

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

Réf:...../2025



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Présenté par

NECHLA AMINE
KHELFA RABEH

Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Filière : Électromécanique

Spécialité : Électromécanique

Thème

**Modélisation, Commande vectorielle et
simulation d'une machine asynchrone**

Soutenu publiquement, le 22/06 /2025, devant le jury composé de :

Mr. BEAZI Abderrezak	Pr	Univ. Guelma	Président
Mme. BENMOHAMED Hanane	MCB	Univ. Guelma	Encadreur
Mr. DJEBALA Abderrazek	Pr	Univ. Guelma	Examineur
Mme. KECHIDA Sihem	Pr	Univ. Guelma	Examinatrice

Année Universitaire : 2024/2025

Remerciements

En conclusion de ce travail, nous voulons avant tout adresser nos remerciements à Dieu, omnipotent et plein de miséricorde, qui nous a accordé la force et la persévérance nécessaires lors de ces longues années d'études.

Nous souhaitons exprimer notre immense reconnaissance et nos remerciements les plus sincères à notre superviseur, **Dr. BENMOHAMED Hanene**, pour sa patience, son soutien, ses conseils précieux, son assistance et sa présence constante durant toute la durée de nos études. Sans lui, ce mémoire n'aurait jamais vu le jour. Puisse-t-il trouver dans ce travail un hommage vibrant à son grand dévouement et à sa personnalité remarquable.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos remerciements au **Dr ALLELE Selma** pour sa patience, son accompagnement, ses conseils avisés et son assistance précieuse. Nous prions instamment Dieu de nous donner la réussite dans cette tâche.

Nous tenons spécialement à exprimer notre gratitude envers les professeurs du département d'ingénierie électrotechnique et automatique pour leur soutien et disponibilité, de même qu'envers tous les enseignants qui ont participé à ma formation.

Nous tenons également à remercier les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger ce travail.

.

A.NECHLA ET R.KHELFA

Dédicace

Nous dédions ce modeste travail à :

*En premier lieu ceux que personne ne peut compenser les
sacrifices qu'ils ont consentis pour notre éducation et notre bien- être à nos parents qui
se sont sacrifiés pour nous prendre en charge tout au long de notre formation et qui sont
l'origine de notre réussite que dieu les garde et les protèges*

*A notre famille et nos chers amis qui nous ont accordé leur soutien dans les instants les
plus difficiles*

Toute personne qui de près ou de loin a participé à notre formation.

A.NECHLA

Dédicace

*En cet événement marquant dans ma vie je dédie ce modeste travail Tout d'abord à MES
CHERS PARENTS Pour tous leurs efforts, leurs encouragements et leurs patiences Durant
toutes ces années d'études , à ma sœur, à ma collègue dans ce travail AMINE, à ma familles
KHELFA ET BOUACIDA », à tous mes collègues et mes amis sans exceptions, vous qui
m'admirez tant, soyez surs que ce travail est le résultat de votre confiance en moi Mes
remerciements à tous*

R.KHELFA

RESUME

Ce travail de fin d'études s'inscrit dans le domaine de la commande des machines asynchrones, et plus précisément dans l'amélioration des performances dynamiques d'un système de commande vectorielle. L'objectif principal de ce projet est de comparer la régulation de vitesse d'une machine asynchrone à l'aide d'un régulateur PI classique avec celle obtenue par un régulateur basé sur la logique floue.

La commande PI, bien qu'efficace dans les régimes établis, présente certaines limites lors des régimes transitoires, notamment en termes de dépassement, de temps de réponse et de sensibilité aux variations de charge. Pour pallier ces insuffisances, une commande floue a été implémentée, permettant une prise de décision plus souple et adaptative grâce à l'utilisation de règles linguistiques et d'une inférence non linéaire.

Les deux stratégies de commande ont été développées et simulées sous MATLAB/Simulink, en conservant la même structure de commande vectorielle. Les résultats de simulation ont montré que la commande par logique floue permet de réduire significativement le temps de réponse, le dépassement maximal et l'erreur statique, offrant ainsi une amélioration notable du comportement transitoire du système par rapport à la commande PI classique.

Ce projet met en évidence les avantages de l'intelligence artificielle dans le domaine du contrôle des machines électriques, notamment pour les applications nécessitant des performances dynamiques élevées.

Mots clés : Machine asynchrone, Modélisation, Commande vectorielle, Commande PI, Logique floue

ABSTRACT

This end-of-studies project is in the field of asynchronous machine control, and more specifically in the improvement of the dynamic performance of a vector control system. The main objective of this project is to compare the speed control of an asynchronous machine using a conventional PI controller with that obtained using a controller based on fuzzy logic. Although PI control is effective in steady state conditions, it has certain limitations in transient conditions, particularly in terms of overshoot, response time and sensitivity to load variations. To overcome these shortcomings, fuzzy control was implemented, enabling more flexible and adaptive decision-making through the use of linguistic rules and non-linear inference.

Both control strategies were developed and simulated using MATLAB/Simulink, retaining the same vector control structure. The simulation results showed that fuzzy logic control significantly reduces response time, maximum overshoot and static error, offering a significant improvement in the transient behaviour of the system compared with conventional PI control.

This project highlights the advantages of artificial intelligence in the control of electrical machines, particularly for applications requiring high dynamic performance.

Keywords: Modeling, Induction machine, Vector control, Controller PI, Fuzzy logic

ملخص

يندرج مشروع نهاية الدراسة هذا في مجال التحكم في الماكينة غير المتزامنة، وبشكل أكثر تحديدًا في تحسين الأداء الديناميكي لنظام تحكم متجه. الهدف الرئيسي من هذا المشروع هو مقارنة التحكم في سرعة آلة غير متزامنة باستخدام وحدة تحكم PI تقليدية مع تلك التي تم الحصول عليها باستخدام وحدة تحكم تعتمد على المنطق الضبابي.

على الرغم من أن التحكم في PI فعال في ظروف الحالة المستقرة، إلا أن له بعض القيود في الظروف العابرة، خاصة من حيث التجاوز، وزمن الاستجابة والحساسية لتغيرات الحمل. للتغلب على أوجه القصور هذه، تم تنفيذ التحكم الضبابي، مما يتيح اتخاذ قرارات أكثر مرونة وتكيفًا من خلال استخدام القواعد اللغوية والاستدلال غير الخطي.

تم تطوير كلتا استراتيجيتي التحكم ومحاكتهما باستخدام MATLAB/Simulink، مع الاحتفاظ بنفس بنية التحكم في المتجهات. أظهرت نتائج المحاكاة أن التحكم المنطقي الضبابي يقلل بشكل كبير من زمن الاستجابة والحد الأقصى للتجاوز والخطأ الثابت، مما يوفر تحسنًا كبيرًا في السلوك العابر للنظام مقارنةً بالتحكم التقليدي في مؤشر الدوران.

يسلط هذا المشروع الضوء على مزايا الذكاء الاصطناعي في التحكم في الآلات الكهربائية، خاصةً للتطبيقات التي تتطلب أداءً ديناميكيًا عاليًا.

الكلمات المفتاحية : آلة غير متزامنة، نمذجة، تحكم متجهي، تحكم PI ، منطق ضبابي

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I.....	3
<i>État de l'Art de la Machine Asynchrone triphasé</i>	<i>3</i>
I.1 Introduction	4
I.2 Définition	4
I.3 Constitution de la machine asynchrone :	4
I.3.1 Stator	5
I.3.2 Le rotor :.....	5
I.3.2.1 Rotor bobiné.....	6
I.3.2.2 Rotor à cage d'écureuil :	6
I.3.3 Paliers :.....	7
I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	8
I.4.1 Fonctionnement à vide.....	8
I.4.2 Fonctionnement en charge.....	8
I.5 Domain d'utilisation de la machine asynchrone triphasé.....	8
I.5.1 Fonctionnement Moteur	8
I.5.2 Fonctionnement Génératrice	8
I.6 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	9
I.7 Démarrage de la machine asynchrone.....	9
I.7.1 Démarrage Direct	9
I.7.1.1 Démarrage direct moteur un sens de rotation.....	9
I.7.1.2 Démarrage direct moteur deux sens de rotation	10
I.7.2 Démarrage moteur étoile/triangle.....	10
I.7.3 Démarrage par élimination des résistances rotorique	11
I.7.4 Démarrage par résistance statorique	11
I.7.5 Démarrage électronique.....	11
I.7.5.1 Le démarreur progressif électronique (ou soft starter)	11
I.7.6 Le démarrage avec variateur de fréquence	12
I.8 Freinage des moteurs asynchrones.....	13
I.8.1 Freinage à contre-courant.....	13
I.8.2 Freinage par injection du courant continu	13
I.8.4 Freinage par fonctionnement en génératrice asynchrone.....	14
I.9 Conclusion.....	14
CHAPITRE II.....	15

MODELISATION, COMMANDE VECTORIEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE	15
II.1 Introduction	16
II.2 Outil de simulation MATLAB/Simulink.....	16
II.3 Modélisation de la machine asynchrone	16
II.3.1 Hypothèses et simplifications.....	17
II.3.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone	17
II.3.3 Modèle de la machine asynchrone triphasée.....	18
II.3.3.1 Équations électriques.....	18
II.3.3.2 Équations magnétiques.....	19
II.3.5 Transformation de Park	20
II.3.4.1 Équations électriques.....	21
II.3.4.2 Équations magnétiques.....	22
II.4 Équations mécaniques	22
II.3.5 Modèle de la machine en représentation d'état	23
II.4 Commande vectorielle FOC des machines asynchrones	23
II.4.1 Principe de la commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control)	24
II.4.2 Découplage flux/couple	24
II.5 Commande vectorielle basée sur PI.....	25
II.6 Commande vectorielle basée sur logique floue	26
II.6.1 Définition.....	26
II.6.2 Structure.....	26
II.6.2.1 Fuzzification	27
II.6.2.2 Règles d'inférence.....	27
II.6.2.3 Defuzzification	27
II.7 Conclusion.....	28
CHAPITRE III	29
RESULTATS ET DISCUSSIONS	29
III.1 Introduction	30
III.2 Structure du système étudié	30
III.3 Méthode proposée	31
III.4 Résultats et discussion.....	32
III.4.1 Performance de machine asynchrone par commande vectorielle basée sur PI	32
III.4.2 Performance de machine asynchrone par commande vectorielle basée sur logique floue ...	35
III.4.3 Comparaison des résultats.....	37
Conclusion générale.....	42
Références bibliographiques.....	44

