

الجمهورية الديمقراطية الشعبية الجزائرية



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued

Faculté de la Technologie

Département de Génie Electrique

MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par :

1. BEN ALI AYMAN
2. HADJ AMMAR Sadak

Intitulé :

Commande par Mode Glissant d'un Moteur Asynchrone a Double Etoile

Soutenu le : 23/09 /2025

Devant le jury composé de :

Pr : LAMOCHI ZAKARIA

Président

Pr : SERHOUD HICHEM

Examineur

Dr : BABA ARBI IDRIS

Encadreur

Année Académique : 2024/2025

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿ رَبَّنَا لَا تُؤَاخِذْنَا إِنْ نَسِينَا أَوْ أَخْطَأْنَا رَبَّنَا وَلَا تَحْمِلْ عَلَيْنَا إصْرًا كَمَا حَمَلْتَهُ
عَلَى الَّذِينَ مِنْ قَبْلِنَا رَبَّنَا وَلَا تُحَمِّلْنَا مَا لَا طَاقَةَ لَنَا بِهِ وَاعْفُ عَنَّا وَارْحَمْنَا أَنْتَ
مَوْلَانَا فَانصُرْنَا عَلَى الْقَوْمِ الْكَافِرِينَ ﴾ سورة البقرة : الآية 286 .

" صدق الله العظيم "



Remerciements

Je rends tout d'abord grâce à Dieu, le Tout-Puissant, pour m'avoir accordé le courage et la persévérance nécessaires tout au long de ces années d'études.

J'exprime ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur le Docteur Baba Arbi Idriss, enseignant-chercheur à l'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, pour avoir accepté d'encadrer ce travail et pour la qualité de son accompagnement.

Je remercie également les éminents membres du jury qui m'ont fait l'honneur de juger ce mémoire et d'enrichir mon travail par leurs observations constructives.

Ma reconnaissance va aussi à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à l'élaboration et à la réalisation de cette recherche.

Enfin, je souhaite adresser un remerciement tout particulier à mes parents, dont le soutien indéfectible et l'encouragement constant ont été une source précieuse de motivation durant l'ensemble de mon parcours académique.

Dédicaces



Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents, piliers de ma vie, pour leur amour inconditionnel et leur soutien sans faille à chaque étape de mon parcours.

À mes sœurs adorées et à toute ma grande famille, dont l'affection et la tendresse m'ont toujours porté.

À mes amis fidèles, qui ont su partager mes joies comme mes difficultés.

À toutes celles et ceux que j'aime profondément et qui m'accordent leur amour en retour.

Enfin, à vous, en témoignage de respect et de gratitude.

Ayman

Dédicaces



Je dédie ce travail à mes parents, pour leur soutien constant et leur encouragement précieux tout au long de mes études.

À mes sœurs et à ma famille élargie, en reconnaissance de leur affection et de leur présence bienveillante.

À mes amis, pour leur appui et leur fraternité.

À toutes les personnes qui m'entourent d'estime et d'affection.

Enfin, à vous, avec toute ma gratitude.

Ammar

الملخص

résumé

Abstract

Résumé

La stratégie de commande orientée champ indirecte (IFOC) est appliquée au moteur asynchrone à double étoile (DSIM) afin d'améliorer ses performances. Parmi ses mises en œuvre, l'association de l'IFOC avec la technique de modulation vectorielle spatiale (SVM) constitue une solution largement adoptée pour surmonter les limites classiques de l'IFOC, telles que l'ondulation du couple et les variations de la fréquence de commutation. Néanmoins, cette approche repose fondamentalement sur l'orientation du flux du rotor et sur l'utilisation des régulateurs proportionnels-intégraux (PI). Le présent travail se concentre sur l'optimisation du schéma SVM-IFOC en remplaçant les régulateurs PI par un contrôleur basé sur la commande par modes glissants (SMC). Contrairement aux régulateurs traditionnels, le SMC offre une robustesse accrue face aux variations de paramètres et aux perturbations externes, tout en garantissant d'excellentes performances dynamiques dans différentes plages de vitesse. Pour atténuer le phénomène de « chattering » associé à la commande par modes glissants.

L'application du mode glissant d'ordre deux présente une solution parfaite de problème de broutement en le déplaçant vers la dérivée de la commande.

.

Mots clés : Commande orientée champ indirecte (IFOC), Machine asynchrone à double étoile (MASDE), Commande par modes glissants (MG), Mode Glissant d'ordre deux (MGO2)

Abstract

The Indirect Field Oriented Control (IFOC) strategy is applied to the Dual Star Induction Motor (DSIM) to enhance its performance. Among its implementations, the IFOC combined with the Space Vector Modulation (SVM) technique represents a widely adopted solution to mitigate common limitations of conventional IFOC, such as torque ripple and variations in switching frequency. Nevertheless, this approach inherently depends on the orientation of the rotor flux and the use of Proportional–Integral (PI) controllers. The present work focuses on improving the efficiency of the SVM-IFOC scheme by replacing PI regulators with a Sliding Mode Controller (SMC). Unlike traditional PI controllers, the SMC provides superior robustness against parameter variations and external disturbances while ensuring excellent dynamic performance across a range of operating speeds. To further reduce the well-known chattering phenomenon associated with sliding mode control, a saturation ('sat') function is employed instead of the conventional sign function.

The application of the second sliding mode control presents a possible solution to the problem of chattering by moving it to the control derivative.

Keywords: Indirect field oriented Control (IFOC), Dual Star induction motor (DSIM), Sliding Mode Control (SMC), Second Sliding Mode Control (2-SMC)

الملخص

تُطبَّق إستراتيجية التحكم الموجهة بالفيض غير المباشر (IFOC) على المحرك غير المتزامن ثنائي النجمة (DSIM) بهدف تحسين أدائه. ومن بين تطبيقاتها، يُعدّ دمج IFOC مع تقنية التضمين المتجهي الفضائي (SVM) حلاً واسع الاستخدام للتغلب على القيود التقليدية للتحكم IFOC ، مثل نموذ العزم وتغيرات تردد التبديل. ومع ذلك، فإن هذا النهج يعتمد أساساً على توجيه فيض الدوار وعلى استخدام منظّمات التناسب-التكامل (PI) يركز هذا العمل على رفع كفاءة منظومة SVM-IFOC من خلال استبدال منظّمات PI بمتحكم يعتمد على تقنية التحكم بالانزلاق (SMC) وعلى خلاف المنظّمات التقليدية، يتيح هذا المتحكم متانة عالية تجاه تغيرات المعلمات والاضطرابات الخارجية، مع ضمان أداء ديناميكي ممتاز ضمن مختلف سرعات التشغيل. وللتقليل من ظاهرة الاهتزاز (Chattering) المرتبطة بالتحكم الإنزلاقي. بتطبيق التحكم في الإنزلاقي من الدرجة الثانية حلاً محتملاً لمشكلة الثرثرة عن طريق نقلها إلى مشتق إشارة التحكم.

الكلمات المفتاحية: التحكم الموجه بالفيض غير المباشر (IFOC) ، المحرك غير المتزامن ثنائي النجمة (DSIM) ، التحكم الإنزلاقي (SMC) ، التحكم الإنزلاقي من الدرجة الثانية (2-SMC)



Sommaire

Remerciement	
Dédicace	
Table des matières	
Liste des figures	
Introduction générale	a
CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone double étoile	
I.1 Introduction	4
I.2. Modélisation de la machine asynchrone double étoile	4
I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	5
I.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile	6
I.4.1 Description	6
I.4.2 Hypothèses simplificatrices	6
I.4.3 Modèle naturel de la MASDE	7
I.4.4 Equations des tensions	7
I.4.5 Equations des flux	8
I.4.6 Equation mécanique	10
I.4.7 Couple électromagnétique	10
I.4.8 Modèle de Park	10
I.4.9 Application de la transformation de Park a la MASDE	12
I.4.9.1 Equations des tensions	12
I.4.9.2 Equations des flux	13
I.4.9.3 Equation mécanique	14
I.4.10 Choix du référentiel	15
I.4.10.1 Référentiel lié au stator	16
I.4.10.2 Référentiel lié au rotor	16
I.4.10.3 Référentiel lié au champ tournant	16
I.5 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI	16
I.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI	17
I.5.2 Stratégie de commande sinus-triangle	19
I.5.3 Association de la MASDE par deux onduleurs de tension à commande MLI	19
I.6 Conclusion	20
CHAPITRE II: Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile	
II.1. Introduction	22
II.2 Principe de la commande vectorielle	22

II.3 Choix d'orientation du flux	24
II.3.1 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique	24
II.4 Découplage	25
II.4.1 Découplage par compensation	25
II.5 Bloc de défluxage	26
II.6 Différentes méthodes de la commande vectorielle	27
II.6.1 Méthode indirecte	27
II.6.2 Méthode directe	27
II.7. Régulation de la vitesse par la méthode indirecte	28
II.8 Conclusion	32

CHAPITRE III : Commande vectorielle par mode glissant de la machine asynchrone double étoile

III.1. Introduction	34
III.2 Conception du mode glissant	34
III.3 Commande orientée champ par modulation vectorielle spatiale	37
III.4 Commande par mode glissant d'un MASDE	38
III.5 Commande par mode glissant d'ordre deux d'un MASDE	39
III.6 Résultats de la simulation	40
III.7. Interprétation des résultats	42
III.8. Conclusion	43
Conclusion générale	44

Bibliographique

Annexe



LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

	Page
CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone double étoile	
<i>Figure 1</i>	<i>Modes de fonctionnement suivant le glissement</i> 6
<i>Figure 2</i>	<i>Représentation schématique des enroulements de la MASDE</i> 6
<i>Figure 3</i>	<i>Principe de la transformation de Park</i> 11
<i>Figure 4</i>	<i>Représentation des axes en transformation de Park</i> 12
<i>Figure 5</i>	<i>Schéma de l'onduleur triphasé</i> 17
<i>Figure 6</i>	<i>Schéma d'un bras de l'onduleur</i> 17
<i>Figure 7</i>	<i>Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I</i> 20
CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile	
<i>Figure 1</i>	<i>Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE</i> 23
<i>Figure 2</i>	<i>Orientation du flux rotorique sur l'axe d</i> 24
<i>Figure 3</i>	<i>Description du couplage</i> 25
<i>Figure 4</i>	<i>Découplage par compensation</i> 26
<i>Figure 5</i>	<i>Schéma Bloc de défluxage</i> 27
<i>Figure 6</i>	<i>Méthode indirecte de la commande vectorielle</i> 29
<i>Figure 7</i>	<i>Représentation schématique du bloc de découplage IFOC (méthode indirecte)</i> 31
<i>Figure 8</i>	<i>Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE</i> 31
CHAPITRE III : Commande par mode glissant d'un moteur asynchrone double étoile	
<i>Figure 1</i>	<i>Vecteur spatial de tension</i> 37
<i>Figure 2</i>	<i>Structure de régulateur avec Super Twisting Algorithm avec $\rho = 0.5$</i> 39
<i>Figure 3</i>	<i>Schéma bloc de la commande MOG2 d'un MASDE</i> 40
<i>Figure 4</i>	<i>Vitesse de rotation</i> 41
<i>Figure 5</i>	<i>Couple électromagnétique</i> 41
<i>Figure 6</i>	<i>Courant satorique Etoile1</i> 41
<i>Figure 7</i>	<i>Courant satorique Etoile2</i> 42
<i>Figure 8</i>	<i>Courant rotorique</i> 42



Notations et symboles

Liste des Symboles et Abréviations :

I- Symboles:

α	<i>Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator</i>
q	<i>Nombre de phases</i>
q_a	<i>Nombre équivalent de phases</i>
N_s	<i>Vitesse du champ tournant</i>
N_r	<i>Vitesse mécanique nominale de rotation.</i>
p	<i>Nombre de paires de pôles.</i>
g	<i>Glissement de la vitesse de rotation.</i>
s, r	<i>Indices correspondants au stator et au rotor.</i>
$s1, s2$	<i>Indices correspondants au stator 1 et stator 2.</i>
a, b, c	<i>Indices correspondants aux trois phases a, b, c.</i>
d, q	<i>Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.</i>
α, β	<i>Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.</i>
θ_s, θ_r	<i>Angles électriques statoriques et rotoriques.</i>
$Ls1, Ls2, Lr$	<i>Les inductances propres des stators et du rotor.</i>
Lm	<i>L'inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.</i>
Rs, Rr	<i>Les résistances statoriques et rotoriques.</i>
J	<i>Moment d'inertie.</i>
f	<i>Coefficient de frottement.</i>
Cem	<i>Couple électromagnétique.</i>
Cr	<i>Couple résistant.</i>
τ_r	<i>Constante de temps rotorique.</i>
Ω_m	<i>Vitesse mécanique du rotor.</i>
Pem	<i>Puissance électromagnétique.</i>
f_p	<i>La fréquence de la porteuse.</i>
m	<i>L'indice de modulation.</i>
r	<i>Taux de modulation.</i>
U_d	<i>La tension continue.</i>
φ_s, φ_r	<i>Flux statorique, rotorique.</i>
ω_s, ω_r	<i>Pulsations électriques statorique et rotorique.</i>
ω_{gl}	<i>Pulsation électrique de glissement.</i>
K_p	<i>Gain proportionnel.</i>
K_i	<i>Gain intégrateur.</i>
de	<i>La drivée de l'erreur.</i>
$e(x)$	<i>L'écart sur la variable x (l'erreur).</i>
U_{eq}	<i>La commande équivalente.</i>
U_n	<i>La commande discontinue.</i>
V_{d1}, V_{q1}	<i>Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)</i>
V_{d2}, V_{q2}	<i>Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)</i>

V_{dr}, V_{qr}	<i>Tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)</i>
Φ_{d1}, Φ_{q1}	<i>Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)</i>
Φ_{d2}, Φ_{q2}	<i>Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)</i>
E	<i>Tension du bus continu</i>
F_1, F_2, F_3	<i>Etats de commutation de bras l'onduleur</i>

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

2- Abréviations:

MASDE	<i>Machine Asynchrone à Double Etoile.</i>
MLI	<i>Modulation de la Largeur d'Impulsion.</i>
PI	<i>Proportionnel-Intégral.</i>
OFR	<i>Orientation du flux rotorique.</i>
MG	<i>Mode glissant.</i>
DTC	<i>Direct torque control.</i>
MGO2	<i>Mode Glissant d'Ordre 2</i>
S	<i>Surface de glissement</i>
$\lambda, W, c, \rho, \alpha_m, \alpha_M$	<i>Paramètre de l'algorithme : « Twisting Algorithm »</i>



Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, les systèmes de conversion électromécanique de l'énergie intègrent une place significative pour les machines électriques accompagnées de convertisseurs. L'usage des actionneurs électriques comme régulateurs de vitesse est désormais indiscutable dans le domaine industriel, que l'on parle de faibles ou de fortes puissances.

