrLs1} \right) \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = V_{qs2} - \left( \frac{Rs2}{Ls2} - \frac{Rs2La}{L^2s2} \right) \phi_{qs2} + \left( \frac{Rs2La}{Ls1Ls2} \right) \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds2} + \left( \frac{Rs1La}{LrLs1} \right) \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -\left( \frac{Rr}{Lr} - \frac{RrLa}{L^2r} \right) \phi_{dr} + \left( \frac{RrLa}{LrLs1} \right) \phi_{ds1} + \left( \frac{RrLa}{LrLs2} \right) \phi_{ds2} + \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -\left( \frac{Rr}{Lr} - \frac{RrLa}{L^2r} \right) \phi_{qr} + \left( \frac{RrLa}{LrLs1} \right) \phi_{qs1} + \left( \frac{RrLa}{LrLs2} \right) \phi_{qs2} - \omega_{gl} \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.34)$$

- $\left( \frac{Ls1}{Rs1} \right) = T_{s1}$  : Constante de temps statorique de la première étoile.
- $\left( \frac{Ls2}{Rs2} \right) = T_{s2}$  : Constante de temps statorique de la deuxième étoile.

- $\left(\frac{L_r}{R_r}\right) = T_r$  : Constante de temps rotorique.

En mettant le système d'équations (1.35) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.35)$$

Avec :

- $X = [\phi_{ds1}, \phi_{qs1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs2}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^T$  : Comme vecteur d'état.
- $U = [V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}]^T$  : Vecteur de commande (vecteur d'entrée).

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

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

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice A peut-être décomposée comme suit :

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

Telle que :

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

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

$$[\psi] = [H][I]$$

$$H = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & -1 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix}$$

## 1.6. Résultats de simulation numérique

La résolution numérique des équations différentielles (1-13), et (1-34) a été faite à l'aide d'une programmation sous *Matlab/Simulink*. De plus, les paramètres de la machine utilisée (les deux étoiles sont indiquées) sont donnés dans le tableau de l'Annexe A.

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

### 1.6.1 Premier cas : fonctionnement à vide

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide  $C_r = 0$ .

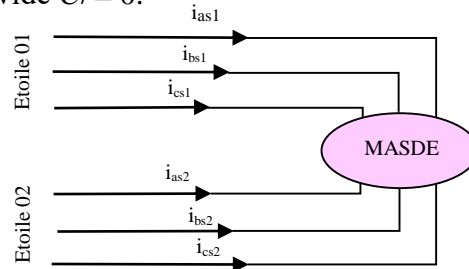


Figure 1-4 L'alimentation directe de la MASDE.

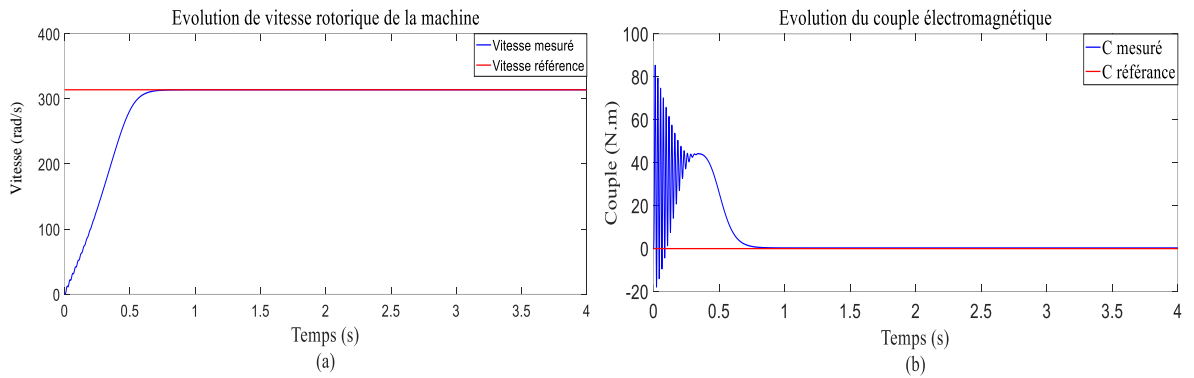


Figure 1-5 Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE à vide.

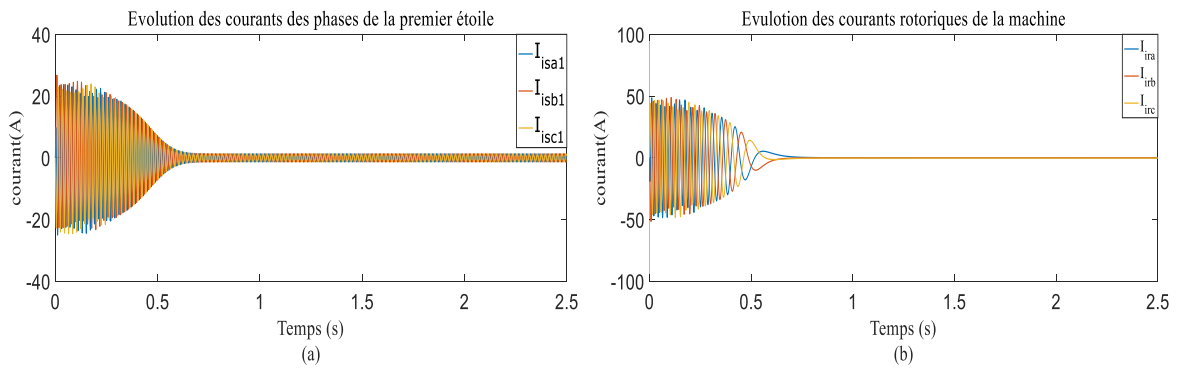


Figure 1-6 Allures des courants des phases de la MASDE à vide.

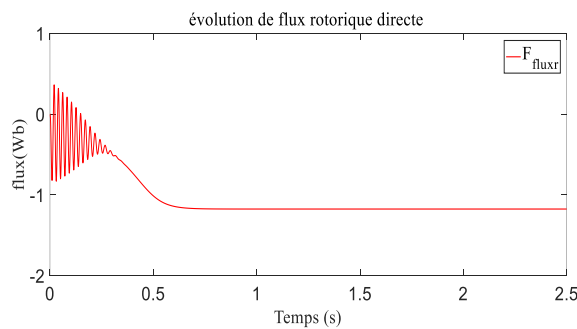


Figure 1-7 Allure de flux rotorique directe à vide.

### 1.6.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à partir de l'instant  $t = 3\text{s}$ . Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.

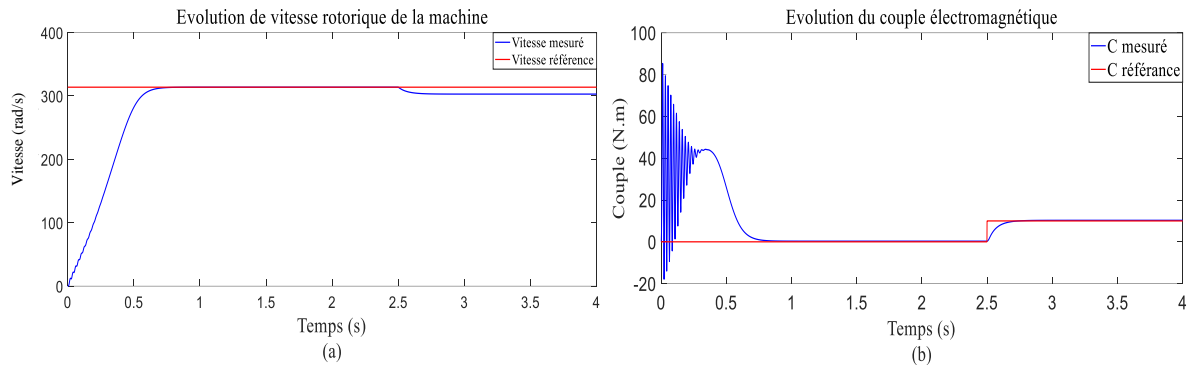


Figure 1-8 Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE en charge.

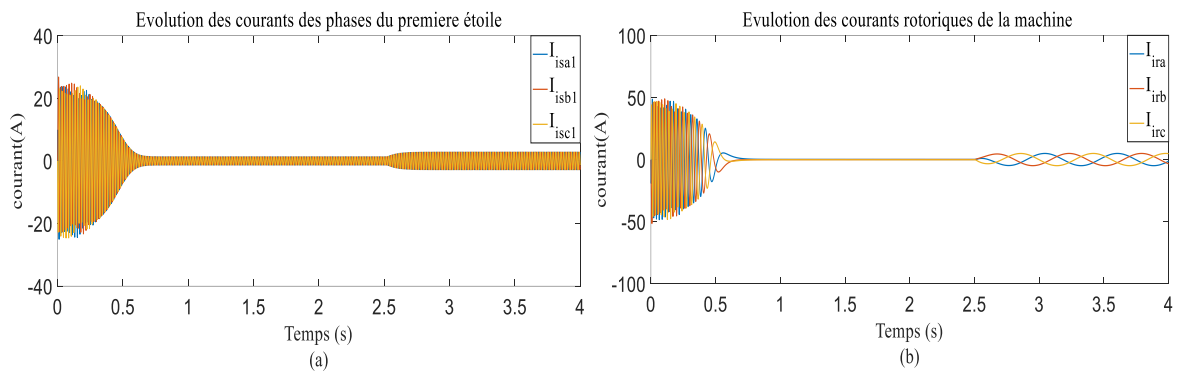


Figure 1-9 Allures des courants des phases de la MASDE en charge.

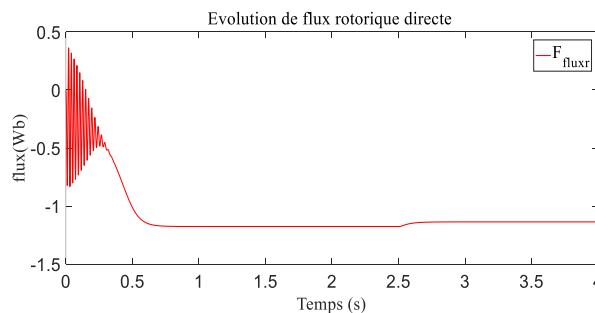


Figure 1-10 Allures de flux rotorique directe en charge.

### 1.6.3 Interprétations des résultats

Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide montrent que : La vitesse de rotation se stabilise presque à 3000 tr/min après un régime transitoire d'environ 1s (Figure 1-5 (a)). De plus, le couple électromagnétique présente au



d'amarrage, un pic de 57 N.m et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 0.31 N.m (Figure 1-5 (b)). Les courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres  $R_{s1} = R_{s2}$  etc.). Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur  $i_{s1} = i_{s2} = 25A$ . Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.3A d'amplitude (Figure 1-6 (a)).

### En charge

En appliquant une charge à l'instant  $t = 2.5$  s, on constate les mêmes performances qu'au démarrage, la vitesse de la rotation chute jusqu'à atteindre la valeur  $N = 2753$  tr/min vitesse nominale (Figure 1-7 (a)), le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sur les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 N.m (Figure 1-7 (b)), le courant de l'étoile 1  $i_{as1}$  atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 5.6 A (Figure 1-8 (a)).

Pour maintenir la vitesse de rotation constante indépendamment de la charge appliquée, on applique une commande particulière.

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

## **1.7. Modélisation de l'alimentation de la MASDE**

### **1.7.1 Introduction**

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandable [2].

### 1.7.2 Modélisation de l'onduleur à commande MLI-ST

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entraînements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs [2].

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise IGBT dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable ; pour les puissances moins élevées on utilise MOSFET.

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Figure1-9).

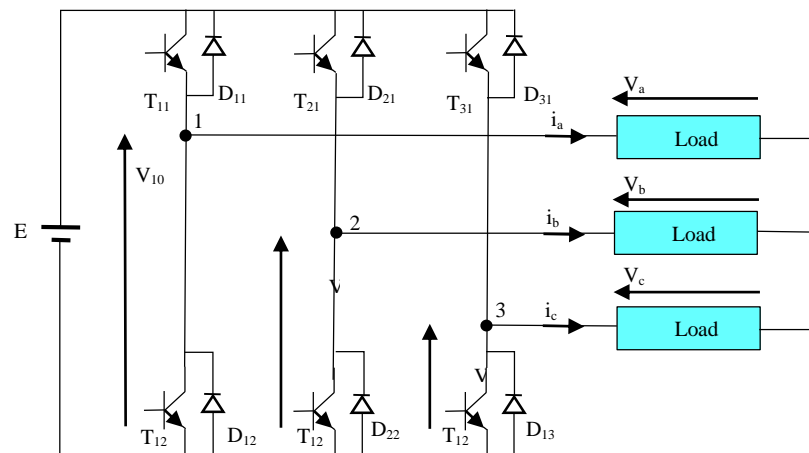


Figure 1-11 Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Pour modéliser l'onduleur (Figure 1-9), on doit distinguer d'une part les tensions de branches  $V_{10}$ ,  $V_{20}$  et  $V_{30}$  mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue  $E$ , la tension d'entrée de l'onduleur. D'autre part, il y a les tensions de phases  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  mesurées par rapport au neutre  $N$ . Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple) [2].

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Figure 9), ( $K_{ij}$   $i = 1, 2$  ou  $3$   $j = 1$  ou  $2$ ), supposé idéalise. On peut établir les relations :

$$\begin{cases} V_{10} - V_a + V_b - V_{20} = 0 \\ V_{10} - V_a + V_c - V_{30} = 0 \end{cases} \quad (1.36)$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2V_{10} - 2V_a + V_b + V_c - V_{20} - V_{30} = 0 \quad (1.37)$$

Dans une charge triphasée symétriques avec le point neutre la somme des courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition  $V_a + V_b + V_c = 0$ .

Dans (1-38), on peut remplacer  $V_b + V_c$  par  $-V_a$  et on tire.

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(2V_{10} - V_{20} - V_{30}) \\ V_b = \frac{1}{3}(-V_{10} + 2V_{20} - V_{30}) \\ V_c = \frac{1}{3}(-V_{10} - V_{20} + 2V_{30}) \end{cases} \quad (1.38)$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs  $K_{ij}$  les tensions de branche  $V_{j0}$  peuvent être égales à  $E$  ou à  $0$ . On introduit d'autres variables  $f_{11}$ ,  $f_{21}$  et  $f_{31}$  qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur  $K_{i1}$  respectivement. L'équation (1-39) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

- **Stratégie de commande**

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

$$\begin{cases} V_{ks1ref} = V_m \sin \left[ 2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3} \right] & \text{poure l'onduleur 1} \\ V_{ks1ref} = V_m \sin \left[ 2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3} - \alpha \right] & \text{por l'onduleur 2} \end{cases} \quad (1.40)$$

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

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (1.41)$$

La commande  $M_{LI}$  de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants : L'indice de modulation "m" est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence dz référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ).