Liste des figures

Figure I-1	Photos d'une machine asynchrone, stator et rotor de la machine
Figure I-2	Le stator d'un moteur Asynchrone triphasé
Figure I-3	Rotor bobiné
Figure I-4	Rotor à cage d'écureuil
Figure I-5	Paliers
Figure I-6	Démarrage Direct à un seul sens
Figure I-7	Démarrage moteur étoile/triangle
Figure I-8	Le démarreur progressif électronique SCR
Figure I-9	Un démarreur progressif électronique
Figure I-10	Le démarrage avec variateur de fréquence
Figure II-1	Modèle de la machine asynchrone
Figure II-2	Reconstitutions des tensions V_{sd} , V_{sq}
Figure II-3	Bloc de découplage par orientation du flux rotorique.
Figure II-4	Commande proportionnelle-intégrale PI
Figure II-5	Structure de la commande par la logique floue
Figure III-1	Structure du système étudié
Figure III-2	Fuzzification de l'entrée du contrôleur floue.
Figure III-3	Fuzzification de la sortie du contrôleur floue.
Figure III-4	1 ^{ère} test commande par PI de la machine asynchrone: (a) Couple, (b) Vitesse, (c) Courants statoriques, (d) Flux rotorique.
Figure III-5	2 ^{ème} test commande par logique floue de la machine asynchrone: (a) Couple, (b) Vitesse, (c) Courants statoriques, (d) Flux rotorique.
Figure III-6	Comparaison des résultats: (a) Couple, (b) Vitesse, (c) Courants statoriques, (d) Flux rotorique.

Liste des tableaux

Tableau I-1	Avantages et inconvénients de la machine asynchrone
Tableau III-1	loi de Logique Floue
Tableau III-2	Comparaison des performances

NOMENCLATURE

MAS	Machine Asynchrone
PI	Proportionnel Intégral
s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
A,B,C	Indices correspondants aux trois phases du stator
a,b,c	Indices correspondants aux trois phases du rotor
d,q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
V	Tension
L_r	L'inductance rotorique
L_s	L'inductance statorique
M	l'inductance mutuelle
Θ	angle de rotation
σ	coefficient de dispersion de blondel.
T_r	Constante de temp statorique
T_s	Constante de temps statorique
J	Moment d'inertie des pièces tournantes
ω_r	Vitesse mécanique du rotor en tr /mn
V_{Sa} V_{Sb} V_{Sc}	Tensions appliquées aux trois phases statiques.
i_{ra} i_{rb} i_{rc}	Courants rotorique
φ	Flux
φ_{ra} φ_{rb} φ_{rc}	Flux rotoriques
R_S	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
L1, L2 ,L3	alimentation triphasée
Q1	sectionneur fusible
KM1	contacteur principale 1
F1	relais thermique
M	moteur triphasé
CTS	Champ tournant statorique
CTR	Champ tournant rotorique
K_p, K_i	Gain de régulateur PI

Paramètre utilisé dans cette travail :

$R_r=3.805$;

$J=0.031$;

$F=50$;

$P=2$;

$R_s=4.85$;

$M=0.258$;

$L_s=L_r=0.274$;

$F_{por}=5000$.

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone (MAS) joue un rôle très important dans les secteurs industriels et les transports, principalement en raison de sa robustesse et de son faible coût, et sa simplicité d'entretien, elle est caractérisée par une non-linéarité inhérente et un couplage étroit entre le flux et le couple. Ces attributs compliquent la maîtrise directe de ses paramètres dynamiques, surtout dans les applications nécessitant des performances supérieures en termes de vitesse et de couple.

De nombreuses recherches ont été faites pour créer des commandes performantes pour contrôler en temps réel le flux et le couple. Parmi ces commandes : la commande scalaire, commande vectorielle à flux orienté (Field Oriented Control : FOC). Cette dernière qui est appliquée dans notre étude, c'est une technique avancée de contrôle des MAS, a pour but de reproduire le comportement des machines à courant continu, en garantissant un découplage entre le flux et le couple. Toutefois, cette approche s'appuie sur des modèles mathématiques spécifiques et des évaluations ou déterminations exactes de la position du flux rotorique, posant ainsi divers défis.

Cette méthode repose sur la transformation de Park. Ce pendant les performances de cette commande dépendent fortement de la qualité des régulateurs PI (Proportionnel – integral) qui est utilisé pour contrôler les courants et la vitesse.

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variant. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue qui s'appliquent de plus en plus dans le contrôle de la machine à induction et l'adaptation de sa commande vectorielle.

Problématique :

Est-il envisageable d'explorer des solutions alternatives telles que la logique floue ou adaptative pour transcender les contraintes des régulateurs traditionnels de type PI employés dans la commande par FOC ?

L'objectif de ce travail est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle d'une MAS en introduisant des contrôleurs classiques associée à une introduction à la logique floue.

Ce mémoire est organisé en Trois chapitres :

- Le premier chapitre présentant l'état de l'art de la machine asynchrone : domaine d'utilisation de la machine asynchrone triphasée et démarrage et freinage de la machine asynchrone
- Dans le deuxième chapitre a été consacré sur la modélisation et à la commande vectorielle de la machine asynchrone.
- Le troisième chapitre contient simulation et résultat discuté : à l'aide des résultats présentés aux deux précédents chapitres. Des MATLAB/simulation préliminaires de commande vectorielle de la machine asynchrone feront l'objet d'une réalisation et l'étude. Une amélioration de la commande vectorielle de la machine synchrone sera présentée à la fin de ce manuscrit. Des résultats de simulation seront également abordés dans ce dernier chapitre.
- En en dernier une conclusion générale qui propose un récapitulatif des travaux effectués et souligne les opportunités offertes par ce mémoire.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and a horizontal strip at the top, both featuring scroll-like ends.

CHAPITRE I

État de l'Art de la Machine

Asynchrone triphasé

I.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présenterons les machines asynchrones sont universellement considérées comme des machines de travail dans les applications industrielles. Ces dispositifs électromécaniques complexes sont robustes et utilisés non seulement pour des applications générales telles que les pompes, les centrifugeuses, les ascenseurs, etc., mais aussi dans des environnements dangereux et difficiles, comme les poulies et les broyeurs des centrales à charbon, ainsi que dans les usines pétrochimiques et de gaz naturel. Les machines à induction, comme générateurs, trouvent de nombreuses applications dans la production d'énergie renouvelable, comme les éoliennes. Robustes, elles nécessitent peu d'entretien et offrent une fiabilité et un rendement élevés. La gamme de machines à induction disponible varie considérablement, de quelques centaines de watts à plusieurs mégawatts, et répond à la quasi-totalité des besoins de production d'industries variées. Il existe donc une forte demande pour des machines à induction sûres et fiables [1].

I.2 Définition

La machine asynchrone triphasée, également appelée machine à induction, est un moteur électrique fonctionnant en courant alternatif, très répandu dans l'industrie pour sa robustesse et son efficacité. Son principe de fonctionnement repose sur la création d'un champ magnétique tournant dans le stator, qui induit des courants dans le rotor, permettant ainsi un transfert d'énergie par induction électromagnétique sans contact électrique direct entre les deux parties. Une caractéristique essentielle de cette machine est le glissement, qui correspond à la différence de vitesse entre le rotor et le champ magnétique tournant.

I.3 Constitution de la machine asynchrone :

La machine asynchrone se compose d'une partie statique nommée stator et d'une partie mobile désignée sous le terme de rotor. À la différence des machines synchrones et à courant continu, seuls les bobinages statoriques sont reliés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) déterminent l'état magnétique de l'entrefer. Les enroulements du rotor sont connectés sur eux-mêmes. Ainsi, le moteur asynchrone ne dispose ni d'enroulement d'excitation ni de aimants permanents. En ce qui concerne le flux rotorique requis pour générer le couple électromagnétique, il est obtenu par le biais de l'induction [2].

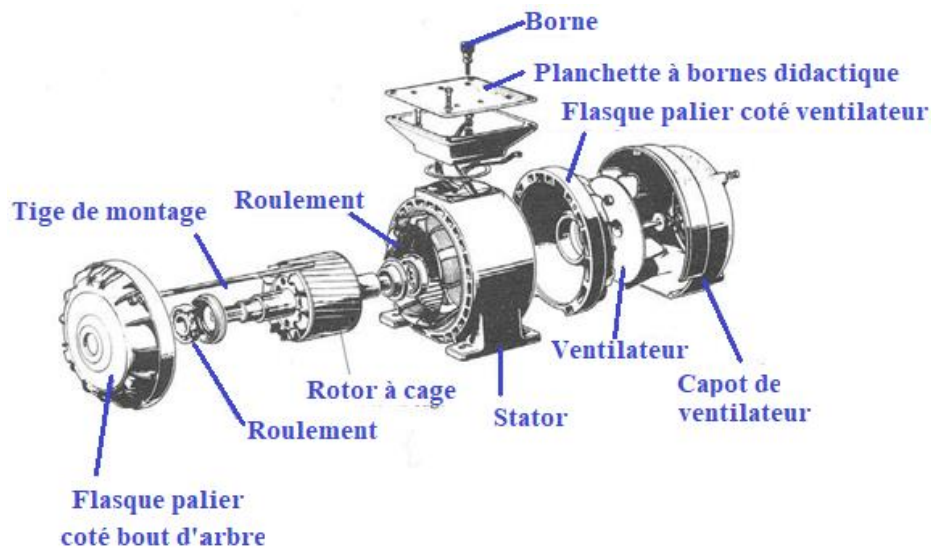


Figure I-1: Photos d'une machine asynchrone, stator et rotor de la machine [2]

I.3.1 Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I-2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.

Les encoches créent un champ magnétique dans l'espace entre les pôles, ce qui conduit à la conversion électromagnétique. Pour ce qui est des têtes de bobines, elles assurent la fermeture des courants en orchestrant la circulation astucieuse des courants d'un conducteur à l'encoche suivante [3].