Les machines à courant alternatif de haute puissance, qui sont alimentées par des convertisseurs statiques, trouvent une utilisation croissante. Toutefois, les restrictions imposées aux composants de puissance entravent la fréquence de commutation, ce qui limite par conséquent les performances. Pour autoriser l'usage de composants à fréquence de commutation plus élevée, il est nécessaire de diviser la puissance. Une des approches pour y parvenir est d'employer des machines à nombre élevé de phases ou des machines à plusieurs étoiles. La machine asynchrone double étoile est un exemple de ce genre de structure.

On a consacré beaucoup d'études au développement de stratégies efficaces de contrôle pour la machine asynchrone, que l'on parle de méthodes traditionnelles (contrôle scalaire, contrôle vectoriel, DTC, etc.) ou innovantes (contrôle adaptatif, par rétroaction d'état, optimale, etc.). Ces approches s'appuient soit sur des algorithmes de contrôle traditionnels tels que les régulateurs PID, soit sur des techniques dérivées de l'intelligence artificielle, y compris la logique floue, les réseaux de neurones artificiels ou les algorithmes génétiques.

Bien qu'elle convienne à certains variateurs, la commande scalaire présente des défauts notables : elle n'assure pas un contrôle efficace de la machine en phase transitoire ni à faible vitesse, ce qui l'exclut pour les applications requérant un positionnement précis de la machine asynchrone.

Dans cette perspective, l'introduction du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique a été effectuée pour éliminer le couplage interne de la machine et optimiser sa dynamique. Cependant, en dépit de son efficacité supérieure, cette approche comporte plusieurs inconvénients importants, tels que :

- Une faible robustesse face aux variations des paramètres rotoriques,
- La nécessité de transformations de coordonnées dépendant d'un angle qui doit être estimé, ce qui peut affecter la précision du contrôle.

- Mise en œuvre d'un détecteur mécanique (fragile et onéreux). Lorsque ce capteur n'est pas utilisé (variateur sans capteur de vitesse), les performances de l'appareil se détériorent.

L'évolution des systèmes d'entraînement électriques a conduit à un intérêt croissant pour les machines asynchrones, notamment celles à double étoile, en raison de leurs performances élevées, de leur robustesse et de leur aptitude à fonctionner dans des environnements industriels exigeants. Le premier chapitre de ce travail présente l'état de l'art ainsi que la modélisation de la machine asynchrone double étoile, en mettant en évidence ses avantages structurels et fonctionnels par rapport aux machines classiques. Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle, qui constitue une stratégie de contrôle avancée permettant de découpler le flux et le couple, et ainsi d'améliorer la précision et la dynamique de la machine. Enfin, le troisième chapitre introduit la commande par mode glissant d'ordre deux par l'algorithme « Super Twisting » appliquée au moteur asynchrone double étoile, en soulignant sa robustesse face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes, et en comparant ses performances avec celles de la commande vectorielle conventionnelle.

En somme, une conclusion globale résumera les résultats majeurs de ce mémoire, en récapitulant l'essentiel des travaux effectués. Elle ouvrira aussi la porte à certaines pistes de recherche qui pourraient être examinées dans le prolongement de cette étude.

Chapitre I

**Modélisation de la machine
asynchrone double étoile**

I.1 Introduction

L'emploi de machines à plusieurs phases est de plus en plus courant dans la production d'énergie électrique et les systèmes de propulsion électrique. La montée de la demande en électricité et l'usage d'équipements électriques à haute puissance ont conduit à l'utilisation de machines multiphasiques pour répartir la charge [1]. L'avantage principal que nous avons de cet appareil est l'accroissement de la fréquence des vagues de couple pouvant être plus facilement filtrées par la charge mécanique. De plus, l'accroissement des phases assure une fiabilité accrue et permet le fonctionnement même en présence de défaillance d'une ou plusieurs phases [2].

Ce chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone à double étoile.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

La phase de modélisation d'une machine électrique constitue une étape essentielle dans son élaboration. L'évolution de l'informatique et du génie logiciel rend possible des modélisations efficaces et ouvre la voie à l'optimisation des machines électriques. Toutefois, il est indispensable de modéliser une telle machine électrique pour analyser et comprendre son fonctionnement d'une part, et d'autre part lorsqu'on envisage de lui appliquer un contrôle spécifique [3].

Par conséquent, la modélisation sert d'outil orientant les évolutions grâce à une quantification des phénomènes. De plus, elle est d'une grande valeur en offrant à la fois une représentation de ce que l'on peut observer expérimentalement et une prévision de comportements de la machine plus diversifiés que ceux observés lors des expériences.

On sait que la transformation de Park a été couramment et efficacement employée dans l'analyse et la régulation des machines triphasées. Dans ce contexte, plusieurs modèles ont été élaborés pour les machines à plusieurs phases. On mentionne le modèle qui utilise des composantes symétriques [4], la théorie du vecteur d'espace et le modèle de Park [5].

Le système électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile se représente par un ensemble de dix équations différentielles dont les coefficients dépendent de manière périodique du temps. La solution d'un tel système s'avère particulièrement complexe. Pour surmonter cette difficulté, il est possible d'appliquer la transformation de Park, qui consiste en une modification appropriée des variables. Cette approche permet de simplifier considérablement le modèle et de l'exprimer sous une forme plus exploitable pour l'analyse et la commande [6].

Dans cette partie, nous procéderons à la modélisation de la machine asynchrone à double étoile. Nous débuterons par présenter son modèle mathématique dans le contexte du système triphasé réel, puis nous allons réduire l'ordre du système afin de simplifier l'analyse et d'en réduire la complexité. Nous allons employer la transformation de Park pour effectuer la conversion d'un système triphasé en un système biphasé.

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

Les stators de la machine double Étoile asynchrone créent un champ magnétique rotatif à l'intérieur des deux stators (la première étoile reçoit des courants triphasés, alors que la seconde étoile est alimentée par les mêmes courants, mais avec une déviation d'angle $\alpha=30^\circ$). La fréquence de rotation de ce champ est déterminée par la fréquence des courants statoriques « f_s », signifiant que sa vitesse de rotation est en relation directe avec la fréquence de l'alimentation électrique. On appelle cette rotation « vitesse de synchronisme » ou « w_s ». On la décrit comme une séquence [7] :

$$w_s = \frac{f_s}{p} \quad (\text{I.1})$$

Les deux champs rotatifs générés par les deux bobinages statoriques vont entraîner des courants dans les barres du rotor. Ainsi, des forces électromotrices sont produites, ce qui entraîne une rotation du rotor à une vitesse inférieure à celle du synchronisme ($r < w_s$). De ce fait, l'induction statorique sur les courants rotorique produit un couple électromagnétique sur le rotor qui réduit l'écart des vitesses ω . La vitesse de glissement, notée w_{gl} , correspond à la différence entre la vitesse du rotor et celle du champ statorique : $w_{gl} = w_s - w_r$. [8].

On évoque le fait que le rotor « glisse » en relation avec le champ tournant. On caractérise ce déplacement par le quotient suivant ::

$$g = \frac{w_{gl}}{w_s} = \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (\text{I.2})$$

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

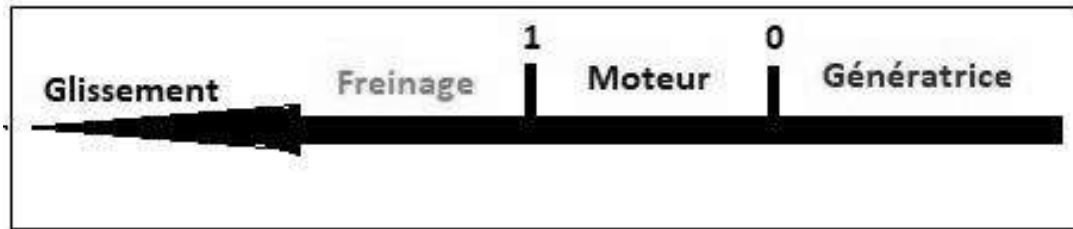


Figure 1.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

I.4.1 Description

La machine asynchrone à double étoile (MASDE) est constituée d'un stator portant deux bobinages triphasés identiques, décalés d'un angle électrique de $\alpha = 30^\circ$, ainsi que d'un rotor de type cage d'écureuil. La figure (Fig. I.2) présente une illustration schématique des enroulements de la MASDE. θ_1 désigne la position du rotor par rapport au premier stator (phase sa_1), tandis que θ_2 correspond à la position du rotor vis-à-vis du second stator (phase sa_2). Les propriétés relatives aux deux systèmes étoilés (1 et 2) seront notées en utilisant les indices 1 et 2 respectivement [9].

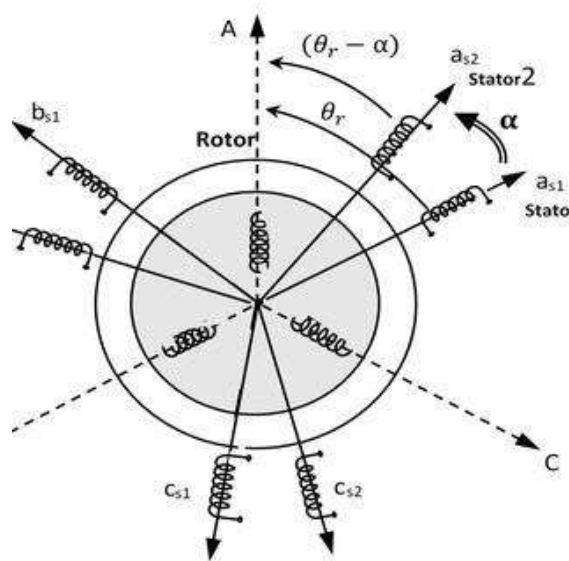


Figure 1.2 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE [15]

I.4.2 Hypothèses simplificatrices

Dans le cadre de cette étude, les hypothèses suivantes sont retenues :

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui nous autorise à exprimer les flux comme une fonction linéaire des courants [10].
- Les pertes dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligées.
- Les forces magnétomotrices produites par chaque phase des deux armatures sont considérées comme ayant une distribution sinusoïdale. Cette hypothèse découle du fait que l'entrefer est supposé uniforme, que les inductances propres sont constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements varient de manière sinusoïdale avec l'angle séparant leurs axes magnétiques [9].
- Les résistances ne varient pas avec la température ;
- Effet de peau négligé ;
- La machine est de constitution symétrique.

I.4.3 Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des suppositions simplificatrices évoquées précédemment, l'appellation des vecteurs associés aux grandeurs de tension, courant et flux statoriques est [11] :

- Pour l'étoile 1 :

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [v_{as1} v_{bs1} v_{cs1}]^T \\ \{[I_{s1}] &= [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] &= [\phi_{as1} \phi_{bs1} \phi_{cs1}]^T \end{aligned} \quad (I.5)$$

- Pour l'étoile 2 :

$$\begin{aligned} [V_{s2}] &= [v_{as2} v_{bs2} v_{cs2}]^T \\ \{[I_{s2}] &= [i_{as2} i_{bs2} i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] &= [\phi_{as2} \phi_{bs2} \phi_{cs2}]^T \end{aligned} \quad (I.6)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotorique sont :

$$\begin{aligned} [V_r] &= [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T \\ \{[I_r] &= [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T \\ [\Phi_r] &= [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}]^T \end{aligned} \quad (I.7)$$

I.4.4 Equations des tensions

L'union de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz conduit à l'établissement des relations suivantes [7] :

(I.8)

I.4.5 Equations des flux

Les équations ci-dessous décrivent les flux statiques et rotatifs en relation avec les courants, les inductances individuelles et les inductances partagées [11] :

(I.9)

$$[\Phi_{s2}] = [L_{s2,1} i_{s1}] + [M_{s2,2} i_{s2}] + [M_{s2,rir}] \quad (I.10)$$

$$[\Phi_r] = [L_{r,s1} i_{s1}] + [M_{r,s2} i_{s2}] + [M_{r,rir}] \quad (I.11)$$

$R_{s1,2}$, les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotorique respectivement.

