

Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies Filière : Electromécanique Electromécanique

Réf. : /

Présenté et soutenu par : Rahmouni akram & Chekila Abd El Madjid

Le : lundi 27 juin 2022

Contrôle direct du couple a l'aide d'un régulateur de vitesse flou d'une machine asynchrone double étoile

Jury :				
Md	Yahia Khaled	Pr	Université de Biskra	Président
Md	Kiyyour Brahim	МСВ	Université de Biskra	Rapporteur
Md	khelili Fatiha	МСВ	Université de Biskra	Examinateur



Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies Filière : Electromécanique Electromécanique

Réf. : /

Contrôle direct du couple à l'aide d'un régulateur de vitesse flou d'une machine asynchrone double étoile

Le : Juin 2022

Présenté par : Rahmouni Akram Chekila Abd El Madjid Avis favorable de l'encadreur :

Kiyyour Brahim

signature

Signature Avis favorable du Président du Jury

Yahia khaled

Signature

Cachet et signature

Remerciements

Nous remercions tout d'abord Dieu, le tout puissant de nousavoir donné la volonté, la patience et le courage pour mener àterme ce modeste travail.

Puis, nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance etsincères remerciements à notre encadreur Mr Kiyyour Brahim, pour avoir accepté de nous encadrer, d'être à l'origine du thèmede ce mémoire de fin d'études de Master en Électromécanique etpour son aide précieuse dans la rédaction de ce modeste travail.

Nous remercions nos familles pour le soutien et nos collèguesavec lesquels nous avons passé des moments inoubliables aucours des années et pendant la réalisation de ce travail, ils ontmanifesté leur soutien et ils nous encouragent toujours à aller de l'avant.

Enfin, nous remercions, également, toute personne qui aparticipé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce mémoire À:

Mon cher père qui est toujours été là pour moi,

£t mon Chère âme de mère

Puisse-t-elle reposer en paix.

A mes sœurs Ahlam et Imane

A mes frères: Walid, Ramzi et Houssam

A mes chers nièces et neveux : Sirine, Maya, Maryoma , Miro , Bachir et Lujain

A mes amies : Djelloul Mohamed Kabil, Mamen Houcine, Chekila Abd El

Madjid.

 \mathbf{f} nfin, tu m'as dédié ce travail, tu as travaillé dur pour atteindre ce rang

l'enseignement supérieur

Le remercie Dieu tout-puissant pour toutes les bénédictions qu'il m'a accordées.

Rahmouni Akram

Louange à Dieu tout puissant, qui m'a permis de voir ce jour tant attendu

¿ ai l'honneur de dédier ce modeste travail

À L'âme de mon père puisse dieu vous avoir en sa sainte miséricorde

À chère mère pour sa patience, son amour, son soutien moral tout au long de mes études

Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point la remercier comme il se

doit, Que le bon Dieu la garde en bonne santé.

À mon binôme, «Akrem Rahmouni »

À mes chers frères et sœur, pour l'amour qu'ils me réservent

À ma cousine, «Hanan», qu'elle m'as beaucoup aidé dans mon travail

À ma nièce, «Bouthaina», qui m'as toujours offert le soutien et le réconfort

 \dot{A} toutes mes amies et mes proches

 \mathbf{A} tous qui me connaissent de près ou de loin.

Chekila Abd El Madjid

Résume

Les systèmes d'entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en électrotechnique qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs tels que, les machines électriques/ électroniques de puissance et la théorie de la commande. Les machines polyphasées destinées à être plus utilisées dans des applications des puissances élevées.

Ce mémoire de Master décrit la conception et la mise en œuvre de la commande d'une machines asynchrones double étoile (MASDE), dont le but est d'améliorer les performances de la commande directe du couple (DTC) appliqué à cette machine, utilisons un régulateur de vitesse de type PI-flou..

Cette stratégie de commande (DTC) proposée par Takahashi en 1985 pour concurrencer la méthode de commande par orientation du flux (FOC).

En général, Le contrôle direct du couple de la MASDE, à l'aide de régulateurs PI classiques, présente certains inconvénients tels que : sensibilité aux changements paramétriques de la machine, rejet élevé des turbulences, temps de réponse élevé, etc... Pour améliorer les performances du système à contrôler, une puissante technologie de réglage a été appliquée, à savoir : la logique floue.

Les résultats de simulation présentés dans ce mémoire montrent une réelle amélioration apportée par le régulateur proposé par rapport au régulateur PI classique.

Mots clés : *Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), Commande Directe du Couple(DTC), PI, logique floue, simulation.*

ملخص

تمثل أنظمة القيادة المتغيرة السرعة مجالا متعدد التخصصات في الهندسة الكهربائية يجمع المعرفة في العديد من القطاعات مثل الألات الكهربائية /الكترونيات الطاقة و نظرية التحكم. تهدف الآلات متعددة الأطوار الى استخدامها بشكل أكبر في تطبيقات الطاقة العالية .

تصف أطروحة الماجيستر هذه التصميم و تنفيذ التحكم في الة غير متزامنة ذات نجمتين(MASDE). و الغرض منها هو تحسين أداء التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) المطبق على هذه الجهاز ، باستخدام سرعة نوع PI-fuzzy منظم.

استراتيجية التحكم هذه (DTC) التي اقترحها تاكاهاشي في عام 1985 للتنافس مع طريقة التحكم في اتجاه التدفق (FOC) .

بشكل عام، فأن التحكم المباشر في عزم الدوران ل MASDE, باستخدام وحدات تحكم PI الكلاسيكية, له بعض العيوب مثل : الحساسية للتغييرات البار ا مترية للماكينية ، ورفض الاضطر ابات العالية ، ووقت الاستجابة العالي ، الخ... لتحسين أداء النظام المطلوب التحكم فيه ، تم تطبيق تقنية التوليف و هي: المنطق الضبابي.

تظهر نتائج المحاكاة المقدمة في هذه الأطروحة تحسنًا حقيقيًا قدمه المنظم المقترح مقارنة بمنظم PI الكلاسيكي

الكلمات المفتاحية : آلة غير متزامنة نجمة مزدوجة (MASDE) ؛ التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) ؛ المنطق الضبابي ؛ المنظم النسبي المتكامل ؛ محاكاة .

Summary

Variable speed drive systems represent a multidisciplinary field in electrical engineering that brings together knowledge in several sectors such as electrical machines / power electronics and control theory. Polyphase machines intended to be used more in high power applications.

This Master's thesis describes the design and implementation of the control of a double star asynchronous machine (MASDE), the purpose of which is to improve the performance of the direct torque control (DTC) applied to this machine, using a PI-fuzzy type speed regulator.

This control strategy (DTC) proposed by Takahashi in 1985 to compete with the method of flux orientation control (FOC).

In general, the direct torque control of MASDE, using classical PI controllers, has some drawbacks such as: sensitivity to parametric changes of the machine, high turbulence rejection, high response time, etc... To improve the system performance to be controlled, a powerful tuning technology has been applied, namely: fuzzy logic.

The simulation results presented in this thesis show a real improvement brought by the proposed regulator compared to the classical PI regulator.

Key words : Double Star Asynchronous Machine (MASDE) ; Direct Torque Control (DTC) ; fuzzy logic ; The Proportional-Integral regulator ; simulation .

Liste des figures

Figure1.1 : (a) Entraînement électrique triphasé	5
(b) entraînement électrique à plusieurs étoiles	5
(c) entraînement électrique polyphasé symétrique	5
Figure 1.2 : (a) Machine multiphasée alimentée par N onduleurs à n phases ; (b) exemple	
de moteur à induction de 19 MW à 15 phases avec $N = 3$ et $n = 5$	5
Figure 1.3 : Représentation Spatiale des Enroulements de la Machine asynchrone double étoile	e)
<i>Figure 1.4</i> : Modes de fonctionnement suivant le glissement12	2
Figure 1.5 : Modèle généralisé de la MASDE dans le repère (u, v)12	7
<i>Figure 1.6</i> : Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation	5
Figure 1.7 : schéma d'un pont redresseur triphasé 22	7
Figure 1.8 :Schéma du filtre LC22	8
<i>Figure 1.9</i> : <i>Présentation du la modèle simulink de la machine asynchrone double étoile</i> 29	9
<i>Figure 1.10</i> : <i>Performances de la MASDE avec la charge</i>	ļ
Figure 2.1 : Représentation Vectorielle De l'onduleur De Tension A Deux Niveaux	8
Figure 2.2 : Évolution Du Vecteur De Flux Statorique Dans Le Plan (A, B)[38]	9
Figure 2.3 : Réglage Du Couple Electromagnétique En Agissant Sur Les Vecteurs Tension 4.	1
Figure 2.4 : Choix Du Vecteur De Tension	2
Figure 2.5 : Correcteur De Flux A Hystérésis Et Sélection Des Vecteurs Tension	S
Correspondants	5
Figure 2.6 : Comparateur A Hystérésis A Trois Niveaux Pour Le Réglage Du Couple40	5
Figure 2.7 : Schéma Global De La Commande Directe Du Couple De La MASDE 50)
Figure 2.8 : Contrôleur de vitesse de type PI anti-saturation (PI anti-windup)	1

<i>Figure 2.9</i> : Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE 52
Figure 2.10 : Performances de la DTC classique à deux niveaux de la MASDE avec
application d'un couple résistant Cr=20 N.m
Figure 2.11 : Résultats de simulation de la variation de la vitesse de la commande directe du
couple (DTC) de la MASDE55
<i>Figure 3.1</i> : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique 59
<i>Figure 3.2</i> : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue
Figure 3.3 : Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique
floue
<i>Figure 3.4</i> : Différentes formes de la fonction d'appartenance
<i>Figure 3.5</i> : Intersection de deux fonctions triangulaires
<i>Figure 3.6</i> : Union de deux fonctions triangulaires
<i>Figure 3.7</i> : <i>Complément d'une fonction triangulaire</i>
<i>Figure 3.8</i> : Variables linguistiques floues
<i>Figure 3.9</i> : <i>Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)</i>
<i>Figure 3.10</i> (a) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou
(b) : configuration d'un contrôleur flou67
<i>Figure 3.11</i> : Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques
pour l'erreur et la variation de l'erreur pour notre contrôleur
<i>Figure 3.12</i> : <i>Défuzzification par valeur maximum</i>
<i>Figure 3.13</i> : <i>Défuzzification par la méthode moyenne de maximum</i>
<i>Figure 3.14</i> : Défuzzification par le centre de gravité
<i>Figure 3.15</i> : Schéma bloc de règulation à controleur flou
Figure 3.16 : Résultats de simulation de la commande DTC_Floue de la MASDE à vide suivi
de l'application des charges $Cr = 15 N.m à t = 1 secondes$
Figure 3.17 : Résultats de simulation de la commande DTC_Floue de la MASDE vis-à-vis à
la variation de la Vitesse

Figure 3.18 : Allure de la vitesse de rotation de la commande DTC d'une MASI	DE Avec les
deux régulateurs	
Figure 3.19 Allure du couple électromagnétique de la commande DTC d'une M	ASDE Avec
les deux régulateurs	
Figure B.1 : Schéma bloc du régulateur PI de la vitesse Ωm	

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Machines multiphasées de type 1	6
Tableau 1.2 : Machines multiphasées de type 2	7
Tableau 2.1 : Table Généralisée Pour Le Choix Des Vecteurs Tensions	42
Tableau 2.2 : Table De Commutation Généralisée	48
Tableau 2.3 Table de commutation du flux	48
Tableau 2.4: Table de commutation du couple.	48
Tableau 2.5 :Tableau Classique De Localisation Des Etats De (TableDeTakahachi)	l'onduleur 49
Tableau 3.1 : Table de calcul de la variation de la commande	70
Tableau B.1 : Paramètres du régulateur PI de la vitesse.	

Abréviations et Nomenclatures

MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile.
PI	Proportional -Integral.
PI-Flou	Contrôleur flou.
PWM	Pulse Width Modulation.
DTC	Commande directe du couple (Direct Torque Control).
FOC	Commande par orientation de flux rotorique (Field Oriented Control).
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion.
FLC	Fuzzy logique controller.

Liste des Symboles

n _{ph}	Nombres de phases
Р	Puissance active
Ι	Le courant.
α	angle entre stators
q	Nombre d'encoche par pole et par phase
Ω_{mr}	La vitesse mécanique du rotor.
θ_0	La position du rotor par rapport au l'étoile 1.
р	le nombre de pair de pôles.
ω _r	La pulsation électrique rotorique.
ω	La pulsation électrique statorique.
S	Indice du Stator
Ø _{sd} , Ø _{sq}	Composantes directes et quadratiques des flux statoriques.
Ø _{sα} ,Ø _{sβ}	Composantes α et β des flux statoriques du stator 1 et 2.
Ø _{rd} , Ø _{rq}	Composantes directes et quadratiques des flux rotoriques.
~ ~	Composition a of Q dog flow Dotonique
Ø _{rα} ,Ø _{rβ}	Composanies a el p des flux Rolorique.
Ø _{rα} , Ø _{rβ} r	Indice du rotor
Ø _{rα} , Ø _{rβ} r R _r	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor
Ø _{rα} , Ø _{rβ} r R _r V _{sabc1}	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1
Ø _{rα} , Ø _{rβ} r R _r V _{sabc1} V _{sabc2}	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2
Ø _{rα} , Ø _{rβ} r R _r V _{sabc1} V _{sabc2} I _{sabc1}	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2 Vecteur de courant de l'étoile 1.
^Ø rα, Ø _{rβ} r R _r V _{sabc1} V _{sabc2} I _{sabc1} I _{sabc2}	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2 Vecteur de courant de l'étoile 1. Vecteur de courant de l'étoile 2.
^Ø rα, Ø _{rβ} r R _r V _{sabc1} V _{sabc2} I _{sabc1} I _{sabc2} Ø _{sabc1}	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2 Vecteur de courant de l'étoile 1. Vecteur de courant de l'étoile 2. Vecteurs de flux total de l'étoile 1.
 Ø_{rα}, Ø_{rβ} r R_r V_{sabc1} V_{sabc2} I_{sabc1} I_{sabc2} Ø_{sabc1} Ø_{sabc1} 	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2 Vecteur de courant de l'étoile 1. Vecteur de courant de l'étoile 2. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Vecteurs de flux total de l'étoile 1.
 Ø_{rα}, Ø_{rβ} r R_r V_{sabc1} V_{sabc2} I_{sabc1} I_{sabc2} Ø_{sabc1} Ø_{sabc2} R_{s1} 	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2 Vecteur de courant de l'étoile 1. Vecteur de courant de l'étoile 2. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Résistance d'une phase de l'étoile 1.
 Ø_{rα}, Ø_{rβ} r R_r V_{sabc1} V_{sabc2} I_{sabc1} I_{sabc2} Ø_{sabc1} Ø_{sabc2} R_{s1} R_{s2} 	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2 Vecteur de courant de l'étoile 1. Vecteur de courant de l'étoile 2. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Résistance d'une phase de l'étoile 1. Résistance d'une phase de l'étoile 2.
 Ø_{rα}, Ø_{rβ} r R_r V_{sabc1} V_{sabc2} I_{sabc1} I_{sabc2} Ø_{sabc1} Ø_{sabc2} R_{s1} R_{s2} R_r 	Composantes a et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2 Vecteur de courant de l'étoile 1. Vecteur de courant de l'étoile 2. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Résistance d'une phase de l'étoile 1. Résistance d'une phase de l'étoile 2. Résistance d'une phase de l'étoile 2.
 Ø_{rα}, Ø_{rβ} r R_r V_{sabc1} V_{sabc2} I_{sabc1} I_{sabc2} Ø_{sabc1} Ø_{sabc2} R_{s1} R_{s2} R_r L_{s1.s1} 	Composantes à et p des flux Rotorique . Indice du rotor Résistance d'une phase de rotor Vecteur de tension de l'étoile 1 Vecteur de tension de l'étoile 2 Vecteur de courant de l'étoile 1. Vecteur de courant de l'étoile 2. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Vecteurs de flux total de l'étoile 1. Résistance d'une phase de l'étoile 1. Résistance d'une phase de l'étoile 2. Résistance d'une phase de l'étoile 2.