Figure I-2 : Le stator d'un moteur asynchrone triphasé

I.3.2 Le rotor :

Le rotor est constitué d'un cylindre de tôles perforées sur leur bord externe, créant ainsi des encoches destinées à accueillir des conducteurs traversés par des courants induits,

également désignés sous le nom de « courants rotoriques ». Ces derniers sont engendrés exclusivement par le champ tournant du stator. Il est à noter que le rotor n'est pas relié à une source d'énergie externe par un câblage électrique. Un entrefer de très faible amplitude, variant de 0,4 à 2 mm, sépare le rotor du stator [4].

On distingue deux sortes de rotors :

- 1 – Rotor enroulé (à bagues).
- 2 – Rotor à cage d'écureuil. .

I.3.2.1 Rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle empilées sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques. Les extrémités des enroulements rotorique sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux.

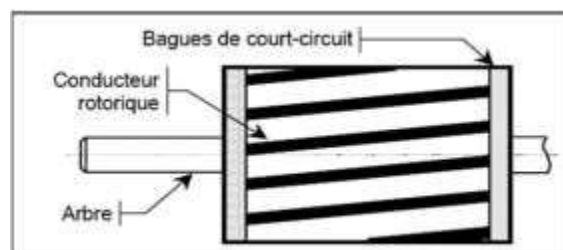


Figure I-3 : Rotor bobiné

I.3.2.2 Rotor à cage d'écureuil :

Le rotor est constitué de barres conductrices disposées de manière régulière entre deux couronnes métalliques. Ces dernières font office de bords et rappellent par-là la structure d'une cage à écureuils. Il convient de noter que cette cage est intégrée dans un circuit magnétique similaire à celui du moteur à rotor enroulé. Selon les caractéristiques mécaniques et électriques requises par le producteur, les barres sont fabriquées à partir de cuivre, de

bronze ou d'aluminium. Dans le cadre de certaines configurations, notamment celles spécifiquement conçues pour des moteurs à basse tension, la cage est fabriquée par un procédé de fusion et de centrifugation de l'aluminium. Il a été démontré que, lorsque le nombre de barres est suffisant, la cage se transforme automatiquement en un circuit polyphasé avec une polarité appropriée [4].

Ce genre de moteur, nettement plus facile à fabriquer que le moteur à rotor enroulé, a donc un coût de production plus bas et bénéficie d'une durabilité intrinsèquement supérieure. Il n'est donc pas surprenant qu'il représente la majorité du parc de moteurs asynchrones en fonctionnement actuellement. Son principal défaut est qu'il présente, dès le départ, des inconvénients. D'autres variantes de cages ont été mises au point (cage rotative double et cage avec encoches profondes). Son principal défaut est qu'il présente, dès le départ, de mauvaises performances (fort courant et faible couple). Pour résoudre ce problème, deux autres variantes de cages ont été mises au point (cage rotative double et cage avec encoches profondes) [4].

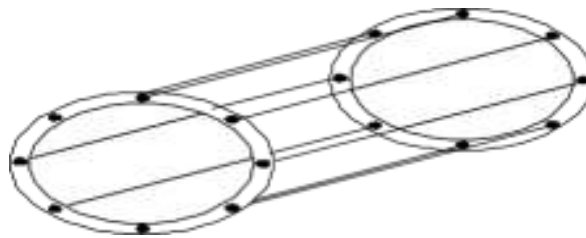


Figure I.4 : Rotor à cage d'écureuil

I.3.3 Paliers :

Les paliers, conçus pour maintenir et faire tourner l'arbre rotorique, sont composés de flasques et de roulements à billes insérés par chauffage sur l'arbre. Les flasques, fabriquées en fonte, sont attachées au boîtier statorique à l'aide de boulons ou de tiges de fixation [5].



Figure I-5 : Paliers]

I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

I.4.1 Fonctionnement à vide

Les matières Le mode à vide signifie que le moteur n'entraîne aucune charge. Il n'y a aucun glissement et le moteur fonctionne à la vitesse de synchronisation [6].

A vide : $g \approx 0$ donc $n_s = n$, $T_u = T_0$, le facteur de puissance à vide est très faible ($\cos(\varphi) < 0.2$) et le courant absorbé reste négligeable (P est petit et Q grand).

On se réfère alors à un courant réactif ou magnétisant (qui est utilisé pour générer le champ magnétique) [6].

I.4.2 Fonctionnement en charge

Le dispositif consomme actuellement de l'énergie active et délivre de la puissance mécanique, tandis que le stator fait appel à un courant actif [6].

En régime permanent, ou régime établi :

$$T_u = T_r \quad [6]$$

I.5 Domain d'utilisation de la machine asynchrone triphasé

I.5.1 Fonctionnement Moteur

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence, les moteurs asynchrones ont, pour leur grande majorité, un rotor à cage. Les progrès accomplis ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que réduire la part des moteurs asynchrone à rotor bobiné par rapport à leurs homologues à cage d'écureuil [2].

I.5.2 Fonctionnement Génératrice

Le générateur asynchrone est beaucoup plus rare que l'alternateur, mais on le trouve dans quelques applications de puissance limitée comme les microcentrales hydrauliques, il occupe surtout la plus grande part du marché des éoliennes, le plus souvent avec des machines à cage d'écureuil pour les puissances modestes, mais aussi avec des machines à rotor bobiné pour les installations plus importantes [2].

I.6 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Comme les autres machines électriques, la MAS présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications. On résume tous les avantages et les inconvénients dans un tableau ci-dessous :

Tableau I-1 : Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Avantages	Inconvénients
Sa robustesse mécanique	l'absorption du réactif qu'il faut parfois Compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au Voisinage de la vitesse de synchronisme
Son faible coût.	Le courant de démarrage plus élevé (5 à 8 fois le courant nominal).
L'absence d'entretien constant.	Difficile de contrôler la vitesse

I.7 Démarrage de la machine asynchrone

I.7.1 Démarrage Direct

Afin d'effectuer un démarrage immédiat, il est nécessaire de disposer d'un boîtier de démarrage classique, fréquemment accompagné de protections thermiques. Il est à noter que l'alimentation électrique du relais de commande est prise entre deux phases ou entre la phase et le neutre. Le dispositif se caractérise par une fonctionnalité d'auto-maintien qui assure la persistance de l'actionnement du contacteur, même après la libération du bouton de commande.

Le problème principal réside dans l'intensité de démarrage, lorsque le moteur est en triangle (6 à 8 fois l'intensité nominale) [7].

I.7.1.1 Démarrage direct moteur un sens de rotation

Le moteur asynchrone triphasé est un dispositif qui, par définition, est alimenté directement sur le réseau. Le fonctionnement du moteur est assuré par deux boutons distincts : l'un permet de le mettre en marche, tandis que l'autre a pour fonction de l'arrêter. Il convient de préciser que l'arrêt est prioritaire par rapport à la mise en marche. L'appareil se compose d'un sectionneur, d'un contacteur et d'un relais thermique [8].

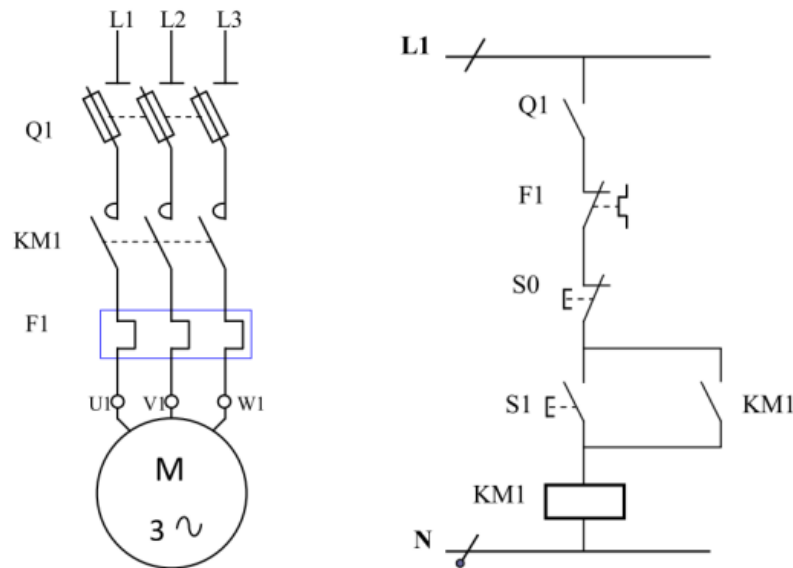


Figure I.6 : Démarrage Direct à un seul sens

I.7.1.2 Démarrage direct moteur deux sens de rotation

Un moteur asynchrone alimente directement le réseau. Le moteur est activé par le biais de trois boutons distincts : un premier bouton permettant la mise en marche, un deuxième permettant la mise en marche arrière et un troisième permettant l'arrêt de l'appareil. Il convient de préciser que l'arrêt est prioritaire. L'équipement en question se compose d'un sectionneur, de deux contacteurs pourvus d'un inter-verrouillage et d'un relais thermique [8].

I.7.2 Démarrage moteur étoile/triangle

L'alimentation d'un moteur asynchrone triphasé, qui requiert une puissance significative, justifie l'utilisation de ce type de démarrage. En effet, celui-ci permet de restreindre le courant d'appel lors du démarrage. Le moteur est activé par deux boutons distincts, à savoir un bouton de mise en marche et un bouton d'arrêt, dont la fonction est de permettre la coupure de l'alimentation du moteur [7].