(I.12)

Avec :

- $[ID]_{3 \times 3}$: la matrice identité d'ordre 3
- R_{s1} : la résistance d'une phase de la 1ère étoile
- R_{s2} : la résistance d'une phase de la 2ème étoile
- R_r : la résistance d'une phase du rotor

Les sous-matrices d'inductances dans les équations (I.9), (I.10) et (I.11) sont définies de la manière suivante [11] :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} & -L_{ms} \\ -L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} \\ -L_{ms} & -L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & 1 \\ 1 & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ 1 & \frac{L_{ms}}{2} & L_{ms} & 1 \\ L & -\frac{2}{2} & -\frac{2}{2} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & 1 \\ 1 & -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ 1 & \frac{L_{mr}}{2} & L_{mr} & 1 \\ L & -\frac{2}{2} & -\frac{2}{2} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$[M_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$[M_{s1,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$[M_{s2,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

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

- L_{s1} : l'inductance propre de la 1^{er} étoile.
- L_{s2} : l'inductance propre de la 2^{eme} étoile.
- L_r : l'inductance propre d'une phase du rotor.
- L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statoriques.
- L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.
- M : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

I.4.6 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [11]:

$$\begin{cases} \frac{d f_{i_m}}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f f_{i_m}) \\ \frac{d \theta_m}{dt} = f_{i_m} \end{cases} \quad (I.19)$$

Avec :

- J : le moment d'inertie de la machine
- C : le couple résistant (couple de la charge)
- f : le coefficient de frottement

I.4.7 Couple électromagnétique

L'obtention de l'expression du couple électromagnétique se fait par la dérivation de la co-énergie.

(I.20)

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes : $[M_{s1,}]$ $[M_{s2,}]$ $[M_{r,1}]$ $[M_{s1,}]$ et $[M_{s2,}]$ dépendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation

(I.21)

I.4.8 Modèle de Park

Le modèle de Park repose sur la transformation d'un système à trois axes (a, b, c) en un système à deux axes [d, q], générant ainsi la même force magnétomotrice. On fait référence à la version modifiée de la transformation de Park pour décrire une autre variante de cette transformation. Cette modification garantit la conservation de l'efficacité lors du passage du système triphasé au biphasé, ou l'inverse [11].

Dans ce processus de création, la composante homopolaire n'a pas de rôle, donc l'axe homopolaire peut être choisi comme étant orthogonal au plan $[od, oq]$. La transformation d'un système triphasé en un système à deux phases est démontrée dans la figure I.3.

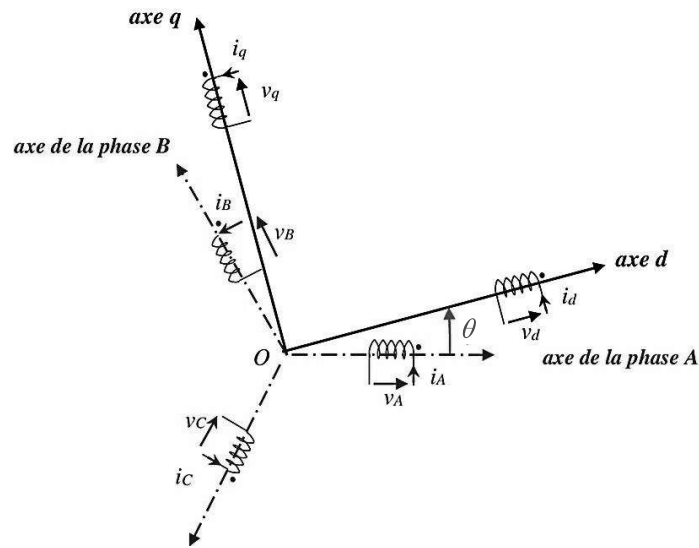


Figure I.3 : Principe de la transformation de Park [12]

(I.22)

(I.23)

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

(I.24)

(I.25)

Avec :

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

I.4.9 Application de la transformation de Park a la MASDE

I.4.9.1 Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (I.5), (I.6), et (I.7), on obtient [12] :

- Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

- Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{(coor-\alpha)}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

- Pour le rotor :

Le rotor étant en court-circuit c-à-d que $v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$:

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{(coor-\alpha)}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Avec :

$\theta = \theta_{coor}$: L'angle constitué par les axes A_{s1} - d .

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

$d\theta_{rcoor}/dt = \omega_{rcoor}$: La vitesse de rotation du repère (d , q) par rapport au rotor.

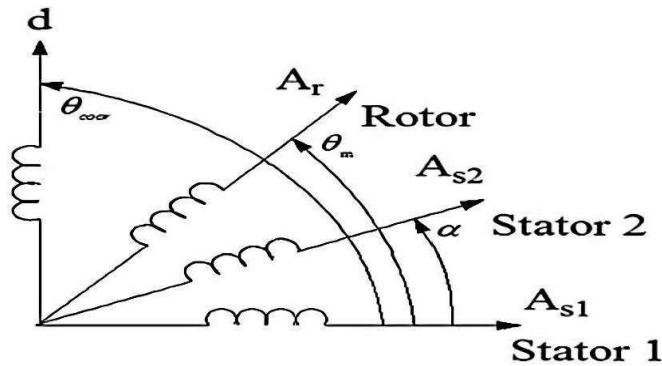


Figure I.4 : Représentation des axes en transformation de Park [8]

Sous forme d'équations [1]:

$$\begin{aligned}
V_{ds1} &= R_s I_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - w_{\text{coor}} \phi_{qs1} \\
V_{ds2} &= R_s I_{ds2} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - w_{\text{coor}} \phi_{qs2} \\
V_{qs1} &= R_s I_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} - w_{\text{coor}} \phi_{ds1} \\
V_{qs2} &= R_s I_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} - w_{\text{coor}} \phi_{ds2} \\
0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (w_{\text{coor}} - w_r) \phi_{qr} \\
0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (w_{\text{coor}} - w_r) \phi_{dr}
\end{aligned} \tag{I.29}$$

I.4.9.2 Equations des flux

En appliquant la transformation de Park sur les équations des tensions, et en l'étendant à celles des flux, on obtient [13] :

$$\begin{aligned}
\phi_{ds1} &= L_{s1} I_{ds1} + 3/2 L_{ms} I_{ds1} + 3/2 L_{ms} I_{ds2} + 3/2 M_{sr} I_{dr} \\
\phi_{ds2} &= L_{s2} I_{ds2} + 3/2 L_{ms} I_{ds2} + 3/2 L_{ms} I_{ds1} + 3/2 M_{sr} I_{dr} \\
\phi_{qs1} &= L_{s1} I_{qs1} + 3/2 L_{ms} I_{qs1} + 3/2 L_{ms} I_{qs2} + 3/2 M_{sr} I_{qr} \\
\phi_{qs2} &= L_{s2} I_{qs2} + 3/2 L_{ms} I_{qs2} + 3/2 L_{ms} I_{qs1} + 3/2 M_{sr} I_{qr} \\
\phi_{dr} &= L_r I_{dr} + 3/2 L_{mr} I_{dr} + 3/2 L_{sr} I_{ds1} + 3/2 M_{sr} I_{ds1} \\
\phi_{qr} &= L_r I_{qr} + 3/2 L_{mr} I_{qr} + 3/2 L_{sr} I_{ds1} + 3/2 M_{sr} I_{ds2}
\end{aligned} \tag{I.30}$$

On a :

$$3/2 L_{ms} = 3/2 L_{mr} = 3/2 M_{sr} = M_r \tag{I.31}$$

L_m : l'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor Le système d'équations (I.31) est réécrit comme suit [15] :

$$\begin{aligned}
\Phi_{ds1} &= L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
\Phi_{ds2} &= L_{s2}I_{ds} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
\Phi_{qs1} &= L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\
\Phi_{qs2} &= L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\
\Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_{mr} L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
\Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})
\end{aligned} \tag{I.32}$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1.

$L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2.

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

1.4.9.3 Equation mécanique

Lorsqu'on change le système de référence, il est essentiel d'identifier l'équation du couple électromagnétique dans le nouveau cadre [8].

Pour déterminer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de commencer par le calcul de la puissance instantanée. La formule pour calculer la puissance instantanée utilisée par la machine asynchrone à double étoile est donnée par l'expression suivante [8].

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \tag{I.33}$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \tag{I.34}$$

Comme indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance. Ainsi, on peut le formuler de cette manière :

$$P_{abs} = V_{ds1}I_{ds1} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{ds2}I_{as2} + V_{qs2}I_{qs2} \tag{I.35}$$

En substituant les courants et tensions d'axes (d, q) dans le système d'équations (I.36) par leurs représentations de l'équation (I.31), on obtient l'expression suivante de la puissance instantanée absorbée :

$$P_{\text{abs}} = \underbrace{R_{s1}I_{ds1}^2 + R_{s1}I_{qs1}^2 + R_{s1}I_{ds2}^2 + R_{s1}I_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} + \underbrace{w_{\text{coor}}(\varphi_{ds1}I_{qs1} - \varphi_{qs1}I_{ds1} + \varphi_{ds2}I_{qs2} - \varphi_{qs2}I_{ds2})}_{\text{terme 2}} + \underbrace{\frac{d\varphi_{ds1}}{dt}I_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}I_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt}I_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}I_{ds2}}_{\text{terme 3}} \quad (\text{I.36})$$

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

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

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

$$P_{\text{em}} = f_{\text{s}} C_{\text{em}} \quad (\text{I.37})$$

Avec :

Ω_s : la vitesse de rotation mécanique du rotor ; C_{em} le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (I.35) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique :

$$P_{\text{em}} = w_{\text{coor}}(\varphi_{ds1}I_{qs1} - \varphi_{qs1}I_{ds1} + \varphi_{ds2}I_{qs2} - \varphi_{qs2}I_{ds2}) \quad (\text{I.38})$$

D'après l'équation (II.33) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante:

$$C_{\text{em}} = p(\varphi_{ds1}I_{qs1} - \varphi_{qs1}I_{ds1} + \varphi_{ds2}I_{qs2} - \varphi_{qs2}I_{ds2}) \quad (\text{I.39})$$

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

I.4.10 Choix du référentiel

On peut employer trois systèmes de coordonnées du plan (d, q) pour analyser la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone à double étoile [15].

I.4.10.1 Référentiel lié au stator

Dans cette référence, les axes (d, q) demeurent fixes par rapport au stator ($w_{coord} = 0$). Dans cette situation, les phases A_{s1} et d se chevauchent. Ce cadre de référence est le plus approprié pour manipuler les grandeurs instantanées, avec l'atout de ne pas requérir une conversion vers le système réel. Ce système offre la possibilité d'examiner les régimes de démarrage et d'arrêt des machines à courant alternatif [16].

I.4.10.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce système de référence, les axes (d,q) demeurent fixes par rapport au rotor, lequel tourne à la vitesse ($w_{coord} = w_r$).

Ce référentiel constitue un outil d'analyse pertinent pour l'étude des régimes transitoires dans les machines électriques synchrones et asynchrones, en particulier lorsqu'il existe une connexion non symétrique des circuits du rotor [16].

I.4.10.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont fixes par rapport au champ électromagnétique généré par les deux étoiles du stator ($w_{coord} = w_s$). Ce choix de système de référence présente un intérêt particulier, car il permet de représenter les grandeurs électriques sous une forme continue. Il est ainsi couramment utilisé pour la mise en œuvre de stratégies de commande de la vitesse, du couple et d'autres variables essentielles au fonctionnement de la machine [11].

I.5 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI

Les avancées dans le secteur de l'électronique de puissance, que ce soit au niveau des composants semi-conducteurs ou des convertisseurs statiques, facilitent la conception de dispositifs de commande capables de gérer des puissances de sortie élevées et aisément contrôlables [14].

La méthode de contrôle de vitesse la plus élémentaire, dite « V/f = constante », offre la possibilité d'ajuster la vitesse de la machine sur une large gamme, il s'agit d'un contrôle scalaire [15].

L'inverseur de tension triphasé à modulation de largeur d'impulsion facilite le transfert d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée (dans notre exemple, MASDE) en imposant à la machine des vagues de tension à amplitude et fréquence changeantes [14].