L _{r.r}	Matrice inductance du rotor.
L _{s1.s2}	Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.
L _{s2.s1}	Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.
L _{s1.r}	Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.
L _{s2.r}	Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.
L _{r.s1}	Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.
$L_{r.s2}$	Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.
L _{ms}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.
L _{mr}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.
ω _{mag}	Vitesse de glissement.
C _{em}	Couple électromagnétique développé
$\boldsymbol{\theta}_{\mathbf{m}}$	Angle mécanique.
θ_{e}	Angle électrique.
F _r	Coefficient de frottement.
Cr	Couple résistant (couple de charge).
J	Moment d'inertie.
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
$P(\theta_{s1})$	Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile 1).
$P(\theta_{s2})$	Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile 2).
$P(\theta_r)$	Matrice de transformation d'enroulement rotoriques.
V _d	représente la tension de la sortie.
V _{1,2,3}	représentent les tensions de réseau.
Vs	Valeur efficace de tension.
(d , q)	Système d'axes liée au champ tournant.
(α, β)	Système d'axes liée au stator.
ω _{coor}	Vitesse de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes
	triphasé
Tr	Constante de temps rotorique.
T _e	Période d'échantillonnage.
Ls1, Ls2,	Les inductances propres des étoiles statorique et du rotorique.
M _{sr}	L'inductance mutuelle entre phases statorique et rotoriques.
Sa, Sb, Sc	États de commutation du convertisseur.
Øs	Flux statorique.

Ør	Flux rotorique.
τ	Constante de temps d'un système de premier ordre.
Ν	vitesse de rotation de la machine.
Ns	Vitesse de synchronisme.
P _{em}	La puissance électromagnétique.
g	Glissement.
θ_0	Position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.
Ø _m	Flux magnétisant.
I _{sd}	Courant statorique sur l'axe d.
I _{sq}	Courant statorique sur l'axe q.
I _{rd}	Courant rotorique sur l'axe d.
I _{rq}	Courant rotorique sur l'axe q.
σ	Courant rotorique sur l'axe q.
$\Delta \overline{\emptyset}_{\mathbf{s}}$	La variation du vecteur flux statorique.
$\overline{\emptyset}_{\mathbf{s}}(\mathbf{K})$	le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage actuel.
$\overline{\emptyset}_{\mathbf{s}}(\mathbf{K}$	le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage suivant.
+ 1)	
К	une constante dépendant des paramètres de la machine.
γ	le déphasage entre les deux flux.
Ø _{si_ref}	Représente le flux de référence, statorique de stator i.
$\overline{\emptyset}_{si}$	Flux estimé.
$\Delta \phi_{si}$	Largeur d'hystérésis du correcteur.
C_{e_ref}	Couple de référence.
ΔC_{e}	Bande d'hystérésis du correcteur.
\overline{C}_{e}	Couple électromagnétique estimé.
$\overline{\emptyset}_{\mathbf{r}}$	le vecteur de flux rotorique.
$\overline{\emptyset}_{\mathbf{s}}$	le vecteur de flux statorique.
cflx	Sortie logique de flux.
cppl	Sortie logique de couple.

Table des matières

Remerciements Dédicace Résumé Liste des figures Liste des tableaux Nomenclature et abréviation Table des matières

Introduction générale.....1

Chapitre 01 :

Modélisation de la machine asynchrone double étoile(MASDE)

1.1 Introduction
1.2 Historique des machines multiphaseé4
1.3 Caractéristiques des machines multiphasees5
1.4 Types de Machines Multiphasées
1.4.1 Les machines multiphasées de type 16
1.4.2 Machines multiphasées de type 27
1.5 Avantages Des Machines Multiphasees
1.5.1 Segmentation de puissance
1.5.2 Minimisation des ondulations du couple et des Pertes Rotoriques
1.5.3Fiabilité et tolérance aux pannes9
1.6 Inconvénients des machines multiphasées9
1.7 Présentation de la machine asynchrone à double étoile9

1.8 Description de la machine asynchrone double étoile	
1.8.1Partie fixe (stator ou inducteur)	10
1.8.2 Partie mobile (rotor ou induit)	11
1.9 Principe de fonctionnement de la MASDE	11
1.10 Hypothèses simplificatrices	12
1.11 Modèle triphasé de la MASDE	12
1.11.1 Equations électriques	
1.11.2 Equations magnétiques	14
1.11.3 Energie magnétique	16
1.11.4 Expression du couple électromagnétique	16
1.11.5 Equation mécanique	
1.12 Modèle de Park	
1.12.1 Transformation de Park	17
1.12.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé	
1.12.3 Equations de flux	20
1.12.4 Equation mécanique	21
1.12.5 Choix du référentiel	22
1.12.6 Référentiel lié au stator	
1.12.7 Référentiel lié au rotor	
1.12.8 Référentiel lié au champ tournant	22
1.12.9 Modèle de la Machine	
a) Equations électriques	22
b)Equations magnétiques	
c) Couple électromagnétique	24
d) Représentation sous forme d'équations d'état	24
1.13 Alimentation de la MASDE	25
1.14Modélisation du redresseur	26
1.15 Modélisation du filtre	
1.16Modélisation de l'onduleur à MLI	
1.17 Résultats de simulation	29
1.18 Interprétation des résultats	32
1.19 Conclusion	32

Chapitre 02

Commande DTC De La Machine Asynchrone Double Etoile

2.1. Introduction	34
2.2 Principe de la commande directe du couple	35
2.3 caractéristiques générales d'une DTC	35
2.4 Avantages de la DTC	36
2.5 Inconvénients de la DTC	36
2.6 Stratégie de commande directe du couple (DTC)	
2.7 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée	
2.8 Contrôle du flux statorique	38
2.9 Contrôle du couple	
2.10 Choix du vecteur tension	41
2.11 Estimateurs de flux et du couple	43
2.11.1 Estimateur de flux statorique	43
2.11.2 Estimation du couple électromagnétique	44
2.12 Elaboration de flux et du contrôleur de couple	45
2.12.1 Elaboration du contrôleur de flux statorique	45
2.12.2 Elaboration du contrôleur de couple	46
2.13 Elaboration des tables de commande	47
2.13.1 Table de commutation de la DTC	47
2.13.2 Stratégie De Commande DTC Par La Méthode De Takahashi	48
2.14 Modèle de la MASDE	50
2.15 Structure de la commande directe du couple d'une MASDE	50
2.16 Réglage de la vitesse de la MASDE	51
2.17 Résultat de simulation	51
2.18 Interprétation	53
2.19Tests de robustesses	54
2.19.1Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse	54
2.19.2Interprétation	55
2.20 Conclusion	55

Chapitre 03

Commande DTC_Floue De La Machine Asynchrone Double Etoilé

3.1 Introduction	57
3.2 Principe Et Historique De La Logique Floue	57
3.3 Application De La Logique Floue	58
3.4 la Théorie De La Logique Floue	58
3.4.1 Définition	58
3.4.2 Ensemble Flou Et Variables Linguistiques	60
3.4.3 Fonction d'appartenance	61
3.5 Operations Sur Les Ensembles Flous	
3.6 Propriétés Des Ensembles Flous	
3.7 Les règles floues	63
3.8 Réglage et commande par logique floue	64
3.9 Contrôleur floue	66
3.9.1 Base de connaissance	67
3.9.1.1 Base de données	
3.9.1.2Base de règles	
3.9.2 Logique de prise de décision (moteur d'inférence)	
3.9.3 Fuzzification	68
3.9.4 L'inférence	69
3.9.5 Traitement numérique de l'inférence	69
3.9.5.1 Méthode d'inférence Max-Min	
3.9.5.2 Méthode d'inférence Max-Produit	
3.9.5.3Méthode d'inférence Somme-Produit	
3.9.6 Defuzzification	71
3.9.6.1Méthode du maximum	71
3.9.6.2 Méthode de la moyenne des maximums	72
3.9.6.3Méthode du centre de gravité	72
3.10 Loi de commande	

3.11Conception de Contrôleur Flou (FLC) de Vitesse de la MASDE	74
3.12 Résultats de simulation	75
3.12.1 Démarrage et stabilisation avec variation de couple de charge	76
Interprétation	78
3.12.2Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse	79
Interprétation	80
3.13 Étude Comparative Entre la DTC_PI et la DTC_Floue	80
Interprétation	81
3.14 Conclusion	81
Conclusion générale	83
Références	85
ANNEXE	90
ANNEXE A Paramètres de la MASDE	90
ANNEXE B Calcul des régulateurs	91

Introduction générale

En 1888 NIKOLA TESLA a inventé le premier moteur à courant alternatif, ce dernier a remplacé les moteurs à courant continu dans nombreuses applications en raison de le handicap du collecteur mécanique. Parmi les moteurs asynchrones on trouve le moteur triphasé à cage qui est le plus utilisé et qui a un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique [68].

La première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'allemand MICHAEL DOLIVODOBROWLSKI en 1889. Cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins couteuse, la moins exigeante en termes d'entretien [69].

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroitre la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite connu un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées.

La Machine asynchrone double étoile (MASDE) comprend deux bobinages statoriques triphasées fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha = \frac{\pi}{6}$) chacune d'elles comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique $\frac{2\pi}{3}$. Le rotor est à cage d'écureuil et constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

La commande directe du couple (DTC, Direct Torque of Control) appliquée aux machines asynchrones a été développée par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées [70].C'est une alternative aux méthodes classiques de contrôle par modulation de largeur d'impulsions (PWM, Pulse Width Modulation). Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC, Field Oriented Control).

La commande directe du couple (DTC : Direct Torque Control) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande scalaire et vectorielle. Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir [44] :

- Réduction du temps de réponse du couple.
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques.
- Élimination des transformations de coordonnées.
- Contrôle des ondulations du flux et du couple.
- Suppression du capteur mécanique.

Elle possède un certain nombre d'inconvénients :

- Fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable.
- Fréquence d'échantillonnage élevée.
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique surtout à basse vitesse.

Actuellement les techniques de l'intelligence artificielle deviennent de plus en plus familières dans le domaine de commande des machines électriques. L'intelligence artificielle est une discipline scientifique relative au traitement des connaissances et au raisonnement, dans le but de permettre à un contrôleur d'exécuter des fonctions normalement associées à l'intelligence humaine telles que la compréhension, le raisonnement, le dialogue, l'adaptation, l'apprentissage, etc.

La forme qui nous intéresse plus particulièrement dans la notion de l'intelligence artificielle est celle des réseaux de neurones artificiels (RNA) et la logique floue.[71]

Le présent mémoire est organisé en trois chapitres comme suit:

Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les machines polyphasées, leurs caractéristiques, et leurs avantages et inconvénients, suivi par la modélisation de la MASDE et de l'alimentation de cette machine par deux onduleur de tension à commande MLI. Afin de tester la validité du notre modèle, différents résultats de simulation de la machine asynchrone à double étoile sont donnés à la fin de ce chapitre suivi par des interprétations.

- Le deuxième chapitre est dédié à la commande directe de couple de la MASDE. On va donner en premier lieux un aperçu sur le principe de la DTC, ensuite on s'intéressera à l'application de cette dernière sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux. Des tests de robustesses sont effectués pour tester la robustesse de cette technique de commande.
- Le troisième chapitre, la technique de la logique floue sera notamment étudiée et utilisée pour l'amélioration des performances de la DTC classique. On présentera les concepts fondamentaux de cette technique, on remplacera le contrôleur de vitesse de type PI par un contrôleur flou dans le but d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la DTC classique.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé avec quelques perspectives à envisager comme suite à ce travail.

CHAPITRE 01

Modélisation De La Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE).

1.1 Introduction

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroitre la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multi phases ont par la suite fait un intérêt grandissant.[1].

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques constituants les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ils ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [2].

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

1.2 Historique des machines multiphaseé

Historiquement, le nombre de phases des machines électriques était limité par le nombre de phases du réseau électrique (monophasé ou triphasé). Cependant, le développement de dispositifs électroniques de puissance et de processeurs numériques a eu un impact important sur le fonctionnement et la structure des convertisseurs de fréquence et sur l'application des techniques de contrôle utilisées jusque-là permettant l'utilisation de techniques avancées et de haute performance. Ainsi, le nombre de phases des machines électriques n'était plus limité par le nombre de phases du réseau électrique [3]. On parle, alors, de machines électriques polyphasées ou multi-phases.

1.3 Caractéristiques des machines multiphasees

Une machine multiphasée est composée de *N* bobinages déphasées spatialement et alimentés par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/Nph$ (*Nph* est le nombre de phases statoriques) [4]. La raison fondamentale pour laquelle, dans la pratique de la conception multi phasée à haute puissance, il est souvent nécessaire de passer d'un concept triphasé ordinaire à un concept nphase (n supérieur à trois) est très simple et est illustrée schématiquement à la Figure (1.1).Supposons que nous ayons un entraînement triphasé (Figure 1.1.a) requis pour délivrer une puissance mécanique P mégawatts à la charge ; outre les pertes, l'onduleur d'alimentation doit fournir la même puissance P, ce qui permet à chaque phase de fournir une puissance P/3.



Figure1.1 : (a) Entraînement électrique triphasé ; (b) entraînement électrique à plusieurs étoiles ; (c) entraînement électrique polyphasé symétrique [5]



Figure 1.2 (a) Machine multiphasée alimentée par N onduleurs à n phases ; (b) exemple de moteur à induction de 19 MW à 15 phases avec N = 3 et n = 5.

1.4 Types de Machines Multiphasées

1.4.1 Les machines multiphasées de type 1

Sont des machines dont le nombre de phase multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées : q= 3i (i=1, 2, 3, 4, 5...). Ses machines sont également connues sous l'appellation machines multi-étoiles. Ce type de machine est distingue à plusieurs configurations possibles, à savoir pour un nombre donné de phases suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, en effet, une machine double étoile (q = 6) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [4] [6].

Pour pouvoir faire la différence entre les configurations possibles, on introduit un terme appelée le nombre de phases équivalant qui est défini comme suit :

$$q_a = \pi/\alpha \tag{1.1}$$

avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes. On illustre dans le tableau (1.1) quelques exemples de machines multiphasées de type 1 [6][7].

Nombre de	Nombre	Décalage	Représentation schématique
phases)	équivalen	angulai	Position des bobines
	t de	re a	
	phases		
	(\mathbf{q}_{α})		
	(q_a)		
	$= \pi/\alpha$)		
3	3	60 °	
6	3	60 °	b_1 a_1 a_1
6	6	30 °	b_2 , b_1 , a_2 , a_1 , a_1 , a_1 , a_2 , a_1 , a_2 , a_1 , a_2 , a_2 , a_3 , a_4 ,

Tableau (1.1): Machines multiphasées de type 1

9	9	20 °	b_2 b_1 a_2 a_1 a_1 a_2 a_1
12	6	30 °	b_1 b_2 c_1 c_2 c_3 a_2 a_3 a_2 a_3 a_2 a_3 a_2 a_3 a_2 a_3 a_2 a_3 a_3 a_4 a_3 a_4 a_5 a_4 a_5 a_4 a_5
12	12	15°	b_{3} b_{4} b_{4} c_{1} c_{2} c_{3} c_{4} c_{4} a_{4} a_{3} a_{2} a_{1} a_{1} a_{2} a_{1} a_{2} a_{2} a_{3} a_{3} a_{4} a_{2} a_{2} a_{3} a_{3} a_{4} a_{2} a_{2} a_{3} a_{3} a_{4} a_{3} a_{2} a_{3} a_{3} a_{4} a_{3} a_{2} a_{3} a_{4} a_{3} a_{2} a_{3} a_{3} a_{4} a_{3} a_{2} a_{3} a_{3} a_{4} a_{3} a_{2} a_{3} a_{3} a_{4} a_{3} a_{3} a_{4} a_{4} a_{3} a_{4} a_{3} a_{4} a_{4} a_{3} a_{4} a_{5} a_{5

1.4.2 Machines multiphasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriquesq= $2\eta + 1$ ($\eta = 2, 3...$) est un nombre impair sont groupées dans les machines multi-phasées de type 2, tableau(1.2). α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$. Donc on a toujours : $q = q_a = \pi/\alpha$

Nombre de phases	Nombre équivalent de phases (q _a)	Décalage angulaire α	Représentation schématique Position des bobines
5	5	36 °	
7	7	25.7 °	

Tableau (1.2): Machines multiphasées de type 2 [4].