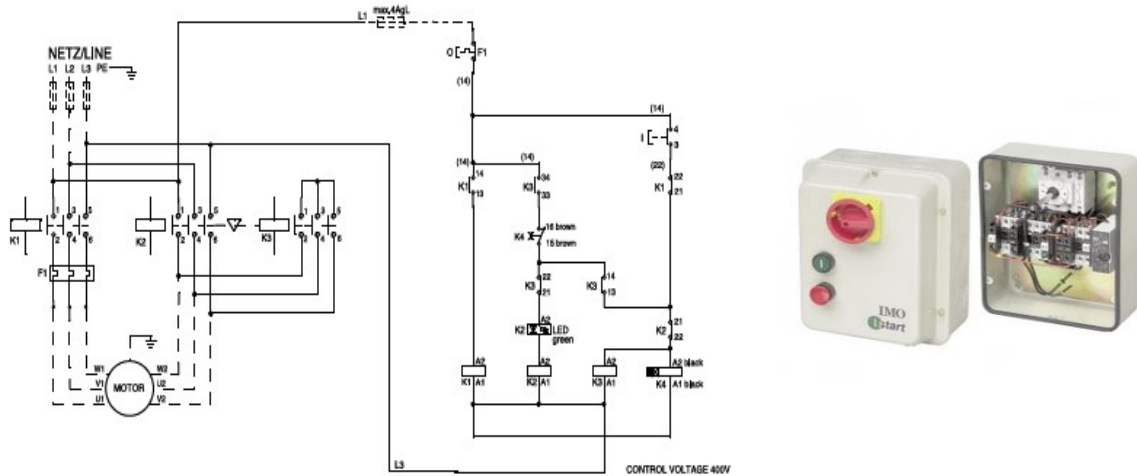


Figure I-7 : Démarrage moteur étoile/triangle [7]

I.7.3 Démarrage par élimination des résistances rotorique

Ce procédé est utilisé pour les moteurs à rotor bobiné avec sortie de l'enroulement rotorique sur trois bagues. La limitation du courant au stator s'opère par l'augmentation de la résistance du rotor. Dans le cadre de l'analyse des dynamiques du système, il est observé que des résistances, intégrées en série dans le circuit du rotor, sont éliminées de manière progressive avec l'augmentation de la vitesse [8].

I.7.4 Démarrage par résistance statorique

L'alimentation à tension réduite est obtenue dans un premier temps par la mise en série d'une résistance dans le circuit. Cette résistance est ensuite court-circuitée. Par ailleurs, il a été observé que le courant de démarrage est proportionnel à la tension. En outre, il a été observé que le couple de démarrage est proportionnel au carré de la tension. L'utilisation de cette pièce est restreinte aux machines à fort couple de démarrage [8].

I.7.5 Démarrage électronique

I.7.5.1 Le démarreur progressif électronique (ou soft starter)

Dans le cadre du démarrage progressif électronique, la mise en œuvre d'un algorithme s'avère nécessaire pour assurer la gestion de trois paires de thyristors SCR montés dos à dos. Cette configuration permet de moduler l'allumage et l'arrêt du moteur de manière contrôlée. Dans la modélisation de l'appareil, l'orientation dos à dos des thyristors SCR permet la régulation de la tension c.a. par la modification de l'angle d'amorçage à chaque demi-cycle.

Dans ce mode de démarrage, le stator de la machine asynchrone est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est

progressivement augmentée, l'intensité du courant ne dépassant pas la valeur maximale désirée.

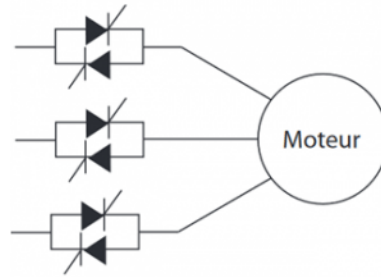


Figure I-8 : Le démarreur progressif électronique SCR

Le principe est donc d'alimenter progressivement le stator du moteur, avec une tension qui va varier progressivement. L'électronique de commande permet de régler de façon précise :

- Le temps et la vitesse de démarrage.
- L'intensité à ne pas dépasser.

Une fois le démarrage terminé, on bascule sur un contacteur dit de « ByPass ». La partie électronique fonctionne donc très peu.

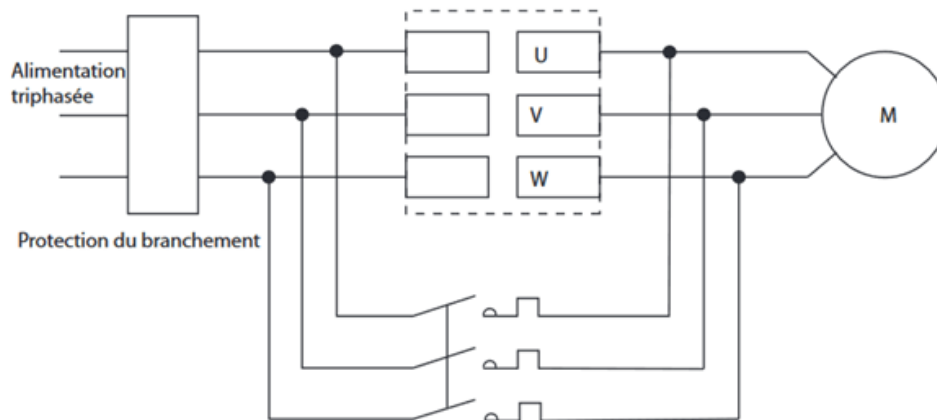


Figure I-9 : Un démarreur progressif électronique [7]

I.7.6 Le démarrage avec variateur de fréquence

Le variateur de fréquence permet également un démarrage progressif, mais cette fois en modulant la tension et la fréquence d'alimentation. Cette approche permet une gestion plus efficace du couple de démarrage. En outre, il permet une modulation de la vitesse lors du fonctionnement.

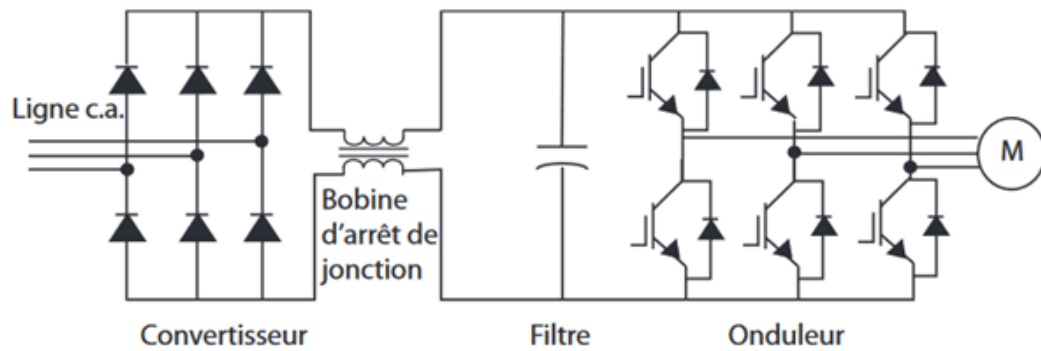


Figure I.10 : Le démarrage avec variateur de fréquence

I.8 Freinage des moteurs asynchrones

I.8.1 Freinage à contre-courant

Dans le cadre de cette étude, l'objectif est d'exploiter le principe même de la rotation du rotor afin de mettre en œuvre un système de freinage. Il a été démontré que le moteur se met en rotation lorsque le stator génère un couple de torsion (CTS), et que, combiné au couple de compression (CTR), il provoque l'accrochage du rotor et sa mise en rotation. Il est établi que le rotor entamera une rotation dans le sens opposé à celui du CTS. Afin d'atteindre cet objectif, il est nécessaire d'inverser deux phases du stator. Cette inversion devra être de courte durée, car les efforts au droit du rotor seront très importants. Il est également crucial d'observer que le rotor ne doit pas se mettre en rotation en sens inverse. Cette manœuvre induit des variations soudaines du couple et du courant statorique, ce qui peut être perçu comme une conséquence directe de la dynamique du système. Afin de limiter cette dernière, il sera nécessaire d'insérer, lors de la permutation des phases de la résistance en série avec les enroulements statoriques, un dispositif de limitation de courant. Il est à noter que la tension du rotor est presque deux fois supérieure à celle de l'arrêt. Par conséquent, des mesures de précaution spécifiques seront mises en œuvre pour l'isolation des bobinages. Ce système trouve son application principale dans le cadre des moteurs bobinés [8].

I.8.2 Freinage par injection du courant continu

Ce système trouve son application principale dans les moteurs à cage. Dans ce contexte, il n'est pas question de procéder à la suppression ou à l'inversion du CTS, mais plutôt de le stabiliser. Dans le cadre de cette expérience, la création d'un frein magnétique est une possibilité à considérer. Le véhicule CTR sera soumis à une manœuvre de rotation dans un champ fixe, qu'il devra franchir avec succès. Il est aisé de comprendre l'effet de freinage que subira ce CTR lui-même à présent en fonction de la vitesse du rotor. Dans ce cas, le CTR est directement fonction de la rotation du rotor, étant donné que c'est ce dernier qui engendre la variation du flux pour les conducteurs. Par conséquent, la vitesse du CTR sera égale à la vitesse du rotor et diminuera avec

celle-ci. Cependant, il convient de noter que ce système ne sera plus aussi performant à faible vitesse, car le CTR, qui est le rapport entre la pression et le débit, deviendra trop faible [8].

I.8.4 Freinage par fonctionnement en génératrice asynchrone

Dans le cadre de la modélisation des systèmes électriques, il est essentiel de comprendre le fonctionnement des moteurs asynchrones entraînés à une vitesse supérieure au synchronisme. Ces moteurs, lorsqu'ils sont confrontés à un réseau électrique, peuvent, malgré une capacité de débit de puissance active, continuer à absorber de la puissance réactive. Cette capacité d'absorption persiste en raison de la haute fréquence au rotor, qui caractérise ces moteurs. Ainsi, nous observons un déphasage du courant rotorique dont l'ampleur est considérable. Cette situation induit une consommation de puissance réactive par la machine. Cette situation est attribuable au déphasage du courant rotorique, lequel influence le déphasage du courant statorique [8].

I.9 Conclusion

La machine asynchrone triphasée s'impose comme un élément fondamental des systèmes électromécaniques modernes, grâce à sa robustesse, sa simplicité de conception et son faible coût d'exploitation. Dans ce chapitre on a exploré les aspects essentiels : sa constitution, de son principe de fonctionnement, le domaine d'utilisation (fonctionnement : Moteur/ Génératrice) ainsi que les avantages et inconvénients qui caractérisent son utilisation. D'autre part, on a parlé sur les différents modes de démarrage (direct, étoile-triangle, électronique, etc.) et freinages.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and a horizontal strip at the top, both featuring scroll-like ends.

CHAPITRE II

MODELISATION, COMMANDE
VECTORIEL DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

II.1 Introduction

En raison de sa durabilité, de son prix abordable et de ses faibles besoins de maintenance, la machine asynchrone, également appelée moteur à induction, est un élément essentiel des systèmes électriques contemporains. Cependant, comparée aux machines à courant continu, sa commande est plus complexe en raison de son comportement non linéaire et multi-variable. La commande à orientation de champ (FOC) est une technique permettant d'améliorer les performances dynamiques et statiques. Les régulateurs proportionnels-intégraux (PI), simples et bien maîtrisés dans le secteur, sont couramment utilisés en FOC. Cependant, les situations de fonctionnement dynamiques, les non-linéarités et les fluctuations des paramètres limitent l'utilisation des régulateurs PI. L'avènement des méthodes d'intelligence artificielle, notamment la logique floue, offre une alternative pour créer des régulateurs plus résilients et flexibles.