I.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI :

L'onduleur à MLI se compose de trois segments, bidirectionnels en courant et contrôlés lors de l'amorçage et du blocage. En fonction de la puissance à maîtriser, les interrupteurs peuvent être fabriqués à l'aide de transistors MOS, bipolaires, GTO ou IGBT couplés à une diode en antiparallèle pour assurer la réversibilité et la continuité du courant dans l'appareil à courant alternatif une fois les interrupteurs activés.

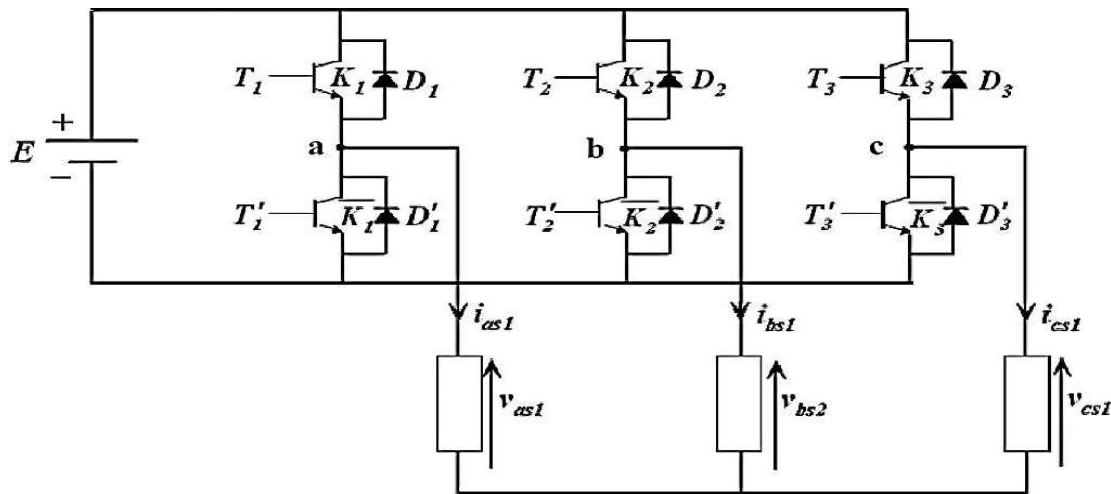


Figure I.5 : Schéma de l'onduleur triphasé [8]

En configuration manuelle, le bras fonctionne comme un interrupteur à deux positions, autorisant l'obtention de deux niveaux de tension en sortie.

La figure (Fig.I.6) illustre un bras de l'onduleur.

Le modèle de l'onduleur est élaboré en associant à chaque bras deux états définis par la fonction de liaison logique ci-après :

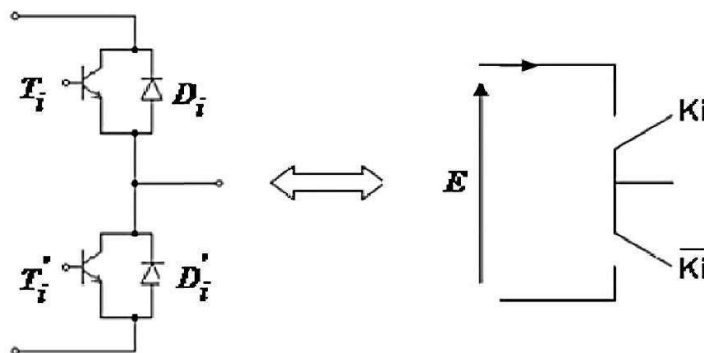


Figure I.6 : Schéma d'un bras de l'onduleur

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{l'interrupteur } K_i \text{ est fermé } (K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } K_i \text{ est ouvert } (K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit)} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

Ainsi, les tensions de ligne sont présentées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} U_{\text{abs1}} &= V_{\text{as1}} - V_{\text{bs1}} = E(F_1 - F_2) \\ U_{\text{bcs2}} &= V_{\text{bs1}} - V_{\text{cs1}} = E(F_2 - F_3) \\ U_{\text{cas1}} &= V_{\text{cs1}} - V_{\text{as1}} = E(F_3 - F_1) \\ U_{\text{abs2}} &= V_{\text{as2}} - V_{\text{bs2}} = E(F_4 - F_5) \\ U_{\text{bcs}} &= V_{\text{bs2}} - V_{\text{cs2}} = E(F_5 - F_6) \\ U_{\text{cas2}} &= V_{\text{cs2}} - V_{\text{as2}} = E(F_6 - F_4) \end{aligned} \quad (\text{I.41})$$

Dans le système de tension triphasé équilibré, on observe :

$$\begin{aligned} V_{\text{as1}} &= \frac{3}{2}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_{\text{bs1}} &= \frac{3}{2}(2F_2 - F_1 - F_3) \\ V_{\text{cs1}} &= \frac{3}{2}(2F_3 - F_1 - F_2) \end{aligned} \quad (\text{I.42})$$

De la même manière on trouve :

$$\begin{aligned} V_{\text{as2}} &= \frac{3}{2}(2F_4 - F_5 - F_6) \\ V_{\text{bs2}} &= \frac{3}{2}(2F_5 - F_4 - F_6) \\ V_{\text{cs2}} &= \frac{3}{2}(2F_6 - F_4 - F_5) \end{aligned} \quad (\text{I.43})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{\text{as1}} \\ V_{\text{bs1}} \\ V_{\text{cs1}} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ [V_{bs2}] \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

I.5.2 Stratégie de commande sinus-triangle

La modulation de largeur inverse sinus-triangle est effectuée en comparant une onde de référence basse fréquence avec une onde porteuse à haute fréquence de forme triangulaire. Les moments de changement sont définis par les intersections entre l'onde porteuse et l'onde modulante. La fréquence de commutation des switches est déterminée par le signal porteur [12].

La méthode MLI triangulaire-sinusoidale implique la création des six tensions de sortie à fréquence f_r à partir d'un signal en dents de scie, considéré comme porteuse, à une fréquence f_p qui est significativement plus élevée que la fréquence f_r . Deux paramètres définissent cette stratégie, à savoir le coefficient de modulation m et le taux de réglage r .

On définit l'indice de modulation m comme le ratio de la fréquence f_p à la fréquence f_r de la tension de référence, et le paramètre d'ajustement en tension r comme le rapport entre l'amplitude de la tension de référence et l'amplitude U_{pm} du signal porteur, tel que spécifié dans [14] :

$$U_p(t) = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} (4n + 1) & \text{si } t \in [nT_p, \frac{n+1}{2}T_p] \\ \frac{-4t}{T_p} (4n + 1) & \text{si } t \in [\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p] \end{cases} \quad (I.46)$$

Où T_p représente la période du signal de la porteuse $U_p(t)$.

I.5.3 Association de la MASDE par deux onduleurs de tension à commande MLI :

La Figure I.7 illustre la combinaison du MASDE avec deux onduleurs triphasés à modulation de largeur d'impulsions, où les tensions de référence sont exclusivement sinusoïdales.

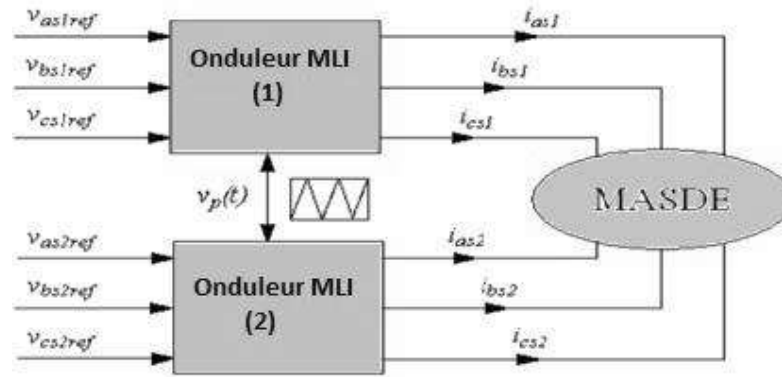


Figure I.7 : Association MASDE-onduleurs de tension à commande MLI

I.6 Conclusion

L'étude menée a permis d'établir une synthèse sur les machines multiphasées en distinguant leurs principales catégories et en mettant en évidence les avantages notables qu'elles offrent, notamment en termes de fractionnement de puissance et d'amélioration de la fiabilité, même en régime dégradé. La Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE), choisie comme référence dans ce travail, illustre clairement ces potentialités. Un modèle mathématique de la MASDE a ensuite été développé sur la base de la théorie unifiée des machines électriques, en retenant certaines hypothèses simplificatrices, ouvrant ainsi la voie aux simulations et analyses qui seront approfondies dans les chapitres suivants.

CHAPITRE II

**Commande vectorielle de la
machine asynchrone double étoile**

II.1 Introduction

Blaschke fut le premier à introduire le principe de la commande vectorielle en 1972 [17]. Toutefois, son implémentation pratique et son exploitation effective n'ont été rendues possibles qu'à la suite des avancées majeures en microélectronique. En effet, cette technique nécessite la réalisation d'opérations complexes telles que la transformation de Park, le calcul de fonctions trigonométriques, des intégrations ainsi que la mise en œuvre de régulateurs, opérations difficilement envisageables dans une approche purement analogique [18].

Dans ce chapitre, nous nous attachons à mettre en œuvre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique appliquée à la MASDE. Pour ce faire, nous commencerons par présenter une vue d'ensemble du concept de commande vectorielle et de ses différentes variantes, avant d'en détailler l'application spécifique à la machine asynchrone double étoile.

II.2 Principe de la commande vectorielle

La méthode de commande vectorielle (également appelée commande par flux orienté) vise à aligner une des composantes du flux statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe d'un référentiel en rotation à la vitesse ω_s . La caractéristique principale de la commande vectorielle, qui assure un fonctionnement stable du moteur asynchrone et conduit à des performances industrielles élevées pour les entraînements asynchrones (comme les machines de papeterie, les laminoirs, la traction électrique, etc.), est ce principe de commande découplée. Ce dernier permet aux machines de supporter des perturbations dans la charge [13].

L'objectif principal de cette stratégie de commande est de faire en sorte que la machine asynchrone double étoile se comporte de manière analogue à une machine à courant continu à excitation séparée (Fig. II.1). Deux caractéristiques essentielles en découlent :

- Le couple électromagnétique et le flux de la machine peuvent être réglés de manière indépendante.
- Les conditions optimales de génération du couple sont garanties aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire.

Effectivement, dans une machine à courant continu, le couple est régi par le courant de l'induit I_a tandis que le flux est contrôlé par le courant inducteur I_f . La formule du moment électromagnétique de la MCC est exprimée comme suit [13]:

$$C_{em} = K\phi I_a = K' I_a I_f \quad (\text{II.1})$$

Avec :

ϕ : flux imposé par le courant d'excitation

I_f ; I_a : courant d'induit ;

K , K' : constantes

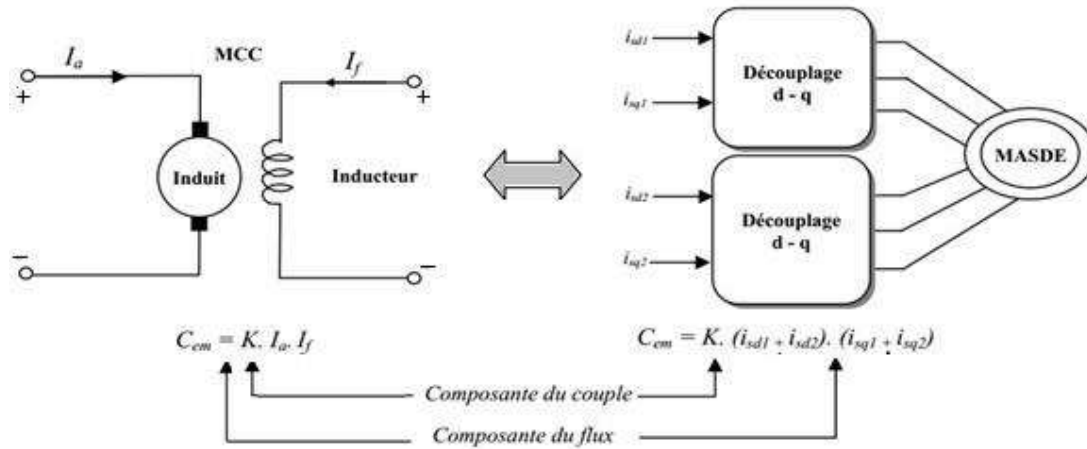


Figure II.1 : Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

La commande vectorielle pour la machine asynchrone à double étoile implique une séparation des grandeurs engendrant le couple électromagnétique et le flux du rotor. Il est nécessaire de sélectionner une loi de commande et un système d'axes garantissant la séparation du flux et du couple pour cela [17].

Comme l'expression du couple électromagnétique (II.2) est fonction des courants dans le stator et du flux dans le rotor, si le flux dans le rotor est aligné avec l'axe (d) du cadre de référence lié au champ tournant :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} 1[(i_{q1} + i_{q2})\phi_r] = K'' \phi_r i_{q1} \quad (II.2)$$

Avec :

$$K'' = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \text{ et } i_q = i_{q1} + i_{q2} \quad (II.3)$$

Selon l'équation (II.2), on observe que le couple de la MASDE présente une similarité avec celui de la MCC à excitation séparée, ce qui signifie que le couple et le flux de la MASDE peuvent être contrôlés indépendamment l'un de l'autre.