9	9	20 °	$ \begin{array}{c} 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \end{array} $
11	11	16.3°	$\begin{array}{c} 5 \\ 6 \\ \hline \\ 7 \\ 8 \\ \end{array}$
13	13	13.8 °	7 8 9 10 11 12 13 11

1.5Avantages Des Machines Multiphasees

Les machines multiphasées ou polyphasées présentent plusieurs avantages parmi lesquelles on peut citer[2][8].

- Elimination des harmoniques.
- > Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.
- Amélioration de la fiabilité.
- Segmentation de la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance.

1.5.1Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée, une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensionsd'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totaledemandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peutalimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibreinférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet deminimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multi-phasées, que l'onmet le plus en avant de nos jours.[4]

1.5.2 Minimisation des ondulations du couple et des Pertes Rotoriques

Les machines polyphasées permettent la réduction des ondulations de couple (période et amplitude) parce que les harmoniques cinq et sept sont naturellement minimisés dans ces machines [9][10].

Pratiquement, une machine multiphasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.

1.5.3Fiabilité et tolérance aux pannes

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime, consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multi-phasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu' à $(n_{ph} = 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.[11]

1.6 Inconvénients des machines multiphasées

Le coût : Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine [9].

La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande.

1.7 Présentation de la machine asynchrone à double étoile

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalées d'un angle 'électrique $\alpha = 30^{\circ}$ et d'un rotor à cage d'écureuil.

La figure (1.3) représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles $\theta_r \operatorname{et}(\theta_r \cdot \alpha)$ représentent respectivement la position du rotor (phase Ar) par rapport à l'étoile 1 (phase As1) et à l'étoile 2 (phase As2). Les grandeurs relatives aux deux 'étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par l'indice1 et 2.



Figure 1.3Représentation Spatiale des Enroulements de la Machine asynchrone double étoile[12].

Ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\succ \quad \theta_r = \Omega_{mrt} + \theta_0 \tag{1.2}$$

$$\triangleright \quad \theta_2 = \theta_r - \alpha \tag{1.3}$$

Avec, Ω_{mr} [rad/s]: La vitesse mécanique du rotor.

 θ_0 : La position du rotor par rapport au l'étoile 1.

1.8 Description de la machine asynchrone double étoile

Le moteur asynchrone triphasées à double stator est une machine électrique qui est composéede deux parties : une partie fixe qui est le stator (inducteur), et l'autre la partie mobile est le rotor (induit) [32].

1.8.1Partie fixe (stator ou inducteur)

Il comporte deux stators décalés entre eux d'un angle α = 30°, chacun est composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique[12].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glissant dans l'entrefer[13][14].

La vitesse de rotation du champ tournant est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

avec : p le nombre de pair de pôles.

1.8.2 Partie mobile (rotor ou induit)

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de paires de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques).

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, faciles d'emploi et nécessitent un entretien limité[13].

Le rotor tourne à une vitesse ω_r différente de ω_s , pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport $g = (\omega_s - \omega)/(\omega_s)$: est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournants du stator.

1.9 Principe de fonctionnement de la MASDE

Les courants triphasés de fréquence fs alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s , telle que :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \, [\text{tr/s}] \tag{1.4}$$

avec : *p* le nombre de pair de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme ω_s . Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse ω_r [tr/s] inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit [15] [16].

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative : $\omega = \omega_s - \omega_r$ (1.5)

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

 $g = \omega / \omega_s = (\omega_s - \omega_r) / (\omega_s)$

(1.6)

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



Figure(1.4) : Modes de fonctionnement suivant le glissement[33].

1.10 Hypothèses simplificatrices

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte [17]. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) [18].
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

1.11 Modèle triphasé de la MASDE

1.11.1 Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, 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.

Pour l'étoile 1 :
$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} \cdot I_{sa1} + \frac{d}{dt} \phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} \cdot I_{sb1} + \frac{d}{dt} \phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} \cdot I_{sc1} + \frac{d}{dt} \phi_{sc1} \end{cases}$$
(1.7)
$$\begin{pmatrix} V_{ca2} = R_{ca2} \cdot I_{ca2} + \frac{d}{dt} \phi_{ca2} \\ \end{pmatrix}$$

Pour l'étoile 2 :
$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} \cdot I_{sa2} + \frac{1}{dt} \phi_{sa2} \cdot V_{sa2} + \frac{1}{dt} \phi_{sa2} \cdot V_{sb2} = R_{sb2} \cdot I_{sb2} + \frac{1}{dt} \phi_{sb2} \cdot V_{sc2} = R_{sc2} \cdot I_{sc2} + \frac{1}{dt} \phi_{sc2} \cdot V_{sc2} - \frac{1}{dt} \phi_{sc2} \cdot V_{sc2} + \frac{1}{dt} \phi_{sc2} + \frac{1}{dt} \phi_{sc2} + \frac{$$

Pour rotor :
$$\begin{cases} 0 = R_{ra}I_{ra} + \frac{d}{dt}\phi_{ra}.\\ 0 = R_{rb}I_{rb} + \frac{d}{dt}\phi_{rb}.\\ 0 = R_{rc}I_{rc} + \frac{d}{dt}\phi_{rc}. \end{cases}$$
(1.9)

Les équations de tensions par phase peuvent être exprimées comme suit [19] :

$$[V] = \mathbf{R}.[I] + \frac{\mathbf{d}[\emptyset]}{\mathbf{dt}} \tag{1.10}$$

• Forme matricielle

$$[V_{s}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \\ V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}, \qquad [I_{s}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \\ I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix}, \qquad [\emptyset_{s}] = \begin{bmatrix} \emptyset_{sa1} \\ \emptyset_{sb1} \\ \emptyset_{sc1} \\ \emptyset_{sa2} \\ \emptyset_{sb2} \\ \emptyset_{sb2} \\ \emptyset_{sb2} \\ \emptyset_{sc2} \end{bmatrix}$$
(1.11)

On pose

[V_{sabc1}]: Vecteur de tension de l'étoile 1

[V_{sabc2}]: Vecteur de tension de l'étoile 2

$$[V_{sabc1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}, [V_{sabc2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$
(1.12)

[*I*sabc1]: Vecteur de courant de l'étoile 1.

[*I_{sabc2}*]: Vecteur de courant de l'étoile 2.

$$[I_{sabc1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix}, [I_{sabc2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix}$$
(1.13)

Vecteurs de tensions, courants et flux totaux rotorique

$$\begin{bmatrix} V_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} , \quad \begin{bmatrix} I_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \emptyset_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \emptyset_{ra} \\ \emptyset_{rb} \\ \emptyset_{rc} \end{bmatrix}$$
(1.14)

 $[\emptyset_{sabc1}]$: Vecteurs de flux total de l'étoile 1.

 $[\emptyset_{sabc2}]$: Vecteurs de flux total de l'étoile 1.

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{sabc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \emptyset_{sa1} \\ \emptyset_{sb1} \\ \emptyset_{sc1} \end{bmatrix} , \qquad \begin{bmatrix} \emptyset_{sabc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \emptyset_{sa2} \\ \emptyset_{sb2} \\ \emptyset_{sc2} \end{bmatrix}$$
(1.15)

Les équations de tensions peuvent être séparées en trois groupes comme [20]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sabc1} \\ \mathbf{V}_{sabc2} \\ \mathbf{V}_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sabc1} \\ \mathbf{I}_{sabc2} \\ \mathbf{I}_{rabc} \end{bmatrix} + \frac{\mathbf{d}}{\mathbf{dt}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\emptyset}_{sabc1} \\ \boldsymbol{\emptyset}_{sabc2} \\ \boldsymbol{\emptyset}_{rabc} \end{bmatrix}$$
(1.16)

Avec

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$
(1.17)

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$$
$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$
$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

- **R**_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1

- **R**_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2
- R_r : Résistance d'une phase de rotor

1.11.2 Equations magnétiques

C'est à partir de la matrice [L (θ)] qu'on obtient les équations de flux en fonction des

courants.
$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1.s1} & L_{s1.s2} & L_{s1.r} \\ L_{s2.s1} & L_{s2.s2} & L_{s2.r} \\ L_{r.s1} & L_{r.s2} & L_{r.r} \end{bmatrix}$$
 (1.18)
$\text{Et:}[\emptyset] = [L(\theta)].[I]$

$$[\emptyset] = \begin{bmatrix} \emptyset_{sabc1} \\ \emptyset_{sabc2} \\ \emptyset_{rabc} \end{bmatrix} ; \qquad [I] = \begin{bmatrix} I_{sabc1} \\ I_{sabc2} \\ I_{rabc} \end{bmatrix}$$
(1.19)

Donc;

Les équations des flux sont [20] :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{s.abc1} \\ \emptyset_{s.abc2} \\ \emptyset_{r.abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1.s1} & L_{s1.s2} & L_{s1.r} \\ L_{s2.s1} & L_{s2.s2} & L_{s2.r} \\ L_{r.s1} & L_{r.s2} & L_{r.r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s.abc1} \\ I_{s.abc2} \\ I_{r.abc} \end{bmatrix}$$
(1.20)

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

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

 $L_{r,r}$: Matrice inductance du rotor.

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

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

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

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

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

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

Les sous-matrices des équations de flux sont :

$$L_{s1.s1} = \begin{bmatrix} L_{s1} \cdot L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s1} \cdot L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s1} \cdot L_{ms} \end{bmatrix}$$
(1.21)

$$L_{s2.s2} = \begin{bmatrix} L_{s2} \cdot L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s2} \cdot L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s2} \cdot L_{ms} \end{bmatrix}$$
(1.22)

$$L_{r,r} = \begin{bmatrix} L_r \cdot L_{mr} & L_{mr} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{mr} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_r \cdot L_{mr} & L_{mr} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{mr} \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cdot \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_r \cdot L_{mr} \end{bmatrix}$$
(1.23)

$$L_{s1.s2} = L^{T}_{s2.s1} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$
(1.24)

$$L_{s1,r} = L_{s,r}^{T} = L_{s,r} \begin{bmatrix} \cos(\theta r) & \cos(\theta r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta r) & \cos(\theta r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta r) \end{bmatrix}$$
(1.25)

$$L_{s2,r} = L^{T}_{r,s2} = L_{s,r} \begin{bmatrix} \cos(\theta r - \alpha) & \cos(\theta r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta r - \alpha) & \cos(\theta r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta r - \alpha) \end{bmatrix}$$
(1.26)

Avec : $L_{ms} = L_{mr} = L_{s.r}$

 L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique. L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

1.11.3 Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression ci-dessous [21]:

$$\omega_{\text{mag}} = ([I_{s.abc1}]^{\text{T}} \cdot [\emptyset_{s.abc1}] + [I_{s.abc2}]^{\text{T}} \cdot [\emptyset_{s.abc2}] + [I_r]^{\text{T}} \cdot [\emptyset_r])$$
(1.27)

1.11.4 Expression du couple électromagnétique

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

$$\boldsymbol{C}_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = \boldsymbol{p} \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \tag{1.28}$$

Avec:

p: nombre de paire de pole.

 θ_m : Angle mécanique.

θ_e: Angle électrique.

D'après les lois de l'électromagnétisme classique, le couple sur l'arbre s'exprime en fonction des courants et de la dérivée par rapport à θ de la matrice inductance globale, par [22]:

$$\boldsymbol{C}_{em} = \frac{p}{2} ([\boldsymbol{I}_{s.abc1}]^{\mathrm{T}} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}} \cdot [\boldsymbol{L}_{s1.r}] \cdot [\boldsymbol{I}_{r.abc}] + [\boldsymbol{I}_{s.abc2}]^{\mathrm{T}} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}} [\boldsymbol{L}_{s2.r}] \cdot [\boldsymbol{I}_{r.abc}])$$
(1.29)

1.11.5 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \cdot \Omega$$
(1.30)

- F_r : Coefficient de frottement.
- *C_r*: Couple résistant (couple de charge).
- J: Moment d'inertie.
- **Ω**: Vitesse angulaire de rotation.

1.12 Modèle de Park

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

1.12.1 Transformation de Park

Le modèle généralisé de la MASDE est représenté selon le système d'axes (u, v) tournant la vitesse ω_{coor} par la figure (1.5).



Figure (1.5) : Modèle généralisé de la MASDE dans le repère (u, v).[5].

Avec :

 $\boldsymbol{\theta} = \int_{0}^{t} \omega_{coor} dt$: Angle entre les systèmes d'axes biphasés et triphasés ;

 ω_{coor} : vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé

Le passage d'un système triphasé au système biphasé et inversement est assuré par les matrices de passage de Park direct et inverse suivantes :

Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(1.31)

Pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(1.32)

Pour le rotor :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(1.33)

 $[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile 1). $[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile 2). $[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotoriques.

1.12.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé

En appliquant la transformation ci- dessus aux équations de tensions on aura :

$$[P(\theta_{s1})].[V_{s.abc1}] = [P(\theta_{s1})].[R_s].[I_{s.abc1}] + [P(\theta_{s1})].\frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})]^{-1}.[P(\theta_{s1})].[\phi_{s.abc1}]).$$

$$\succ [V_{s.uv1}] = [R_s] [I_{s.uv1}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{s1})]^{-1} [\emptyset_{s.uv1}] + \frac{d}{dt} [\emptyset_{s.uv1}]$$
(1.34)

Et similairement :

$$V_{s.uv2} = [R_s] \cdot [I_{s.uv2}] + [P(\theta_{s2})] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_{s2})]^{-1} \cdot [\emptyset_{s.uv2}] + \frac{d}{dt} [\emptyset_{s.uv2}]$$

$$V_{r.uv} = [R_s] \cdot [I_{r.uv}] + [P(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\emptyset_{r.uv}] + \frac{d}{dt} [\emptyset_{r.uv}]$$
(1.35)

Les équations des flux peuvent être aussi transformées :

$$\begin{bmatrix} P(\theta_{s1})\phi_{s.abc1} \\ P(\theta_{s2})\phi_{s.abc2} \\ P(\theta_{r})\phi_{r.abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_{s1}).L_{s1,s1}P(\theta_{s1})^{-1} & P(\theta_{s1}).L_{s1,s2}P(\theta_{s2})^{-1} & P(\theta_{s1}).L_{s1,r}P(\theta_{r})^{-1} \\ P(\theta_{s2}).L_{s2,s1}P(\theta_{s1})^{-1} & P(\theta_{s2}).L_{s2,s2}P(\theta_{s2})^{-1} & P(\theta_{s2}).L_{s2,r}P(\theta_{r})^{-1} \\ P(\theta_{r}).L_{r,s1}P(\theta_{s1})^{-1} & P(\theta_{r}).L_{r,s2}P(\theta_{s2})^{-1} & P(\theta_{r}).L_{r,r}P(\theta_{r})^{-1} \end{bmatrix} \\ * \begin{bmatrix} I_{s.dq1} \\ I_{s.dq2} \\ I_{r.dq} \end{bmatrix}$$
(1.36)

Après multiplication des matrices et simplifications trigonométriques, les équations de tensions de la machine dans le repère généralisé (u, v) peuvent être représentées sous la forme suivante :

$$\succ I'\acute{e}toile I: \begin{cases} V_{su1} = R_s. I_{su1} + \frac{d\phi_{su1}}{dt} - \omega_{coor}. \phi_{sv1} \\ V_{sv1} = R_s. I_{sv1} + \frac{d\phi_{sv1}}{dt} + \omega_{coor}. \phi_{su1} \end{cases}$$
(1.37)

$$\succ I'\acute{e}toile 2: \begin{cases} V_{su2} = R_s. I_{su2} + \frac{d\phi_{su2}}{dt} - \omega_{coor}. \phi_{sv2} \\ V_{sv2} = R_s. I_{sv2} + \frac{d\phi_{sv2}}{dt} + \omega_{coor}. \phi_{su1} \end{cases}$$
(1.38)

$$\succ \text{ le rotor}: \begin{cases} \mathbf{0} = R_r. I_{ru} + \frac{d\phi_{ru}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r). \phi_{rv} \\ \mathbf{0} = R_r. I_{rv} + \frac{d\phi_{rv}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r). \phi_{ru} \end{cases}$$
(1.39)