Après avoir détaillé la structure générale de la commande vectorielle, nous présenterons la conception des deux types de régulateurs, puis leur intégration dans le schéma de commande.

II.2 Outil de simulation MATLAB/Simulink

Grâce à la modélisation et simulation multi-domaines, explorez un large domaine de conception et évaluez vos systèmes plus tôt.

- Évaluez rapidement divers concepts de design dans une unique plateforme de simulation multi domaine.
- Modélisez des systèmes à grande échelle en utilisant des composants et bibliothèques réutilisables, y compris des outils de modélisation spécialisés tiers.
- Mettre en place des modèles de simulation pour les essais sur PC, en temps réel et Hardware-in-the-Loop.
- Réalisez des simulations à grande échelle sur des ordinateurs possédant plusieurs cœurs, des grappes et dans le nuage [11].

II.3 Modélisation de la machine asynchrone

L'analyse et la prévision du comportement électrique et dynamique de la machine asynchrone, notamment pour les contrôles, les simulations ou le contrôle vectoriel, sont possibles grâce à sa modélisation. On pose souvent des hypothèses pour faciliter la modélisation [11].

II.3.1 Hypothèses et simplifications

Le modèle général de la machine asynchrone (induction) est élaboré en fonction des hypothèses simplificatrices suivantes, exposées dans :

- Le jeu est constant et homogène sur la périphérie de l'induit, et les effets de fente sont ignorés.
- Dans l'espace entre les pôles, la répartition des champs d'induction magnétique suit une forme sinusoïdale.
- Les propriétés magnétiques sont considérées comme linéaires (la saturation magnétique est ignorée) et on suppose que la perméabilité reste constante.
- On considère que l'influence de la température, l'effet de peau, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les pertes dans le cœur (ferromagnétique) sont insignifiantes.
- Voici les conséquences découlant de ces suppositions.
- La superposition des flux magnétiques.
- Les inductances intrinsèques demeurent invariantes.
- Les inductances mutuelles entre les bobinages du stator et du rotor fluctuent de manière sinusoïdale en fonction de l'angle entre eux.
- Les inductances intrinsèques demeurent invariantes.
- Les inductances mutuelles entre les bobinages du stator et du rotor oscillent de manière sinusoïdale en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques respectifs [11].

II.3.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone

Le schéma illustré à la figure II-1 représente la machine, qui se compose de :

- Un circuit statorique fixe et d'un rotor tournant comportant trois bobinages identiques espacés dans l'espace de $2\pi/3$.
- Les trois bobinages rotatifs sont sectionnés en forme d'étoile et court-circuités.

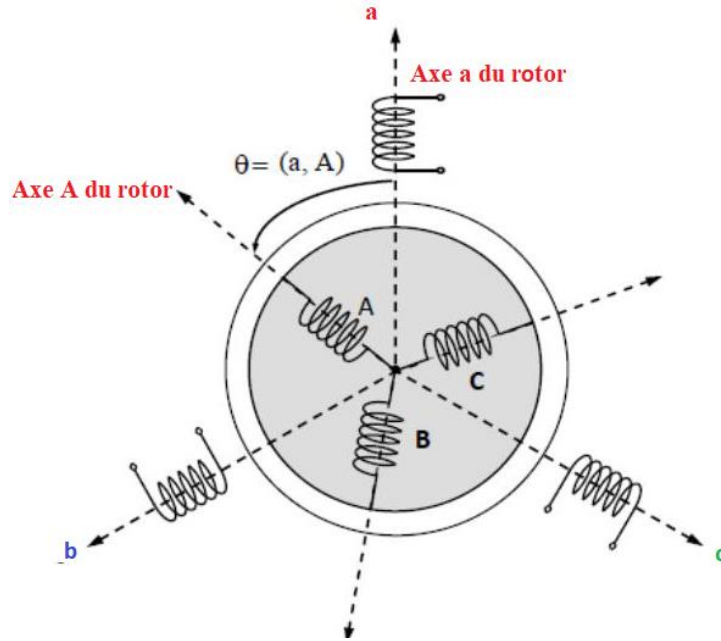


Figure II-1: Modèle de la machine asynchrone[16].

II.3.3 Modèle de la machine asynchrone triphasée

II.3.3.2 Équations électriques

$$V = R_i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{II. 1})$$

Pour les trois phases statoriques, on résume cette écriture par l'écriture matricielle [9]:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

Sous sa forme matricielle condensée :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [I_{sabc}] [\varphi_{abc}] \quad (\text{II. 3})$$

De même pour le rotor [9]:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 4})$$

Sous sa forme matricielle condensée :

$$[V_{rabc}] = [R_r] [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{II. 5})$$

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

II.3.3.2 Équations magnétiques

Il convient de souligner que, dans cette recherche, chaque flux est défini par une interaction avec les courants de toutes les phases, la sienne incluse. Cette interaction est cruciale pour saisir le concept de flux et d'inductance intrinsèque[10].

Exemple de la phase statorique :

$$\varphi_{sa} = I_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_1 i_{ra} + M_3 i_{rb} + M_2 i_{rc} \quad (\text{II. 6})$$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous la forme matricielle s'écrivent [10]:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_2 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 7})$$

La matrice des inductances $[L(\Theta)]$ établit la relation entre les flux et les courants ;

Où :

$$\begin{cases} M_1 = M_s r \cos(\theta) \\ M_2 = M_s r \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_s r \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & l_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} ; [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_r) & \cos(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_r) & \cos(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^T [I_{rabc}] + [L_r][I_{rabc}] \} \end{cases} \quad (\text{II. 11})$$

III.3.5 Transformation de Park

Le processus de transformation Park facilite la conversion des trois phases statoriques et rotoriques du système triphasé (a, b, c) en un système à deux phases (d, q, h), comprenant les valeurs correspondantes des axes d et q ainsi qu'une composante homopolaire (h) qui n'est pas intégrée dans le modèle de la machine. (Figure II-2) repèrent le repère de Park[10].

$$\Omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{II. 12})$$

$$\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II. 13})$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \quad (\text{II. 14})$$

Alors :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II. 15})$$

La matrice de transformation directe de Park permet d'obtenir les composantes du système réel à partir des composantes des systèmes fictifs.

$$[X_{dq}] = P(\theta) * [X_{abc}] \quad (\text{II. 16})$$

On a :

$$P(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

La matrice de transformation inverse de Park permet d'établir les valeurs des composantes fictives du système réel.

Le passage de système triphasé abc vers le système diphasé dq :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} * [X_{dq}] \quad (\text{II. 18})$$

On a :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

II.3.4.1 Équations électriques

Pour cette recherche, nous envisageons de représenter les matrices en colonnes des grandeurs triphasées (V_s pour les tensions, I_s pour les courants et ϕ_s pour les flux totaux) en termes des matrices en colonnes des composants de Park (V_{sp} pour les tensions, I_{sp} pour les courants et ϕ_{sp} pour les flux totaux).

$$\begin{cases} V_s = P^{-1} * V_{sp} \\ I_s = P^{-1} * I_{sp} \\ \phi_s = P^{-1} * \phi_{sp} \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

Remplaçant ces grandeurs dans l'équation des tensions :

$$P^{-1} V_{sp} = R_s P^{-1} I_{sp} + \frac{d}{dt} (P^{-1} \phi_{sp}) \quad (\text{II. 21})$$

Utilisons la formule de la dérivée d'un produit :

$$P^{-1} V_{sp} = R_s P^{-1} I_{sp} + \phi_{sp} * \frac{d}{dt} (P^{-1}) + P^{-1} * \frac{d}{dt} (\phi_{sp}) \quad (\text{II. 22})$$

Multiplions à gauche par la matrice de Park :

$$V_{sp} = R_s I_{sp} + \phi_{sp} * P \frac{d}{dt} (P^{-1}) + \frac{d}{dt} (\phi_{sp}) \quad (\text{II. 23})$$

Effectuons le produit matriciel :

$$P \frac{d}{dt} (P^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 24})$$

Nous pouvons en déduire les relations entre les composantes de Park :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} (\phi_{sd}) - \phi_{sq} * \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} (\phi_{sq}) + \phi_{sd} * \frac{d\theta_s}{dt} \end{cases} \quad (\text{II. 25})$$

Introduisons la vitesse angulaire électrique du repère dq, définie par :

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{II. 26})$$

Les expressions des tensions deviennent ainsi :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} (\phi_{sd}) - \phi_{sq} * \omega \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} (\phi_{sq}) + \phi_{sd} * \omega \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

La même démarche appliquée au rotor conduit à :

$$\begin{cases} 0 = R_r * I_{rd} - \varphi_{rq} * \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) \\ 0 = R_r * I_{rq} + \varphi_{rd} * \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II. 28})$$

Avec :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \text{ Alors : } \omega_r = \omega_s - \omega$$

Donc les expressions des tensions rotoriques deviennent ainsi :

$$\begin{cases} 0 = R_r * I_{rd} - \varphi_{rq} * (\omega_s - \omega) + \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) \\ 0 = R_r * I_{rq} + \varphi_{rd} * (\omega_s - \omega) + \frac{d}{dt}(\varphi_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II. 29})$$

Alors le modèle électrique de la MAS est décrit par le système d'équation :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s * I_{sd} + \frac{d}{dt}(\varphi_{sd}) - \varphi_{sq} * \omega_s \\ V_{sq} = R_s * I_{sq} + \frac{d}{dt}(\varphi_{sq}) + \varphi_{sd} * \omega_s \\ 0 = R_r * I_{rd} - \varphi_{rq} * (\omega_s - \omega) + \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) \\ 0 = R_r * I_{rq} + \varphi_{rd} * (\omega_s - \omega) + \frac{d}{dt}(\varphi_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II. 30})$$

II.3.4.2 Équations magnétiques

Partons de la relation : $\varphi_s = L_s * I_s + M_{sr} * I_r$ (II. 31)

Les expressions des composantes de Park des flux totaux du stator sont:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s * I_{sd} + M * I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s * I_{sq} + M * I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

Les expressions des composants de Park des flux totaux du rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_r * I_{rd} + M * I_{sd} \\ \varphi_{sq} = L_r * I_{rq} + M * I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II. 33})$$

Termes des matrices en colonnes des composants de Park (V_{sp} pour les tensions, I_{sp} pour les courants et Φ_{sp} pour les flux totaux).