Toutefois, bien que ce principe soit normalement mis en œuvre pour la MCC, ce n'est pas le cas avec les machines à courant alternatif, et plus spécifiquement la MASDE. En effet,

le contrôle par flux orienté de ces dernières représente une commande basée sur l'orientation de ces deux paramètres [19].

II.3 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE repose sur l'approvisionnement en tension et le repère sélectionné est associé au champ tournant $\leq d, q \geq$, ainsi les décisions relatives à l'alimentation et au repère ont été prises. L'étape suivante dans ce processus est de déterminer la direction du flux. À cet égard, trois options peuvent être envisagées [10]:

- Flux rotorique :

$$\phi_{d_r} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{q_r} = 0 \quad (\text{II.4})$$

- Flux statorique

$$\phi_{d_s} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{q_s} = 0 \quad (\text{II.5})$$

- Flux d'entrefer

$$\phi_{d_g} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{q_g} = 0 \quad (\text{II.6})$$

II.3.1 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.

Dans cette étude, nous nous concentrons uniquement sur la technique de contrôle par orientation du flux rotorique, c'est-à-dire $\phi_{d_r} = \phi_r$ et $\phi_{q_r} = 0$. Cette approche permet d'obtenir un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont gérés indépendamment via les courants de stator [14].

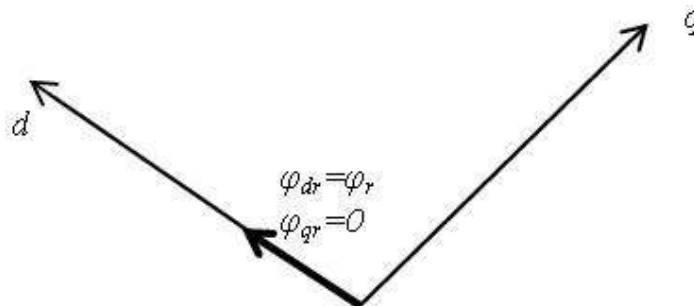


Figure II.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

En recourant à la commande vectorielle de direction du flux rotatif suivant l'axe « d » et en se basant sur la transformée de PARK, nous parvenons à un modèle qui évoque celui d'une machine à courant continu (MCC) avec excitation séparée. Par conséquent, la forme du couple électromagnétique sera comme suit :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (II.7)$$

D'après l'équation (II.7), il apparaît que le couple électromagnétique résulte de l'interaction entre une composante de flux et une composante de courant. Cette formulation présente une analogie avec l'expression du couple développée dans une machine à courant continu à excitation séparée.

II.4 Découplage

Le modèle de la machine asynchrone double étoile, selon le cadre de Park, produit un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants les uns des autres, mais reliés par des coefficients ou des éléments non linéaires $\omega_r I_q$, $\omega_r I_d$ et $I_d I_q$ [20].

$$\begin{cases} V_d = (L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (II.8)$$

La figure (II.4) représente le couplage entre les axes d et q

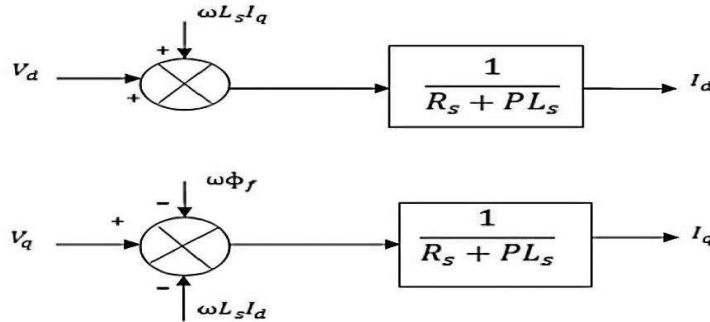


Figure II.3 : Description du couplage.

Ce couplage est supprimé grâce à une technique de compensation, qui implique l'ajout de termes pour assurer que les axes d et q sont totalement indépendants.

II.4.1 Découplage par compensation

L'objectif de la compensation est donc de dissocier les axes d et q. Ce découplage facilite l'écriture des équations de la machine et de la partie régulation de manière simple, ce qui permet un calcul facile des coefficients des régulateurs. L'idée derrière ce découplage est de déterminer deux nouvelles variables de contrôle, F_{emd} et F_{emq} , selon la définition suivante :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - F_{emd} \\ V_q = V_{q1} - F_{emq} \end{cases} \quad (II.9)$$

Avec:

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q I_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (II.10)$$

Alors :

$$\begin{cases} \frac{I_d}{V_{d1}} = \frac{1}{R_s + sL_d} \\ \frac{I_q}{V_{q1}} = \frac{1}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (II.11)$$

Le schéma suivant représente le découplage par compensation

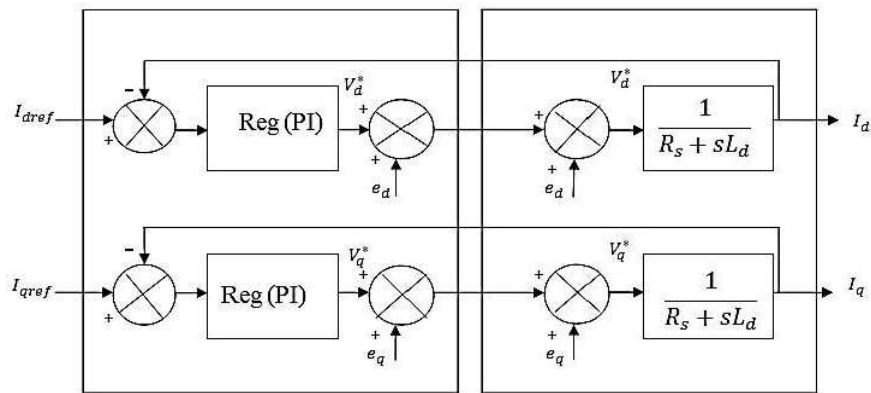


Figure II.4 : Découplage par compensation

II.5. Bloc de défluxage

De manière générale, le flux rotorique est maintenu à sa valeur nominale ϕ_r^n tant que la vitesse de rotation reste inférieure ou égale à la vitesse nominale de la machine f_m^n . Lorsque la vitesse dépasse cette valeur, le flux est progressivement réduit afin de limiter la tension appliquée aux bornes de la machine et d'assurer un fonctionnement sûr et stable.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } f_m \leq f_m^n \\ \frac{f_m^n}{f_m} \phi_r^n & \text{si } f_m > f_m^n \end{cases} \quad (II.12)$$

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

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } C_{em}^* \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \cdot \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } C_{em}^* > C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

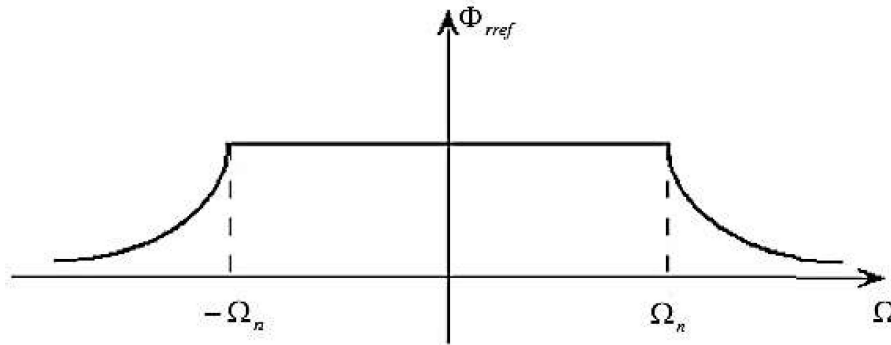


Figure II.5 : Schéma Bloc de défluxage

II.6. Méthode de la commande vectorielle

Deux méthodes principales sont systématiquement employées dans toutes les recherches sur le sujet. La méthode directe, également connue sous le nom de méthode première, a été mise en place par F. Blaschke, tandis que la seconde, appelée méthode indirecte, est décrite dans [20].

II.6.1. Méthode indirecte

Cette méthode repose sur l'idée de ne pas exploiter l'intensité du flux rotorique, mais plutôt sa localisation. La méthode indirecte, qui consiste à supprimer un estimateur du flux, nécessite toutefois la présence d'un capteur de position du rotor. Cette approche est susceptible de réagir aux fluctuations des paramètres de la machine [21].

II.6.2. Méthode directe

Cette technique exige une compréhension approfondie du module de flux et de sa phase, qui doit être contrôlée indépendamment du mode de fonctionnement [22]. Deux méthodes sont employées pour ce faire :

- L'évaluation du flux dans l'espace entre les pôles de la machine grâce à un capteur. Le principal désavantage de cette méthode est que les capteurs du flux sont mécaniquement sensibles et incapables de fonctionner dans des conditions rigoureuses, comme les vibrations ou les surchauffes.
- L'évaluation du flux par le biais de techniques mathématiques. Cette approche est réceptive aux fluctuations des paramètres de la machine.

II.7. Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

Les équations de la MASDE liées au champ tournant et à l'orientation du champ rotorique sont utilisées pour dériver les lois de commande. En considérant le flux rotorique Φ_r^* et le couple C_{em}^* comme points de référence, et en déclarant que :

$$\begin{aligned}\Phi_{dr} &= \Phi_r^* \\ \dot{\Phi}_{dr} &= 0 \\ S\Phi_r^* &= 0\end{aligned}\quad (II.14)$$

Avec $S = d/dt$ operateur de Laplace.

En substituant (II.14) dans les formules des tensions rotoriques (I.29), on arrive à :

$$R_r i_{dr} = 0 \rightarrow i_{dr} = 0 \quad (II.15)$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \Phi_r^* = 0 \rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (II.16)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (II.17)$$

$$i_{qr} = \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (II.18)$$

En substituant (II.17) et (II.18) dans le système d'équations des flux donné par (I.32), nous obtiendrons :

$$\begin{aligned}\Phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2}\end{aligned}\quad (II.19)$$

$$\begin{aligned}\Phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1}\end{aligned}$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r \quad (II.20)$$

En remplaçant (II.15) par (II.17), nous obtenons :

$$\Phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (II.21)$$

A partir de l'équation (II.18), on trouve :

$$L_m(i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r)i_{qr} \quad (\text{II.22})$$

En substituant (II.19) et (II.22) dans toutes les équations de tension statorique (I.29), nous arrivons à :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + r_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* &= R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2}^* &= R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + r_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* &= R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*) \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

$$r_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En substituant l'équation (II.18) dans (II.16), nous obtenons :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m (i_{qs1} + i_{qs2})}{(L_m + L_r) i_{qr}} \quad (\text{II.24})$$

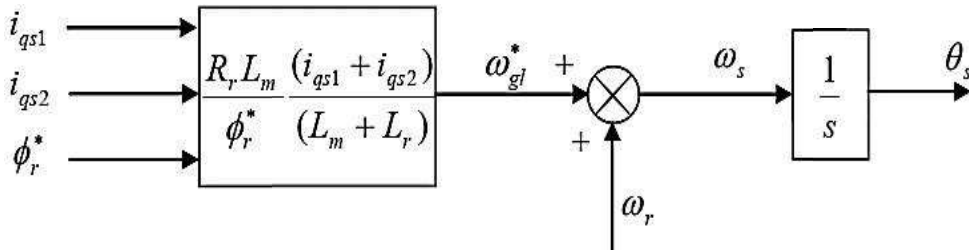


Figure II.6 : Méthode indirecte de la commande vectorielle.

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r) C_m^*}{P L_m \phi_r^*} \quad (\text{II.25})$$

L'équation (II.23) met en évidence que les tensions v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* et v_{qs2}^* exercent simultanément une influence sur les composantes directes et en quadrature des courants statoriques. Dès lors, un découplage s'avère nécessaire. Pour ce faire, une technique de compensation est mise en œuvre afin de supprimer les termes de couplage. Cette stratégie consiste à réguler les courants en négligeant ces termes, puis à les réintroduire en sortie des régulateurs de courant, ce qui permet de générer les tensions de référence indispensables à

l'ajustement [4]. Ainsi, de nouvelles variables $v_{ds1r}, v_{qs1r}, v_{ds2r}$ et v_{qs2r} sont définies, agissant respectivement sur $i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}$ et i_{qs2} :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1r} &= R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} \\
 v_{qs1r} &= R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs} \\
 v_{ds2r} &= R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} \\
 v_{qs2r} &= R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2}
 \end{aligned} \tag{II.26}$$

On obtient alors l'expression (II.23) :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1}^* &= v_{ds1r} + v_{ds1c} \\
 v_{qs1}^* &= v_{qs1r} + v_{qs1c} \\
 v_{ds}^* &= v_{ds2r} + v_{ds2c} \\
 v_{qs2}^* &= v_{qs2r} + v_{qs2c}
 \end{aligned} \tag{II.27}$$

Ou:

$$\begin{aligned}
 v_{ds1c} &= -\omega^*(L_{s2}i_{qs2} + r_r\phi_r^*\omega^*) \\
 v_{qs1c} &= \omega^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\
 v_{ds2c} &= -\omega^*(L_{s2}i_{qs2} + r_r\phi_r^*\omega^*) \\
 v_{qs2c} &= \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{II.28}$$

Les deux bobinages statoriques sont identiques, par conséquent, les puissances produites par les deux configurations d'enroulements sont équivalentes, ce qui donne lieu à :

$$\begin{cases} i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = \frac{\phi_r^*}{2L_m} \\ i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = \frac{L_m + L_r}{2PL_m\phi_r^*} C_{em}^* \end{cases} \tag{II.29}$$

En se basant sur les équations (II.21), (II.26), (II.27), (II.28) et (II.29) nous obtenons le modèle de découplage en tension IFOC sous forme de schéma bloc (figure II.7).