Finalement on peut écrire les équations qui définissent les tensions pour les deux étoiles et le rotor à court-circuit dans la MASDE comme suit :

$$V_{su1} = R_s \cdot I_{su1} + \frac{d\phi_{su1}}{dt} - \omega_{coor} \cdot \phi_{sv1}$$

$$V_{sv1} = R_s \cdot I_{sv1} + \frac{d\phi_{sv1}}{dt} + \omega_{coor} \cdot \phi_{su1}$$

$$V_{su2} = R_s \cdot I_{su2} + \frac{d\phi_{su2}}{dt} - \omega_{coor} \cdot \phi_{sv2}$$

$$V_{sv2} = R_s \cdot I_{sv2} + \frac{d\phi_{sv2}}{dt} + \omega_{coor} \cdot \phi_{su1}$$

$$\mathbf{0} = R_r \cdot I_{ru} + \frac{d\phi_{ru}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \cdot \phi_{rv}$$

$$\mathbf{0} = R_r \cdot I_{rv} + \frac{d\phi_{rv}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \cdot \phi_{ru}$$
(1.40)

1.12.3 Equations de flux

On applique la transformation de Park sur le système les équations (1.36), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{su1} = L_{s1}I_{su1} + \frac{3}{2}L_mI_{su1} + \frac{3}{2}L_mI_{su2} + \frac{3}{2}L_mI_{ru} \\ \phi_{sv1} = L_{s1}I_{sv1} + \frac{3}{2}L_mI_{sv1} + \frac{3}{2}L_mI_{sv2} + \frac{3}{2}L_mI_{rv} \\ \phi_{su2} = L_{s2}I_{su2} + \frac{3}{2}L_mI_{su1} + \frac{3}{2}L_mI_{su2} + \frac{3}{2}L_mI_{ru} \\ \phi_{sv2} = L_{s2}I_{sv2} + \frac{3}{2}L_mI_{sv1} + \frac{3}{2}L_mI_{sv2} + \frac{3}{2}L_mI_{rv} \\ \phi_{ru} = L_rI_{ru} + \frac{3}{2}L_mI_{su1} + \frac{3}{2}L_mI_{su2} + \frac{3}{2}L_mI_{ru} \\ \phi_{rv} = L_rI_{ru} + \frac{3}{2}L_mI_{sv1} + \frac{3}{2}L_mI_{sv2} + \frac{3}{2}L_mI_{rv} \end{cases}$$
(1.41)

On pose :

 $L_m = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator 1 ou stator 2

Avec :

*Ls*1+ *Lm*: Inductance propre cyclique du stator 1.

*Ls*² + *Lm*: Inductance propre cyclique du stator 2.

Lr+ *Lm*: Inductance propre cyclique du rotor.

1.12.4 Equation mécanique :

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

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante [9].

 $P_{abs} = [V_{s1}]T[I_{s1}] + [V_{s2}]T[I_{s2}]$

 $P_{abs} = V_{sa1}I_{sa1} + V_{sb1}I_{sb1} + V_{sc1}I_{sc1} + V_{sa2}I_{sa2} + V_{sb2}I_{sb2} + V_{sc2}I_{sc2}$ (1.43)

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

$$P_{abs} = V_{su1}I_{su1} + V_{sv1}I_{sv1} + V_{su2}I_{su2} + V_{sv2}I_{sv2}$$
(1.44)

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d''équations (1.44) parleurs expressions dans l''équation (1.40), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$P_{abs} = R_{s1}I^{2}_{su1} + R_{s1}I^{2}_{sv1} + R_{s1}I^{2}_{su2} + R_{s1}I^{2}_{sv2} + \omega_{coor}(\phi_{su1}I_{sv1} - \phi_{sv1}I_{su1} + \phi_{su2}I_{sv2} - \phi_{sv2}I_{su2}) + \frac{d\phi_{su1}}{dt}I_{su1} + \frac{d\phi_{sv1}}{dt}I_{sv1} + \frac{d\phi_{su2}}{dt}I_{su2} + \frac{d\phi_{sv2}}{dt}I_{sv2}$$
(1.45)

$$\bullet \text{ Terme 1}: R_{s1}I^{2}_{su1} + R_{s1}I^{2}_{sv1} + R_{s1}I^{2}_{su2} + R_{s1}I^{2}_{sv2}$$

$$\bullet \text{ Terme 2}: \omega_{coor}(\phi_{su1}I_{sv1} - \phi_{sv1}I_{su1} + \phi_{su2}I_{sv2} - \phi_{sv2}I_{su2})$$

 $\bullet \quad Terme \ 3 : \frac{d\phi_{su1}}{dt}I_{su1} + \frac{d\phi_{sv1}}{dt}I_{sv1} + \frac{d\phi_{su2}}{dt}I_{su2} + \frac{d\phi_{sv2}}{dt}I_{sv2} + \frac{d\phi_{sv2}}{dt}I_{sv2}$

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

Le premier terme : entre crochets est identifiable aux pertes Joule.

Deuxième terme : puissance électromagnétique emmagasinée.

Troisième terme : puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

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

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \tag{1.46}$$

Avec:

 Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor.

Cem: Le couple électromagnétique développe

On a dans l'expression de la puissance absorbée (1.45) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \left[\omega_s(\phi_{su1}I_{sv1} + \phi_{su2}I_{sv2} - \phi_{sv1}I_{su1} - \phi_{sv2}I_{su2})\right]$$
(1.47)

D'après l'équation (1.47) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante:

$$C_{em} = P[\phi_{su1}I_{sv1} + \phi_{su2}I_{sv2} - \phi_{sv1}I_{su1} - \phi_{sv2}I_{su2}]$$
(1.48)

Avec P : est le nombre de paires de pôles de la machine.

1.12.5 Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q) [9].

1.12.6 Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix, $\theta_s = 0$ et $\omega_s = 0$. Ce référentiel est le mieux adapté pourtravailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé dans le régime transitoire avec unevariation importante de la vitesse de rotation [23].

1.12.7 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère(d, q)est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [9].

1.12.8 Référentiel lié au champ tournant

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

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [24].

1.12.9 Modèle de la Machine

Dans notre travail, 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.

a) Equations électriques

$$V_{s1d} = R_s I_{s1d} + \frac{d\phi_{s1d}}{dt} - \omega_s \phi_{s1q}$$

$$V_{s1q} = R_s I_{s1q} + \frac{d\phi_{s1q}}{dt} + \omega_s \phi_{s1d}$$

$$V_{s2d} = R_s I_{s2d} + \frac{d\phi_{s2d}}{dt} - \omega_s \phi_{s2q}$$

$$V_{s2q} = R_s I_{s2q} + \frac{d\phi_{s2q}}{dt} + \omega_s \phi_{s2q}$$

$$0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{rq}$$

$$0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{s1q}$$
(1.49)

b)Equations magnétiques

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

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \tag{1.50}$$

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

$$\phi_{md} = L_m (I_{sd1} + I_{sd2} + I_{rd})$$

$$\phi_{mq} = L_m (I_{sq1} + I_{sq2} + I_{rq})$$
(1.51)

En introduisant les expressions des flux magnétisants dans le système d'équations(1.42)on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{sd1} = L_{s1}I_{sd1} + L_m(I_{sd1} + I_{sd2} + I_{rd}) \\ \phi_{sq1} = L_{s1}I_{sq1} + L_m(I_{sq1} + I_{sq2} + I_{rq}) \\ \phi_{sd2} = L_{s2}I_{sd2} + L_m(I_{sd1} + I_{sd2} + I_{rd}) \\ \phi_{sq2} = L_{s2}I_{sq2} + L_m(I_{sq1} + I_{sq2} + I_{rq}) \\ \phi_{rd} = L_rI_{rd} + L_m(I_{sq1} + I_{sd2} + I_{rd}) \\ \phi_{rq} = L_rI_{rq} + L_m(I_{sq1} + I_{sq2} + I_{rq}) \end{cases}$$
(1.52)

On obtient :

A partir de l''equation (1.53) on tire :

$$I_{sd1} = (\phi_{sd1} - \phi_{md})/L_{s1}$$

$$I_{sq1} = (\phi_{sq1} - \phi_{mq})/L_{s1}$$

$$I_{sd2} = (\phi_{sd2} - \phi_{md})/L_{s2}$$

$$I_{sq2} = (\phi_{sq2} - \phi_{mq})/L_{s2}$$

$$I_{rd} = (\phi_{rd} - \phi_{md})/L_{r}$$

$$I_{rq} = (\phi_{rq} - \phi_{mq})/L_{r}$$

c) Couple électromagnétique

On tire l'expression du couple électromagnétique de la MASDE dans le repère lié au champ statorique à partir de l'expression (1.48) on obtient [25]:

$$C_{em} = P[\phi_{sd1}I_{sq1} + \phi_{sd2}I_{sq2} - \phi_{sq1}I_{sd1} - \phi_{sq2}I_{sd2}]$$

Autres expressions du couple peuvent être déduisent à partir de l'équation

On remplace les équations des flux statorique de système (1.53) dans (1.48) on obtient :

$$C_{em} = PL_m[I_{rd}(I_{sq1} + I_{sq2}) - I_{rq}(I_{sd1} + I_{sd2})]$$

Ou bien en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m (I_{sd1} + I_{sd2} + I_{rd}) \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m (I_{sq1} + I_{sq2} + I_{rq}) \end{cases}$$
(1.55)

On obtient :

$$I_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{sd1} + I_{sd2})$$

$$I_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{sq1} + I_{sq2})$$
(1.56)

En remplaçant (I_{rd}) et (I_{rq}) dans l'équation du couple, on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} [\phi_{rd} (I_{sq1} + I_{sq2}) - \phi_{rq} (I_{sd1} + I_{sd2})]$$
(1.57)

Avec P : est le nombre de paires de pôles de la machine.

d) Représentation sous forme d'équations d'état

On peut représenter le modèle de la MASDE dans le repère (d,q) sous forme d'états avec plusieurs formes. Nous choisissons dans ce qui suit, le vecteur $(I_{sd1}I_{sd2}I_{sq1}I_{sq2} \phi_{rd} \phi_{rq})$ comme vecteur d'état et les grandeurs $(V_{sd1}V_{sd2}V_{sq1}V_{sq2} \ 0 \ 0)$ comme variables de commande [25]. Remplaçant le système d'équation (1.49) dans (1.54) et $\omega_{coor} = \omega_s$

$$\begin{cases} \frac{dl_{sd1}}{dt} = \frac{1}{\sigma(l_{s1}+l_m)} [V_{sd1} - R_{s1}I_{sd1} - \frac{l_m l_r}{l_m + l_r} \frac{dl_{sd2}}{dt} - \frac{l_m}{l_m + l_r} \frac{d\theta_{dr}}{dt} \\ + \omega_s((L_{s1} + l_m)\sigma I_{sq1} + \frac{l_m l_r}{l_m + l_r} I_{sq2} + \frac{l_m}{l_m + l_r} \theta_{qr})] \\ \frac{dl_{sq1}}{dt} = \frac{1}{\sigma(l_{s1}+l_m)} [V_{sq1} - R_{s1}I_{sq1} - \frac{l_m l_r}{l_m + l_r} \frac{dl_{sq2}}{dt} - \frac{l_m}{l_m + l_r} \frac{d\theta_{dr}}{dt} \\ - \omega_s((L_{s1} + l_m)\sigma I_{sd1} + \frac{l_m l_r}{l_m + l_r} I_{sd2} + \frac{l_m}{l_m + l_r} \theta_{dr})] \\ \frac{dl_{sd2}}{dt} = \frac{1}{\sigma(l_{s2}+l_m)} [V_{sd2} - R_{s2}I_{sd2} - \frac{l_m l_r}{l_m + l_r} \frac{dl_{sd1}}{dt} - \frac{l_m}{l_m + l_r} \frac{d\theta_{dr}}{dt} \\ + \omega_s((L_{s2} + l_m)\sigma I_{sq2} + \frac{l_m l_r}{l_m + l_r} I_{sq1} + \frac{l_m}{l_m + l_r} \theta_{dr})] \\ \frac{dl_{sq2}}{dt} = \frac{1}{\sigma(l_{s2}+l_m)} [V_{sq2} - R_{s2}I_{sq2} - \frac{l_m l_r}{l_m + l_r} \frac{dl_{sq1}}{dt} - \frac{l_m}{l_m + l_r} \frac{d\theta_{dr}}{dt} \\ - \omega_s((L_{s2} + l_m)\sigma I_{sd2} + \frac{l_m l_r}{l_m + l_r} I_{sq1} + \frac{l_m}{l_m + l_r} \theta_{dr})] \\ \frac{d\theta_{dr}}{dt} = \frac{l_m}{r_r} (I_{sd1} + I_{sd2}) - \frac{1}{r_r} \theta_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \theta_{qr} \\ \frac{d\theta_{dr}}{dt} = \frac{l_m}{r_r} (l_{sq1} + l_{sq2}) - \frac{1}{r_r} \theta_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \theta_{dr} \\ C_{em} = P \frac{l_m}{l_r + l_m} [\theta_{rd}(l_{sq1} + l_{sq2}) - \theta_{rq}(l_{sd1} + l_{sd2})] \\ \int \frac{d\theta}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \end{cases}$$

$$(1.58)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_r)(L_m + L_s)}$$
$$T_r = \frac{L_m + L_r}{R_r}$$
$$L_{s1} = L_{s2} = L_s$$

1.14Alimentation de la MASDE

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC, onduleur MLI figure (1.6).



Figure (1.6) : Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation.[26]

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande du convertisseur de fréquence. Ces caractéristiques sont : [27]

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude constante.

1.15Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [28].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composantes sont des diodes figure (1.7).L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.



figure (1.7): schéma d'un pont redresseur triphasé.[8].

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant Id. Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant Id.

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiétement anodique et aux pertes dans les diodes [28]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$V_{1}(t) = V_{m} \sin(\omega t) V_{2}(t) = V_{m} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) (1.58) V_{3}(t) = V_{m} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$
$$V_{m} = 220\sqrt{2}; \omega = 2\pi.f; f = 50HZ$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$V_{d} = Max(V_{1,2,3}) - \min(V_{1,2,3})$$
(1.59)
Où

- V_d : représentent la tension de la sortie.

- $V_{1,2,3}$: représentent les tensions de réseau.

1.16 Modélisation du filtre

Entre le pont redresseur et les deux onduleur de tension, on insère un filtre $\{LC\}$ passebas comme le montre la figure (1.8)[29].



figure (1.8):Schéma du filtre {*LC*}.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes [22]:

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_{red}}{dt} + V_f \\ \frac{dV_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{red} - I_f) \end{cases}$$
(1.60)

La fonction de transfert du filtre est donnée par : [30]

•
$$FF(s) = \frac{V_f(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + 1}$$
 (1.61)

Cette fonction de transfert est de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$
 (1.62)

1.17Modélisation de l'onduleur à MLI

Un onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est composé de deux interrupteurs, chaque pair de IGBT-diode présente un interrupteur supposé parfait. Les tensions aux bornes des phases de la MASDE sont données comme suit [31] :

Pour le premier onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$
(1.63)

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix}$$
(1.64)

Les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasé Équilibré alors: $V_{as}+V_{bs}+V_{cs}=0$

 $f_i(i = 1, 2, 3, 4, 5, 6)$ présente une fonction logique associée à chaque bras (1 *si T*; est fermé, T'; est ouvert

 $f_{i} = \begin{cases} 1 \text{ si } T_{i} \text{ est fermé , } T'_{i} \text{ est ouvert} \\ 0 \text{ si } T_{i} \text{ est ouvert , } T'_{i} \text{ est fermé} \end{cases}$

1.18 Résultats de simulation

- La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab / Simulink.
- La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées,



Figure (1.9): Présentation du la modèle Simulink de la machine asynchrone double étoile.