II.4 Équations mécaniques

Équation du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3}{2} * p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} * I_{sq} - \varphi_{rq} \varphi_{sd} * I_{sd}) \quad (\text{II. 34})$$

Équation dynamique:

$$C_e - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + f * \omega_r \quad (\text{II. 35})$$

II.3.5 Modèle de la machine en représentation d'état

La modélisation d'une machine asynchrone repose sur la sélection du cadre de référence et des variables d'état. Le point (d,q), aussi connu sous les noms de pivot rotatif ou de pivot de Park, est fréquemment utilisé car il permet une représentation à la fois simplifiée et plus précise du fonctionnement de la machine, en particulier pour les applications de contrôle vectoriel.

Dans le contexte de cette recherche, le vecteur d'état de la commande est défini par la vitesse mécanique ω_r parmi les variables d'état, en complément des paramètres électriques.

Ainsi que :

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \omega_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 36})$$

Il est judicieux de sélectionner les courants statoriques i_{sq} et i_{sd} , compte tenu de leur mesurabilité. Toutefois, l'option pour le flux rotorique est motivée par l'exigence de maîtriser la norme du flux rotorique dans le contexte du contrôle vectoriel, un thème qui sera traité plus tard. Dans le cadre de la commande vectorielle, nous utilisons le modèle MAS dans le système de coordonnées (d, q). Le système de contrôle utilisé pour la commande est représenté par un ensemble d'équations d'état non linéaires.

II.4 Commande vectorielle FOC des machines asynchrones

En raison du lien entre les variables électriques et mécaniques, la machine asynchrone présente une dynamique complexe malgré sa simplicité et son faible coût. Une approche de commande vectorielle a été développée pour répondre aux besoins de performance des systèmes de formation contemporains. Cette méthode permet un pilotage indépendant du flux magnétique et du couplage électromagnétique en convertissant les gros moteurs triphasés en repère orthogonal. La commande vectorielle est une solution essentielle pour les applications industrielles hautes performances, car elle introduit des bulles de régulation de courant, qui assurent une réponse rapide, stable et précise de la machine [12].

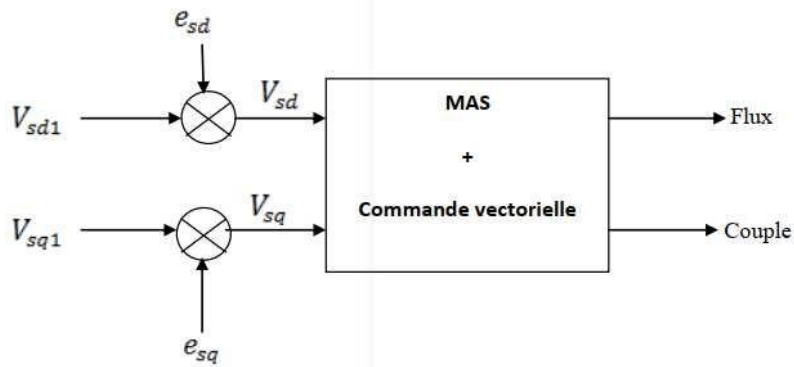


Figure II-2 : Reconstitutions des tensions V_{sd} , V_{sq} [13]

II.4.1 Principe de la commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control)

Le contrôle orienté champ (FOC) est une méthode qui modifie les modèles de machines asynchrones pour gérer séparément le flux magnétique et le couple électromagnétique, sur la base des principes de contrôle du courant continu.

Dans une machine asynchrone, les courants du stator sont initialement convertis d'un courant triphasé (abc) en un courant tournant orthogonal (dq) en utilisant la transformation de Park, permettant la représentation d'alternatives sinusoïdales en termes de composantes continues, facilitant ainsi le contrôle.

Les composantes α et β sont déterminées à partir des instructions de débit et de couple, puis converties en signaux triphasés par la transformation inverse de Park et Clarke. Ces signaux alimentent ensuite les variateurs entraînant le moteur. Ce contrôle virtuel optimise la dynamique de la machine, notamment lors des transitions rapides, et assure un contrôle précis même à bas régime. Cependant, la qualité du contrôle est étroitement liée à la précision de la machine et à l'efficacité des régulateurs (PI ou intelligents) [14].

II.4.2 Découplage flux/couple

Dans une machine asynchrone, la gestion du couple et du flux est complexe en raison de leur interdépendance avec les courants statoriques. Cette dépendance mutuelle rend le contrôle direct difficile, notamment lorsque des performances dynamiques spécifiques sont requises. Le contrôle vectoriel introduit une modification de référence pour isoler artificiellement le contrôle du flux du couple.

Cette procédure convertit les paramètres électriques en un système de référence rotatif, en phase avec le flux du rotor. Deux éléments orthogonaux (d) et (q) permettent de réguler le flux sans affecter le couple, à l'image d'une machine à courant continu. Ce procédé améliore

considérablement la précision et la réactivité du système, notamment lors de fluctuations de charge ou de démarrages brusques. Cette procédure est particulièrement utile pour réguler le débit sans affecter le couple.

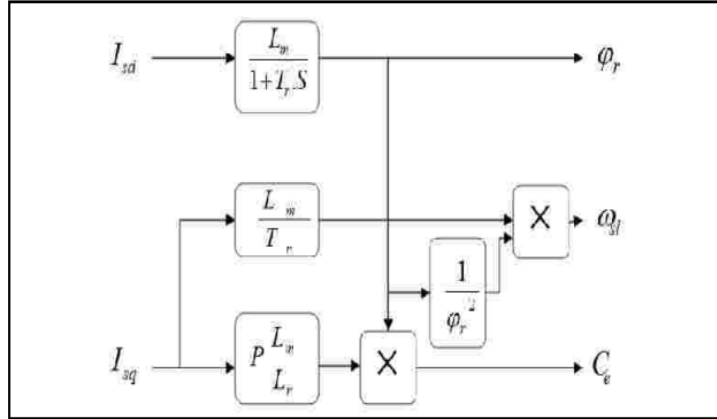


Figure II-3 : Bloc de découplage par orientation du flux rotorique.

II.5 Commande vectorielle basée sur PI

Le terme « correcteur proportionnel-intégral (PI) » fait référence à un dispositif technique qui joue un rôle essentiel dans le cadre de la régulation industrielle. En effet, l'action proportionnelle, qui correspond à la variation du signal de sortie du régulateur en fonction de l'écart entre la mesure et la consigne, est une fonction cruciale pour assurer une régulation optimale et précise des processus. Il est à noter que le correcteur intégral est couramment associé au correcteur proportionnel, une démarche visant à optimiser le régime permanent et le régime transitoire. Cette combinaison est désignée par le terme de « correcteur proportionnel-intégral ». Le coefficient de proportionnalité, désigné sous le terme de « gain du régulateur », est déterminé par le biais du réglage du paramètre du régulateur. Dans le cadre de la modélisation temporelle du correcteur, l'équation s'exprime comme suit :

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (\text{II, 39})$$

Où $e(t)$, $U(t)$, K_p et K_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert du contrôleur correspondant est donnée par :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_{i,p} p} \right) \quad (\text{II. 40})$$

Avec :

$$T_i = \frac{k_p}{k_i} \quad (\text{II. 41})$$

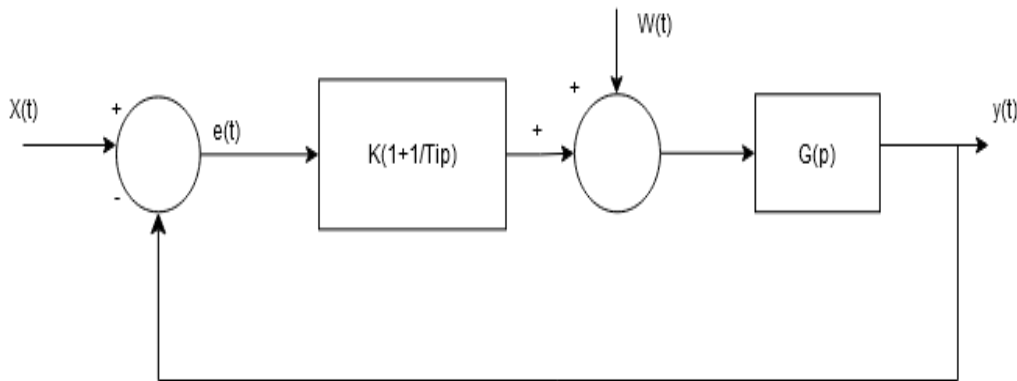


Figure II-4 : Commande proportionnelle-intégrale PI [14]

II.6 Commande vectorielle basée sur logique floue

La commande vectorielle fondée sur la logique floue représente une évolution astucieuse de la stratégie traditionnelle FOC (Field-Oriented Control), spécifiquement pour les systèmes non linéaires et réactifs aux fluctuations de paramètres tels que la machine asynchrone. Plutôt que d'adopter la méthode standard utilisant des contrôleurs PI, cette technique se base sur un contrôleur flou capable de gérer les incertitudes et non-linéarités sans avoir besoin d'un modèle mathématique exact. L'usage de la logique floue sert à substituer ou améliorer les contrôleurs traditionnels dans les boucles de courant, en se basant sur la différence entre le paramètre souhaité et la valeur effective, ainsi que la dérivée de cette divergence.

II.6.1 Définition

Les contrôleurs basés sur la logique floue pour diverses applications ont été largement reconnus pour leurs performances robustes et leurs caractéristiques sans modèle. La popularité des moteurs à induction dans les principales applications industrielles a inspiré l'application de contrôleurs basés sur la logique floue dans le contrôle des entraînements industriels.

II.6.2 Structure

Un régulateur flou peut être défini comme un système à base de connaissance particulière. Ce dernier est composé de quatre modules principaux : la base de règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification [14].