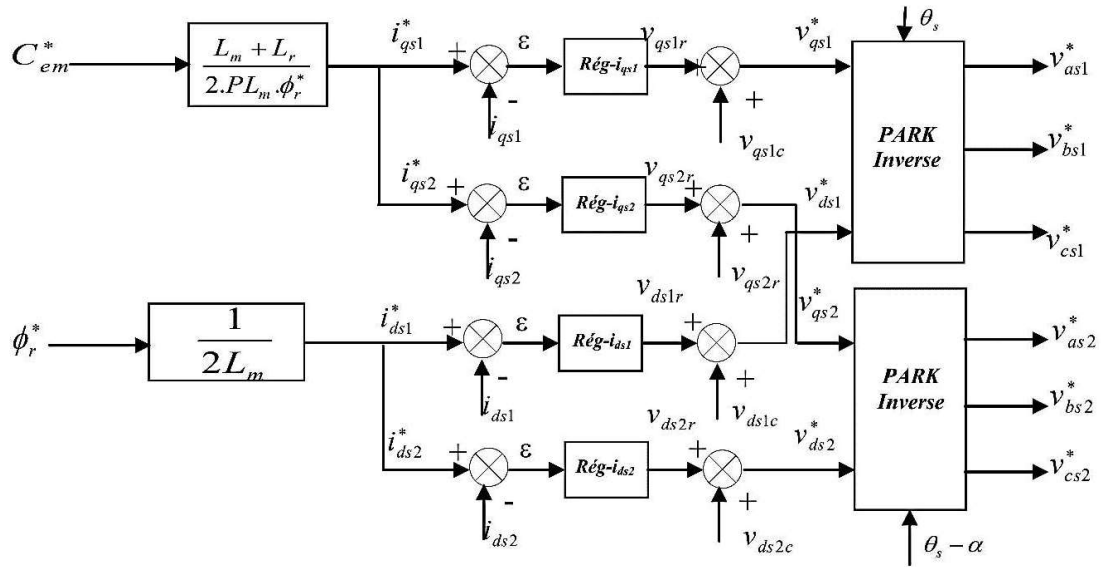


Figure II.7 : Représentation schématique du bloc de découplage IFOC (méthode indirecte).

On utilise des régulateurs PI classiques pour le contrôle des courants et de la vitesse (figure II.7).

La figure II.8 illustre le modèle de réglage de la vitesse de la MASDE.

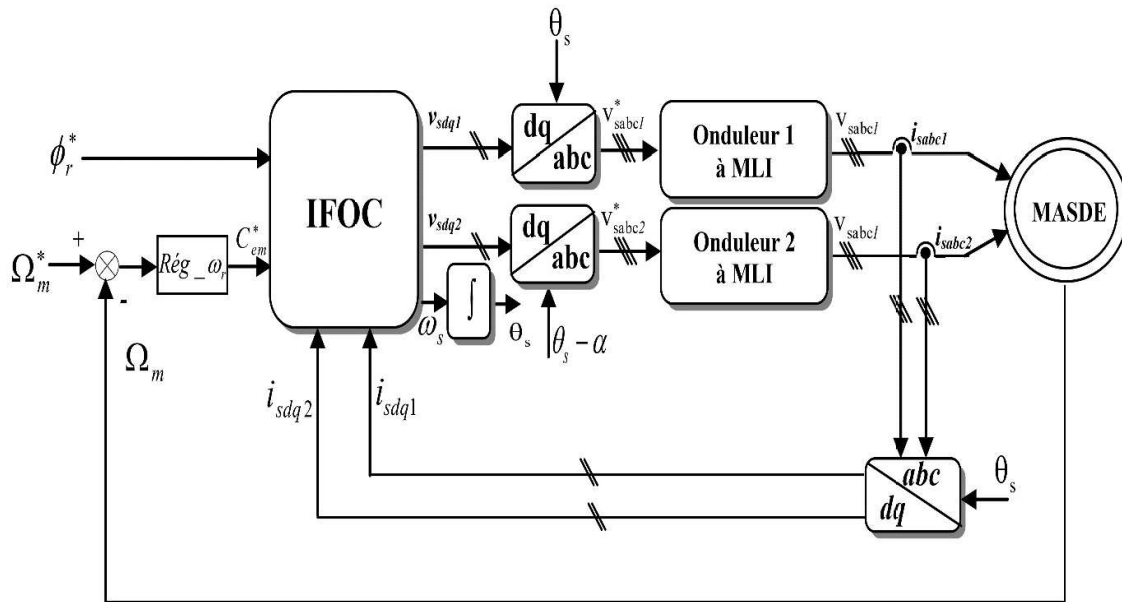


Figure II.8 : Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé l'aspect théorique relatif à la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, en présentant les bases mathématiques ainsi que les équations fondamentales permettant de modéliser son comportement dynamique et de contrôler ses variables électriques. Ces formulations constituent un cadre de référence essentiel pour la compréhension des techniques de commande modernes et représentent un préalable nécessaire à l'étude pratique. Ainsi, ce cadre théorique ouvre la voie aux chapitres suivants, qui seront consacrés à l'analyse numérique et à la validation des stratégies de commande par simulation et par résultats expérimentaux.

Chapitre III

**Commande vectorielle par mode
glissant de la machine asynchrone
double étoile**

III.1 Introduction

Dans les entraînements industriels avancés, les moteurs asynchrones à double étoile (DSIM) sont de plus en plus utilisés en raison de leur fiabilité supérieure par rapport aux machines triphasées conventionnelles. La complexité du contrôle de ces machines réside dans la non-linéarité de leurs modèles et dans le fort couplage entre le couple et le flux. Pour surmonter ces difficultés, des stratégies de commande vectorielle, en particulier la commande orientée champ (FOC), ont été développées afin d'imiter le comportement des machines à courant continu en permettant un contrôle indépendant du flux et du couple. Parmi ses variantes, la commande indirecte orientée champ (IFOC) associée à la modulation vectorielle spatiale (SVM) est largement appliquée, car elle réduit l'ondulation du couple, minimise les distorsions harmoniques et améliore l'efficacité énergétique. Cependant, les implémentations classiques reposant sur des régulateurs PI souffrent d'une faible robustesse face aux variations des paramètres et aux perturbations externes. Pour pallier ces limitations, le contrôle par modes glissants (SMC) a été proposé comme alternative aux régulateurs PI dans le schéma IFOC-SVM. Le SMC offre une grande robustesse, une bonne stabilité et une réponse dynamique supérieure, bien qu'il introduise généralement un phénomène de « chattering ». Afin de réduire cet inconvénient, une fonction de saturation (« sat ») est utilisée à la place de la fonction de signe traditionnelle. L'intégration du SMC dans le cadre IFOC-SVM améliore ainsi la performance globale de la commande, ce qui a été validé par des simulations sous Matlab/Simulink lors de tests de robustesse.

III.2 Conception du mode glissant

Le principe fondamental de la commande par mode glissant (SM) est que, dès que la surface de glissement est atteinte, le système devient robuste face aux variations paramétriques et aux perturbations [16]. La conception de la commande par mode glissant peut-être réalisée en deux étapes principales : la première consiste à attirer l'état du système vers la surface de glissement $s(x)$, et la seconde concerne la dynamique sur la surface [17]. Afin de garantir la convergence de l'espace d'état x du système vers sa valeur de référence x^* , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [20] :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.1})$$

Où:

λ : est le facteur de pondération.

r : est l'ordre du mode glissant.

$e(x) = x^* - x$: est l'erreur.

x : est l'espace d'état du système.

x^* : est la référence de l'espace d'état du système.

Une approche d'étude du système en commande par mode glissant consiste à utiliser la technique de commande équivalente dans un système générique formulé par [23]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U_c \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$U_c(t)$: est l'action de commande en entrée.

$y(t)$: est la sortie du système.

To ensure the condition of convergence which is given by $S(x) = 0$ and $s(x) = 0$, It is necessary to define the all possible value of U_c . The structure of a sliding mode controller consists of two parts [23]:

Pour assurer la condition de convergence donnée par $S(x) = 0$ et $\dot{S}(x) = 0$, il est nécessaire de définir toutes les valeurs possibles de U_c .

La structure d'une commande par mode glissant se compose de deux parties [23]:

$$U_c = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.3})$$

Où:

U_{eq} : est l'entrée de commande équivalente, chargée d'assurer la convergence du système.

U_n : est l'action de commande de commutation, responsable de garantir l'attractivité de la surface pour l'espace d'état du système.

La fonction de Lyapunov V est décrite comme suit [21]:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (\text{III.4})$$

La condition de stabilité du système peut être obtenue conformément au théorème de stabilité de Lyapunov:

$$V = s'(x)s(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

Selon la condition (III.5), il est nécessaire de prendre en compte l'existence de $S(x)$ pour le système décrit par (III.2). $\dot{S}(x)$ est défini comme suit [24] :

$$s'(x) = \frac{\&S}{\&X} [f(x) + g(x)U_{eq}] + \frac{\&S}{\&X} g(x). U_n \quad (III.6)$$

Par conséquent, pour $\dot{S}(x)=0$ et $U_n=0$, il est possible de déterminer U_{eq} :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\&S}{\&X} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{\&S}{\&X} f(x) \right] \quad (III.7)$$

Pendant le mode de convergence, $U_n \neq 0$. En utilisant (III.6) dans (III.7) :

$$s'(x) = \frac{\&S}{\&X} g(x). U_n \quad (III.8)$$

En appliquant (III.8) dans l'équation (III.5), on obtient :

$$s'(x)s(x) = s(x) \frac{\&S}{\&X} g(x). U_n < 0 \quad (III.9)$$

$$U_n = k \operatorname{sgn}(S(x)) \quad (III.10)$$

Le phénomène des oscillations parasites (chattering) peut être supprimé en remplaçant la fonction signe conventionnelle par la fonction sat, qui est définie comme suit [23] :

$$\operatorname{sat} \left(\frac{S}{\xi} \right) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x) & \text{if } |s(x)| > \xi \\ \frac{S}{\xi} & \text{if } |s(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (III.11)$$

ξ : est un petit scalaire positif.

$$U_n = \begin{cases} \frac{1}{\xi} K s(x) & \text{if } |s(x)| < \xi \\ K \operatorname{sgn}(x) & \text{if } |s(x)| > \xi \end{cases} \quad (III.12)$$

III.3 Commande orientée champ par modulation vectorielle spatiale

La SVM est un algorithme de commande de la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Elle permet de réduire les pertes d'énergie et de diminuer les distorsions du courant alternatif généré à partir du courant continu, par rapport au MLI classique. Pour le stator 1, la Figure III.1 dans le plan (α, β) illustre les vecteurs (V_1-V_2) qui divisent le plan en six secteurs, chacun étant décalé de 60 degrés. Afin de générer la tension de référence (V_{ref}) , on utilise deux vecteurs de tension adjacents (V_1-V_2) ainsi qu'un vecteur nul $(V_0$ ou $V_7)$ [25].

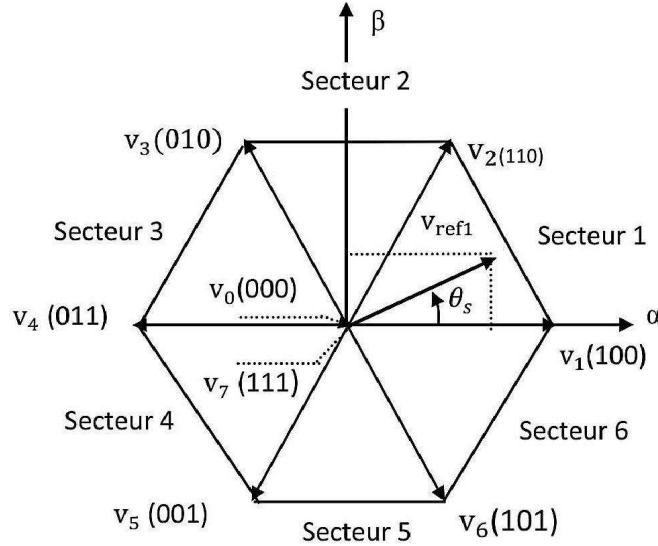


Figure III.1: Vecteur spatial de tension

La détermination des périodes T_1 et T_2 peut être exprimée par les équations suivantes [25] :

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_3 \\ v_{ref1} = \frac{T_1}{T} \bar{v}_1 + \frac{T_2}{T} \bar{v}_2 \end{cases} \quad (III.13)$$

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2E} (\sqrt{6}v_{s\alpha ref1} - \sqrt{2}v_{s\beta ref1}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T}{E} v_{s\beta ref1} \end{cases} \quad (III.14)$$

T_1, T_2 : sont les durées correspondantes des vecteurs.