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

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

$$\text{Pour l'onduleur N°1} \begin{cases} \text{Si } V_{as1ref} \geq V_p(t) & f_{11} = 1 & \text{sinon } & f_{11} = 0 \\ \text{Si } V_{bs1ref} \geq V_p(t) & f_{21} = 1 & \text{sinon } & f_{21} = 0 \\ \text{Si } V_{cs1ref} \geq V_p(t) & f_{31} = 1 & \text{sinon } & f_{31} = 0 \end{cases} \quad (1.42)$$

$$\text{Pour l'onduleur N°2} \begin{cases} \text{Si } V_{as2ref} \geq V_p(t) & f_{12} = 1 & \text{sinon } & f_{12} = 0 \\ \text{Si } V_{bs2ref} \geq V_p(t) & f_{22} = 1 & \text{sinon } & f_{22} = 0 \\ \text{Si } V_{cs2ref} \geq V_p(t) & f_{32} = 1 & \text{sinon } & f_{32} = 0 \end{cases} \quad (1.43)$$

### 1.7.3 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

La figure 1-10 représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande  $M_{LI}$ , les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

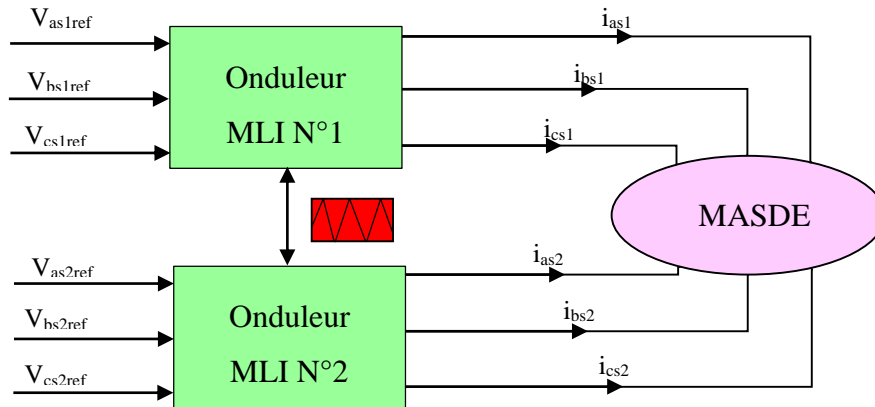


Figure 1-12 L'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

### 1.7.4 Résultats de simulation

La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation  $m = 21$  et le coefficient de réglage en tension  $r = 0,8$ . Le fonctionnement est en charge avec  $C_r = 15 \text{ N.m}$  à  $t = 2.5\text{s}$

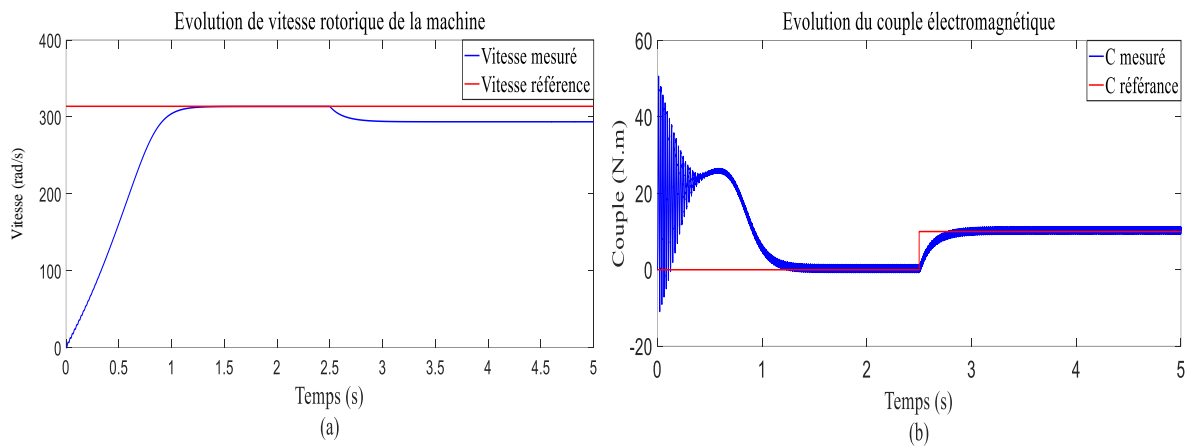


Figure 1-13 Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE alimenté par l'onduleur.

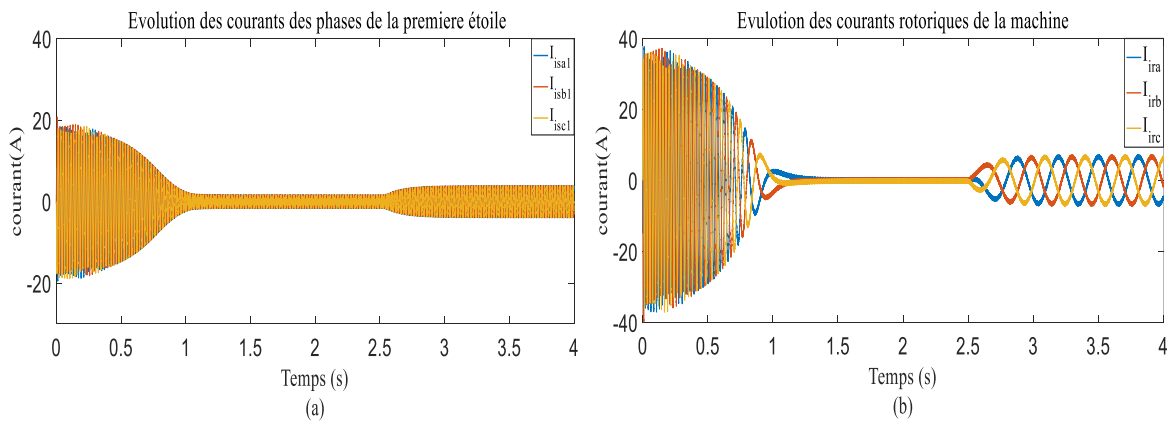


Figure 1-14 Allures des courants de la MASDE alimenté par l'onduleur.

### **1.7.5 Interprétations des résultats**

Les résultats de simulation obtenus représentent que les courbes sont similaires à celles obtenues par l'alimentation directe par le réseau. Cependant, on constate qu'il y a une apparition nette d'ondulation surtout dans les allures du couple électromagnétique et des courants statoriques pour les deux étoiles. Ces ondulations principalement dues aux harmoniques induits par l'onduleur de tension.

### **1.8. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus Triangule (MLI-ST). Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

L'objectif de chapitre suivant est la régulation de vitesse par la commande vectorielle.

# *Chapitre 2*

*Commande Vectorielle de la MASDE en  
Mode Sain*

## 2.1. Introduction

Dans nos jours, le développement de semi-conducteur des onduleurs statiques et des moyennes puissances de calcul sont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande tel que la commande vectorielle qui assure un découplage entre le flux et le couple dans les machines à courant alternatif et permet ainsi d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. C'est l'objectif de ce chapitre.

## 2.2. Origines de la commande vectorielle

Les origines de la commande vectorielle, contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle et aux travaux de A. Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transporter cette théorie à la commande des machines électriques. Ce n'est que vers la fin des années cinquante grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'Est, de la méthode du phaseur temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée également contrôle par flux orienté [3].

## 2.3. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse  $\omega_s$  (Figure 2-1 (a)). Ce principe de commande d'écoulée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [4] [5].

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (Figure 2-1 (b)). En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit  $I_a$  contrôle le couple et le courant inducteur  $I_f$  contrôle le flux.



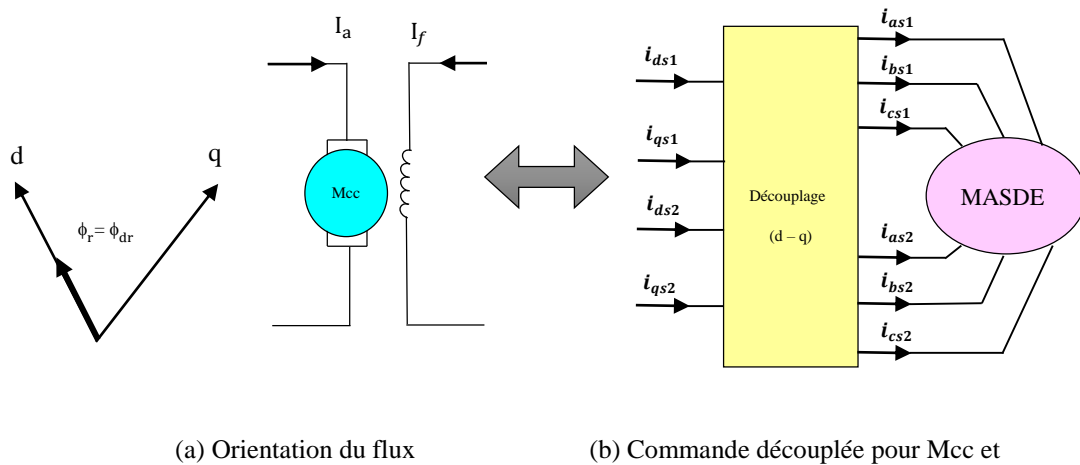


Figure 2-1 Principe de la commande vectorielle.

L'expression du couple électromagnétique de la Mcc est donné par :

$$C_{em} = K\phi I_a = K'I_a I_f \tag{2.1}$$

### 2.3.1 Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

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

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique [6]. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, (2-2), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire  $\phi_{dr} = \phi_r$  ;  $\phi_{qr} = 0$ .

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr}] \tag{2.2}$$

L'équation (2.2), devient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_r] = K\phi_r i_{qs} \quad (2.3)$$

avec :  $K = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$  ;  $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$ .

D'après l'équation (2-3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

## 2.4. Méthodes de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée la méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

## 2.5. Commande vectorielle de la MASDE (Indirect)

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations des courants rotorique, devient [7] [8] :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{cases} \quad (2.4)$$

En remplaçant (2.4) dans (1.23) on trouve :

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

Avec :  $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$  ;  $\lambda_{1,2} = L_{s1, s2} + \eta L_r$ .

Et on a :

$$\begin{cases} \phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds1}) \\ I_{dr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} \end{cases} \quad (2.6)$$

En remplaçant (2.5), (2.6) et la deuxième équation de (2.4) dans le système d'équations (1.28) on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1}^* = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2}^* = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (2.7)$$

On a:

$$\begin{cases} i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m \phi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \end{cases} \quad (2.8)$$

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

Dans le système d'équations (2.7), on prend les premières parties linéaires (2.9) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$\begin{cases} V_{ds11} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ V_{qs11} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ V_{ds21} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ V_{qs21} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{cases} \quad (2.9)$$

Le système (2.9) montre que les tensions statoriques ( $V_{ds11}$ ,  $V_{qs11}$ ,  $V_{ds21}$ ,  $V_{qs21}$ ) sont directement reliées aux courants statoriques ( $i_{ds1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{qs2}$ ). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ( $V_{ds1}^*$ ,  $V_{ds2}^*$ ,  $V_{qs1}^*$ ,  $V_{qs2}^*$ ) à flux constant sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds11} - V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs11} - V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds12} - V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs12} - V_{qs2c} \end{cases} \quad (2.10)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}) \\ V_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}) \\ V_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (2.11)$$

### 2.4.1 Régulation du flux

Le flux rotorique dans cette méthode est réglé par une réaction appelée bloc de défluxage, où le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale  $\phi_r^n$  pour les vitesses du rotor inférieures ou égale à la vitesse nominale de la machine  $\Omega_m^n$ , pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine [3].

Le flux de référence est défini comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \quad (2.12)$$

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

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* cal & \text{si } C_{em}^* cal \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} sign(C_{em}^* cal) & \text{si } C_{em}^* cal > C_{em}^{max} \end{cases} \quad (2.13)$$

### 2.4.2 Commande en boucle ouverte de la MASDE

Les tensions de références générées sont comparées avec la porteuse pour donner les impulsions aux IGBT. Le flux de référence est calculé par l'équation (2.8). On fait varier le couple de référence pour avérer que le découplage est réalisé. Le schéma de simulation est montré dans la figure 2-3.

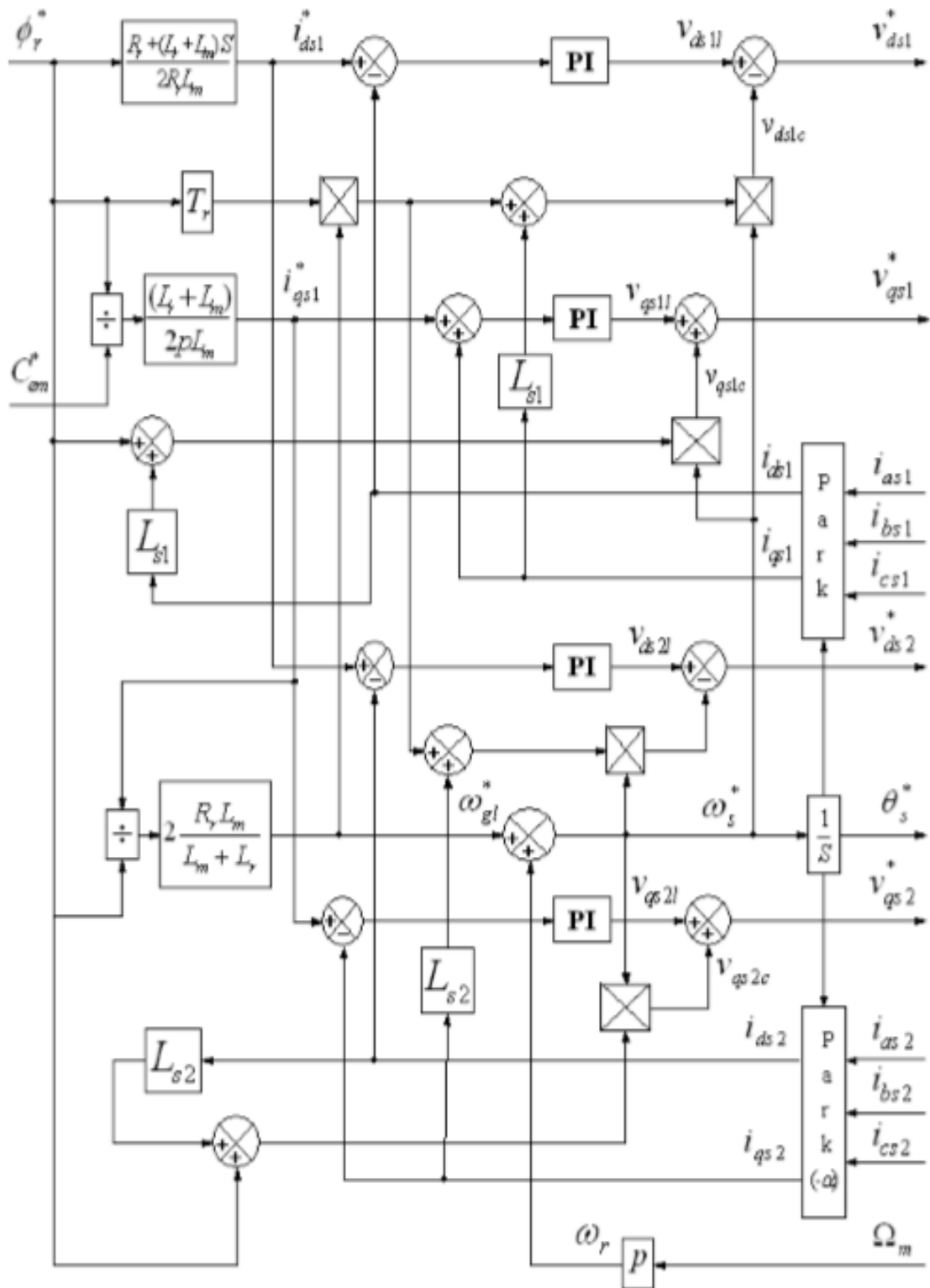


Figure 2-2 Schéma Bloc de découplage en tension (Foc).

- Calcul des paramètres du régulateur PI (boucle ouvert) : trouve dans l'annexe B.

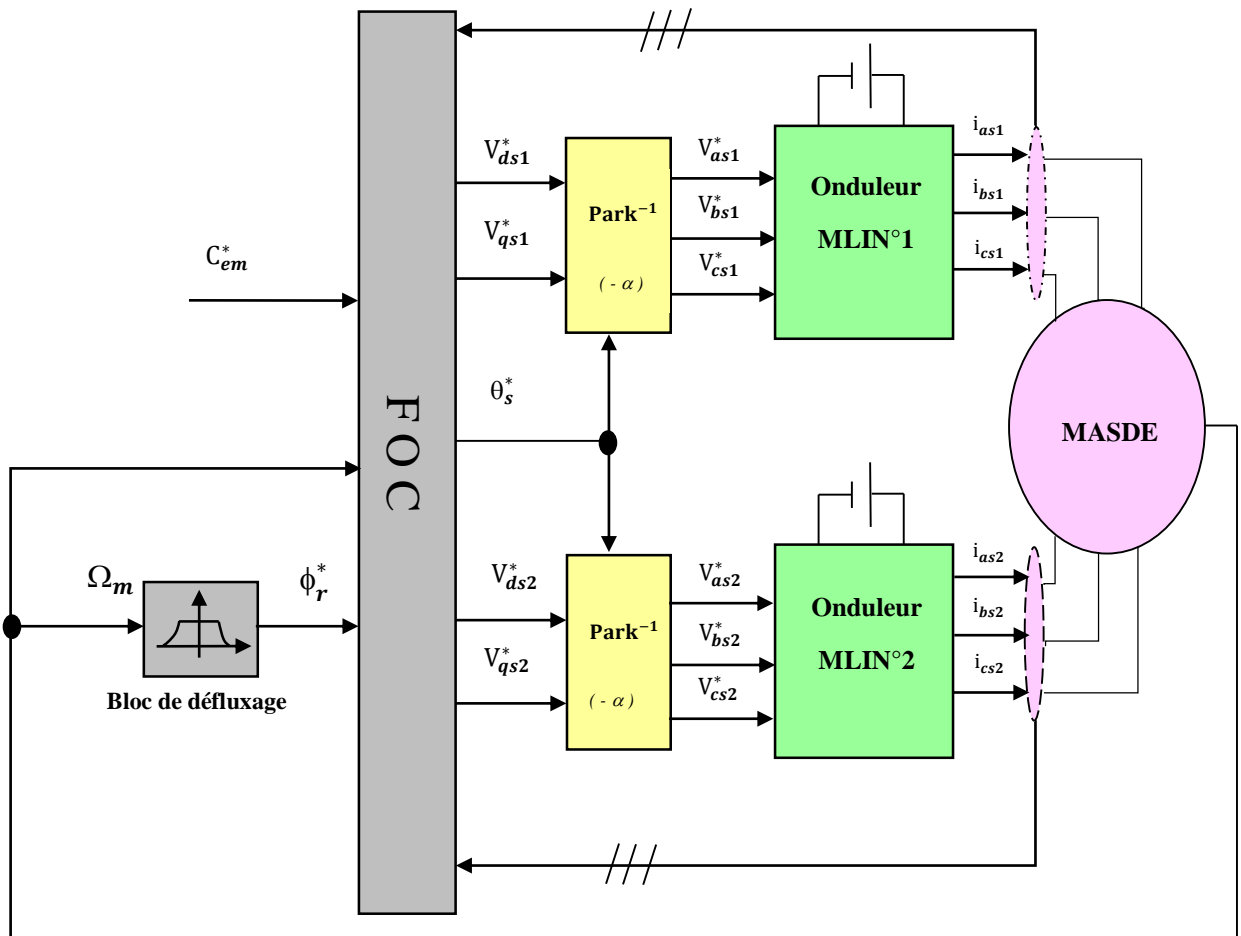


Figure 2-3 Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée pour la MASDE.