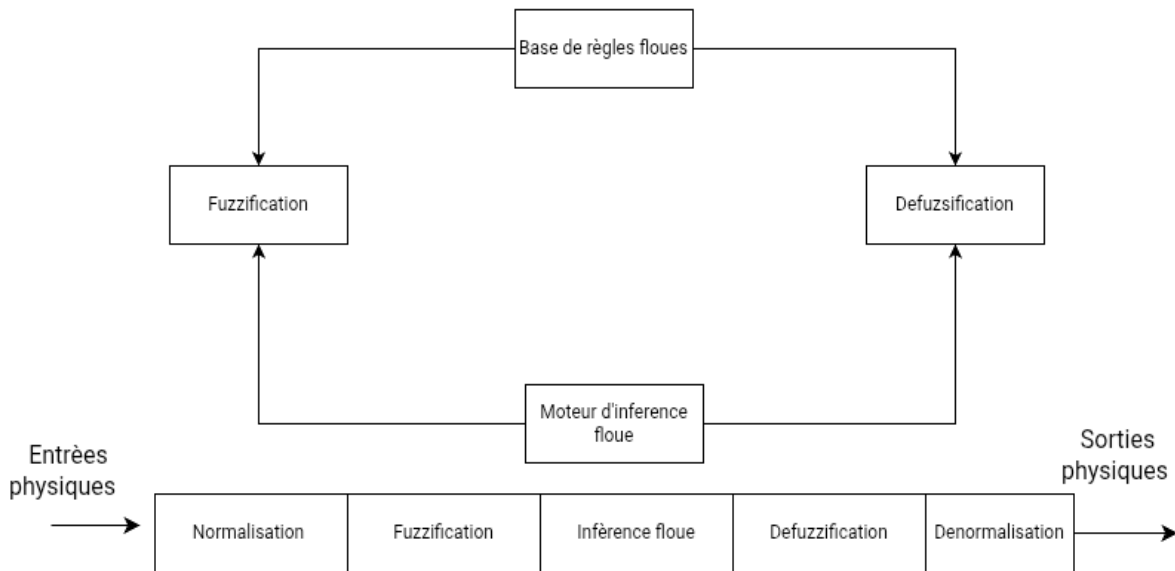


Figure II-5 : Structure de la commande par la logique floue [14]

II.6.2.1 Fuzzification

La fuzzification est la première phase de prise de décision dans un système de pilotage à virgule flottante. Elle consiste à transformer des quantités d'entrée réelles (valeurs numériques spécifiques) en valeurs vagues exprimées en termes linguistiques. Chaque entrée est associée à un ou plusieurs degrés de propriété d'ensembles à virgule flottante à l'aide de fonctions correspondantes (triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes). Ces fonctions expriment le niveau auquel une valeur spécifique est associée à un terme linguistique. Cette conversion permet au système à virgule flottante d'implémenter des règles de langage flexibles et constantes, compte tenu des imperfections inhérentes aux systèmes physiques [15].

II.6.2.2 Règles d'inférence

Les règles d'inférence floues constituent l'élément central d'un système de logique floue, permettant ainsi le raisonnement avec des entrées imprécises ou incertaines. Ces directives sont généralement formulées sous la forme SI-ALORS, où les conditions et les conclusions sont exprimées à l'aide de variables linguistiques (par exemple « élevé », « faible », « moyen ») au lieu de valeurs numériques précises [15].

II.6.2.3 Defuzzification

La défuzzification constitue l'étape conclusive d'un système basé sur la logique floue. Elle traduit le résultat flottant obtenu suite à l'inférence en une valeur numérique exacte, appropriée au système de commande réel. En général, la sortie de la règle flottante est illustrée par un groupe de valeurs linguistiques, chacune ayant un certain niveau d'approximation. La défuzzification transforme ces données en un signal continu, en tenant

compte des apports de chaque règle. Les techniques en vigueur intègrent le centroïde, le maximum et la moyenne des maximums (MOM). Dans le cadre de la commande vectorielle d'une machine synchrone, la défuzzification génère des signaux de tension ou de courant qui assurent un contrôle réactif, flexible et modulable, tout en profitant de l'aisance offerte par la logique flottante [15].

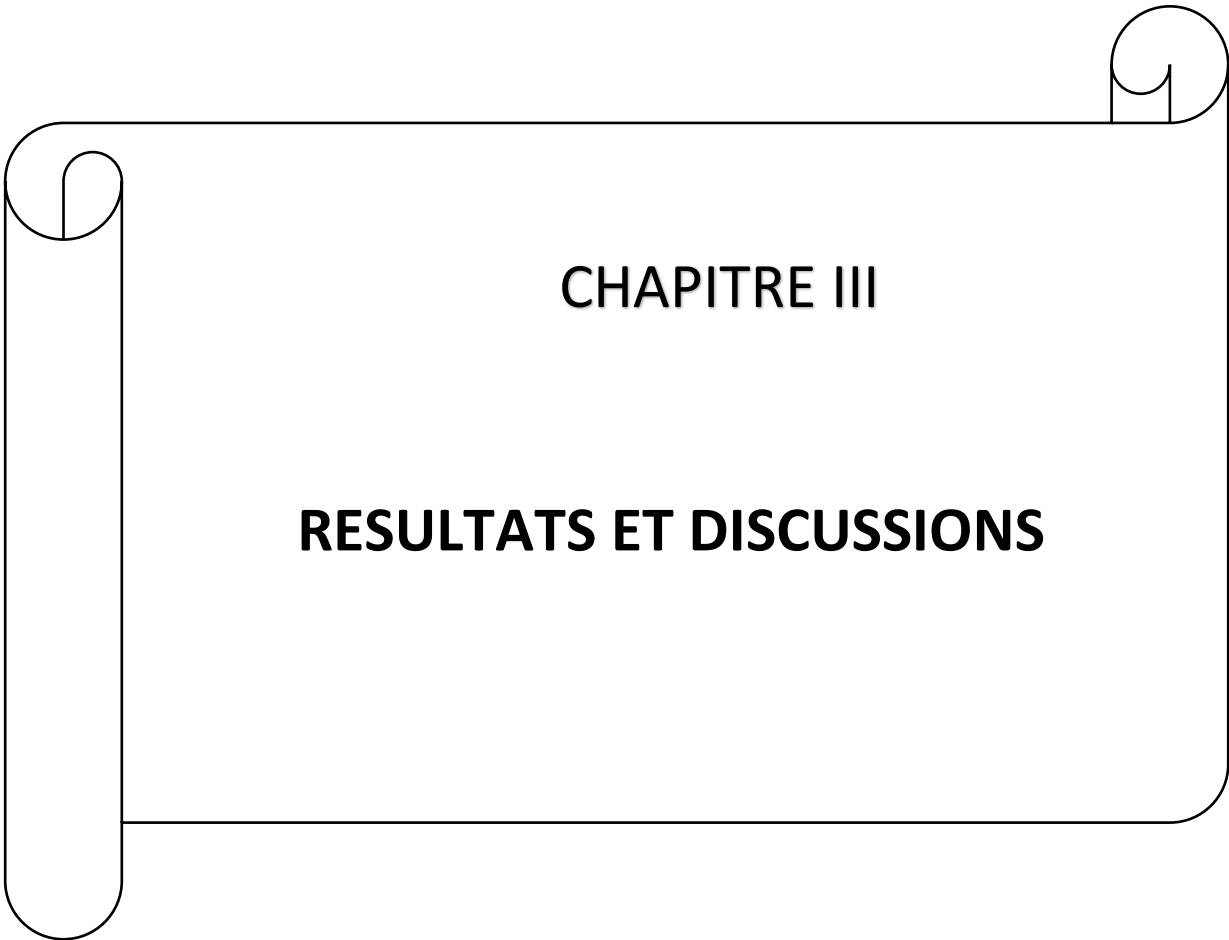
II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude approfondie de la modélisation de la machine asynchrone triphasée. Nous avons mis l'accent sur les différentes étapes nécessaires pour passer d'un modèle physique à une représentation mathématique exploitable dans un environnement de simulation tel que Matlab/Simulink. La modélisation s'est appuyée sur des hypothèses simplificatrices visant à décrire le comportement électromagnétique de la machine de manière rigoureuse. L'introduction de la transformation de Park a permis de simplifier le système triphasé en un système biphasé équivalent, facilitant ainsi l'analyse et le contrôle.

La représentation d'état, qui constitue le fondement de la modélisation mathématique des systèmes dynamiques, a été conçue pour intégrer les grandeurs électriques et mécaniques. Cette intégration est essentielle pour l'élaboration de stratégies de commande avancées, qui visent à optimiser le fonctionnement des systèmes physiques en tenant compte de leurs caractéristiques mécaniques, électriques et dynamiques. Enfin, une analyse approfondie de la commande vectorielle, qu'elle soit de type classique (avec régulateurs PI) ou fondée sur des techniques intelligentes telles que la logique floue, a été conduite afin d'illustrer l'efficacité du découplage entre flux et couple dans l'optimisation des performances dynamiques de la machine.

Ce chapitre établit ainsi un fondement essentiel pour aborder les aspects de commande, de simulation et d'optimisation des performances de la machine asynchrone, qui feront l'objet d'une étude approfondie.

.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and a horizontal strip at the top, both featuring rounded ends and a small circular detail at the top-left and top-right corners respectively.

CHAPITRE III

RESULTATS ET DISCUSSIONS

III.1 Introduction

Le contrôle de la vitesse des machines électriques à l'aide d'un contrôleur de direction de flux utilise des contrôleurs proportionnels intégraux (PI) classiques qui peuvent atteindre des objectifs satisfaisants sur la dynamique du couple, de la vitesse et du flux. Dans ce mémoire, nous présentons une stratégie de contrôle vectoriel utilisant un contrôleur PI dans le premier essai et le remplaçant par un contrôleur à logique floue dans le deuxième essai appliqué à une machine asynchrone.

III.2 Structure du système étudié

Cette étude a testé différentes stratégies de contrôle vectoriel à l'aide de MATLAB/Simulink, une plateforme robuste et largement utilisée pour la modélisation et l'analyse des systèmes dynamiques. La bibliothèque Simulink est centrée sur les machines électriques et permet une modélisation précise des machines asynchrones, des convertisseurs d'énergie et des systèmes de contrôle. L'environnement flexible facilite l'intégration de blocs de transformation, de modèles de contrôle et la création d'un régulateur flottant grâce au concepteur de logique floue. L'interface graphique permet également une structure de schéma de simulation modulaire, facilitant la comparaison entre les commandes PI traditionnelles et les commandes flottantes plus intuitives.