T : est le temps d'échantillonnage.

v_{s1}, v_{s2} : sont les composantes de la tension de référence du stator dans le repère stationnaire (α, β) .

E : est la tension du bus continu (DC-bus).

La même procédure s'applique pour le stator 2, dans le repère (α, β) .

La topologie proposée utilise six régulateurs (six boucles de commande) pour la commande de la vitesse, du flux et des courants, en considérant l'équation générale de surface (III.1). On considère qu'un mode glissant d'ordre un est défini comme suit :

$$s(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (III.15)$$

$$s(\psi_r) = \psi_r^* - \psi_r \quad (III.16)$$

$$\begin{cases} s(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \\ s(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \\ s(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \\ s(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \end{cases} \quad (III.17)$$

Le développement de la loi de commande pour les six régulateurs dans la théorie du mode glissant est présenté ci-dessous :

III.4. Commande par mode glissant d'un MASDE

La condition de glissement est donnée par l'inégalité suivante :

$$s^*(\omega_r)s(\omega_r) < 0 \rightarrow \dot{i}_q^* = i_{qeq} - i_{qn} \quad (III.18)$$

Où :

$$i_{qn} = \begin{cases} \frac{1}{\xi_{iq}} K_{iq} s(\omega_r) & \text{if } |s(\omega_r)| < \xi_{iq} \\ K_{iq} \text{sgn}(s(\omega_r)) & \text{if } |s(\omega_r)| > \xi_{iq} \end{cases} \quad (III.19)$$

$$\begin{cases} s^*(i_{ds1})s(i_{ds1}) < 0 \rightarrow \dot{i}_d^* = i_{deq} - i_{dn} \\ s^*(i_{qs1})s(i_{qs1}) < 0 \rightarrow \dot{i}_d^* = i_{deq} - i_{dn} \\ s^*(i_{ds2})s(i_{ds2}) < 0 \rightarrow \dot{i}_d^* = i_{deq} - i_{dn} \\ s^*(i_{qs2})s(i_{qs2}) < 0 \rightarrow \dot{i}_d^* = i_{deq} - i_{dn} \end{cases} \quad (III.20)$$

Où :

Loi de commande par mode glissant du courant i_{ds1} :

$$v_{ds1n} = \begin{cases} \frac{1}{\xi_{d1}} K_{d1} s(i_{ds1}) & \text{if } |s(i_{ds1})| < \xi_{d1} \\ K_{d1} \text{sgn}(s(i_{ds1})) & \text{if } |s(i_{ds1})| > \xi_{d1} \end{cases} \quad (III.21)$$

Loi de commande par mode glissant du courant i_{ds2} :

$$v_{ds2n} = \begin{cases} \frac{1}{\xi_{d2}} K_{d2} s(i_{ds2}) & \text{if } |s(i_{ds2})| < \xi_{d2} \\ K_{d2} \text{sgn}(s(i_{ds2})) & \text{if } |s(i_{ds2})| > \xi_{d2} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Loi de commande par mode glissant du courant i_{qs1} :

$$v_{qs1n} = \begin{cases} \frac{1}{\xi_{q1}} K_{q1} s(i_{qs1}) & \text{if } |s(i_{qs1})| < \xi_{q1} \\ K_{q1} \text{sgn}(s(i_{qs1})) & \text{if } |s(i_{qs1})| > \xi_{q1} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Loi de commande par mode glissant du courant i_{qs2} :

$$v_{qs2n} = \begin{cases} \frac{1}{\xi_{q2}} K_{q2} s(i_{qs2}) & \text{if } |s(i_{qs2})| < \xi_{q2} \\ K_{q2} \text{sgn}(s(i_{qs2})) & \text{if } |s(i_{qs2})| > \xi_{q2} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

III.5. Commande par mode glissant d'ordre deux d'un MASDE:

La commande par mode glissant d'ordre deux repose sur non seulement sur contraindre la trajectoire à rester sur $s = 0$ mais aussi vise à l'attirer et la maintenir sur l'ensemble :

$$s = s' = 0 \quad (\text{III.25})$$

ce qui est un point d'équilibre pour la dynamique de la surface.

Deux algorithmes de commande par mode glissant sont utilisés pour déterminer la loi de commande [31]

Le premier algorithme est appelé: « Twisting Algorithm » et donné par:

$$\mathbf{u} = \begin{cases} -\mathbf{u} & \text{si } |\mathbf{u}| > 1 \\ -\alpha_m \text{sign}(S) & \text{si } S S' \leq 0, |\mathbf{u}| \leq 1 \\ -\alpha_M \text{sign}(S) & \text{si } S S' > 0, |\mathbf{u}| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Avec $\alpha_M > \alpha_m > 0$

Le deuxième est dite: « Super Twisting Algorithm » donné par le système suivant:

$$u = u_1 + u_2 \text{ avec } \begin{cases} u_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1, |S| > S_0 \\ -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \\ u_2 = \begin{cases} -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Les conditions correspondantes suffisantes pour la convergence en temps fini vers la surface de glissement sont :

$$\begin{cases} W > \frac{c}{\alpha_m} \\ \lambda^2 \geq \frac{4C \alpha_M \{W+C\}}{\alpha_m^2 \alpha_m \{W-C\}} \\ 0 < \rho < 0.5 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Ce contrôleur peut être simplifié lorsque le système à commander (II.26) est dépend linéairement au commande, u n'a pas besoin d'être orné et $S_0 \rightarrow +\infty$.

$$\begin{cases} u = -\lambda|S|^\rho \text{sign}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = W \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

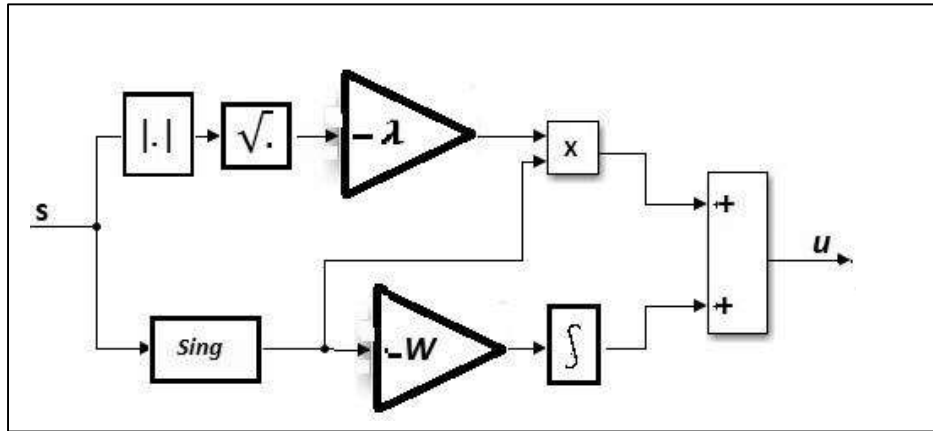


Figure III.2: Structure de régulateur avec Super Twisting Algorithm avec $\rho = 0.5$

L'algorithme donné par le système d'équation (II.33) sera utilisé pour les cinq régulateurs par mode glissant d'ordre deux en utilisant les surfaces de glissement: $S(\omega)$, $S(i_{ds1})$, $S(i_{ds2})$, $S(i_{qs1})$ et $S(i_{qs2})$.

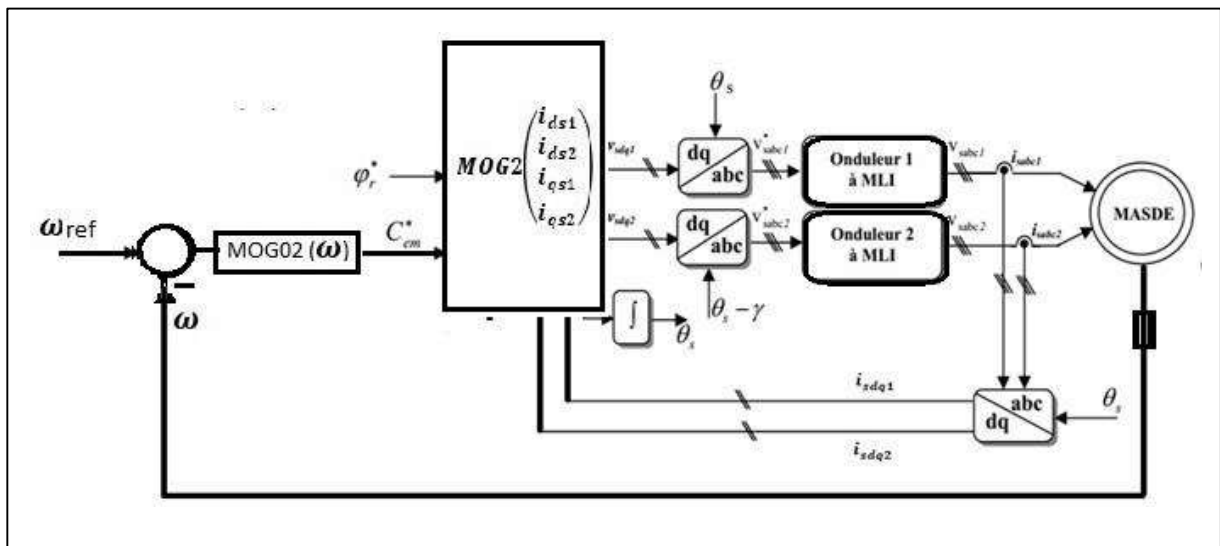


Figure III.3: Schéma bloc de la commande MOG2 d'un MASDE

III.6 Résultats de la simulation

Les paramètres du MASDE sont donnés par le tableau (Annexe) en utilisant l'algorithme « Super Twisting Algorithm » en prenant : $\rho = 0.5$, $W = 4000$, $\lambda = 800$ avec l'application d'un couple résistant $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t=1.5\text{s}$.