## 2.5. Régulation de vitesse de la MASDE alimentée par de deux onduleurs

### 2.5.1 Commande vectorielle indirecte de la MASDE

Pour régler la vitesse de la MASDE, on ajoute un régulateur de vitesse au schéma bloc de la figure 2-3 comme montré dans la figure 2-4. La synthèse de régulateur PI de vitesse est décrite dans la section suivante.

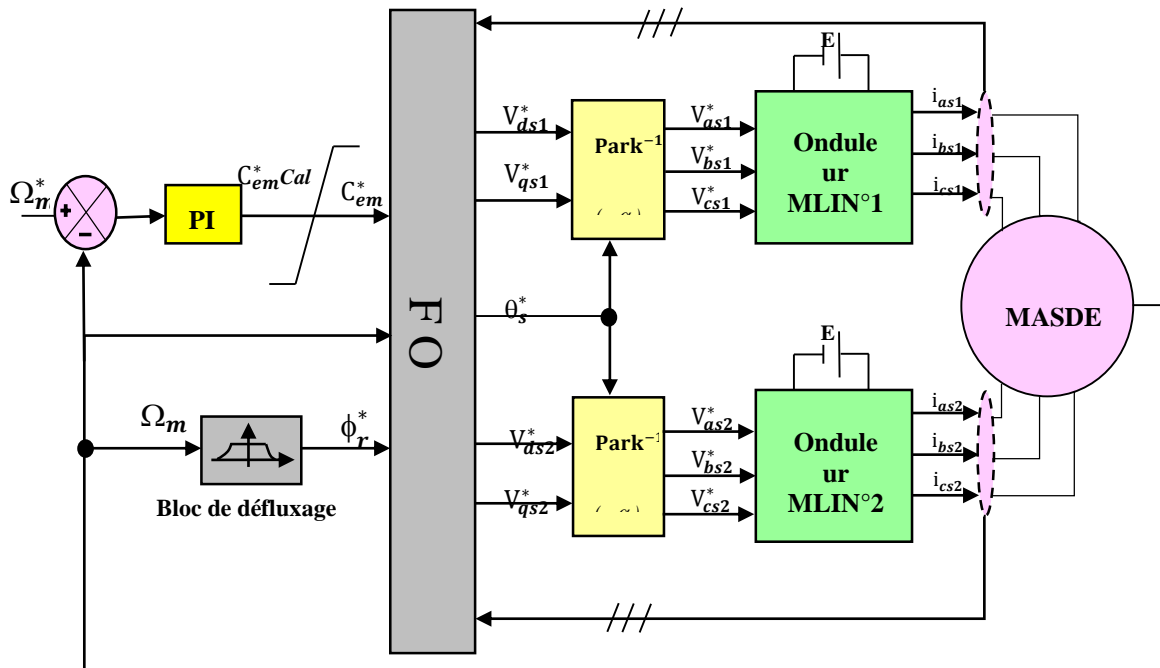


Figure 2-4 Schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte.

- Calcul des paramètres du régulateur PI (boucle fermée) : trouve dans l'annexe C.

### 2.5.2 Résultats et interprétation

Les performances de la commande indirecte de la MASDE d'ont été visualisées pour les deux tests suivants :

- Réponse à un échelon de vitesse de  $N = 2500$  tr/min avec l'application d'un couple de charge  $C_r = 10$  N.m à partir de  $t = 2s$ .

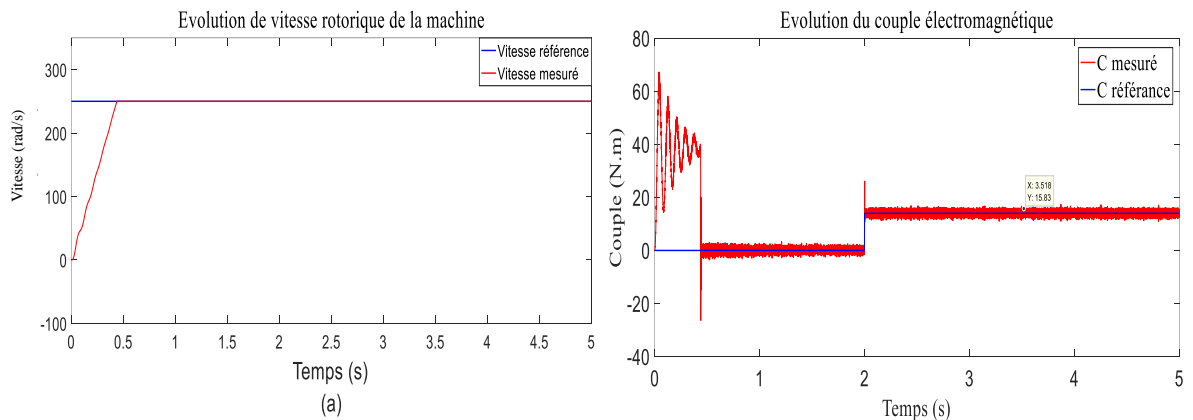


Figure 2-5 Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE.

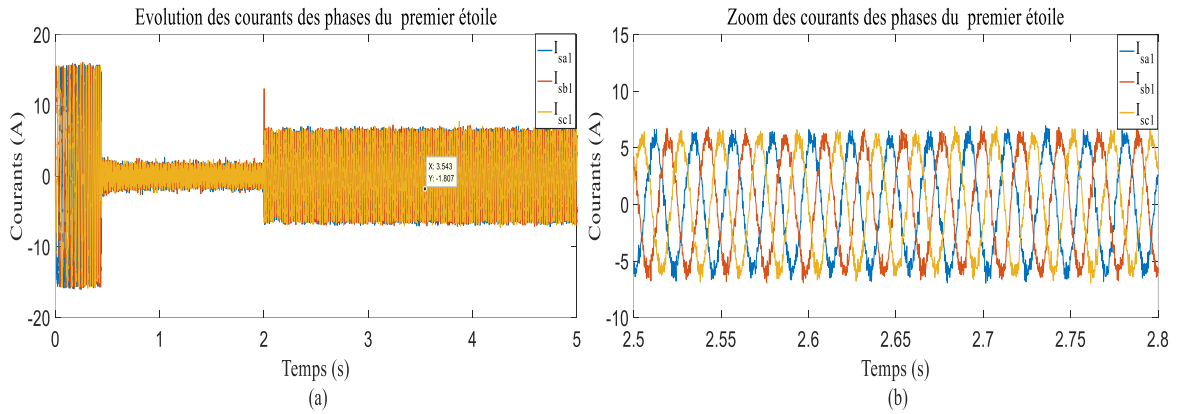


Figure 2-6 Allures des courants des phases de la première étoile de la MASDE.

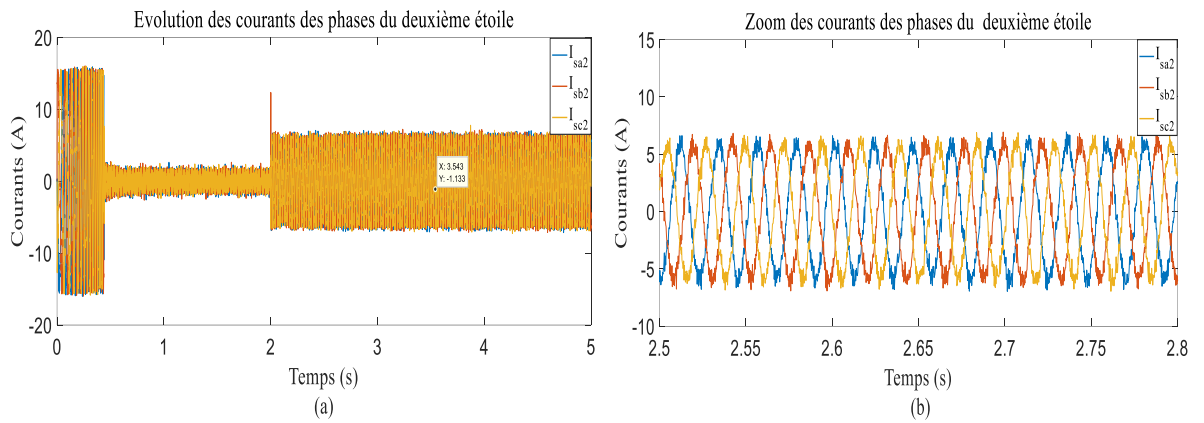


Figure 2-7 Allures des courants des phases de la deuxième étoile de la MASDE.

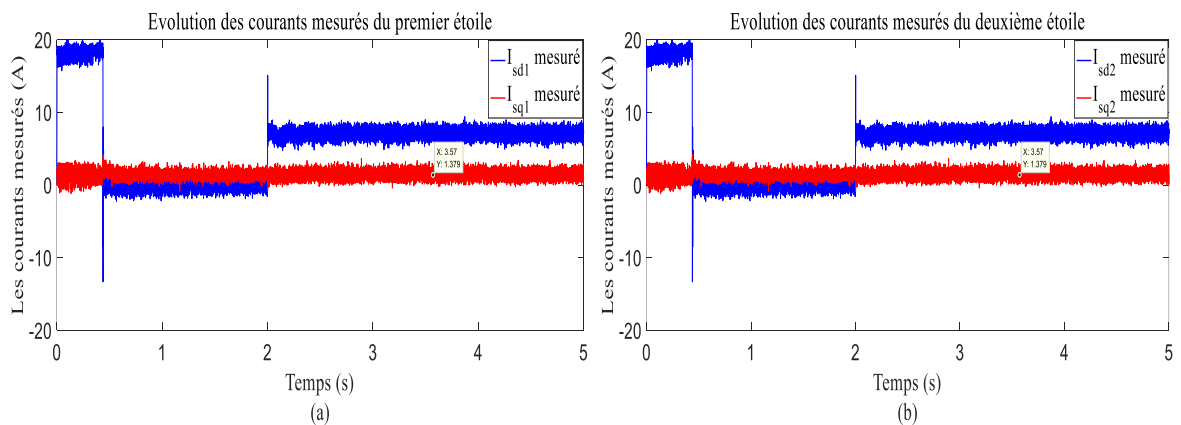


Figure 2-8 Allures des courants directs et quadrature des deux étoile de la MASDE.



➤ Réponse à une inversion de vitesse (de 2500 à -2500 rad/s) à partir de l'instant  $t = 2s$ .

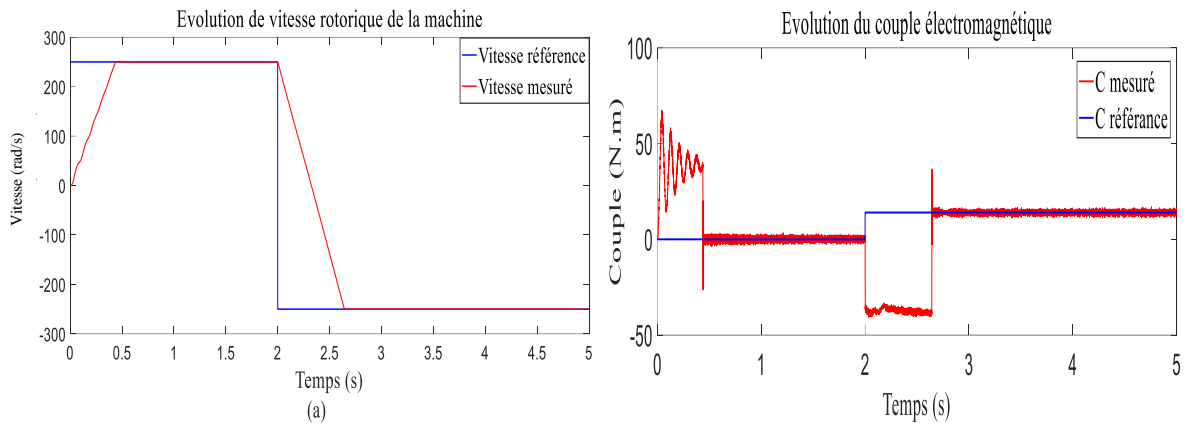


Figure 2-9 Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE.

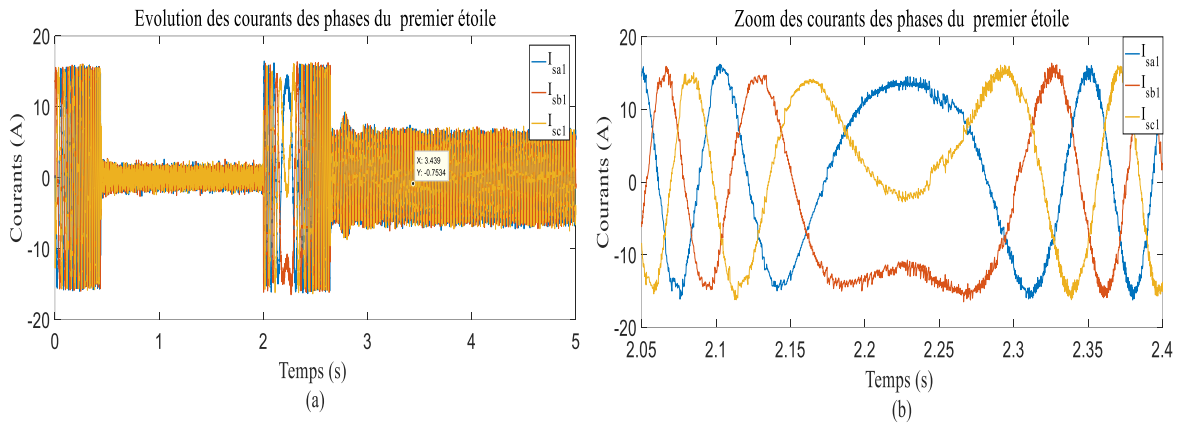


Figure 2-10 Allures des courants des phases de la première étoile de la MASDE.

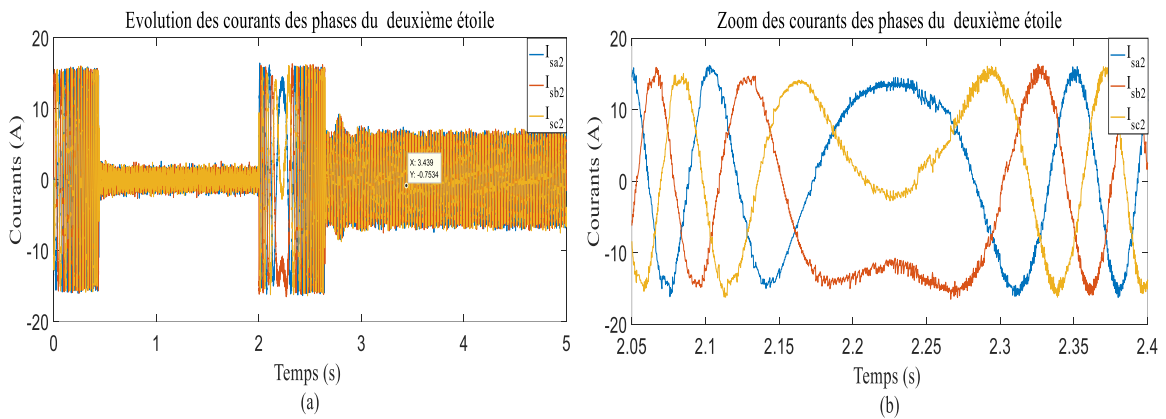
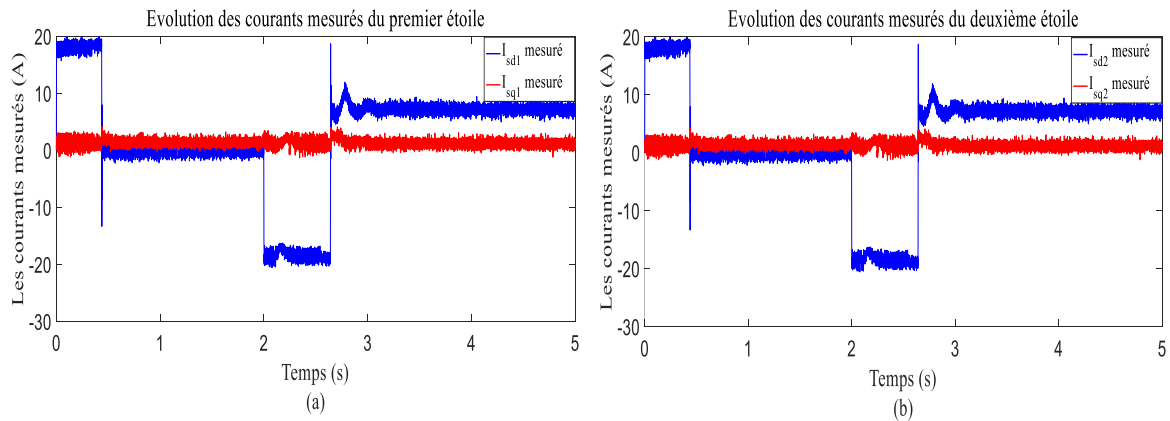


Figure 2-11 Allures des courants des phases de la deuxième étoile de la MASDE.