Pour la première étoile :

$$\begin{cases}
V_{sa1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\
V_{sb1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\
V_{sc1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 4\pi/3)
\end{cases}$$
(1.59)

- Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases}
V_{sa2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha) \\
V_{sb2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha - 2\pi/3) \\
V_{sc2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha - 4\pi/3)
\end{cases}$$
(1.60)

Avec :

$$V_s$$
: Valeur efficace de tension ($V_s = 220 V$)
 ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 100. \pi = 314 \frac{rad}{s}$).

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés à l'Annexe.





Figure 1.10 : Performances de la MASDE avec la charge

1.19 Interprétation des résultats :

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator alimentée directement par le réseau standard (220 / 380V, 50Hz).

- Le couple électromagnétique : au démarrage, et pendant le régime transitoire, on constate un pic de 47 N.m et des oscillations au niveau du couple électromagnétique qui disparaissent. Après ce régime le couple diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 1.5 N.m qui correspond à la compensation des frottements. Mais dans l'intervalle de temps où on applique la charge de 15 N.m, le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 15.29 N.m.
- ✤ La vitesse de la rotation chute jusqu'à atteindre la valeur $\omega_r = 140$ rad/s, donc la vitesse dépende au charge appliqué pour ce système.
- ✤ Les courants statoriques réel (*I_{sa1} et I_{sa2}*), on constate que les courants augmente et atteint une valeur crête de *I_{sa1} = I_{sa2} = 10* A.
- Le flux statorique (1,2) (A) présente des oscillations dans le domaine positif et est stable à une valeur de 0,9 A au temps [0,6 ; 2]s, mais à l'époque [2 ; 4]s , le débit passe de 0,9 A à 0,8 A.

1.20 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 (MLI).

Le processus de démarrage du moteur, suivi par une application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats obtenus par notre modèle sont conformes aux travaux de certains auteurs cités en bibliographie. Cette étape de validation ou vérification des essais de simulation est très utile pour l'intégration de la MASDE dans le processus de commande.

L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse (diminution en fonctionnement moteur et augmentation en fonctionnement génératrice) et montre le fort couplage qui existe entre les deux axes (d q) ce qui rend le contrôle séparé très difficile.

Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande direct de couple DTC (Direct Torque Control).

CH&PITRE 02

Commande Par DTC De La Machine Asynchrone Double Etoile.

2.1. Introduction

Au cours des dernières décennies, la technique des entraînements électriques à vitesse variable s'est développée rapidement, en premier lieu grâce aux progrès accomplis dans l'électronique de puissance, et aux avantages techniques qu'offre une machine à courant alternatif par apport à une machine à courant continu, tels que la robustesse de la machine et son faible coût d'achat et d'entretien. L'une des plus récentes démarches dans cette direction est la régulation directe du couple.

Apparue au milieu des années 80, dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par les deux chercheurs I. *TakahashietDepenbrock*[54]. Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie à la place d'autres types, plus particulièrement la commande par orientation de flux (Field Oriented Control ou « FOC »). Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette technique de commande, qui exploite la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courant alternatif d'une manière découplée, lorsque ils sont alimentées par un onduleur de tension sans l'utilisation d'une boucle de retour pour la régulation de courant, en atteignant des performances semblables à celles des commandes vectorielles [55].

La commande directe du couple «*DTC* » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétique du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [56]. Cette technique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commande variable parfois élevée et incompatible avec des applications forte puissance du fait du niveau des pertes par commutation [57].

Ce chapitre sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile, on va présenter en premier lieu le principe de fonctionnement de la DTC, ensuite on donnera la structure générale de cette technique de commande appliquée à la MASDE.

Des résultats de simulation avec interprétation et conclusion finaliseront ce chapitre.

2.2 Principe de la commande directe du couple

La commande DTC d'une Machine Asynchrone à Double Etoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [34].L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple te le flux dans leurs bandes d'hystérésis.

Dans une commande *DTC*, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [34][35] :

- > Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine.
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.
- la mise en œuvré des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants.

2.3 caractéristiques générales d'une DTC

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont:

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions statoriques proches des formes sinusoïdales.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ✤ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.

La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [53].

2.4 Avantages de la DTC

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifie du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ✤ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition [47].

2.5 Inconvénients de la DTC

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ✤ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à Hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques. Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites dégrades, les performances de la commande DTC[47].

2.6 Stratégie de commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme proposé par TAKAHASHI [36].

- > Le domaine temporel est divisé en périodes de durée Te.
- Pour chaque période, on mesure les courants et les tensions de ligne.
- > On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- L'estimation de couple électromagnétique de la MASDE est alors possible grâce à l'estimation de flux et aux mesures des courants de ligne.
- L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduit dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire cflx.
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduit dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire ccpl.

2.7 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée

Un onduleur de tension triphasée permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur :

 $V_0 (0; 0; 0), V_1(1; 0; 0), V_2(1; 1; 0), V_3(0; 1; 0), V_4(0; 1; 1), V_5(0; 0; 1), V_6(1; 0; 1), V_7(1; 1; 1).$

Ces huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tensions qui peuvent être appliqués aux bornes de chaque stator de la MASDE. Six sont des vecteurs actifs (V1, V2... V6) et deux sont des vecteurs nuls (V_0 ; V_7), les huit états de commutation sont représentés comme des vecteurs spatiaux sur la figure (2.1). Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante (voir annexe 2) :

$$\overline{V}_{s} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}E\left(V_{a} + e^{\frac{j2\pi}{3}}V_{b} + e^{\frac{j4\pi}{3}}V_{C}\right)$$
(2.1)

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\overline{V}_{s} = \sqrt{\frac{2}{3}} E(S_{a} + e^{\frac{j2\pi}{3}}S_{b} + e^{\frac{j4\pi}{3}}S_{c})$$
(2.2)



Figure (2.1): Représentation Vectorielle De L'onduleur De Tension A Deux Niveaux.

2.8 Contrôle du flux statorique

On se place dans un repère fixe $(\alpha; \beta)$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\emptyset}_s}{dt}$$
(2.3)

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

$$\overline{\emptyset}_{s} = \overline{\emptyset}_{s0} + \int_{0}^{t} (\overline{V}_{s} - R_{s}\overline{I}_{s}) dt$$
(2.4)

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $R_s I_s$ est négligeable devant la tension V_s

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0;T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage Te les commandes $(S_a; S_b; S_c)$ sont fixées, ainsi on peut écrire [37]:

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_{s} \approx \overline{\varphi}_{s0} + \overline{V}_{s} T_{e} \\ \Delta \overline{\varphi}_{s} \approx \overline{V}_{s} T_{e} \end{cases}$$
(2.5)

Ainsi on peut écrire :

$$\overline{\phi}_{s}(K+1) = \overline{\phi}_{s}(K) + \overline{V}_{s}T_{e}$$
(2.6)

 $\overline{\emptyset}_s(K)$: est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

 $\overline{\emptyset}_{s}(K+1)$: est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

T_e: La période d'échantillonnage.

 $\Delta \overline{\phi}_s$: La variation du vecteur flux statorique.

L'équation (2.3) montre que sur l'intervalle de temps [0, Te], l'extrémité du vecteur de flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par la tension statorique. Lafigure (2.2) présente le vecteur flux statorique dans le plan (α, β) entre deux instants successifs

 $\overline{\emptyset}_s(t) = \overline{\emptyset}_s(K+1) \qquad ; \qquad \overline{\emptyset}_s(0) = \overline{\emptyset}_s(K)$



Figure (2.2) Évolution Du Vecteur De Flux Statorique Dans Le Plan (A, B)[38].

Si V_{si} reste constant pendant une période d'échantillonnage (T_e) , la variation du vecteur de flux statorique $\Delta \phi_{si}$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué. Lors de l'application d'un vecteur de tension, l'apposition du vecteur $\phi_{si}(t)$ se déplacera avec une trajectoire parallèle à ce vecteur, et avec une vitesse égale à son amplitude, Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa. (i = 1, 2 présente le stator 1 où 2)

2.9 Contrôle du couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique

$$C_{em} = \left(\overline{\phi}_s \wedge \overline{\phi}_r\right) = K. \|\overline{\phi}_s\|. \|\overline{\phi}_r\|. \sin(\gamma)$$
(2.7)

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

 $K = \frac{3PM_{sr}}{2(\delta L_s L_{r})}$

 $\overline{\phi}_s$: est le vecteur de flux statorique. $\overline{\phi}_r$: est le vecteur de flux rotorique. γ : est le déphasage entre les deux flux.

L'angle γ est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes : [39].

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles.
- > Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion δ dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Afin d'augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (*Fig.2.3*), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard [40].

Donc le couple dépend uniquement du produit $\|\overline{\varphi}_s\| \sin(\gamma)$. Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle γ



Figure (2.3): Réglage Du Couple Electromagnétique En Agissant Sur Les Vecteurs Tension[41].

2.10 Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur tension statorique \overline{V}_s dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe (α, β), de la variation souhaitée pour le module du flux $\overline{\emptyset}_s$ de la variationsouhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux.[42].

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (2.7). Lorsque le flux $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- > Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ croit et C_{em} croit.
- > Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ croit et C_{em} décroit.
- > Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné alors $\overline{\emptyset}_s$ décroit et C_{em} croit.
- > Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné alors $\overline{\emptyset}_s$ décroit et C_{em} décroit.
- > Si $\overline{V}_0 o u \overline{V}_7$ est sélectionnée la rotation de $\overline{\emptyset}_s$, est arrêtée, couple alors que le module du couple reste inchangée.

Le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants regroupés dans le tableau (2.1).

V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	<i>V</i> _{<i>i</i>-2}	
$\phi_{s(1,2)}$	ſ	Ļ	ſ	↓	
C _{em}	Î	î	↓	Ļ	

Tableau (2.1) : Table Généralisée Pour Le Choix Des Vecteurs Tensions[44].

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone *i*. En effet, en début de la zone, les vecteurs \overline{V}_{i+1} et \overline{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\overline{\varphi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\overline{\varphi}_s$ alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \overline{V}_{i-1} et \overline{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\overline{\varphi}_s$ en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire.



Figure (2.4): Choix Du Vecteur De Tension.

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone *i*, les deux vecteurs \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une

fortecroissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieude zone. Le vecteur tension statorique \overline{V}_s , à la sortie de l'onduleur est déduite des écarts decouple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur $\overline{\phi}_s$.

Un estimateur de $\overline{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont doncnécessaires.[43]

2.11 Estimateurs de flux et du couple

2.11.1 Estimateur de flux statorique

Le flux statorique dans le référentiel de Concordia est estimé à partir de l'équation suivante[45] :

À partir de l'équation

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_{s1} = \int_0^t (\overline{V}_{s1} - R_{s1}\overline{I}_{s1})dt \\ \overline{\varphi}_{s2} = \int_0^t (\overline{V}_{s2} - R_{s2}\overline{I}_{s2})dt \end{cases}$$
(2.8)

On obtient les composantes α et β du vecteur $\overline{\emptyset}_s$

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_{s\alpha1} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha1} - R_{s1}\overline{I}_{s\alpha1})dt \\ \overline{\varphi}_{s\alpha2} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha2} - R_{s2}\overline{I}_{s\alpha2})dt \end{cases}$$

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_{s\beta1} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta1} - R_{s1}\overline{I}_{s\beta1})dt \\ \overline{\varphi}_{s\beta2} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta2} - R_{s2}\overline{I}_{s\beta2})dt \end{cases}$$

$$(2.9)$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\begin{cases} \phi_{s1} = \sqrt{\phi_{s\alpha1}^2 + \phi_{s\beta1}^2} \\ \phi_{s2} = \sqrt{\phi_{s\alpha2}^2 + \phi_{s\beta2}^2} \end{cases}$$
(2.11)

$$\phi_{s} = \sqrt{(\phi_{s\alpha1}^{2} + \phi_{s\beta1}^{2}) + (\phi_{s\alpha2}^{2} + \phi_{s\beta2}^{2})}$$
(2.12)

On obtient les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ après l'application de la transformation de CONCORDIA sur les tensions d'entrée mesurées (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}). Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U0et des états de commande (S_a, S_b, S_c).

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \tag{2.13}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases}$$
(2.14)

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants mesures.

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \tag{2.15}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \end{cases}$$
(2.16)

La zone dans laquelle se trouve le vecteur $\overline{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\phi}_s$ est égale : Position de flux statorique de stator 1 :

$$\alpha_{s1} = tg(\theta_{s1}) = \frac{\phi_{\alpha_1}(t)}{\phi_{\beta_1}(t)}$$
(2.17)

Position de flux statorique de stator 2 :

$$\alpha_{s2} = tg(\theta_{s2}) = \frac{\phi_{\alpha2}(t)}{\phi_{\beta2}(t)}$$
(2.18)

2.11.2 Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple uniquement à partir des grandeurs statoriques flux etcourant. Leurs composantes (α , β), le couple peut se mettre sous la forme [46] :

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha 1}I_{s\beta 1} + \phi_{s\alpha 2}I_{s\beta 2} - \phi_{s\beta 1}I_{s\alpha 1} - \phi_{s\beta 2}I_{s\alpha 2})$$
(2.19)

2.12 Elaboration de flux et du contrôleur de couple

2.12.1 Elaboration du contrôleur de flux statorique

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la Figure (II.2). La sortie de la correction doit indiquer le sens d'évolution du module de, $\overline{\phi}_s$ afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne cflxindique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx = 1)ou diminuée (cflx = 0)de façon à maintenir [47].

$$\left|\phi_{si_ref} - \overline{\phi}_{si}\right| \le \Delta \phi_{si} \tag{2.20}$$

Avec i=1,2 correspond à stator 1 ou 2

 $Ø_{si ref}$: Représente le flux de référence, statorique de stator i.

 $\overline{\emptyset}_{si}$: Flux estimé.

 $\Delta \phi_{si}$: Largeur d'hystérésis du correcteur.



Figure (2.5) : Correcteur De Flux A Hystérésis Et Sélection Des Vecteurs Tensions Correspondants.

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

 $\begin{cases} si\Delta\phi_s > \varepsilon_f alors : cflx = 1\\ si \ 0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_f et \ d\Delta\phi_s/dt\\ > 0 \ alors : clfx = 0\\ si \ 0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_f et \ d\Delta\phi_s/dt\\ < 0 \ alors : cflx = 1\\ si\Delta\phi_s < -\varepsilon_f alors : cflx = 1 \end{cases}$ (2.21)

2.12.2 Elaboration du contrôleur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; *Takahashi*a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

$$\left| \mathcal{C}_{e_ref} - \overline{\mathcal{C}}_{e} \right| \leq \Delta \mathcal{C}_{e} \tag{2.22}$$

$$A \text{vec}:$$

$$\mathcal{C} \qquad : \text{Couple de référence}$$

 C_{e_ref} : Couple de référence.

 ΔC_e : Bande d'hystérésis du correcteur.

 \overline{C}_e : Couple électromagnétique estimé.



Figure (2. 6) : Comparateur A Hystérésis A Trois Niveaux Pour Le Réglage Du Couple.

Ce correcteur est modélisé par l'algorithme suivant :

 $\begin{cases} si \,\Delta C_e > \varepsilon_f \ alors : ccpl = 1\\ si \,0 \le \Delta C_e \le \varepsilon_f \ et \ d\Delta C_e/dt > 0 \ alors : ccpl = 0\\ si \,0 \le \Delta C_e \le \varepsilon_f \ et \ d\Delta C_e/dt < 0 \ alors : ccpl = 1\\ si \,\Delta C_e < -\varepsilon_f \ alors : ccpl = -1\\ si \,0 \ge \Delta C_e \ge -\varepsilon_f \ et \ d\Delta C_e/dt > 0 \ alors : ccpl = 0\\ si \,0 \ge \Delta C_e \ge -\varepsilon_f \ et \ d\Delta C_e/dt < 0 \ alors : ccpl = -1 \end{cases}$ (2.23)

- > ccpl = 1: signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.
- > ccpl = -1: signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer.
- > ccpl = 0: signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir.