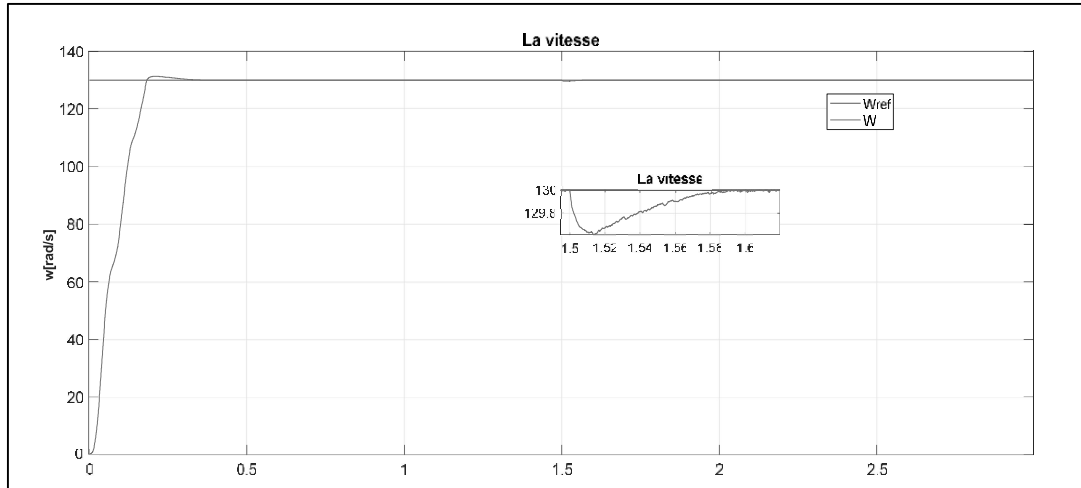


Figure III.4: Vitesse de rotation

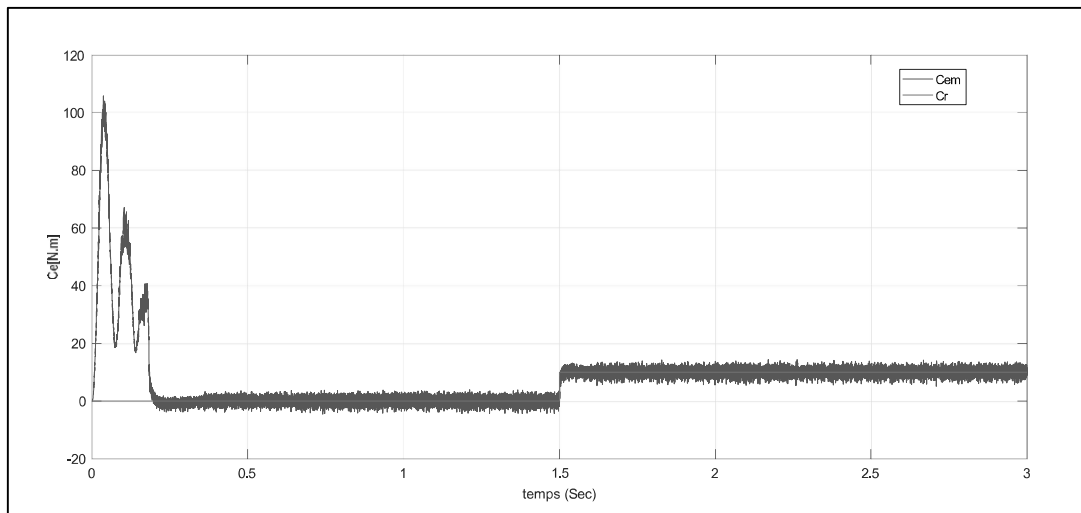


Figure III.5: Couple électromagnétique

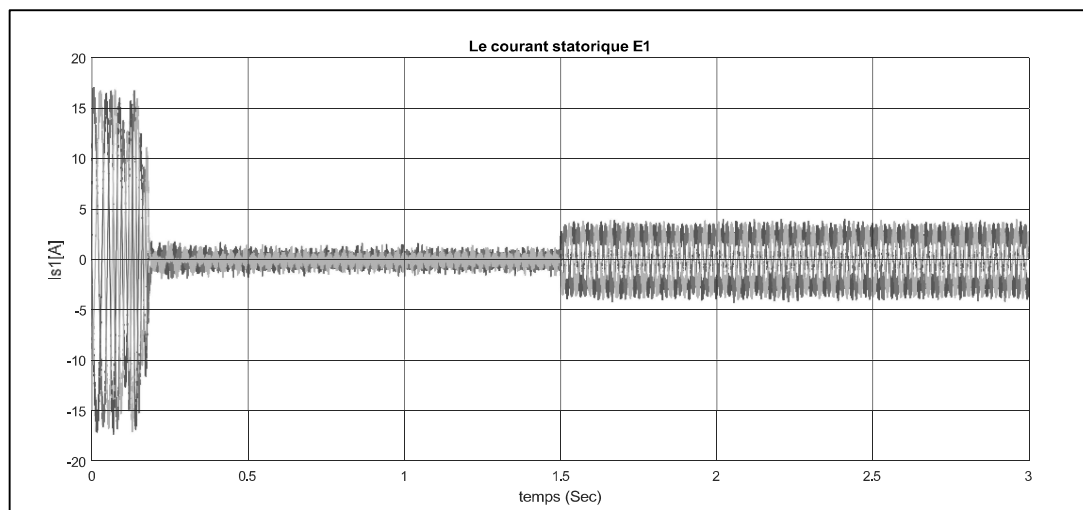


Figure III.6: Courant statorique Etoile1

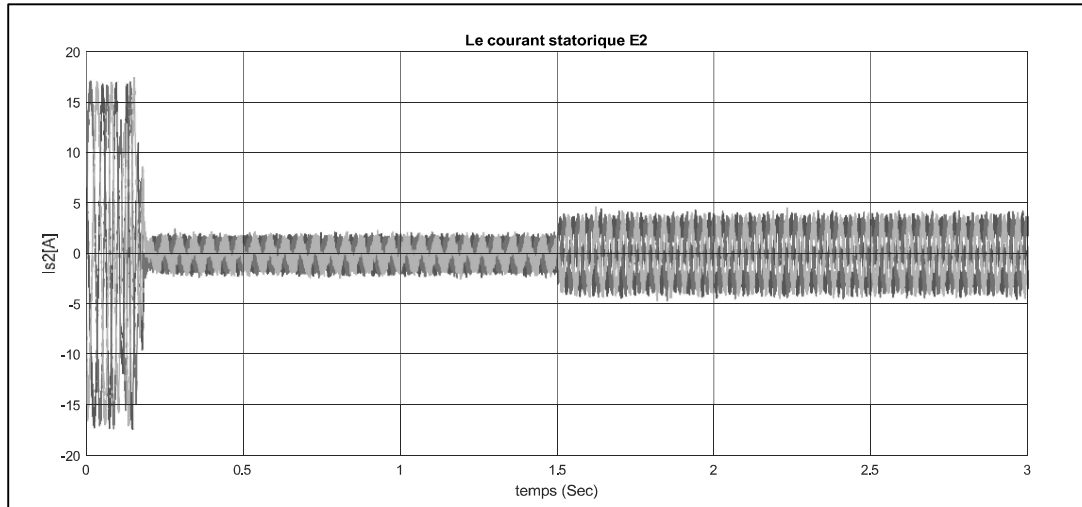


Figure III.7: Courant statorique Etoile2

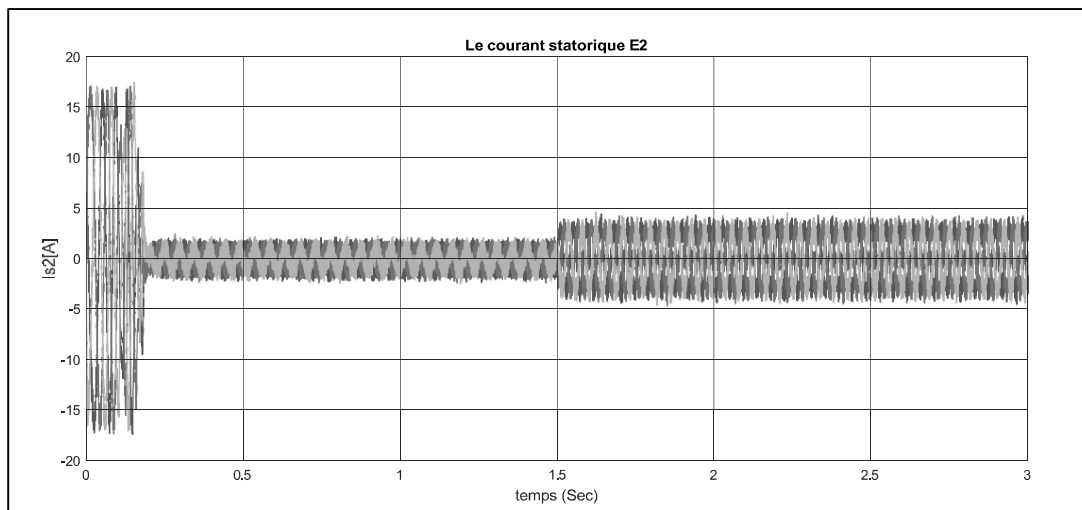


Figure III.8: Courant rotorique

III.7. Interprétation des résultats

La vitesse (figure III.4) suit dans très faible temps la vitesse de référence et avec une précision très acceptable.

Après l'introduction du couple résistant la vitesse diminue un peu jusqu'à 129.6 rd/s puis elle revient rapidement à la référence, ce qui montre la robustesse de la commande.

Les courbes représentant des courants statoriques (figure III.6) et (figure III.7) présentent une forme sinusoïdale bien définie ce qui permet de valider le bon fonctionnement de la commande.

L'allure du couple électromagnétique (figure III.6) présente des oscillations à amplitude notamment faible dans le fonctionnement à vide et en charge.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande par mode glissant en montrant sa qualité élevée et sa robustesse dans le domaine de commande des machines électriques.

On a présenté aussi les différentes étapes à suivre pour élaborer la commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux appliquée à un moteur électrique asynchrone à double étoile.

Les résultats de simulation obtenus confirment la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre deux.



Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail on a montré que la machine asynchrone double étoile représente une solution adéquate pour l'entraînement des machines électriques, grâce à sa structure particulière et à sa capacité à réduire les harmoniques et à améliorer la fiabilité.

La commande par mode glissant d'ordre deux a permis d'obtenir une commande précise et efficace du couple et du flux, avec une robustesse lors de l'application de la charge.

Les résultats de cette étude attestent de la contribution majeure de la commande par mode glissant. Celle-ci confère au système une robustesse accentuée et des performances dynamiques supérieures, notamment en environnement perturbé. Dès lors, cette stratégie de commande s'impose comme une solution des plus encourageantes pour l'optimisation des entraînements des machines électriques modernes.



Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. AREZKI, "Contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par onduleurs multi niveaux", Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005
- [2] M. H. LAZREG, A. BENTAALLAH, "Different Techniques for double star induction machine drive under GUI / Matlab," IEEE International Conference on Applied Smart Systems (ICASS'2018), Medea, Algeria, 24-25 November 2018.
- [3] D. HADIOUCHE, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2000.
- [4] M. HECHLEF, "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, Algérie, Octobre 2017.
- [5] KhoudirMarouani "contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile ". These DE. Doctorat. Ecole Militaire Polytechnique. France. 17 juin 2010.
- [6] M.I. Hemmami, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", Mémoire de Magister, université de Biskra, 2012.
- [7] S.BENRABIA ; A.BENDIB, Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi niveaux, Mémoire d'ingénieur de l'Université MohamedBoudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [8] BARAMBONES, Oscar et ALKORTA, Patxi, «Position control of the induction motor using an adaptive sliding-mode controller and observers, » IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, vol. 61, no 12, p. 6556-6565.
- [9] H. Hamache, "Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile : conception , alimentation et commande" mémoire de magister EMP, 2004.
- [10] H. Amimeur, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoilepar Mode de Glissement », Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Mai 2008.
- [11] Djaborebbi Amina "Etude et commande d'machine Asynchrone double étoile " Thème Master académique ouargla ,2013.

- [12] REED, David M. et HOFMANN, F. Heath « Direct field oriented control of an induction machine using an adaptive rotor resistance estimator, » In : Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE. IEEE, 2010. p. 1158- 1165.
- [13] CANUDAS DE WIT, "Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC", France : Hermès Science Publication, 2000.
- [14] Hardik A. Shah, Ami T. Patel, S. K. Shah , Rakesh Patel, « Controller Design via Sliding Mode Control Approach of Induction Motor--A Survey, » In : Advanced Computing & Communication Technologies (ACCT), 2014 Fourth International Conference on. IEEE, 2014. p. 541-546.
- [15] C. Carlos. "Modélisation Commande vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones", Edition 1, Hermes Science Europe, 2000.
- [16] Moussa, "Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage," Thèse de doctorat, université du Québec, 2008.
- [17] L. BAGHLI « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 2004
- [18] E. Nechadi, M. N. Harmas, A. Ferhat-Hamida, K. Zehar, « Stabilisation d'un Système Electro- énergétique par Contrôleur Flou en Mode Glissant », 3rd International Conference: Science of Electronics, Technologies of Information and Telecommunication, March 27-31, 2005-TUNISIA
- [19] L. Benalia, « Commande En Tension Des Moteurs A Induction Double Aliments,» These De Doctorat En Science En Electrotechnique, Universite De Batna, , Algerie, 2010.
- [20] S.BENRABIA ; A.BENDIB, Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi niveaux, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [21] Fenni, Athmane. Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Université Mohamed Khider Biskra, 2013.
- [22] A.R. Boudjema, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents", Mémoire master, Université de Biskra, 2014
- [23] F. Mehazzem, "Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique". Thèse de Doctorat en Electronique, optronique et systèmes, Université Paris-EST, ESIEE, decembre 2010.

- [24] Ali Saghafinia, Hew Wooi Ping, Mohammad Nasir Uddin, and Khalaf Salloum Gaied, «Adaptive fuzzy sliding-mode control into chattering-free IM drive, » IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, vol. 51, no 1, p. 692-701.
- [25] N. Bounasla, "Commande par mode glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents", mémoire master, Université de Sétif, 2014
- [26] Sadouni, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Mémoire de Magister, Université de Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2010.
- [27] Z. Boudjemaa "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-Flou" mémoire de magister, ENSET, Oran, 2010.
- [28] A. Abdelkarim "Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques ", these Doctorat, University of Biskra,2017.
- [29] Amieur Toufik, M. Boumehraz , Commande des systèmes non linéaires par mode glissant avec gain adaptatif , First International Conférence on Electric Engineering (CIGET'09), October, 25-26,2009, Tébessa, Algeria.
- [30] SADOUNI Radhwane "commande directe du couple (DTC-SVM) d'une masse associée à deux onduleurs multiniveaux en cascade avec un redresseur à mli pilote par DPC", Année Universitaire : 2016/2017.
- [31] A. Levant, (Levantovsky, L.V.), 1993, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control". International Journal of Control, 58, 1247–1263.]

A graphic of a scroll with a light gray background and a darker gray border. The scroll is partially unrolled, with the top and bottom edges showing a slight curve. The word "Annexe" is written in a bold, black, serif font in the center of the scroll.

Annexe

Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone double étoile

Paramètres	valeur	unité
P_n	4.5	kW
I_n	6.5	A
N	2840	tr/mn
C_n	14	N.m
P	1	
$R_{s1}=R_{s2}$	1.86	Ω
R_r	2.12	Ω
$L_{s1}=L_{s2}$	0.022	H
L_r	0.006	H
L_m	0.3672	H
J	0.0625	kg.m ²
K_f	0.001	N.m.s/rad
F	50	Hz