**Figure 2-12** Allures des courants directs et quadrature des deux étoile de la MASDE.

➤ Pour le premier test, on constate que :

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de  $t = 0.57s$  et présente un dépassement de 2.48%. L'application de la charge engendre une faible atténuation de la vitesse durant un court temps 0.04s puis elle reprend la valeur de vitesse de référence 2500 tr/min (Figure 2-5 (a)).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale 65N.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 (Figure 2-5 (b)).

Un appel de courant statorique  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  au démarrage 15A en valeur crête, dans la présence de la charge, le courant atteint une valeur de crête 5.6A. L'allure de courant est sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension (Figure 6 (a), (b)) et (Figure 7 (a), (b)).

Le courant  $i_{qs1}$  et  $i_{ds2}$  a une même allure que celui du couple électromagnétique en régime permanent ; donc la régulation de la vitesse de la MASDE est similaire à celle de la Mcc à excitation séparée (Figure 8 (a), (b)).

➤ Pour le deuxième test, on constate que :

La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de 1.08s (Figure 9 (a)).

L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ -35 N.m (Figure 9 (b)).

Un appel de courant statorique  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  similaire au démarrage dans la période où la vitesse s'inverse, de  $t = 2s$  à  $t = 2.2s$  (Figure 10 (a), (b)) et (Figure 11 (a), (b)).

Le courant d'axe q a une même forme que celle du couple électromagnétique ; il a une valeur négative d'environ 19A pendant le changement de sens de rotation (Figure 12 (a), (b)).

## 2.6. Conclusion

Ce chapitre est consacré à la commande vectorielle indirecte de la MASDE alimentée par de deux onduleurs de tension à deux niveaux. La régulation de la vitesse est faite par un régulateur classique PI. Les résultats de la simulation numérique sont convaincants. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande de type logique floue, qui sera l'objet du chapitre suivant.

# *Chapitre 3*

*Commande non-linéaire du système  
d'entraînement suite à un défaut*

### 3.1. Introduction

Pour une bonne surveillance des systèmes électroniques de puissance en présence de défauts, il convient de développer les techniques de commande des modes de fonctionnement dégradé des systèmes d'une certaine faculté d'adaptation à des situations nouvelles causées par des dysfonctionnements, et permettant une reconnaissance fiable du mode de fonctionnement dans lequel le système évolue.

Dans ce chapitre, nous avons présentés une révision sur les défaillances dans les systèmes électroniques de puissance et leur comportement quand elle subit un défaut de rupture d'un bras de convertisseur. Par la suite, notre objectif principal est de proposer une méthode de commande robuste permettant une compréhension des concernés.

### 3.2. Etude statistique des défaillances au niveau des IGBT

Les systèmes d'entraînement à base d'une association onduleur-machine, il est fonctionné souvent des conditions hostiles qui peuvent générer la situation des dégradations à cause de l'apparition des défaillances dans les modules des onduleurs de la chaîne de conversion d'énergie.

Les causes ou les sources de défaillance d'un IGBT peuvent être classées en trois catégories : les défauts de commande, les régimes transitoires de fonctionnements en particulier ceux concernant la tension aux bornes, les surcharges thermiques et les conditions environnementales d'usage. En effet, les conditions environnementales engendrant une défaillance de l'IGBT sont principalement les températures ambiantes extrêmes, l'humidité, les radiations ionisantes naturelles et les vibrations mécaniques [9]. D'une manière moins fréquente, la contamination et la poussière sont aussi sources de dysfonctionnement de l'IGBT comme le montre le tableau sinuant :

Tableau 3-1 Origines des défauts des convertisseurs statiques.

Composants principaux	Pourcentage de défauts
<i>Condensateur du circuit intermédiaire</i>	<b>30%</b>
<i>Circuits de commande</i>	<b>26%</b>
<i>Joint de soudure</i>	<b>21%</b>
<i>Semi-conducteur</i>	<b>13%</b>
<i>Autres</i>	<b>7%</b>
<i>Connecteur</i>	<b>3%</b>

### 3.3. Modes de défaut du onduleur

#### 3.3.1 Défauts et défaillances internes à l'onduleur

##### 3.3.1.1 Défaut de type haut impédance d'un IGBT

La défaillance de type haute impédance d'un IGBT si elle survient dans ces intervalles de fonctionnement des systèmes entrainements électrique à vitesse élevée, les forces électromotrices produites par les machines en générales prennent des hautes valeurs et leur combinaison peut être supérieure à la tension du bus continu  $V_{dc}$  [10]. En effet, le courant dans la phase en défaut est alors bipolaire : si la distorsion des courants peut s'en trouver réduite, les ondulations de couple vont être encore davantage amplifiées.

La figure3-1 montre le cas de défaillance de type haute impédance où le transistor d'une cellule est ouvert, le courant dans la phase concernée s'annule pendant une part importante de la période de modulation. Il est donc aisé de procéder au blocage de l'interrupteur d'isolement sous faible courant. De plus, le courant dans la phase correspondante est positif, la phase de la machine asynchrone reste connectée au potentiel négatif du bus par la diode anti-parallèle d'un IGBT. En effet, comme les chemins (Figure 3-1) de circuit-ouverts avec la diode anti-parallèle sont toujours présents, l'énergie stockée dans les bobinages de la machine se décharge à travers les diodes avec une dynamique imposée par l'impédance de la machine [11].

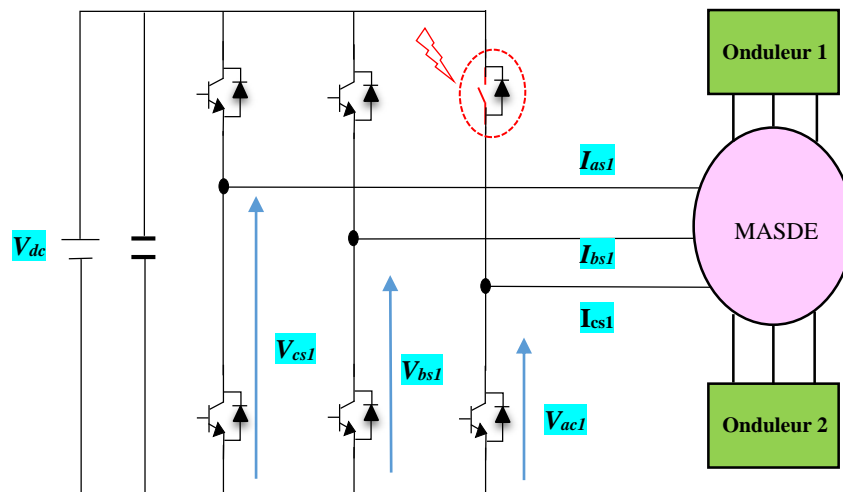


Figure 3-1 Défaillance de type haute impédance d'un IGBT.

### 3.3.1.2 Défaut de type haute impédance des deux IGBT d'un bras

Ce mode de défaillance correspond au manque de la commande d'un bras de l'onduleur ses deux IGBT restant à l'état ouverts. De plus, la phase n'est plus connectée qu'à travers les diodes anti-parallèles de la cellule de commutation (Figure 3-2), la conduction spontanée d'une des diodes du bras en défaut dépend des forces électromotrices développées par la machine (machine asynchrone, machine synchrone, etc....) et des commandes des bras de convertisseurs statique restants. En effet, les courants dans les phases concernées sont prendre une faible valeur voire quasiment nul, selon la commande effectuée et les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase : ce mode de défaut est donc assez semblable au cas de perte d'une phase de la machine [10].

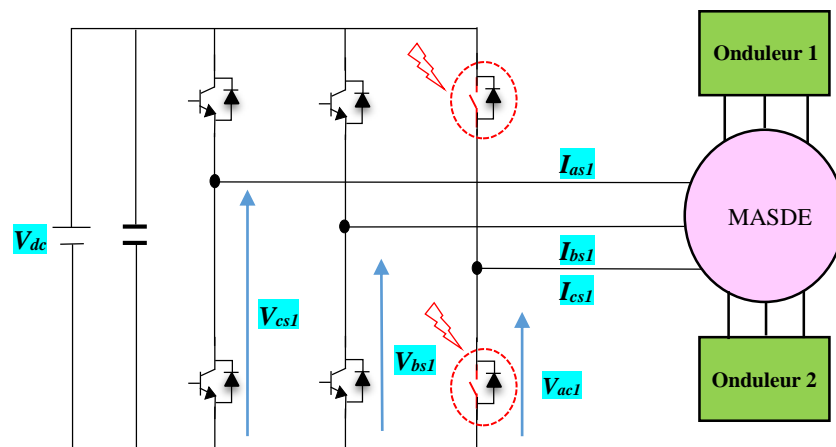


Figure 3-2 Défaillance de type haute impédance des deux IGBT d'un bras.

### 3.3.1.3 Défaillance de type haute impédance de l'ensemble des IGBT

Ce mode de défaillance correspond en particulier au manque de la commande des trois bras de l'onduleur, comme le montre la figure 3-3. Cependant, ce mode de défauts correspond à la plage de fonctionnement à couple constant du l'actionneur (machine asynchrone machine synchrone, etc....), les courants des phases s'annulent et le couple électromagnétique également, à condition que la tension continue reste imposée par du bus continu  $V_{dc}$  [10].

Cependant, si le défaut survient à grande vitesse, la combinaison des forces électromotrices peut être supérieure à la tension du bus continu  $V_{dc}$  et alors la restitution d'énergie de la machine vers le bus continu est possible : l'onduleur fonctionne en pont des diodes anti-parallèles triphasés. L'intensité des courants est d'autant plus élevée que la vitesse de rotation est grande et elle détermine la valeur du couple de freinage. Celui-ci s'annule dès que la vitesse de la machine repasse en dessous du seuil pour lequel les forces électromotrices la circulation de courant.

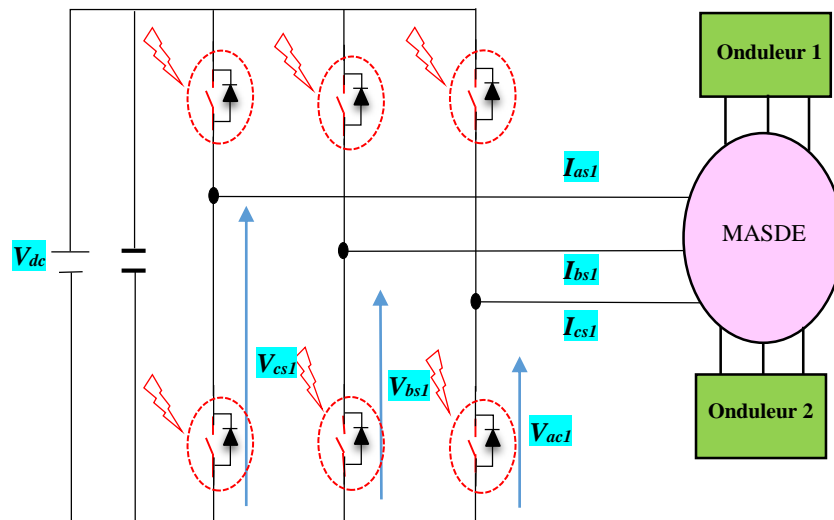


Figure 3-3 L'ensemble des IGBT avec les interrupteurs désactivés.

### 3.3.1.4 Défaut de type basse impédance d'un IGBT

Une défaillance physique ou une imperfection de commande d'un IGBT résultant en un état de basse impédance, causé par la fermeture (ou la non-ouverture) d'un interrupteur alors que l'interrupteur du même bras est déjà passant. De plus, ce type de panne est lié à la défaillance de la commande des interrupteurs de puissance : défaillance du driver, problème de connectique



entre le driver et la carte de commande et défaillance de la carte de commande [10]. Ce transistor se trouve alors définitivement en état de faible impédance. Sans intervention, le transistor encore actif subit le même phénomène et la cellule est définitivement court-circuitée. L'augmentation du courant n'est limitée que par l'inductance de la maille formée par la cellule avec le condensateur de filtrage et la résistance des composants défaillants, comme présente la figure 3-4.

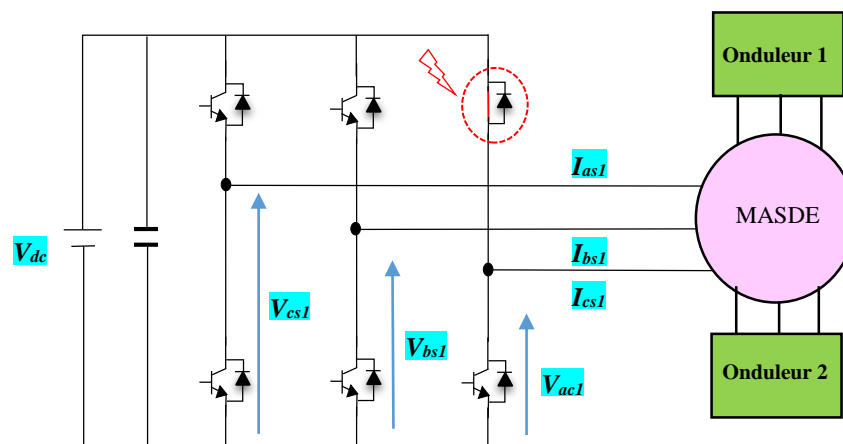


Figure 3-4 Défaillance de type basse impédance d'un IGBT.

### 3.3.1.5 Défaut de type basse impédance des deux IGBT

Ce mode de défaillance de type basse impédance correspond au court-circuit d'un bras de l'onduleur ses deux IGBT restant à l'état fermé (C-C) (Figure 3-5). De plus, la défaillance de basse impédance d'un IGBT est causée par des mécanismes concurrents de verrouillage parasite des thyristors et de multiplication des porteuses assistée thermiquement. Ce cas de défauts double est mentionné car il s'agit de la situation menant aux amplitudes de courant et de couple les plus élevées. En effet, la défaillance de basse impédance constitue la condition la plus stressante pour l'IGBT [10].

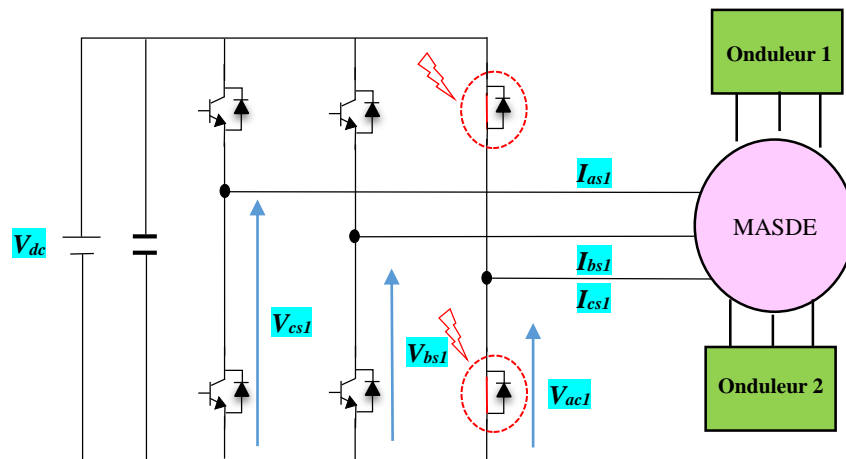


Figure 3-5 Défaillance de type basse impédance des deux IGBT d'un bras.

### 3.3.2 Défauts externes à l'onduleur

#### 3.3.2.1 Défaut de court-circuit du bus continu

La plupart des modes de défaut en amont de l'onduleur n'ont pas d'impact sur cette étude. Par exemple, les défauts au niveau du réseau ou la mise à la masse avion accidentelle de l'un des points du bus continu sont maîtrisés par les contacteurs en entrée de l'actionneur qui permettent de l'isoler. Par contre, les conséquences d'un court-circuit du bus continu (Figure 3-6) concernent l'onduleur. Ses causes peuvent être diverses (défaut de connectique, défaillance d'un condensateur, des diodes du redresseur, etc.) et les conséquences sont semblables à celles d'un court-circuit de bras d'onduleur. Au niveau du réseau alternatif, les contacteurs de l'actionneur assurent l'isolement pour ne pas mettre en défaut la génération. Au niveau de l'ensemble onduleur-machine, la commande n'agit plus puisqu'aucune tension ne peut être appliquée aux phases de la machine. Les commentaires suivants concernent les cas où le défaut survient dans la plage de commande de la machine à couple constant, c'est-à-dire en dehors de la zone de défluxage [10].