2.13 Elaboration des tables de commande

2.13.1 Table de commutation de la DTC

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple[48].

En considérant le vecteur flux $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel statorique divisé en six secteurs,

Les vecteurs V_i , V_{i-1} et V_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude.Inversement la décroissance de $\overline{\emptyset}_s$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs V_{i+2} , V_{i-2} et V_{i+3} le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \overline{I}_s$ [19].

Le tableau (II.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le fluxstatorique et le couple.

	Augmentatio n	Diminution
Øs	V_i, V_{i-1} et	V_{i-2}, V_{i+2} et
	V_{i+1}	<i>V</i> _{<i>i</i>+3}
C _{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

 Tableau 2.2: Table De Commutation Généralisée[50].

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

 Tableau 2.3Table de commutation du flux[41].

	N = 1	<i>N</i> = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
ϕ_s \uparrow	V_{6}, V_{1}, V_{2}	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_{5}, V_{6}, V_{1}
$\phi_s\downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_{5}, V_{6}, V_{1}	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau 2.4: Table De Commutation Du Couple [50].

	<i>N</i> = 1	<i>N</i> = 2	<i>N</i> = 3	N = 4	N = 5	N = 6
C_{em} \uparrow	<i>V</i> ₂ , <i>V</i> ₃	V ₃ , V ₄	V ₄ , V ₅	V ₅ , V ₆	<i>V</i> ₆ , <i>V</i> ₁	<i>V</i> ₁ , <i>V</i> ₂
C _{em} ↓	<i>V</i> ₅ , <i>V</i> ₆	<i>V</i> ₆ , <i>V</i> ₁	<i>V</i> ₁ , <i>V</i> ₂	V_2, V_3	V ₃ , V ₄	<i>V</i> ₄ , <i>V</i> ₅

2.13.2 Stratégie De Commande DTC Par La Méthode De Takahashi

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme suivant [51] :

- > le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \le 50 \ \mu s$).
- > à chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase.

- > on reconstitue les composantes du vecteur flux stator.
- l'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes de flux et aux mesures des courants de lignes.
- l'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire (*cflx*) à deux niveaux.
- l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux (*ccpl*) afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.
- ➢ Le choix de l'état de l'onduleur est effectué dans une table de commutation construite en fonction de l'état des variables (*cflx*) et (*ccpl*) et de la zone de la position de fluxØ_s.
- En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser lenombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur [52].

Secteur(N _i)		01	02	03	04	05	06	Correcteur	
flx=1	Ccpl=1	<i>V</i> ₂	<i>V</i> ₃	V ₄	<i>V</i> ₅	V ₆	V ₁	2 Nimogaux	
	Ccpl=0	<i>V</i> ₇	V ₀	<i>V</i> ₇	V ₀	<i>V</i> ₇	V ₀	Niveaux	
	Ccpl=-1	V ₆	<i>V</i> ₁	<i>V</i> ₂	<i>V</i> ₃	V ₄	<i>V</i> 5	3 niveaux	
flx=0	Ccpl=1	<i>V</i> ₃	V ₄	<i>V</i> ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 Ninoqur	
	Ccpl=1	V ₀	<i>V</i> ₇	V ₀	<i>V</i> ₇	V ₀	<i>V</i> ₇	Niveaux	
	ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	<i>V</i> ₂	<i>V</i> ₃	V ₄	3 niveau	ıx

 Tableau 2.5 : Tableau Classique De Localisation Des Etats De l'onduleur

 (Table De Takahachi).

♦ $cppl = 1 \rightarrow Augmenter \ le \ couple$.
- $cppl = -1 \rightarrow Réduire Le couple$.
- ♦ $cppl = 0 \rightarrow Maintenir Le couple$.
- $cflx = 0 \rightarrow R\acute{e}duire \ Le \ flux$.
- ♦ $cflc = 1 \rightarrow Augmenter \ Left flux$.

2.14 Modèle de la MASDE

La machine asynchrone double étoile est modélisé de façon à obtenir des tensions transformées de Concordia toutes les variables nécessaire pour sa commande. On transforme les tensions d'entrée dans l'espace de Concordia pour commander la machine. On observe à l'aide du modèle Matlab les variables de sorties telles que le couple, les courants directs, quadratique et homopolaire. Ces courants sont ensuite transformés avec la transformation Concordia inverse de façon à avoir I_a , I_b , I_c .

2.15 Structure de la commande directe du couple d'une MASDE

La structure générale de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone à double étoile est représentée par la figure (*Fig.2.7*).



Figure 2.7 Schéma Global De La Commande Directe Du Couple De La MASDE [5].

2.16 Réglage de la vitesse de la MASDE

La stratégie DTC a la capacité de fonctionner même sans boucle de régulation de vitesse, elle ne nécessite donc aucune information sur la vitesse du rotor. Cependant, pour réaliser un contrôle de vitesse réglable, un variateur est nécessaire pour avoir une régulation de vitesse et pour générer la référence de couple électromagnétique.

Dans le chapitre précédant on a constaté qu'un régulateur PI classique à une influence Indésirable sur la réponse de système lors d'une variation paramétrique, d'autre par le réglage des contrôleurs PI ne tient généralement pas compte des limitations physiques du système telles que le courant et la tension maximaux. Pour ces raisons et afin d'améliorer les réponses dynamique de la machine en boucle fermée le contrôleur PI utilisé dans notre travail dans la boucle de vitesse externe est le contrôleur anti-saturation (anti-windup) [BAG 99] figure 2.8 Un régulateur PI anti-windup consiste à prendre en compte la saturation à posteriori, pour éviter ou minimiser l'effet du phénomène de windup dans les actions intégrales des PI, et pour préserver la stabilité et les performances du système bouclé, ce régulateur permet d'améliorer les performances du contrôle de vitesse en annulant le phénomène de saturation provoqué par la saturation de l'intégrateur.[5]



Figure 2.8 Contrôleur de vitesse de type PI anti-saturation (PI anti-windup)

2.17 Résultat de simulation

La structure générale du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à double étoile sous l'environnement Matlab/Simulink est représentée sur la figure (Figure (2.8)).



Figure (2.9): Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE.

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deuxniveaux qui sont commandés par la technique DTC.





Figure (2.10): Performances de la DTC classique à deux niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant Cr=20 N.m

2.18 Interprétation

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale (68 N.m) puis il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. À (t =1s) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à (20N.m), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (157 rad/s). Le flux statorique suit sa référence (1Wb), sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de l'hystérésis.

- ✤ Le courant statorique (I_{sa1}) répond bien aux variations imposées par le couple, et conserve une forme proche de la sinusoïde. On relève également, que le courant statorique s'établit rapidement passe par une phase de transition et atteint la valeur max de 39A puis après se stabilise à 2.5A.Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et sa forme est très proche de la sinusoïde.
- La trajectoire de l'extrémité du *flux* (α, β) est pratiquement circulaire ce qui confirme quel 'amplitude de ce vecteur est maintenue constante, il démarre au point (0, 0) et

tourne dans lèses trigonométrique pour suivre un cercle de rayon (1 Wb) .fixé par la consigne

2.19Tests de robustesses

Afin d'évaluer correctement le contrôle direct du couple appliqué au MASDE, plusieurs tests de durabilité (inversion de rotation, changement de charge, changement de vitesse, augmentation de la résistance du stator) ont été effectués à l'aide d'un régulateur PI.

2.19.1Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse





Figure (2.11) Résultats de simulation de la variation de la vitesse de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.

2.19.2Interprétation

- La figure (2.10) présent les Résultats de simulation de la Machine Asynchrone Double Etoile on variation de vitesse Ω=[157, -157] à t=1s.
- ✤ La vitesse de rotation prend rapidement sa valeur de référence, elle s'inverse à−157rad/s. Durant un temps d'environ 1.3s puis stabilise à la valeur de référence.
- ✤ Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ -38N. m. Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge).

2.20 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande directe du couple (DTC) de la MASDE. Ce type de contrôle est basé sur une régulation par hystérésis des valeurs instantanées du couple et du flux statorique à partir du choix d'un ou de plusieurs vecteurs tensions menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique.

La commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, ...etc.), mais la non maîtrise de la fréquence de commutation reste le problème numéro un pour cette stratégie de commande. Différentes tests ont été effectués, montrent bien la robustesse de cette commande, où elle offre une meilleur dynamique et une bonne précision.

Dans le chapitre suivant, nous utiliserons des techniques de logique floue dont les objectifs seront d'examiner l'efficacité de cette technique lorsqu'elle est utilisée avec MASDE

Direct Torque Control, puis l'amélioration des performances que nous avons obtenue avec la commande (DTC).

CH&PITRE 03

Commande DTC_Floue De La Machine Asynchrone Double Etoile.

3.1 Introduction

Le travail présenté dans ce chapitre ce devise en deux parties, dans la première partie on va présenter le principe général et la théorie de base de la logique floue, cela englobe des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenance appelés ensembles flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander ; et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir-faire humain et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision [58], ensuite, on va décrire les notions générales et l'architecture algorithmique et structurelle d'une commande floue, où nous mettons le point sur:

- la fuzzification ;
- les inférences floues ;
- et la défuzzification.

La deuxième partie est consacrée à la conception d'un régulateur de vitesse associés a la DTC_MASDE ou on remplace le régulateur PI par un régulateur floue, le but de ce régulateur est l'amélioration des performances et la robustesse de la commande DTC_MASDE, les performances de systèmes DTC_Floue de la MASDE sera prouvée et illustrée par des résultats de simulation, a la fin de ce chapitre on clôtura par une étude comparative entres les la DTC_Floue et la DTC_PI développé dans le chapitre précédant.

3.2 Principe Et Historique De La Logique Floue

La logique floue (fuzzy logic) est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit durant les années 1920 et 1930 au développement de la logique à valeurs multiples ou logique floue. En 1937, le philosophe M. Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies (0, 1/2, 1) pour classer les éléments ou symboles [59].

A partir des années soixante l'automaticien célèbre Zadeh appréhende l'aspect douteux que ce type d'approche soit toujours viable pour les systèmes complexes. En effet, l'obtention d'un modèle mathématique précis et simple à exploiter s'avère parfois difficile. Cette constatation a été à l'origine du développement des commandes à base de la logique floue. Ainsi L'auteur s'est intéressé aux règles floues reposant sur la représentation du savoir des experts pour décrire l'état du système et eut ainsi l'idée d'élargir la notion d'appartenance normalement traduite par "oui" ou "non" aux critères "peut-être", "sans doute", " à peu près"...etc. Il a ainsi fixé la notion des sous-ensembles flous et a fourni le point de départ d'une nouvelle théorie [60].

3.3 Application De La Logique Floue

Au cours des années soixante-dix, différentes équipes de recherche ont contribuées à faire connaître cette nouvelle technique, de ces recherches ont découlé divers concepts nouveaux tels que : langage flou, système flou, relation floue...etc. Parallèlement aux travaux sur la recherche, différentes applications industrielles ont été menées, la plus importante est sans doute celle menée dans les années quatre-vingt par Hitachi consistant à faire la commande automatisée du métro de Séndaï (ville située à 300 Km de Tokyo), ce dispositif géré par un ordinateur utilisant des algorithmes flous a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie, de plus la conduite était tellement douce [61].

3.4 la Théorie De La Logique Floue

3.4.1 Définition

Le terme «logique floue » à deux aspects :

- Le première correspond à tous les développements concernent la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ».

Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la Figure (3.1). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ».

Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité un tel passage ce fait progressivement et individuellement. En autre lors de la classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges ».



Figure 3.1 Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme montre la Figure 3.2.



Figure 3.2 Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « jeune »avec une valeur de la fonction d'appartenance $\mu = 0.75$ et à l'ensemble « entre deux ages » avec $\mu = 0.25$ par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur $\mu = 1$ à l'ensemble « âgé ».

La théorie de la logique floue est devenue un domaine de recherche très actif, appliqué aux systèmes complexes , les systèmes mal définis mathématiquement et les phénomènes physique avec les modèles mathématiques exactes .Cette théorie est basée sur l'approche linguistique et la prise de décision.

Le développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basés sur la connaissance de l'opération qui a une stratégie de contrôle formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend du processus à contrôler. Ainsi, le contrôleur envisagé nécessite un algorithme permettent la conversion de la stratégie de contrôle linguistique basé sur connaissance experte en une stratégie de contrôle automatique.

La méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles tel que le principe de la machine synchrone. En effet, le moteur synchrone présente des difficultés quant à sa commande à cause de sa modélisation et de l'utilisation des régulateurs conventionnels pour le réglage de sa vitesse.

3.4.2 Ensemble Flou Et Variables Linguistiques

Si on désigne par F un ensemble flou dans un univers de discours U, cet ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_f qui prend des valeurs entre 0 et 1 à la différence pour l'ensemble booléen qui prend deux valeurs 0 ou 1 Figure 3.3.



Figure 3.3 Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.

Pour la logique floue, la fonction d'appartenance peut être écrite sous la forme : $\mu_{f} : \rightarrow [0 \ 1] \qquad (3.1)$ $F = \{(U, \mu_{f}(u)), u \in U\}$

On peut avoir une autre forme de F comme :

$$\begin{cases} F = \int_{u}^{0} \frac{\mu_{F}(U)}{U} & \text{Si U est continu} \\ F = \sum_{i=1}^{n} \frac{\mu_{F}(U_{i})}{U_{i}} & \text{Si U est discret} \end{cases}$$
(3.2)

Support : le support de l'ensemble flou F est l'ensemble numérique de tous les points u dans U tel que. $\mu_F(U) > 0$

Point de croisement : on appel un point de croisement, l'élément u de U tel que $\mu_F(U) = 0.5$. Singleton flou : si le support de l'ensemble flou contient un seul point $u \in U$ tel que $\mu_F = 1$, on dit qu'il est un singleton flou [62].

3.4.3 Fonction d'appartenance

La fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble E_1 de T(X) et à la variable X, dont l'ensemble des valeurs possible est T(X). Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable u ait la qualité associée au sous-ensemble E_1 . Elle est utilisée pour faire le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenances μ , une valeur déterminée pour la variable X sera désignée par facteur d'appartenance. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance a s'avoir [62]:

a) Fonction d'appartenance triangulaire (Figure 3.4-a)

$$\mu(X) = \begin{cases} \frac{X-a}{b-a} & a < X \le b\\ \frac{c-X}{c-b} & b < X \le c\\ 0 & ailleurs \end{cases}$$
(3.3)

b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (Figure 3.4-b)

$$\mu(X) = \begin{cases} \frac{X-a}{b-a} & a < X \le b\\ 1 & b < X \le c\\ \frac{X-a}{b-a} & c < X \le d\\ 0 & ailleurs \end{cases}$$
(3.4)

c) Fonction d'appartenance gaussienne (Figure 3.4-c)

$$\mu(X) = \text{EXP}\left[-\left(\frac{X-m}{\delta}\right)^2\right] \qquad -\infty < X < +\infty$$
(3.5)

La Figure (3.4) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.





Figure 3.4 Différentes formes de la fonction d'appartenance.

3.5 Operations Sur Les Ensembles Flous

Considérant trois ensembles flous A, B et C sur l'univers U et leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)et \mu_C(x)$. Pour un élément x donné de l'univers.