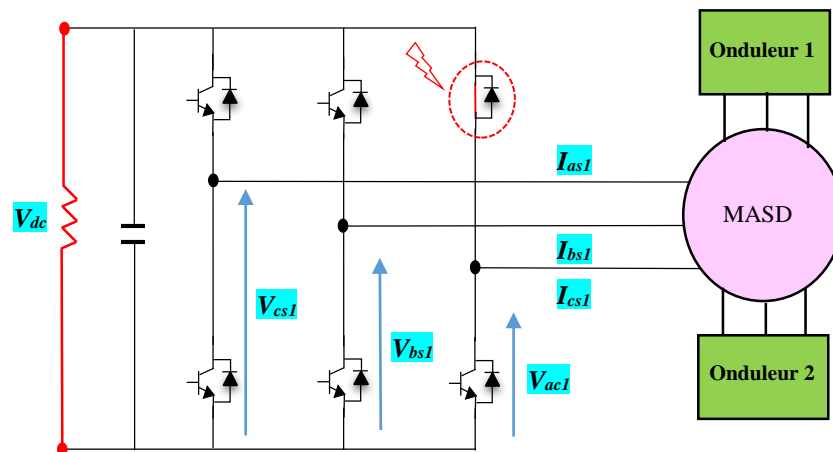


Figure 3-6 Défaillance de type court-circuit du bus continu.

### 3.3.2.2 Défaut d'isolement d'une phase

Les modes de défaut relatifs aux machines asynchrones ont fait l'objet de nombreuses études [10]. Au niveau du rotor, leurs conséquences peuvent être notamment un défaut de magnétisation, une déformation ou une cassure de l'arbre. Les défauts affectant le stator peuvent résulter en l'ouverture d'une phase, un court-circuit partiel ou complet entre phases, un court-circuit avec la masse avion ou un défaut de roulement. Deux types de défaut représentatifs sont simulés pour en étudier l'impact sur la chaîne EHA.

Un défaut de court-circuit entre deux phases peut être causé par une abrasion de l'isolement entre enroulements, des décharges partielles ou des origines mécaniques. Il en résulte des amplitudes de courant de l'ordre du courant nominal et un couple fortement ondulateur (Figure 3-7). Seul le dimensionnement de la machine limite le courant de court-circuit, qui toutefois ne circule pas dans le convertisseur. Comme ce régime dégradé est auto-entretenu, il entraîne une perte de contrôlabilité de l'actionneur. Ce défaut, s'il est localisé dans la machine, ne peut donc être confiné avec les dispositifs d'isolement envisagés, sauf éventuellement s'ils sont disposés dans les enroulements de la machine. Dans le cas de l'EHA, seul le dispositif hydraulique permet d'isoler le vérin de la machine.

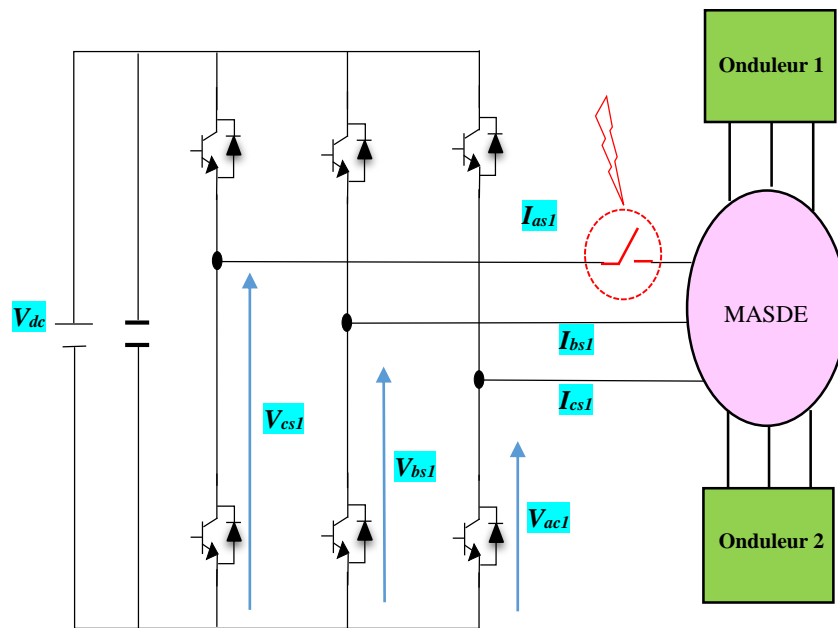


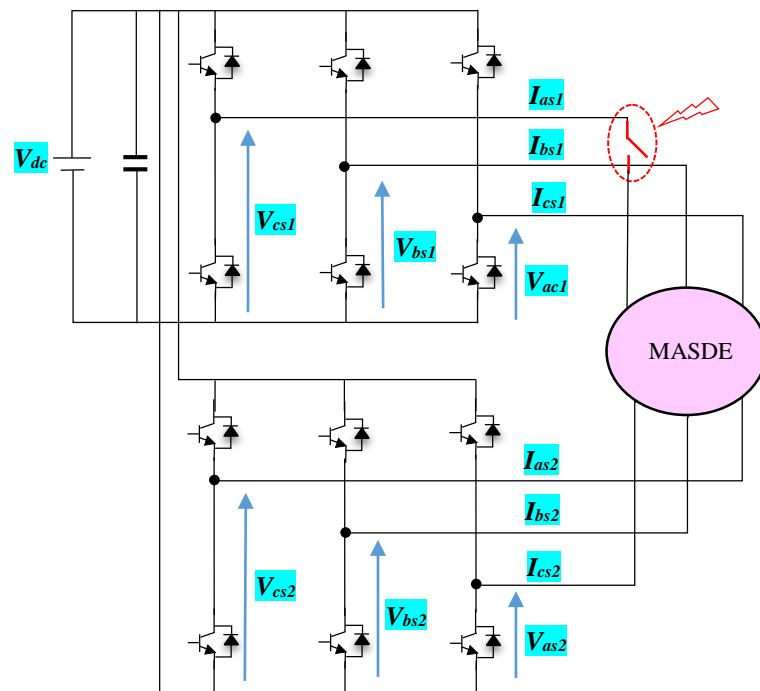
Figure 3-7 Défaillance de type isolement d'une phase.

### 3.4. L'ensemble onduleur-machine sous un défaut

La figure 3-8 montre la topologie d'un système de l'ensemble onduleur-machine sous un défaut. Il s'agit d'un système d'entraînement électrique basé sur les deux onduleurs à deux niveaux mis en parallèle alimentant une machine asynchrone triphasée. D'autre part, après des étapes de modélisation et de synthèse des lois de commande vectorielle qui nous présentons aux niveaux des chapitres précédents, des simulations numériques sont réalisées sous Simulink/Matlab. De plus, les techniques de commande développées et appliquées pour le fonctionnement en mode dégradé sont comme suit :

- Commande basée sur un **PI** classique.
- Commande par **FLC**.

Les défauts de l'onduleur consistent principalement dans le fonctionnement défectueux des composants de l'électronique de puissance et de la commande des IGBT. Dans cette section, nous avons basé sur l'étude et l'analyse du défaut de coupure d'un bras de l'onduleur (manque de phase) (Figure 3-8) sur les grandeurs électriques (courants) et mécaniques (vitesse et couple) du système de l'association convertisseur-machine.



**Figure 3-8** Structure topologique d'un system de l'association onduleur-machine reconfiguré après les défauts.

### 3.5. La logique floue

La logique floue (Fuzzy Logic) est une borne de l'intelligence artificielle tout comme les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques. Au cours de cette dernière décennie, un nombre important de travaux et d'articles scientifiques ont été associés à la commande floue afin d'augmenter le rendement des panneaux photovoltaïques, ainsi que des études comparatives avec les techniques citées précédemment.

#### 3.5.1 Théorie des ensembles floue.

La théorie des ensembles flous est un pas vers un rapprochement entre la précision des mathématiques classiques et le mode réel, c'est le premier rapprochement du concept d'incertitude développé par des chercheurs américains, mais ce n'est qu'en 1965 que le professeur L. Zadeh, automaticien de réputation internationale a proposé les bases théoriques de cette logique dans un article intitulé « fuzzy set » [12].

### 3.5.1.1 Ensemble flou

La théorie des sous-ensembles flous est une théorie mathématique développée pour l'imprécision relative à certaines classes d'objets et sert de fondement à la logique floue.

On note «  $X$  » un ensemble de référence ou univers de recherche et «  $x$  » un ensemble de «  $X$  ». On dit qu'une partie  $A$  de l'ensemble de référence  $X$  est un ensemble flou lorsqu'elle est définie de la manière suivante alors :

$$A = \{(X, u_a(x) | x \in X\} \quad (3.1)$$

Ou,  $u_a : X \rightarrow [0, 1]$ , est

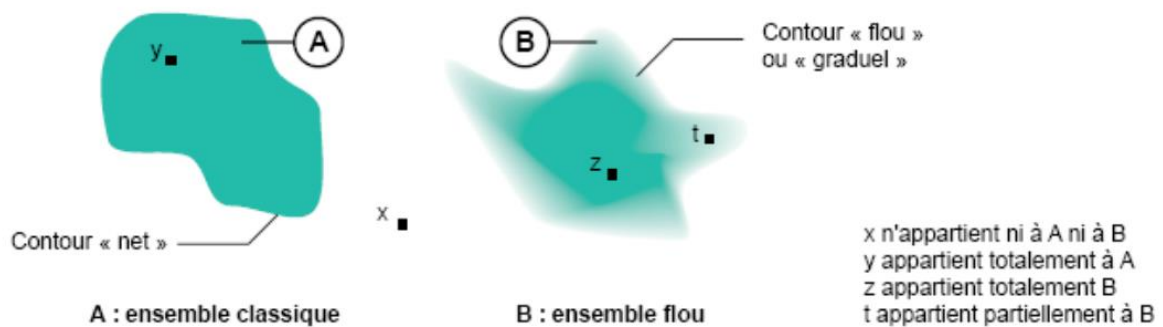


Figure 3-9 Différence entre ensemble classique et ensemble Flou.

### 3.5.1.2 Fonction d'appartenance

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée  $\mu$  et appelée « facteur d'appartenance » [13].

Les fonctions d'appartenances les plus utilisées sont :

- La fonction triangulaire.
- La fonction trapézoïdale.
- La fonction en cloche.
- La fonction gaussienne.

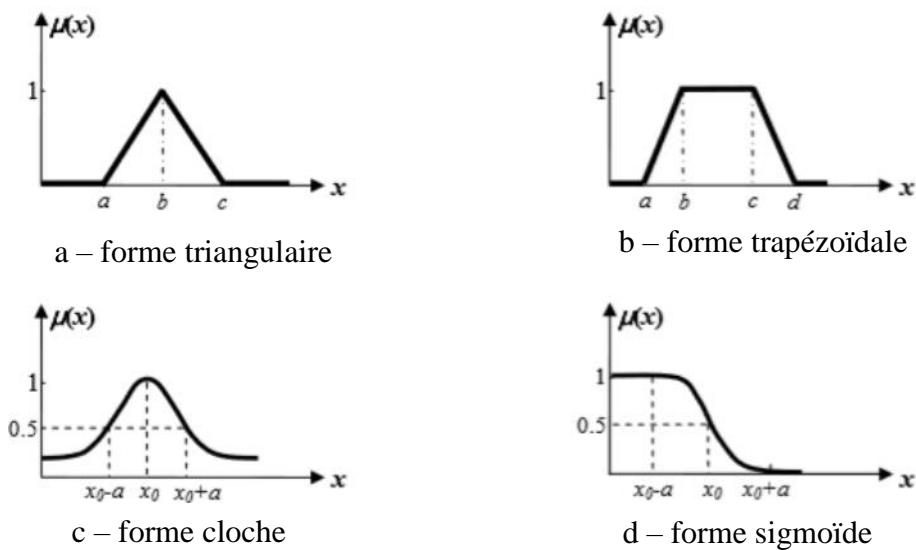


Figure 3-10 Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

### 3.5.1.3 Opérateurs de la logique floue

Dans la théorie des ensembles classique, l'ensemble flou est traduit par les opérateurs d'union, d'intersection aussi de négation, et des opérations habituelles telles que addition, soustraction et multiplication.

- **Opérateur NON :**

$$\begin{cases} c = \bar{a} = \text{NON}(a) \\ \mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \end{cases} \quad (3.2)$$

- **Opérateur ET :**

C'est l'intersection de deux ensembles «  $a \cap b$  », mais dans la logique floue l'opérateur « ET » est représenté par une fonction de minimum appliquée aux fonctions d'appartenances.

$$\mu_c(x) = \min \{ \mu_a(x), \mu_b(x) \} \quad (3.3)$$

Où :  $\mu_a, \mu_b, \mu_c$  signifient respectivement les degrés d'appartenance aux ensembles a, b et c. On parle alors d'opérateur minimum.

- **Opérateur OU :**

C'est l'union de deux ensembles « a U b », mais dans la logique floue l'opérateur « ET » est représenté par une formation maximale appliquée aux fonctions d'appartenances.

$$\mu_c(x) = \max \{ \mu_a(x), \mu_b(x) \} \quad (3.4)$$

On constate que la logique classique est un cas particulier de la logique floue. Autrement dit la logique floue est une extension de la logique classique.

#### 3.5.1.4 Raisonement en logique floue

La base utilisé sous forme règle flou, appelée règle d'inférence exprimée par la décision de connaissance humaine sous forme :

SI (Prémisse) ALORS (Condition)

Pour plusieurs conditions nommées prémisse, la combinaison entre elle se fait avec des opérateurs ET, OU, NON.

#### 3.5.2 Principe de la logique floue

La logique floue est une technique opérationnelle dans le contrôle avancé qui fait une entrée discrète, mais appréciée par les automaticiens, dans le contrôle industriel.

Notamment la commande par logique floue a été utilisée dans des systèmes de poursuite de puissance maximale. Et comme bonus, elle présente l'avantage d'être une commande robuste et relativement simple à élaborer même si elle nécessite l'expertise humaine et une bonne connaissance modèle à réguler [13].

Le principe de la commande a pour le but d'obtenir une loi de commande efficace à partir d'une description linguistique qualitative du système. Etudier un tel problème par des méthodes classiques exige souvent des notions avancées en mathématique, cette étude est souvent entachée des erreurs et des imprécisions qui accompagnent la modélisation.



La commande floue exploite des connaissances et des expériences acquises par l'opérateur à l'aide des réglés basées sur un vocabulaire symbolique.

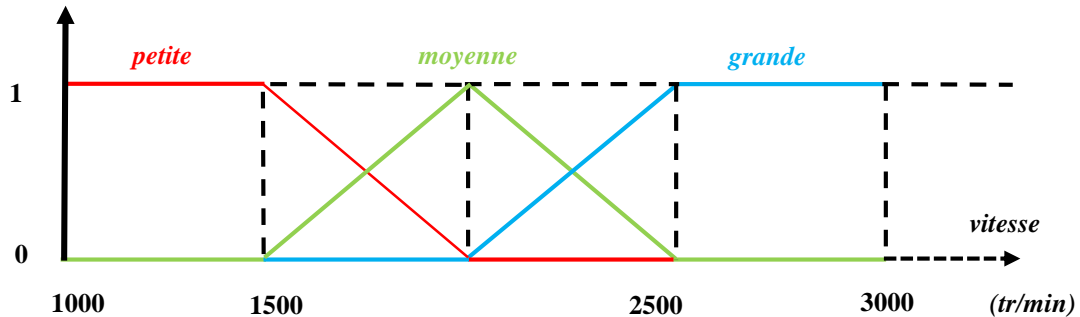


Figure 3-11 Variables linguistiques, termes linguistiques et univers de discours.

Donc l'idée de la logique floue et de transmettre cette richesse de raisonnement humain à un ordinateur. Cette logique peut être considérée comme une technique puissante pour le traitement de connaissances incertaines, prenant comme exemple des mots ou des expressions naturelles telle que froid, tiède, chaud...etc.

### 3.5.3 Structure d'une commande à logique floue

La mise en place d'un contrôleur flou quel que soit le type d'application se réalise généralement avec la même configuration répartie en quatre blocs principaux [14].