• *Intersection* : L'intersection de *A* et *B* est définie comme



Figure 3.5Intersection de deux fonctions triangulaires



Figure 3.6 Union de deux fonctions triangulaires

• *Complément* : Le complément d'un ensemble flou *A* est défini comme



Figure 3.7 Complément d'une fonction triangulaire

• *Egalité* : Deux ensembles flous *A* et *B* sont dits égaux si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de U tel que :

$$A = B \qquad si \quad \forall \ x \in U, \ \mu_A(x) = \mu_B(x) \tag{3.8}$$

Inclusion : on dit que A est inclus dans B (A ⊂ B) si pour n'importe quel élementx
 de U, x appartient toujours moins à A qu'à B. On a:

$$A \subset B \quad si \quad \forall \ x \in U, \ \mu_A(x) \subset \mu_B(x)$$
(3.9)

3.6 Propriétés Des Ensembles Flous

Les propriétés de l'ensemble classique conviennent également aux propriétés des ensembles flous[63]. Parmi les propriétés importantes de l'ensemble flou figurent :

- Commutativité
- Associativité
- Distributivité
- Identité
- Transitivité
- Involution

3.7 Les règles floues

Une règle floue est écrite comme suit : "If situation Thenconclusion".La situation, appelée prémisse de la règle ou antécédent, est définie comme une combinaison de relations telles que "x is A" pour chaque composante du vecteur d'entrée. La partie conclusion est appelée conséquence ou conclusion. La forme générale d'une règle se formalise de la façon suivante :

$$Si \underbrace{x \ est \ A}_{Pr \ emise} Alors \underbrace{y \ est \ B}_{Conclusion}$$

Et peut-être notée : " (x, y) est $A \rightarrow B$ "

Avec A et B sont des termes linguistiques correspondants à des ensembles flous définis sur leurs univers de discours respectifs U et V, x et y sont deux variables linguistiques prenant leurs valeurs linguistiques sur U et V.

L'ensemble flou $A \rightarrow B$ n'est qu'une relation floue R entre U et V et sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu_{A \to B}(x, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y))$$
(3.10)

Où Φ est un opérateur d'implication floue spécifique.

En fonction de la syntaxe des règles, les opérateurs d'implications floues les plus courantes sont : [64]

- Zadeh : $\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = max(min(\mu_A(x), \mu_B(y), 1 \mu_A(x)))$ (3.11)
- Mamdani: $\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$ (3.12)
- Larsen : $\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \mu_A(x)^* \mu_B(y)$ (3.13)



Figure 3.8 Variables linguistiques floues.

3.8 Réglage et commande par logique floue

La commande floue aux mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande. [65]

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistique : « faible, moyen, élevé», et sur règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées .

- Si l'erreur est positivement grande
- Et la variation de l'erreur est positivement grande
- Alors la variation de la sortie est négative »

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par Zadeh.

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur « e » et la variation de l'erreur « Δ e » pour un régime transitoire convenable et un bon réglage de la vitesse, on utilisent un facteur d'échelleK_e, K_{Δ e} et K_u. Le domaine normalisé coïncide avec la variation maximale du signal de commande U_{com}. Pour cela en choisit une forme triangulaire pour la fonction d'appartenance distribuée de manière équidistante avec chevauchement ce qui conduit à une caractéristique linéaire ou quasi-linéaire. La distribution des fonctions d'appartenance de la variable de sortie est choisie de façon à aboutir à une caractéristique non linéaire [5].

Le bloc RLF est l'organe principal du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers de discours et les variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande, et l'interface de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système.

A la sortie du RLC, la variable Xr est multipliée par un facteur d'échelle K_U pour fournir la variable normalisée U de la commande.

La configuration interne d'un régulateur par logique floue est donnée par la Figure (3.9).



Figure 3.9 Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

3.9 Contrôleur floue

L'idée principale de la commande logique floue est la règle de la commande linguistique. Qui peut prendre plusieurs formes. Cependant, elle indique invariablement quelle action de commande

Prendre face à une condition donnée. Cette condition peut être une diminution ou augmentation de la grandeur à régler, comme par exemple le cas du réglage de la vitesse d'une machine électrique.

La condition peut être une augmentation ou une diminution de la vitesse ou du couple, face aux variations paramétriques de la machine ou une variation du moment d'inertie de la partie tournante.

Ces actions de commande peuvent avoir la forme : «si l'erreur de vitesse est assez grande», «si la variation de l'erreur est trop petite» [66].

Les variables floues dans ce cas sont l'erreur et la variation de l'erreur, la sortie est la commande c'est le couple électromagnétique. Les mots clés sont « assez grande», « beaucoup», «trop petite»...qui représentent des informations imprécises mais utiles et sont représentées par un sous ensemble flou d'un univers de discours. Une règle de commande dans ce cas est la combinaison d'une condition et d'une action.

Le contrôleur à logique floue est un algorithme de conversion d'une stratégie de commande linguistique basée sur l'expertise humain en une stratégie de contrôle automatique décrit par un ensemble de règles de contrôle flou du type :

 $(R_1: si x est A_1 et y est B_1 alours z est C_1$ $R_2: si x est A_2 et y est B_2 alours z est C_2$. (3.14) . $R_n: si x est A_n et y est B_n alours z est C_n$ Ces règles sont liées par le concept de l'implication floue et la règle compositionnelle "sup-star". Chaque règle de contrôle flou est représentée par une relation floue, le système flou est caractérisé par une seule relation floue qui est déterminée par la combinaison de toutes les règles floues à savoir :

$$R=ALSO(R_1, R_2, ..., R_n)$$
(3.15)

La structure générale d'un contrôleur à logique floue est montrée par la Figure (3.10)



Figure 3.10 (a) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou (b) : configuration d'un contrôleur flou.

3.9.1 Base de connaissance

Elle contient les informations du domaine d'application et du contrôle. Elle est définie par les deux bases suivantes :

3.9.1.1 Base de données

Elle fournie des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de contrôle flou ainsi que la manipulation des données dans le contrôleur flou.

3.9.1.2Base de règles

Elle caractérise le but et la politique du contrôle flou via un ensemble de règle de contrôle flou.

3.9.2 Logique de prise de décision (moteur d'inférence)

Ce bloc représente le noyau du contrôleur flou, qui est capable de simuler les décisions humaines basées sur le concept flou et d'inférer les actions de contrôle flou par intervention de l'implication floue et des règles d'inférence.

3.9.3 Fuzzification

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables liguistique. Ce choix est généralement basé sur l'experience de l'oppérateur.

D'autre part la fuzzification consiste à choisir la forme des fonctions d'appartenence. Pour une raison de simplification en vue d'avoir le meme effet de règlage dans les deux sens de rotation, les fonctions d'appartenence de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombredes ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement notées :

NG :Négatif Grand NM :Négatif Moyen NP :Négatif Petit EZ :Environ Zéro PP :Positif Petit PM :Positif Moyen PG :Positif Grand

La représentation de ces ensembles flous est donné par la Figure (3.11)



Figure 3.11 Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur et la variation de l'erreur pour notre contrôleur.

3.9.4 L'inférence

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, ces dernières sont de type :

R: Si e est NM et Δe est NG alours u est NG

Le nombre des ensembles flous pour e et Δe est sept donc il nous faut 7x7=49 règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau (IV .1).

3.9.5 Traitement numérique de l'inférence

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum. La méthode retenue sera la méthode Max-Min.

Tableau 3.1Table de calcul de la variation de la commande

Δe_w	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
ew							
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	РМ
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

3.9.5.1 Méthode d'inférence Max-Min

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type «Mamdani». Dans ce mode de raisonnement, la i^{éme} règle aboutit à la décision de contrôle :

$$\mu_{\rm Ri} = \mu_{\rm RM} \left(\alpha \, i, \, \mu_{\rm ei}(Z) \right) = \min \left(\alpha \, i, \, \mu_{\rm ei}(Z) \right)$$

Avec $\alpha i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$ qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{\rm RoS}(Z) = \max\left[\mu_{\rm R1}(Z), \mu_{\rm R2}(Z)\right]$$
(3.16)

3.9.5.2 Méthode d'inférence Max-Produit

C'est la méthode appliquée au contrôleur dite de type « Larsen », cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la i^{éme} règle donne la décision [5]: $\mu_{Ri} = \alpha i. \mu_{ei}(Z)$

Avec : $\alpha i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{\rm RoS}(Z) = \max\left[\left(\mu_{\rm R1}(Z), \mu_{\rm R2}(Z)\right)\right]$$
(3.17)

3.9.5.3Méthode d'inférence Somme-Produit

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type « Zadeh ». Elle est définie comme suit [64] :

$$\mu_{Ri} = \alpha i \mu_{ei}(Z)$$

$$\alpha i = \mu_{Rp}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \mu_{Ai}(x_0) \mu_{Bi}(y_0)$$

$$\mu_{\rm RoS}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m} \mu_{\rm Ri}$$
(3.18)

Avec : m nombre de règle.

3.9.6 Defuzzification

Pour bien définir la loi de commande, le contrôleur flou doit avoir une procédure de défuzzification jouant le rôle de la conversion de la commande floue en valeur physique pour chaque état du processus. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont [67]:

-Méthode du maximum ;

-Méthode de la moyenne des maximums ;

-Méthode du centre de gravité ;

3.9.6.1Méthode du maximum

La sortie correspond à l'abscisse du maximum de la fonction d'appartenance résultante. Trois cas peuvent se produire comme montre la Figure 3.12



Figure 3.12 Défuzzification par valeur maximum.

Dans le premier cas ,il n'y a pas de problèmes .

Dans les deux autres cas ,une ambigüité apparait .Il n'y a pas de règle générale sur la décision à prendre.

Certains opérateurs préfèrent prendre la plus petite sortie , d'autres la plus grande et d'autres une valeur entre X_1 et X_1 (uniquement pour le deuxième cas)

Méthode simple ,rapide et facile mais elle introduit des ambigüités et une discontinuité la sortie.

3.9.6.2 Méthode de la moyenne des maximums

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale



Figure 3.13 Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.

Si la fonction est discrétisée, comme montré à la Figure (3.14), la valeur défuzzifiée est donnée par :

$$u = \sum_{i=1}^{l} {r_i / l}$$
(3.19)

Où l est le nombre de valeurs quantifiées r pour lesquelles l'appartenance est maximale [67].

3.9.6.3Méthode du centre de gravité

La méthode du centre de gravité est la méthode la plus mentionnée dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée en utilisant la formule générale :

$$u = \frac{\int_{x0}^{x1} X\mu(x) dx}{\int_{x0}^{x1} \mu(x) dx}$$
(3.20)

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.



Figure 3.14 Défuzzification par le centre de gravité.

Lorsque la fonction $\mu(x)$ est discrétisée, le centre de gravité est donné par : $u = \frac{\sum_{i=1}^{n} \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^{n} \mu_i}$

(3.21)

Où n est le nombre des niveaux de candisation, x_i la valeur de sortie pour le niveau i et μ_i sa valeur d'appartenance. [67]

3.10 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation $(u = f(e, \Delta e))$.par consséquent l'activation de l'ensemble des régles de décision associées donne la variation de la commande Δu nécessaire, permettant ainsi l'ajstement d'une telle commande u. Dans les cas simple, cette variation de la forme générale de cette loi de commande est donnée par :

 $\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k + \mathbf{k}_{\Delta \mathbf{u}} \Delta \mathbf{u}_{k+1}$

ou : $k_{\Delta u} {:} gain associé à la commande <math display="inline">\Delta u_{k+1}$;

 Δu_{k+1} :variation de la commande.

L'erreur e et la variation de l'erreur Δe sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_e = k_e e \\ X_{\Delta e} = k_{\Delta e} \Delta e \end{cases}$$

ou :

 k_e et $k_{\Delta e}$ représentent les facteurs d'échelle (normalisation), on fait varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on ait trouvé un phénoméne transitoire de règlage convenable. En effet se sont ces derniéres qui fixeront les performances de la commande .

3.11Conception de Contrôleur Flou (FLC) de Vitesse de la MASDE

Le contrôleur proposé est un contrôleur hybride avec un contrôleur proportionnelintégral flou. La structure complète du contrôleur est illustrée dans la figure 3.15 ou les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et le changement d'erreur.

$$e = \omega^* - \omega$$

Le gain proportionnel Ke effectue les corrections rapides lorsqu'un changement soudain se produit à l'entrée e. Pour éliminer l'erreur stationnaire, une action intégrale est nécessaire, c'est pourquoi un PI est inclus dans le régulateur.

Les ensembles flous et leurs variables linguistiques sont définis pour les antécédents et les conséquences. La stratégie de contrôle doit être mise en œuvre sur la base de l'expérience de l'ingénieur.

Le contrôleur flou reçoit en entrée l'erreur de vitesse et de sa variation. Les grandeurs manipulées par le contrôleur sont des ensembles flous, ce qui nécessite une conversion des valeurs numériques en entrée c'est la fuzzification. En fonction de ces variables floues et des règles de décision, le contrôleur flou calcul la valeur flou de la commande, c'est l'inférence. Il suffit en suite de convertir cette valeur flou en une valeur numérique c'est la déffuzzification. La Figure 3.15 présente le schéma de principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logique Controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.



Figure 3.15 Schéma bloc de règulation à controleur flou

D'apres ce schéma, le système est composé :

D'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps (Δe) ;

Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande (Δu) ;

Des règles du controleur flou ;

D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique ;

D'un bloc d'intugriteur.

Le succés des algorithemes flous dans les systèmes indéstriels complexe est au choix de méthodes relativement pratique, permettant avec une simplicité notable, la mise au point de tels algorithmes. Ces méthodes permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, on peut dresser des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du controleur correspondant aux situations d'intérêt [5].

Les facteurs d'échelle doivent etre choisis sur la base de l'etude du système de sorte que, lors de petits phénoménes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne siot pas dépassé.

Dans le cas du règlage par logique floue, sont utilisées en générale des formes trapizoidales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'ils n'existent pas de régle précises pour la définition des fonctions d'appartenance, quelques directives générales sont données, afin de conduire à un choix convenable.

En ce qui concerne les variables d'entrée, il faut éviter des lacunes ou un chevauchement insuffisant entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non-intervention du règulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité du régulateur. De meme, est évité un chevauchement trop important, surtout avec $\mu = 1$ entre deux ensembles voisins.

Pour la variable de sortie, la présence des lacunes entre les fonctions d'appartenance sont admissibles, meme souhaitées, cela aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité (pour une forme rectangulaire sans chevauchement).

3.12 Résultats de simulation

Afin de valider les performances de la commande DTC_Floue de la MASDE et de tester sa robustesse, une étude de simulation a été réalisée dont les paramètres de la machine sont donnés à l'annexe A.

La simulation de la commande a été faite à partir de deux modes de fonctionnement, Le démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge sont présentés en premier lieu. Le deuxième test est un test de variation de vitesse.

3.12.1 Démarrage et stabilisation avec variation de couple de charge

Dans ce premier test on a procédé une simulation pendant une durée de 2sec avec une vitesse de référence $\omega_r^*=100 \text{ rad/s}$.

- De $0 \le t \le l$ second la machine fonctionne à vide •
- A t=1 second on applique brusquement un couple de charge de Cr=15 N.m jusqu'à • 2second







(f)

Figure 3.16 Résultats de simulation de la commande DTC_Floue de la MASDE à vide suivi de l'application des charges Cr = 15 N.m à t = 1secondes

Interprétation

Pour illustrer les performances de la DTC_flou de la MASDE, nous avons simulé la machine avec un démarrage à vide puis on a appliqué une charge nominale de 15 N.m à l'instants t=1sec.

Au démarrage la machine est à vide la vitesse de référence est de 100 rad /s la figure (a) montre que la vitesse augmente progressivement jusqu'elle atteint sa valeur de référence , après un régime transitoire d'une durée de 0.125 sec, les grandeurs couple électromagnétique, courant statorique is1 (également is2), flux statorique un et deux varient de manière exponentielle jusqu'au régime permanent à vide, Nous constatons que pendant le régime de démarrage (régime transitoire), le couple comporte une composante pulsante très importante qui engendre des efforts de torsion considérables, de même, le courant au démarrage est très important (4 fois le courant nominal). A t=1sec la machine est couplée à sa charge, toutes les grandeurs évoluent en exponentielle vers le régime permanent d'équilibre dynamique qui est pratiquement atteint à t=1.03 sec, la remarque la plus importante est que réaction de régulateur flou est très rapide et la chute de vitesse est presque invisible elle ne dépasse pas le 0.01% de la vitesse de référence (0.01 rad/s) cela signifier que le contrôleur de vitesse flou proposé à une performance très élevé d'autre part nous remarquons sur la courbe (b) et (c) que le couplage à la charge est un régime transitoire nettement moins sévère que celui du démarrage.