#### 1. Base de connaissance

La base de connaissances est composée d'une base de données et d'une base de règles. On peut distinguer plusieurs étapes dans le traitement des règles. Un schéma représentatif peut être le suivant :

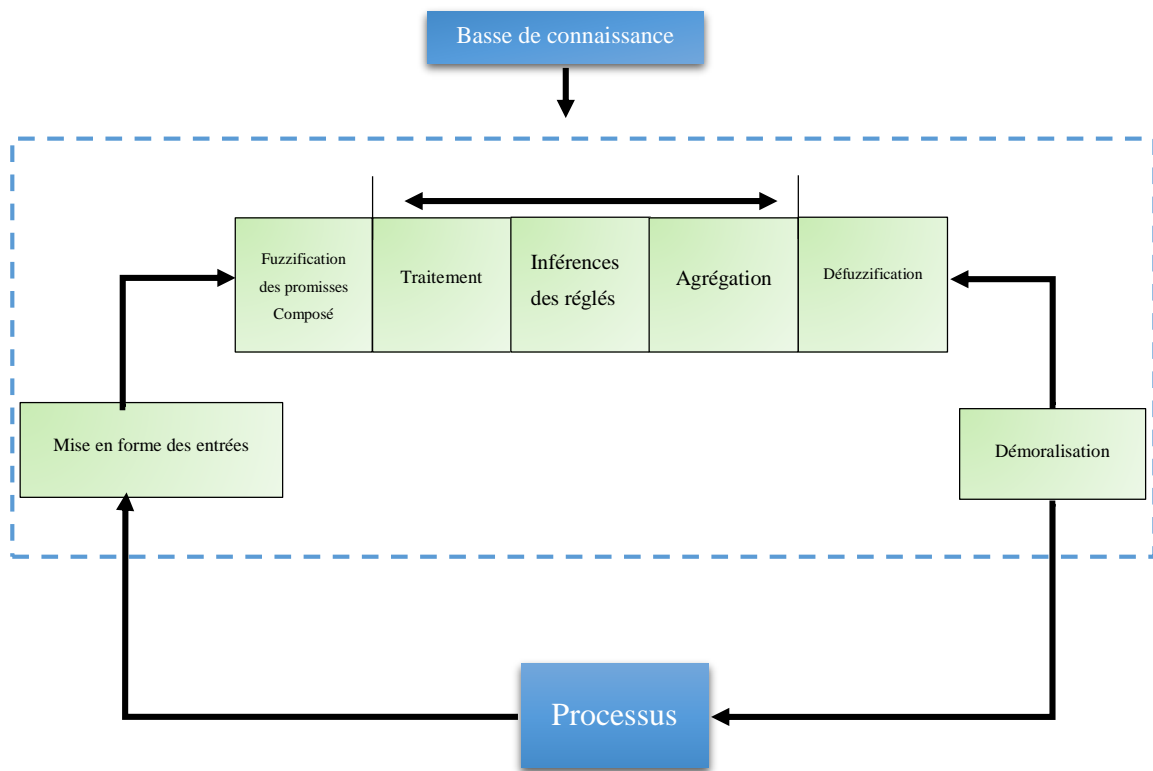


Figure 3-12 Structure de base d'un contrôleur flou.

#### a. Base de données

Par des concepts qui sont basés sur l'expérience et le jugement de l'expert, on introduit habituellement pour chaque variable trois, cinq ou sept sous-ensemble. Plus le nombre de sous-ensemble n'est grand, plus la sensibilité de la commande sera grande.

Généralement les fonctions d'appartenance sont caractérisées par des symboles suivants :

- NG : Négatif-Grand,
- Z : Zéro,
- PG : Positif-Grand.
- NM : Négatif-Moyen,
- PP : Positif-Petit,
- PM : Positif-Moyen,
- NP : Négatif-Petit,

#### b. Base de règles

Comporte des connaissances concernant le procédé présenté sous forme des règles indicatives tirées de l'expérience et de l'intuition des opérateurs humains. La base de règles contient des lois de la forme :

« Si  $X_1$  est  $A_1$  et  $X_2$  est  $A_2$  ...et  $X_n$  est  $A_n$  Alors  $Y$  est  $B$  »

Ou  $X$  et  $Y$  sont des grandeurs du problème de commande,  $A$  et  $B$  labels linguistiques.

Suivant la nature de  $B$  on a alors :

- **Contrôleur de type Mamdani** :  $B$  est de type linguistique. Exemple :

Si l'erreur est « Négatif Moyen » et la variation de l'erreur est « Positif Petit » Alors la commande est « Négatif Petit ».

- **Contrôleur de sugeno** :  $B$  est une valeur numérique, on parlera alors de règle « ordre zéro ».

Exemple : Si l'erreur est « Négatif Moyen » et la variation de l'erreur est « Positif Petit » Alors la commande est - 0.3.

## 2. Fuzzification

La Fuzzification est l'étape qui permet de transformer une grandeur mesurée sur le processus en un ensemble flou, il permet d'assurer le passage des grandeurs physiques d'entrée du contrôleur en variables linguistiques qui peuvent être traitées par les inférences.

## 3. Le mécanisme de décision (Bloc d'inférence)

Permet de calculer les ensembles flous associés à la commande, le mécanisme d'inférence calcule le sous-ensemble relatif à la commande du système. Il existe différentes méthodes d'inférence :

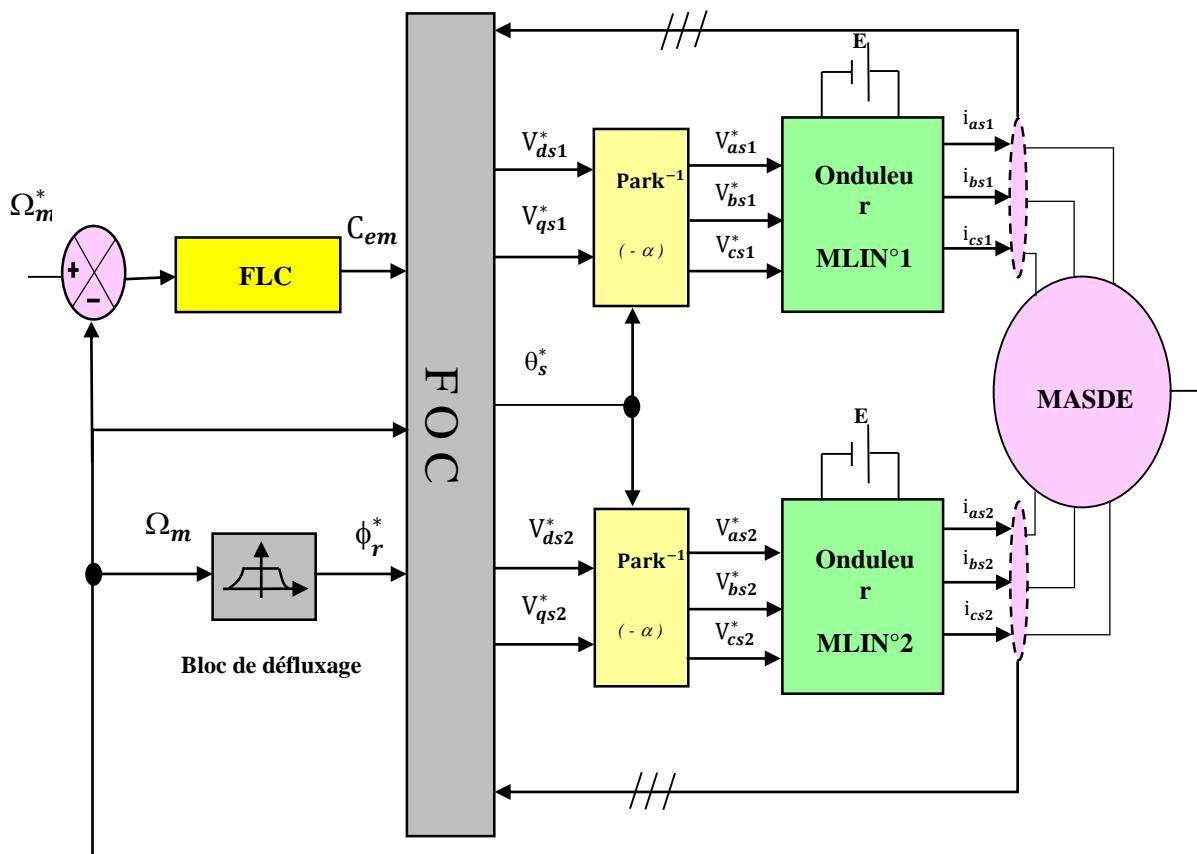
- Méthode d'inférence (Max-Min).
- Méthode d'inférence (Max-Produit).
- Méthode d'inférence (Somme-Produit).

4. Défuzzification

Il s'agit de calculer à partir des degrés d'appartenance l'abscisse qui correspond à la valeur de sortie, cela se fait avec trois méthodes telles que méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées et méthode par valeur maximum.

3.5.4 Application de la commande logique floue pour réglage de la vitesse de la MASDE

La régulation de la vitesse de la MASDE par la commande floue est présentée dans la figure 3-13. Le régulateur flou produit un couple de référence qui sera injecté comme une entrée au bloc de la commande vectorielle (IFOC) qui assure le découplage et fourni les tensions de référence aux deux onduleurs de tension qui, à leur tour, alimentent la machine.



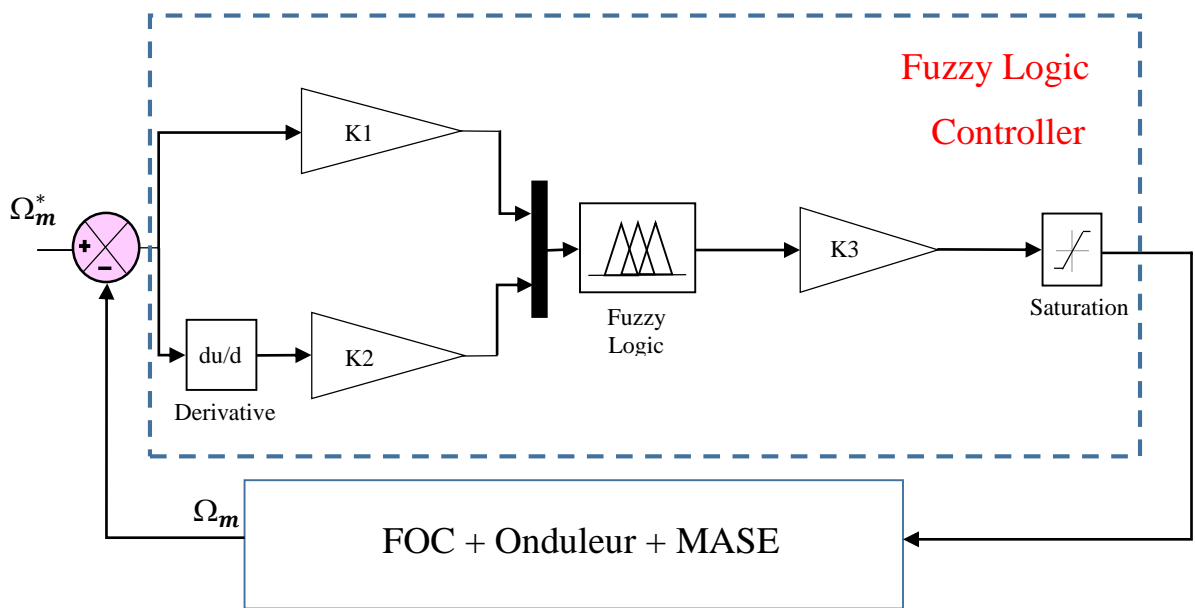


Figure 3-13 Réglage de vitesse de la MASDE par un régulateur flou.

### 3.5.5 Conception du régulateur de type logique flou

La conception et la mise en œuvre d'un régulateur flou passe par les processus non linéaires suivants :

#### A) Fuzzification

La fuzzification consiste à transformer l'erreur de vitesse et sa variation en sept valeurs linguistiques NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), ZE (zéro environ), PP (positif petit), PM (positif moyen), PG (positif grand). Ces termes linguistiques prendront des fonctions d'appartenance de type triangulaire comme le montre la figure 3-14.

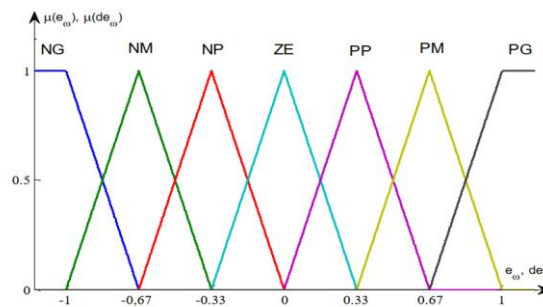


Figure 3-14 Fonctions d'appartenance de l'erreur  $e_{\omega}$  et sa variation  $d_{e_{\omega}}$ .

### B) Inférence floue pour le couple

La figure 16 présente la variation de la commande  $\Delta C_{em}$  et les fonctions d'appartenance du couple, ces fonctions d'appartenance ce sont de type singletons.

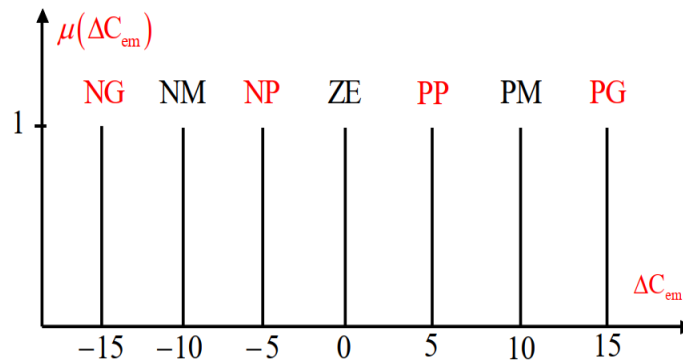


Figure 3-15 Fonctions d'appartenance du couple électromagnétique.

### C) Défuzzification

Pour exprimer la commande en valeur réelle interprétable par l'utilisateur, on utilise la méthode de la moyenne pondérée représentée par l'équation suivante :

$$\Delta C_{em} = \frac{\sum_{i=1}^{49} C_{em} \cdot \mu(\Delta C_{emi})}{\sum_{i=1}^{49} C_{emi}}$$

### D) Structure de contrôle

A chaque instant, la sortie du contrôleur flou est modifiée suivant l'état de la MASDE. Le calcul de cette sortie est basé sur des règles floues exprimées par l'erreur de la vitesse et sa variation. La fonction qui sert de liaison entre ces trois paramètres est représentée par le tableau ci-dessous.

Tableau 3-2 Table d'inférence du régulateur flou.

$\begin{matrix} de \\ e \end{matrix}$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

La connaissance du gain de sortie et la variation de commande permettent à cette dernière de générer la valeur du couple électromagnétique de référence qui doit être appliqué suivant cette relation :

$$C_{em}^*(K) = C_{em}^*(K - 1) + C_s^* C_{em}^* \quad (3.5)$$

$C_s$  représentée le gain de sortie du régulateur flou.

Le couple électromagnétique doit être limité par la relation suivante :

$$C_{em}^*(k) = \begin{cases} C_{em}^*(k) & \text{si } -35 \leq C_{em}^*(k) \leq 35 \\ 35 & \text{si } C_{em}^*(k) > 35 \\ -35 & \text{si } C_{em}^*(k) < -35 \end{cases} \quad (3.6)$$

### 3.5.6 Résultats de simulation numérique

Cette section sera consacrée à la présentation des résultats des simulations à l'état sain. De plus, ces simulations sont effectuées dans les mêmes conditions des simulations précédentes. En effet, la vitesse rotorique contrôle à l'aide d'un régulateur FLC.

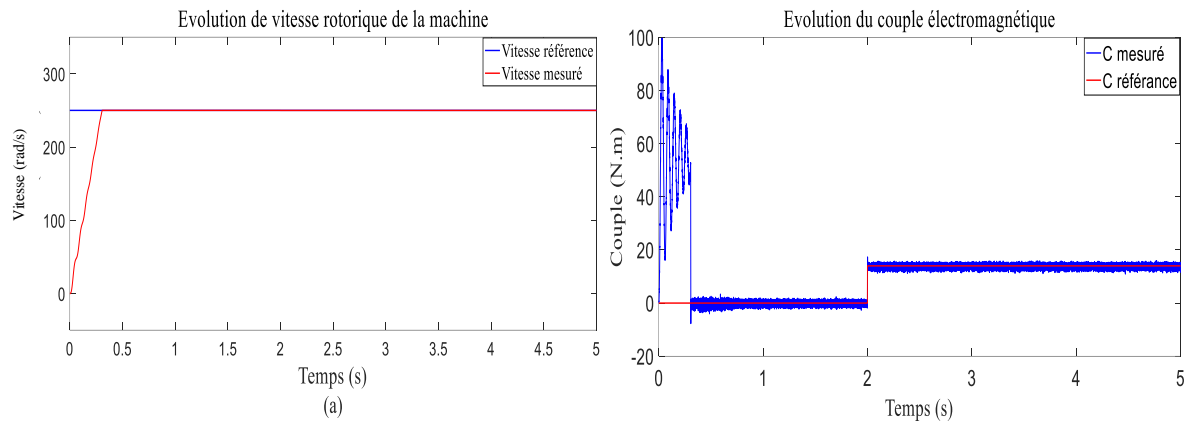


Figure 3-16 Allures des grandeurs mécaniques à l'état sain avec un régulateur FLC.

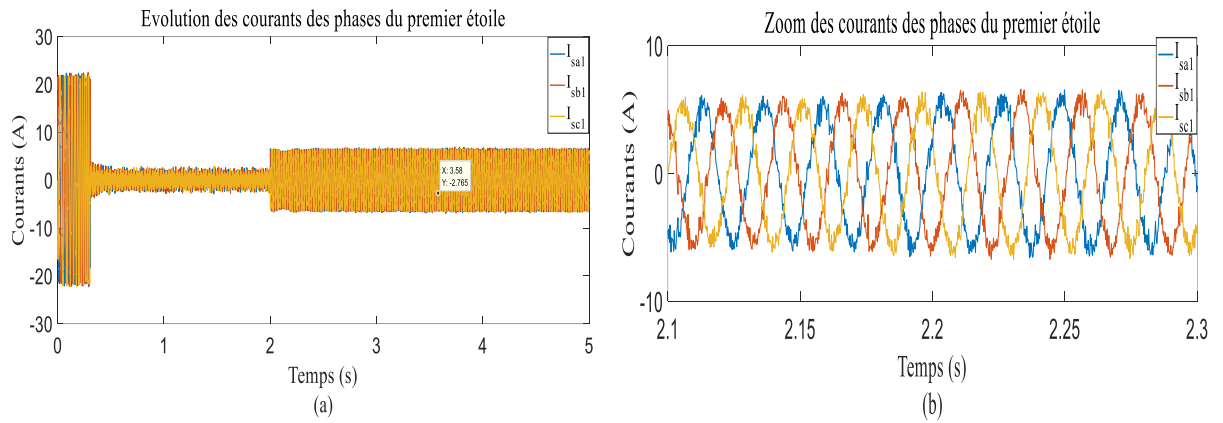


Figure 3-17 Allures des courants de phase de la première étoile à l'état sain avec un régulateur FL.

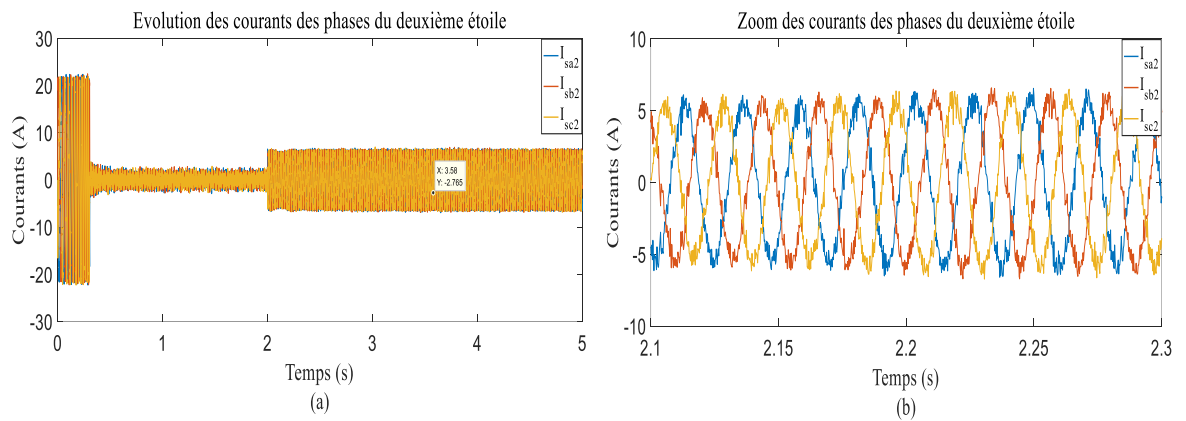
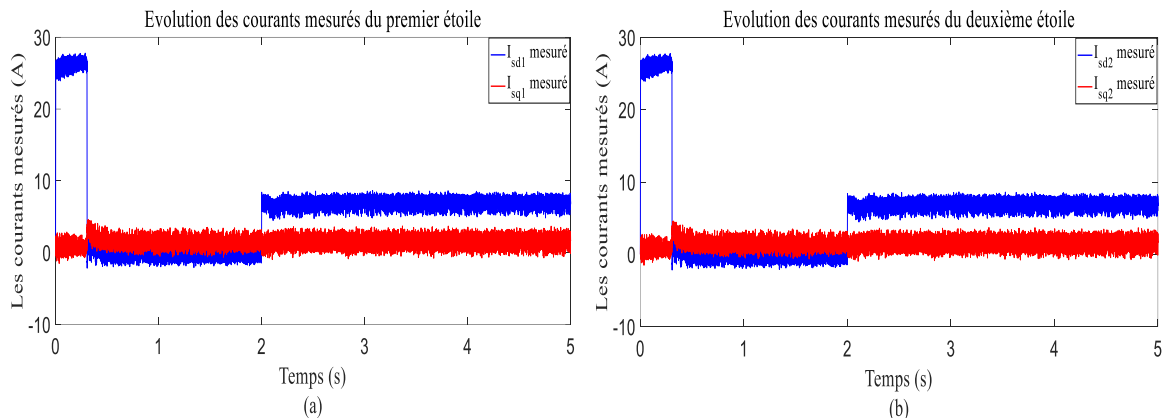


Figure 3-18 Allures des courants de phase de la deuxième étoile à l'état sain avec un régulateur FL.





**Figure 3-19** Allures des courants directs et quadrature des deux étoiles à l'état sain avec un régulateur FL.

La vitesse du rotor suit celle générée par le modèle de référence à partir de  $t = 0.3s$ , sans dépassement (Figure 3-16 (a)).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie jusqu'à l'instant  $t = 0.3s$  où il oscille autour de zéro. La présence du couple résistant à partir de  $t = 2s$  conduit à un couple électromagnétique de valeur d'environ  $14N.m$  correspondant au couple résistant (Figure 3-16 (b)).

### 3.6. Mode de fonctionnement dégradé

Le nombre des tests indépendants couvrant tous les scénarios possibles et les configurations des neutres étant élevé, le test suivant est choisi comme étant représentatif des performances

en mode de fonctionnement dégradé dans le cas où une phase est ouverte. Tous les tests sont effectués pour le mode de fonctionnement dégradé à l'aide des régulateurs traditionnels linéaires de type PI et non-linéaires de type FLC la MASDE.

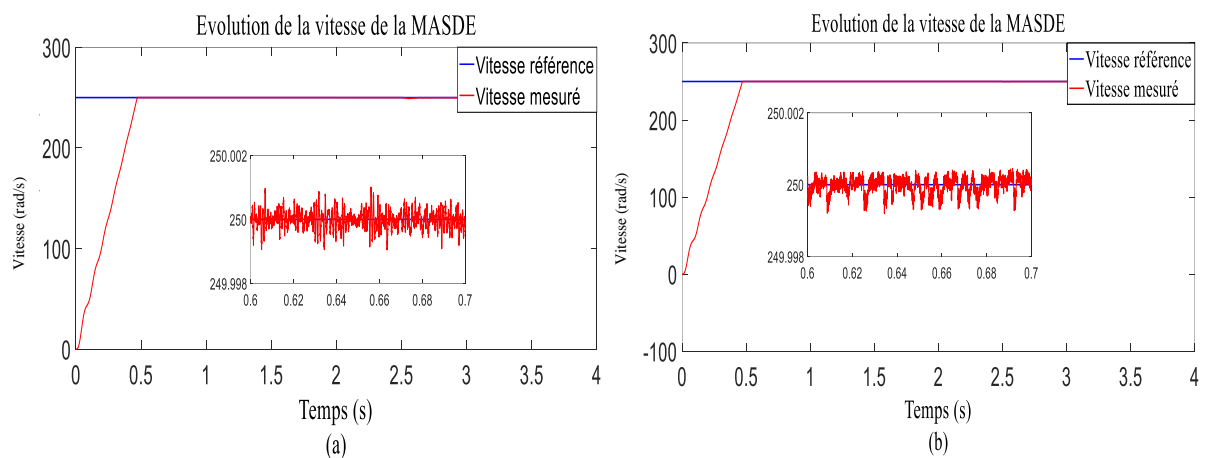
#### 3.6.1 Etude comparative entre les deux régulateurs

Les paramètres des grandeurs mécaniques et électriques de la simulation sont donnés en [Annexe A](#). Les constantes proportionnelles et intégrales des régulateurs traditionnels PI de la vitesse et des courants sont calculées par la méthode présentée dans [l'Annexe B](#) et [C](#). De plus, le système d'entraînement électrique fonctionne à une fréquence d'échantillonnage de  $8\text{ kHz}$ , une tension du bus continue  $V_{dc}=600V$ . Le flux rotorique de référence ( $\phi_r^*$ ) est fixé à  $0,8Wb$ .

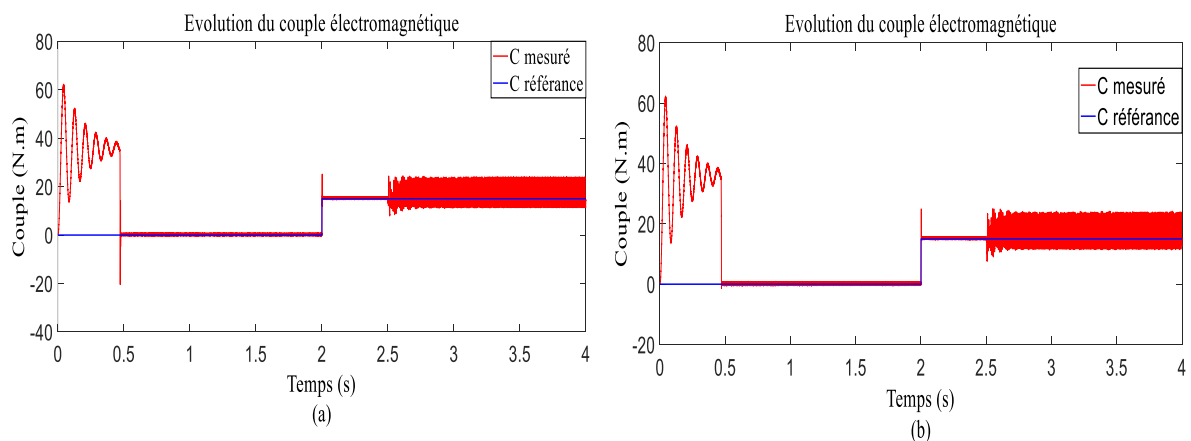
La vitesse de référence imposée est de 250 rad/s avec un couple de charge d'amplitude  $C_r = 15\text{Nm}$  appliqué à l'instant  $t = 2\text{s}$ .

Les résultats de simulation obtenue montrent une étude comparative entre les deux types des régulateurs (PI/FLC) :

- Les figures (a) pour le régulateur PI.
- Les figures (b) pour le régulateur FL.



**Figure 3-20** Allures des vitesses avec les deux régulateur suit au défaut.



**Figure 3-21** Allures des couples avec les deux régulateur suit au défaut.

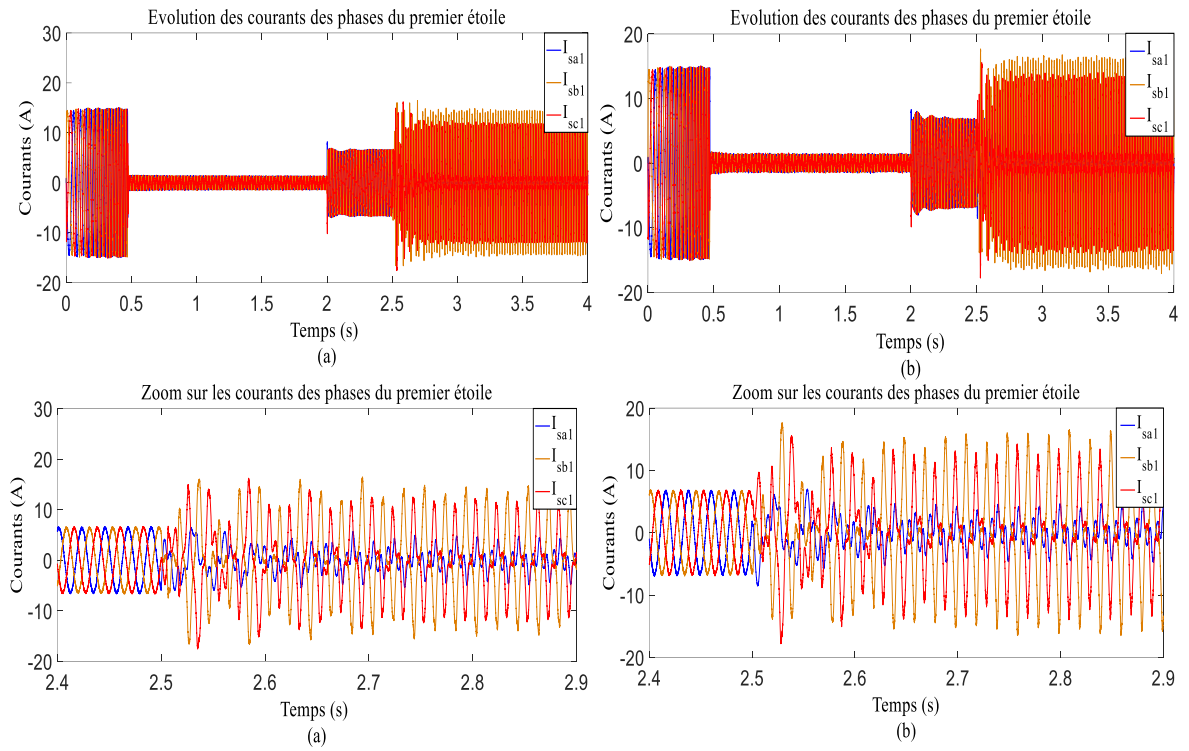


Figure 3-22 Allures des courants des phases du premier étoile avec les deux régulateur suit au défaut.

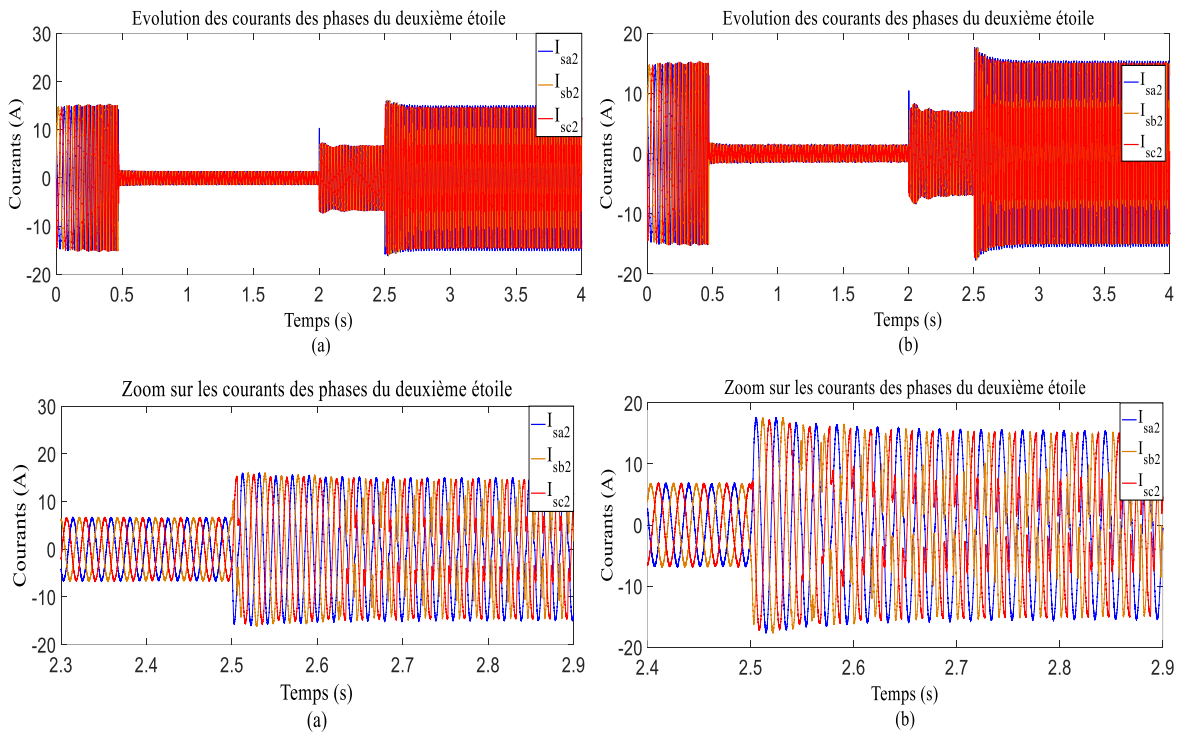


Figure 3-23 Allures des courants des phases de la deuxième étoile avec les deux régulateur suit au défaut.