Les courbes (a) (b) et (c) illustrent que même après l'introduction du couple de charge la vitesse suit parfaitement sa référence et le rejet de perturbation est pratiquement immédiat avec une annulation extra rapide aussi et totale de l'erreur. Le flux reste toujours constant même à la présence da la variation du couple de charge ce qui explique la rapidité et l'efficacité de la technique de commande proposé. L'allure (d) qui présente le courant statorique is1 (courant statorique is2) montre que ce dernier à une forme sinusoïde stable qui varie en amplitude et en fréquence avec la variation de charge, l'amplitude du courant dans une phase (parmi les six phases) de la machine reste limité à une amplitude acceptable pour les semi-conducteurs.



3.12.2Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse





Figure 3.17 Résultats de simulation de la commande DTC_Floue de la MASDE vis-à-vis à la variation de la Vitesse

Interprétation

Afin de montrer que le DTC_Floue peut fonctionner à différents points de vitesse, un test d'inversion de vitesse pendant le fonctionnement à vide a été effectué, la vitesse de référence varie de 100 à -100 rad/s, la figure3.17 présente les allures de la vitesse de rotation, le couple, le courant statorique i_{s1} et le flux statorique de premier stator.

Pendant la phase d'inversion, le régulateur de vitesse présente un comportement similaire à celui de l'état de démarrage, la réponse en vitesse et en couple montre une très bonne dynamique et un bon suivi de référence, l'allure de courant i_{s1} , montre une bonne forme d'onde sinusoïdale, le flux statorique également suit la référence.



3.13 Étude Comparative Entre la DTC_PI et la DTC_Floue

Figure 3.18 Allure de la vitesse de rotation de la commande DTC d'une MASDE Avec les deux régulateurs



Figure 3.19 Allure du couple électromagnétique de la commande DTC d'une MASDE Avec les deux régulateurs

Interprétation

Nous commençons par noter que les deux contrôleurs ont permis d'obtenir les performances souhaitées. Cependant, il est intéressant de remarquer que les résultats obtenus dans le cadre de la commande DTC_floue présentent de meilleures performances par rapport à la commande DTC_PI un zoom sur la chute de vitesse due au chargement de la charge montre clairement que le régulateur flou présentent de meilleures performances par rapport au régulateur PI on parle ici d'une chute de vitesse minimale et un rejet plus rapide.

3.14 Conclusion

Dans ce chapitre, la technique de la logique floue a été présentée. Un contrôleur par logique floue utilisant la notion de table de décision hors ligne est implanté dans la commande directe du couple pour la machine asynchrone double étoile (MASDE). Ce choix de la commande a été justifié par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Le problème majeur dans la conception d'un contrôleur flou est le choix des fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées et de sortie qui se fait généralement grâce à l'expertise du processus. Les résultats obtenus montrent que la DTC_floue présente des performances de poursuite très satisfaisantes, il a amélioré la dynamique de la vitesse par rapport à celle du réglage par les PI.

Conclusion générale

Le présent travail a porté sur la commande directe du couple sans capteur mécanique, appliquée à la machine asynchrone double étoile (MASDE) par l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle. L'apport principal de cette recherche consiste dans le développement de méthodologies de commande par l'utilisation des intelligences artificielles dont l'objectif est l'amélioration de la commande des différentes parties.

Dans la première étape, nous avons modélisé la MASDE dans le repère de Park pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension commandés par MLI.

Les résultats de simulation obtenus en alimentation par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple.

Dans la deuxième étape afin de réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur _ MASDE, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande dite : commande directe du couple (DTC) qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée dont le découplage entre le flux et le couple est naturel.la régulation de la vitesse est assuré par un régulateur PI anti saturation, Le régulateur PI présente de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, il est sensible aux variations paramétriques internes de la machine.

Afin d'améliorer les performances de la commande directe du couple, nous avons fait appel aux techniques de l'intelligence artificielle dans le troisième chapitre. On proposé d'utilisé un régulateur floue qui remplace le régulateur PI anti saturation utilisé dans la boucle externe de vitesse. Nous avons exposé les bases théoriques et les fondements de la logique floue, ainsi que la structure d'une commande basée sur cette approche.

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

- La première perspective est de valider les travaux élaborés dans ce travail expérimentalement.
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs

matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

 Pour limiter les effets indésirables et nuisibles de la fréquence de commutation variable, on propose d'améliorer la DTC classique et la DTC floue on appliquant la DTC SVM et la DTC floue par SVM.
RÉFÉRENCES

- [1] H. AMIMEUR, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Thèse de doctorat, Université de Batna, 2008.
- [2] D. HADIOUCHE, Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure, Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Décembre 2001.
- [3] E. LEVI, I.N.W. Satiawan, N. Bodo, M. Jones, "A space-vector modulation scheme for multilevel open-end winding five-phase drives", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 27, no. 1,pp. 1-10, 2012.
- [4] D.HADIOUCHE « Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double Etoile : Modélisation, Alimentation et Structure ». Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1.200.
- [5] B. KIYYOUR, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra_2020.
- [6] L. BENALIA «Commande en tension des moteurs a induction double alimentes», Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [7] E. A. KLINGSHIRN, "High phase order induction motors—Part I Description and theoretical consideration," IEEE Trans Pow App Syst., vol. PAS–102, no. 1, pp. 47– 53, Jan1983.
- [8] A. YAHDOU, Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique, Mémoire de Magister de l'université de Chelef, Algérie, Avril 2011.
- [9] E. MERABET, «Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile», Thèse de magister de l'Université de Batna, 04/06/2008.
- [10] A. BRUYERE, « Modélisation et commande d'un alterno-démarreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride », Thèse de doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 6 mai 2009.
- [11] A.B. AMMAR, Étude et Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile, Mémoire de Magister, UNIVERSITE SETIF 1 (ALGERIE) _2013.
- [12] F. LOCMENT, Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phase 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, France, Décembre 2006.
- S. AZZI et B. AZZI, Etude et Modélisation de la Machine
 Asynchrone Double Etoile: Application à la Traction Electrique, Mémoire de
 Magister, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU, -14/09/2014.
- [14] M. LAKHDARI, Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration, Mémoire de Magister de l'université de Sétif, Algérie, 2014.
- [15] K. CHAKOU, « Etude et Mise en oeuvre d'Observateurs de Flux Magnétique et de Vitesse pour la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire

	de Magister de l'université de Bourdj Bou Arreridj, 2/03/2011.
[16]	B. FOUAD, « Commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'université Badji Mokhtar- Annaba, 23 / 02 / 2016.
[17]	H. HAMMACHE, Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile: conception, alimentation et commande, Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
[18]	P. VIDAL, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
[19]	L. BAGHLI, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat de l'Universit'e de Nancy I, France, 1999.
[20]	E. Merabet «Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Asynchrone Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2013.
[21]	L. BENALIA, Commande en tension des moteurs à induction double alimentent, Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, juin 2010.
[22]	Guy Clerc, Guy Grellet, « Actionneurs Electriques. Principes, Modèles, Commande», Editeur Eyrolles, 1996.
[23]	S.BENRABIA ; A.BENDIB, Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi niveaux, Mémoire d'ingéniorat de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
[24]	A. DJABOREBBI "étude et commande d'machine Asynchrone double étoile " Thèmes Master académique Ouargla 26/06/2013.
[25]	M. BOUZIANE, « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel, Thèse de doctorat, Université DjillaliLiabes De Sidi-Bel-Abbes, 2014.
[26]	R. SADOUNI, Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC, Thèse de Doctorat, UNIVERSITE djillali liabes de sidi-bel-abbes,-28/09/2017.
[27]	R.SADOUNI, Commande par Mode Glissant Flou d'une Machine Asynchrone Double étoile, Mémoire de Magister de l'Université de sidi bel abbes, Algérie, Juillet 2010.
[28]	G.SEGUIER, « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative-Continue. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.
[29]	D.HADIOUCHE, "contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nany, France, 2000.
[30]	R. TALEB, "Commande vectorielle par réseaux de ne uranes d'une mas alimentée

par un onduleur de tension à trois niveaux "	, Mémoire de magister, UHBB	Chlef,
2004.		

- [31] B.KIYYOUR « commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ». Mémoire de magistère, université de Batna, 2004.
- [32] E. BOUNADJA, Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile, Mémoire de Magister de l'université de Chelef, Algérie, Mai 2008.
- [33] S.KERCHA et W.GOUBI " Etude et modélisation des machines électriques double étoile" Théme Master académique. Université kasdi merbah ouargla 27/06/2013.
- [34] A. AMEUR, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants », Mémoire de Magister, université de Batna, 2005.
- [35] A. MARTINS, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [36] S. AREZKI, « contribution au contrôle direct de couple (DTC) d'un machin asynchrone à cage alimenté par un onduleur multinveaux », Mémoire de Magister de l'université M'hamedBougaraBoumerdes, 2009.
- [37] L. BENALIA, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentes», thèse de doctorat, Université de Batna 2/06/2010.
- [38] A.B.CHIKHI, Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de laLogique Floue, Mémoire de Magister, Universite de Batna_2008.
- [39] CANUDAS DE WIT, "Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôlevectoriel et DTC", France : Hermès Science Publication, 2000.
- [40] A. MARTINS, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [41] M.A.BOUREGBA et A.H.BOUSSAID, Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Double Etoile par la logique floue, Mémoire de Magister, Université de Adrar_2019/2020.
- [42] I.TAKAHASHI, T.NOGUCHI. "A new quick response and high efficiencycontrolstrategy of induction motor". IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-22, 820 827.1986.
- [43] D. YACIN, « contrôle de la fréquence de commutation des hystérisis utilisé dans les commande d'une machine à induction », Mémoire de Magister de l'université de Batna, 20/11/2007.
- [44] O.BAZINE, commande direct du couple(DTC) d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par un redresseur piloté par DPC (Direct power control), Mémoire de Magister, Université de GHARDAIA _2015/2016.
- [45] S. BELKACEM, F. NACERI, R. ABDESSEMED and B. KIYYOUR Performance

	Analysis of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on DTC Scheme, International Journal of Electrical and Power Engineering, Vol.1, pp 158 – 164, 2007.
[46]	A. ALBACHA, M.T. LAMCHICH, M. CHARKAOUI, «Contrôle Direct Du Couple D'uneMachine Asynchrone, Système d'anti-emballement pour la Régulation De Vitesse», Conférence internationale sur les systèmes de télécommunications d'électroniquemédicale et automatique, Tlemcen Algérie, Septembre, 2003.
[47]	S. CHEKROUN, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machineasynchrone triphasée », Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran. J.Belhadj, «Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone - Structures d'observation, /Application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs», Thèse de doctorat, Institut national polytechnique (INP), Toulouse, 2001.
[48]	J.BELHADJ, «Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone - Structures d'observation, -Application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs», Thèse de doctorat,Institut national polytechnique (INP), Toulouse, 2001.
[49]	A. AHMED, « Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage », Mémoire de Magister de l'université Mohamed Khider – Biskra, 27/10/2011.
[50]	H.ABDELKRIM et K.ELGHARBI, Commande Directe du Couple DTC-SVM d'uneMachine Asynchrone (MAS), Mémoire de Magister de l'université Mohamed Boudiaf - M'sila,_2016/2017.
[51]	M. HADEF, « Contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique », <i>Thèse de magister, Université de Bejaia, 2002.</i>
[52]	S. H. KABOLI, M. R. Zolghadril, A. Homaifar, "Effects of sampling time on theperformance of direct torque controlled induction motor drive", IEEE power electronics, pp. 421-426, 2003.
[53]	B. de FORNEL, «Machines asynchrones- Commande par contrôle direct de couple »,Techniques De L'ingénieur, ref.d3623, 10 mai 2006.
[54]	H. MOHAMMED, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, 5/10/2017.
[55]	C.DUFOUR, T.ISHIKAWA, S.ABOURIDA, J.BELANGER, "Modern Hardware- In-the-Loop Simulation Technology for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles.Vehicle Power and Propulsion Conference", 2007, VPPC 2007, IEEE, Sept 9-12.2007.
[56]	R. SADOUNI, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile » Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.
[57]	B. ELAKHDAR, « Commande directe du couple floue et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux », Thèse Doctorat en sciences, université Djillaliliabes –sidi bel abbés, 2015.

- [58] C. H Chen, "Fuzzy logic and neural network handbook", IEEE Press, 1996.
- [59] D. Hissel, P. Maussion, G. Gateau, J. Faucher, "Fuzzy logic control optimisation of electrical systems using experimental designs," In proc. EPE'97, Trondheim, Norway, 8-10 septembre 1997, vol. 1, pp. 1.090-1.095.
- [60] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," Information and control, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [61] E. Levrat, "logique floue", Cours de DEA, non publié, CRAN, Nancy, 1995.
- [62] I.Iancu « Fuzzy Logic Controls, Concepts, Theories and Applications » IntechOpen editor ISBN: 978-953-51-0396-7, 2012.
- [63] S. N. Sivanandam, S. Sumathi and S. N. Deepa « Introduction to Fuzzy Logic using MATLAB » Springer, Éditeur Berlin Heidelberg, 2007.
- [64] L.Laggoune,"contribution à la commande de la machine synchrone à aimant permanent '. Thèse doctorat, Université de Batna, 2019.
- [65] M. Bouziane, « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel, Thèse de doctorat, Université DjillaliLiabes De Sidi-Bel-Abbes, 2014.
- [66] Y. Benbouazza, Y. Ait Gougam, R. Ibtiouen, "Régulation par logique floue d'une PMSM alimentée par onduleur de tension contrôlé en courant ", COMAEI'98, Bejaia, décembre 1998.
- [67] A. Khemis « Contribution à la Commande Adaptative de la Machine à Induction par l'Application des Techniques Floues Type-2 ». Thèse de doctorat, Université de Batna2.2018.
- [68] AMIMEUR, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone » Double Etoile par Mode de Glissement'', mémoire d'ingéniorat, Université de BATNA 2008.
- [69] MULTON, "Histoire des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable", revue 3 E.I, no.3, pp.3-8, Juin 1995.
- [70] C. Canudas, «Modélisation contrôle vectoriel et DTC», Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [71] M. HECHELEF «Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse Doctorat en sciences de UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, 05/10/2017

Annexe A

Paramètres de la MASDE

Puissance nominale	P _n	4.5 Kw
Tension nominale	V _n	220/380 V
Courant nominale	I _n	5.6A
Nombre paire de pole	Р	1
Résistance de premier enroulement statorique	R _{s1}	3.72 D
Résistance de deuxième enroulement statorique	<i>R</i> _{s2}	3.72 D
Résistance rotorique	R _r	2.12Ω
Inductance de premier enroulement statorique	L _{s1}	0.022H
Inductance de deuxième enroulement statorique	L _{s2}	0.022H
Inductance rotorique	L _{mr}	0.006H
Inductance mutuelle	L _{ms}	0.3672 H
Moment d'inertie	J	0.0662kg.m ²
Coefficient de frottement	K _f	= 0.001 n.m.s/ rad
Fréquence nominale	f	50 Hz

Annexe B

Calcul des régulateurs

B.1 Régulateur de vitesse

l'équation mécanique

 $\frac{\Omega_m}{C_{em}} = \frac{K_m}{1 + T_m \cdot S} (B.1)$ $K_m = \frac{1}{K_f} , T_m = \frac{1}{K_f}$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse:



Figure (B.1) : Schéma bloc du régulateur PI de la vitesse Ω_m

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe (boucle de vitesse) seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles internes (boucles de flux et des courants).

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega^* m} = \frac{\frac{K_m \cdot K_p \Omega m \cdot S + K_m \cdot K_i \Omega m}{T_m}}{S^2 + \frac{(1 + K_m \cdot K_p \Omega m)}{T_m} \cdot S + \frac{K_m \cdot K_i \omega r}{T_m}}$$
(B.2)

Par imposition des pôles en boucles fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI:

Tableau (B.1) : Paramètres du régulateur PI de la vitesse.

	$K_{p_{\perp}\Omega m}$	$K_{i_{-}\Omega m}$
Régulateur PI : $\mathbf{R} \in \mathbf{g}_{m}$	$(2\xi\omega_0T_m-1)/K_m$	$\omega_0^2 T_m / K_m$