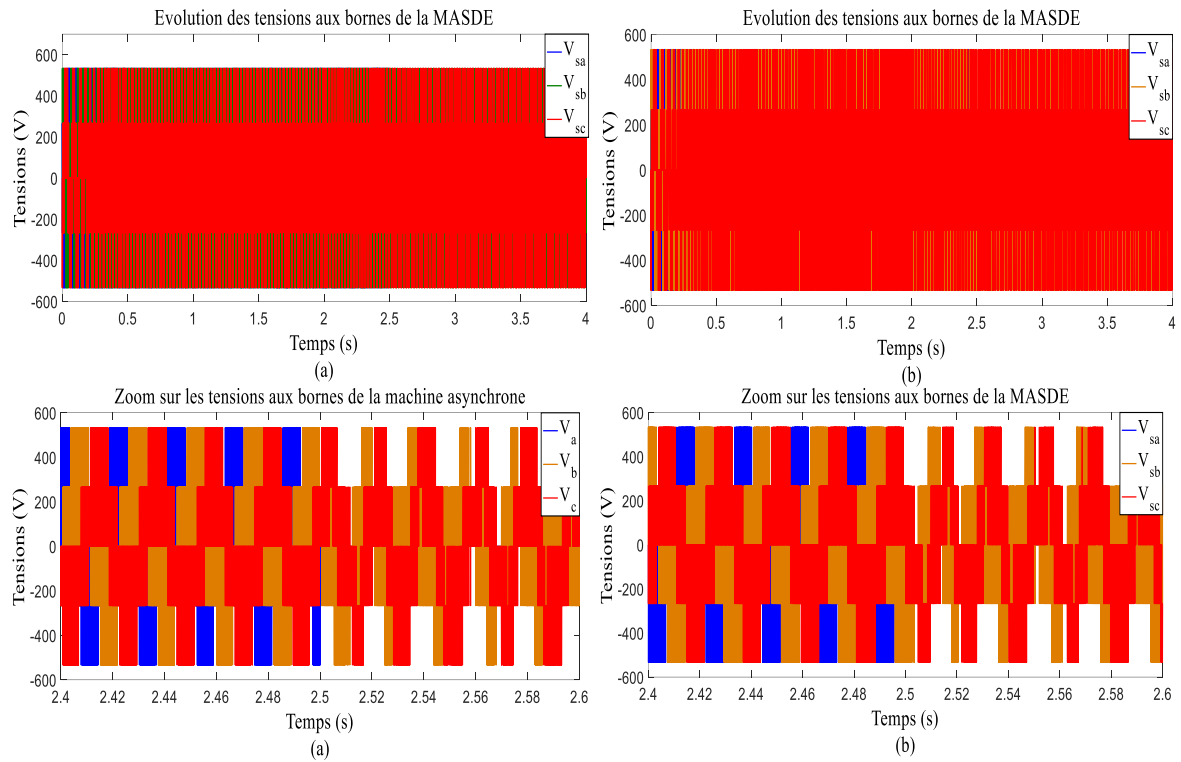


Figure 3-24 Allures des tensions aux bornes de MASDE avec les deux régulateur suit au défaut.

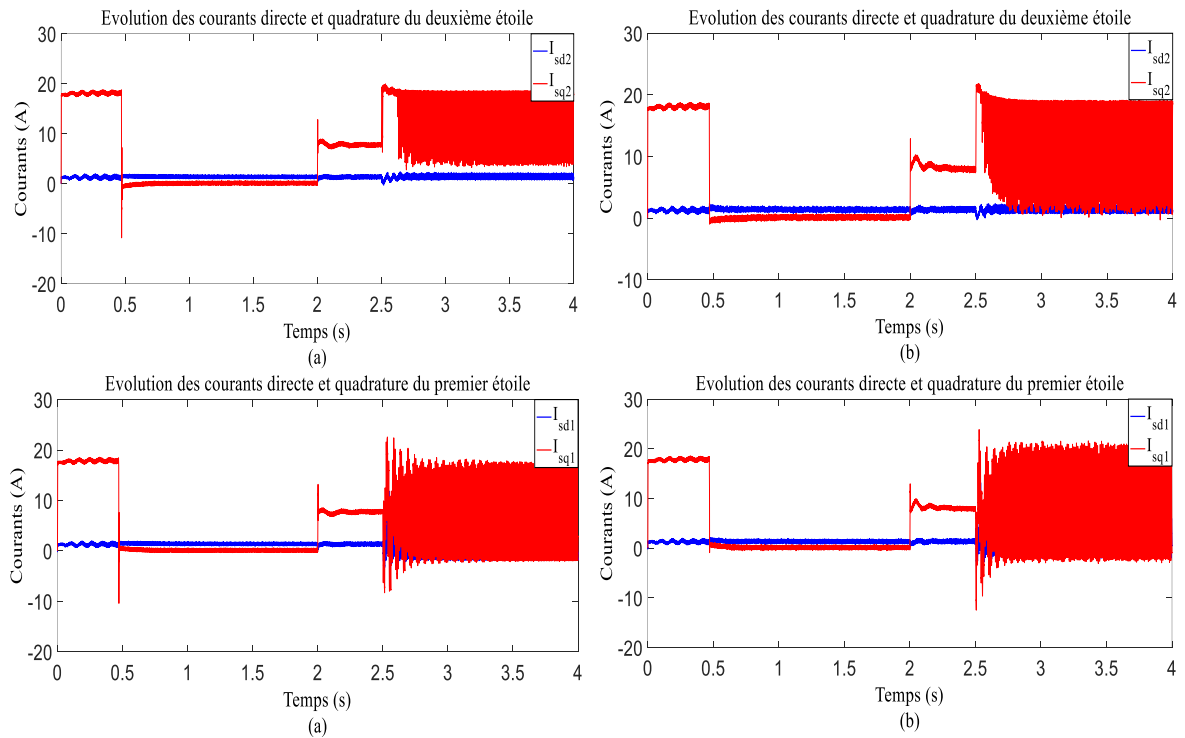


Figure 3-25 Allures des courants direct et quadrature des de deux étoiles avec les deux régulateur suit au défaut.

Le défaut simulé dans ce test est la perte de la première étoile une phase  $V_{sa1}$  (coupure d'une phase). Les résultats de simulation obtenus à l'aide d'un régulateur PI présentés sur les figures 20, 21, 22, 23, 24,25 (a). En effet, les figures montrent que le défaut de coupure d'une phase du premier étoile à l'instant  $t=2.5s$  a provoqué un déséquilibre notable des courants des phases de la MASDE. Aussi, des harmoniques sont superposés aux différents courants et qui vont engendrer des ondulations aux niveaux du couple, de la vitesse et des pertes supplémentaires dans le système d'entraînement électrique. Ces résultats confirment encore les conclusions précédentes à propos de la nécessité du développement d'autres types de contrôleurs plus adaptés et plus robustes. Pour le test, la vitesse de la MASDE (Figure 20(a)) et son couple électromagnétique (Figure 21(b)) suivent parfaitement leurs références en mode normal et en mode dégrade.

Les résultats de simulation présentés sur les figures 20, 21, 22, 23, 24, 25 (b) montrent que le défaut de coupure d'une phase du premier étoile apparu à l'instant  $t=2.5s$  a provoqué une dégradation plus importante des grandeurs caractéristiques de la MASDE. D'après ces figures, nous remarquons que, un déséquilibre aux niveaux des courants des phases de deux étoiles de la MASDE et a amplifié les ondulations du couple et de la vitesse qui est maintenue régulée. Pour le test, la vitesse de la MASDE (Figure 20(b)) et son couple électromagnétique (Figure 21(b)) suivent parfaitement leurs références en mode normal et en mode dégrade.

Le régulateur FLC a permis une légère réduction des ondulations du couple et de la vitesse par rapport au régulateur PI.

### **3.7. Conclusion**

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

On conclut que, le réglage de la vitesse par logique floue, apporté des améliorations remarquables par rapport à la régulation classique PI. Car, elle offre une bonne performance

---

statique et dynamique, stabilité et précision, c'est-à-dire un temps de repense plus court et sans dépassement, et il accorde aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

## **Conclusion Générale**

Dans ce travail, nous avons présenté la modélisation ou on a appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE, l'alimentation par deux onduleurs de tension de deux niveau avec la commande MLI-ST, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées et la commande de la machine asynchrone double étoile, on a cherché à améliorer les performances de la commande classique basée sur des régulateurs proportionnels intégrale (PI).

On a débuté par la technique de contrôle PI, après un rappel théorique sur la commande flue qui représente la deuxième technique de contrôle, ces dernières ont été appliquées sur la MASDE dans le cas d'isolement d'une phase pour contrôler la vitesse rotorique. Les performances de la machine ont été visualisées premièrement en fonctionnement normal et deuxièmement avec des variations paramétriques.

Les résultats de simulation ont montré que la régulation de vitesse de la MASDE par la commande floue est plus efficace par rapport à la commande classique PI en termes de rapidité, de suivi de la vitesse de référence et de rejet des perturbations.

A travers les résultats obtenus, on peut conclure que le contrôleur logique flou pour la MASDE est plus robuste et plus efficace que le régulateur PI dans les deux cas de fonctionnement en mode sain et en mode dégradé.

Comme des perspectives intéressantes qui n'ont pas été élaborées dans le présent travail sont résumées dans les points suivants :

- Remplacement des onduleurs de tension à deux niveaux par des onduleurs trois niveaux.
- Reconfiguration des commandes en cas des défauts statorique ou rotorique au niveau de la MASDE.

## Références Bibliographie

- [1] : R. Abdessamed, M. Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [2] : B. Hansruedi, Convertisseurs statiques, Presses Polytechniques et Universitaires Romands, Lausanne, Suisse, 1991.
- [3]: G. A. Capolino, H. H'enaou V. T. Nguyen Phuoc, "Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction," SEE Journée d'études à Lille., pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [4] : M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle," SEE Journée d'études Lille., pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [5] : M. B. Michael, John K. Pedersen, Frede Blaabjerg, "Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation," IEEE Trans on Indus Appl., vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- [6] : Y. Y. Ho. Edward, C. S. Paresh, "Decoupling control of induction motor drives," IEEE Trans on Indu Elec., vol. 35, no. 2, pp. 253–262, May 1988.
- [7] : D. Beriber, Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC, Thèse de magister, ENP., Alger, 2004.
- [8] : E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, "Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators," CIP'07 4eme Conférence Internationale sur la Productique., 03 – 04 Novembre 2007. Sétif, Algérie, CD-ROM proceedings.
- [9] : S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ranand, and P. Tavner, "Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review," IEEE Transactions on Electronics, Vol. 25, No. 11, pp. 2734- 2752, November 2010.
- [10] : J. Mavier, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique", Thèse de doctorat en Génie Electrique à l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), France, 2007.
- [11] : M. H. B. Abdelghani, "Étude, conception et réalisation d'un convertisseur statique hybride multiniveaux tolérant aux défauts," Thèse de Doctorat en Génie Electrique à l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), France, 20 16.
- [12] : M. Merabtene, E. R. Dehault, "Modélisation en vue de la commande de l'ensemble convertisseurmachine multi-phase fonctionnant en régime dégradé," JC-GE'03, Saint-Nazaire, pp. 193–198. 2003.
- [13] : A. A. Kadaba, Design and modeling of a reversible 3-phase to 6-phase induction motor for improved survivability under faulty conditions, Thesis Master of Marquette University, Milwaukee, Wisconsin. May. 2008.
- [13] : F. Locment, Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : Commande vectorielle en modes normal et dégradé, Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 11 décembre. 2006.



### Annexe A : Les paramétré de MASDE

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 5,6 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \text{ } \Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,0662 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N.m.s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$P = 1$
Les gains du FLC	$K1 = 0.5$ $K2 = 0.00002$ $K3 = 124$

## Annexe B : régulation PI (boucle ouvert)

### B.1 Synthèse des gains de régulateur PI

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

### B.2 Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la figure est écrite comme suit :

$$\frac{i_{sd1}}{i_{ds1}^*} = \frac{K_{id1} + K_p S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + K_{pd1}) S + K_{id1}} \quad (\text{B.1})$$

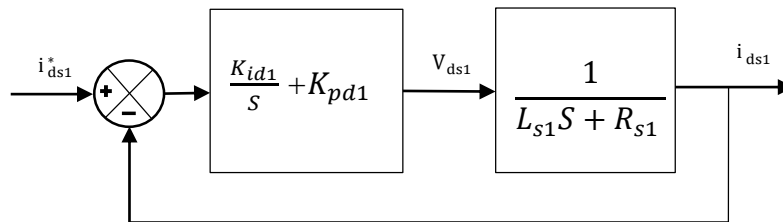


Figure B-1 Schéma de régulation des courants.

En imposant une paire de pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho_{d1} \pm j\rho_{d1}$ , le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1}S + 2\rho_{d1}^2 \quad (\text{B.2})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_{pd1} = 2\rho_{d1} - R_{s1} \\ K_{id1} = 2\rho_{d1}^2 L_{s1} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants  $i_{sq1}$ ,  $i_{ds2}$  et  $i_{qs2}$ .

## Annexe C : calcul de gain de régulation PI (boucle fermée)

### C.1. Régulateur de vitesse

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

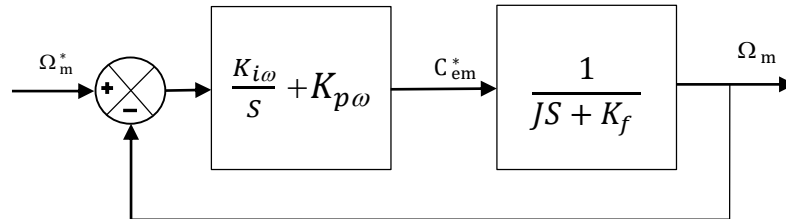


Figure C-1 Schéma réduit de régulation de vitesse.

Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de l'asservissement de vitesse est donnée par :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_m^*} = \frac{K_{i\omega} + K_{p\omega} S}{JS^2 + (K_f + K_{p\omega})S + K_{i\omega}} \quad (\text{C.1})$$

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

$$\begin{cases} K_{p\omega} = 2\rho_\omega J - K_f \\ K_{i\omega} = 2\rho_\omega^2 J \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

**Résumé :** Ce mémoire étudie la simulation et la commande de la machine asynchrone double étoile. Pour l'alimentation, on a utilisé des onduleurs de tension à deux niveaux de commande MLI-ST, pour la commande, on a appliqué en premier lieu la commande classique vectorielle indirecte à l'aide d'un régulateurs PI, ensuite et afin d'améliorer les performances de la machine dans le cas de coupure d'une phase on a proposé une méthode de control, la commande logique floue. Pour prouver l'efficacité de la loi de commande proposée, plusieurs tests de simulation sont effectués au démarrage à vide, avec une inversion du sens de rotation. Les résultats de simulation via *Matlab* sont interprétés en termes de comparaison entre les deux structures de commande, des bonnes performances dynamiques et statiques ainsi une grande robustesse vis-à-vis à la variation des paramètres résistives et mécaniques sont enregistrées.

**Mots clés :** Machine Asynchrone Double Etoile, onduleur de deux niveaux, MLI-ST, commande vectorielle, régulateur logique flou.

**Abstract:** This thesis studies the simulation and the control of the double star induction machine. For the power supply, we used two-level inverters with PWM, for the control, we applied first the indirect vector control based on PI controller, after that and in order to improve the performance of the machine in the case of isolation of a phase we proposed a control method; the fuzzy control. To prove the effectiveness of the proposed control laws, several simulation tests are performed at start-up empty, and with a speed reversal. The simulation results via *Matlab* are interpreted in terms of comparison between the two control structures; good dynamic and static performances and a high robustness with respect to variation of the resistive and mechanical parameters are recorded with the new control methods.

**Key-words:** Double Star Induction Machine, two-level-inverters, PWM, vector control, fuzzy logic controller.

**ملخص:** يقدم هذا البحث دراسات محاكاة التغذية والتحكم لماكنة كهربائية مزدوجة النجم لا تزامنية، بالنسبة للتغذية تم استعمال موجات ثنائية المستوى، أما بالنسبة للتحكم تم في البدء تطبيق التحكم الكلاسيكي المتمثل في التحكم الشعاعي الغير مباشر ثم وبهدف تحسين أداء الماكنة في حالة قطع أحد اسلاك التغذية تم اقتراح أحد طرق التحكم: المنطق الغامض. عدة اختبارات محاكاة أجريت عند الإقلاع وكذلك عكس اتجاه الدوران، تم التعليق على كل النتائج المحصل عليها ومقارنتها مع بعضها البعض، استجابات ميكانيكية واستاتيكية سجلت مع طرق التحكم المقترحة.

**كلمات مفتاحية:** ماكنة كهربائية مزدوجة النجم لا تزامنية، موج الجهد ثنائي المستوى، نجم شعاعي، ناظم المنطق الغامض.