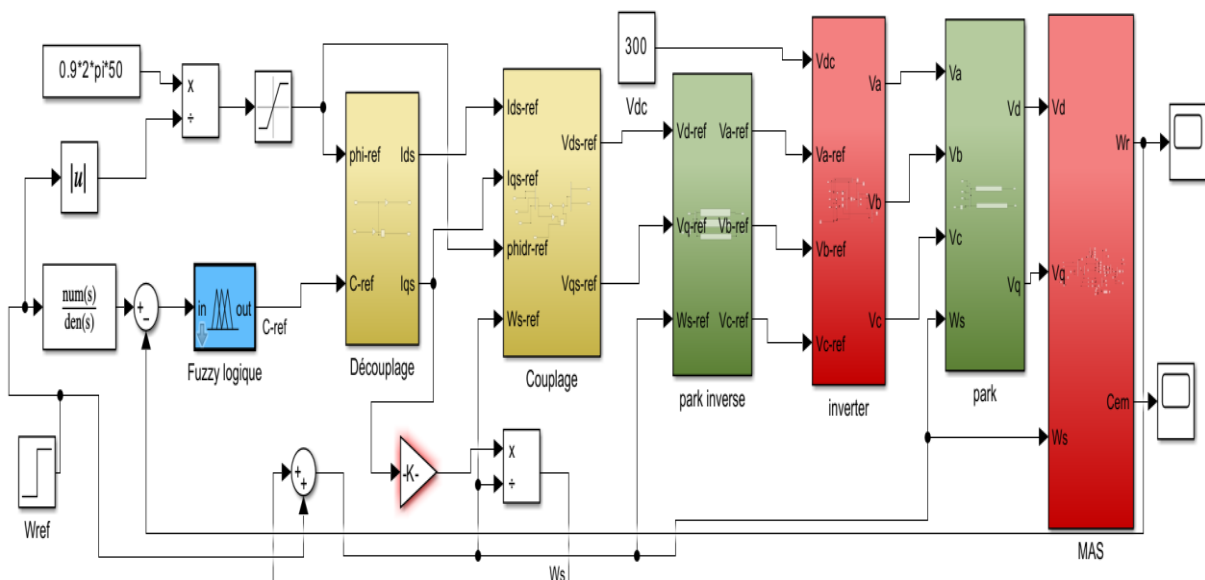


Figure III-1 : Structure du système étudié

III.3 Méthode proposée

L'approche proposée vise à réduire les écarts de vitesse. Comme illustré à la figure III-1, elle utilise la commande vectorielle de la machine asynchrone modélisée à logique floue pour déterminer la C_{ref} .

Les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou sont respectivement désignées par E (écarts de vitesse) et C_{ref} . Ce papier utilise un contrôleur flou de type Mamdani, qui illustre son architecture générale. La bibliothèque de méthodes de défuzzification, la bibliothèque de règles de contrôle et la bibliothèque de fonctions d'appartenance sont respectivement représentées par I , R et fd . La fuzzification est représentée par D/F , l'inférence d'approximation par R et la défuzzification par F/D . Les quantités floues d'entrée et de sortie sont respectivement E' et C_{ref}' . La sortie de vitesse du MAS est utilisée dans les règles du système d'inférence et sert d'entrée au raisonnement flou. La sortie floue correspond à la modification des coefficients de vitesse du régulateur. Les erreurs d'écart de vitesse disponibles sont considérées comme des entrées, et une base de huit règles, conforme au tableau III-1, a été utilisée. La fonction d'appartenance du modèle d'entrée se compose de trois sous-ensembles : Négatif (N), Z nul (Z) et Positif (P), conforme au Figure III-2. De même, la sortie est divisée en trois catégories, conforme au Figure III-3.

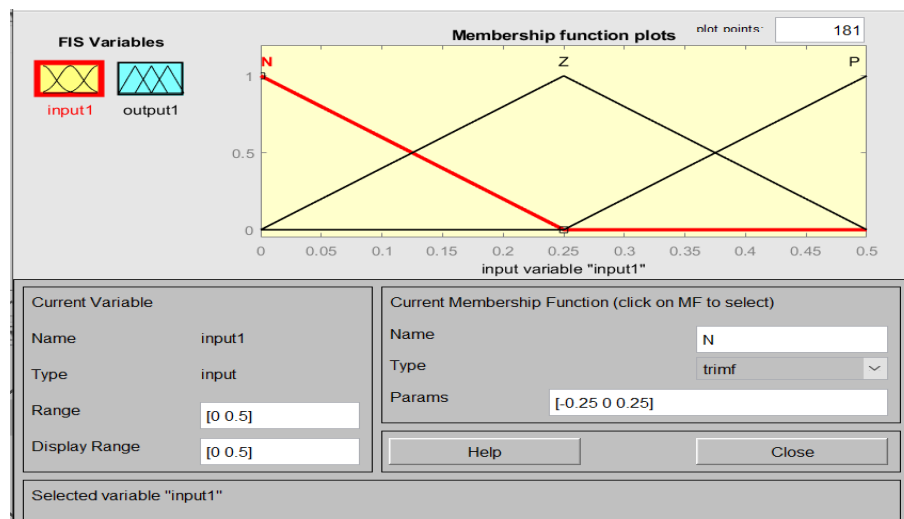


Figure III-2 : Fuzzification de l'entrée du contrôleur flou.

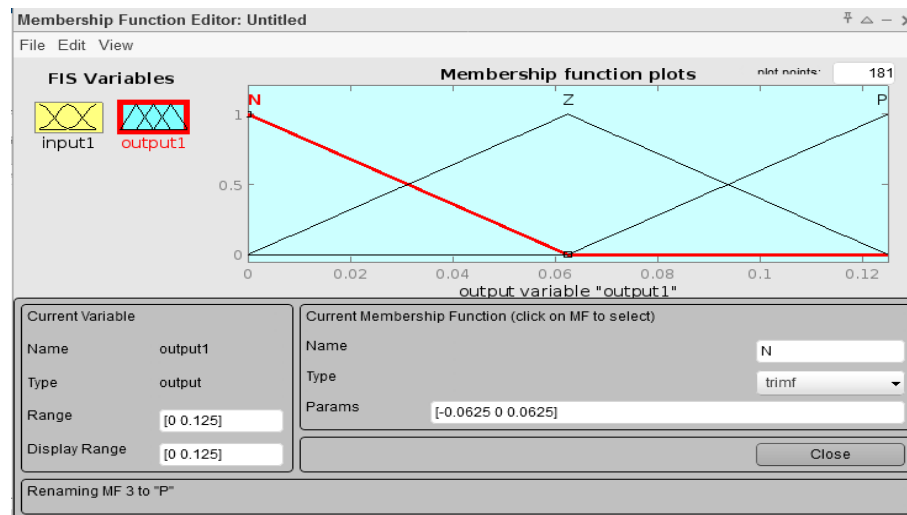


Figure III-3 : Fuzzification de la sortie du contrôleur flou.

Des formes triangulaires définissent les fonctions d'appartenance, et un facteur d'échelle compris entre 0 et 0,5 normalise à l'entrée et un facteur d'échelle compris entre 0 et 0,125 normalise à la sortie. Pour transformer une valeur de sortie floue en une forme de sortie nette, la méthode du centroïde de l'aire (COA) est utilisée dans le processus de défuzzification afin de déterminer la valeur réelle de C_{ref} .

Tableau III-1 : Loi de Logique Floue

E	Rule	C-ref
N	Rule 1 Rule 2 Rule 3	C1
Z	Rule 4 Rule 5 Rule 6	C2
P	Rule 7 Rule 8 Rule 9	C3

III.4 Résultats et discussion

Pour évaluer l'approche de contrôle proposée, nous avons utilisé MATLAB/Simulink et l'avons comparée à la méthode traditionnelle.

III.4.1 Performance de machine asynchrone par commande vectorielle basée sur PI

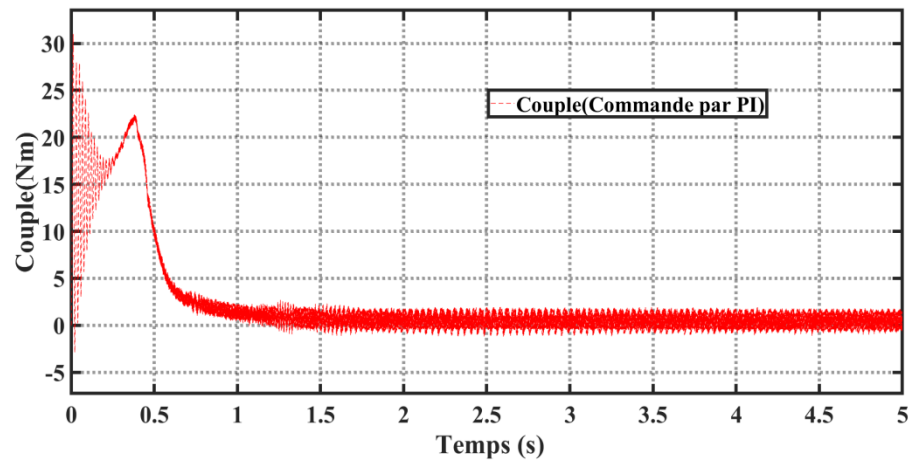
En comparant l'approche suggérée avec la commande vectorielle basée sur PI dans la machine asynchrone, ses performances ont été confirmées. Le premier test a été réalisé avec commande vectorielle basée sur PI.

Le couple, la vitesse, Les courants statoriques I_{ds} , I_{qs} et Φ Les flux rotoriques respectifs des deux machines asynchrones sont affichés dans la Figure III-4(a-d) en scénario 1, à $t = 5$ s. L'utilisation d'un contrôle vectoriel basé sur le régulateur PI entraîne un temps de réponse moyen (1,5 s), avec une première oscillation suivie de légers mouvements avant d'atteindre un état stable. Ce temps de stabilité est généralement plus long en raison de la configuration rigide du régulateur PI, qui repose fortement sur des ajustements de gain précis et est moins efficace en cas de perturbations inattendues, comme le montre la Figure III-4(a).

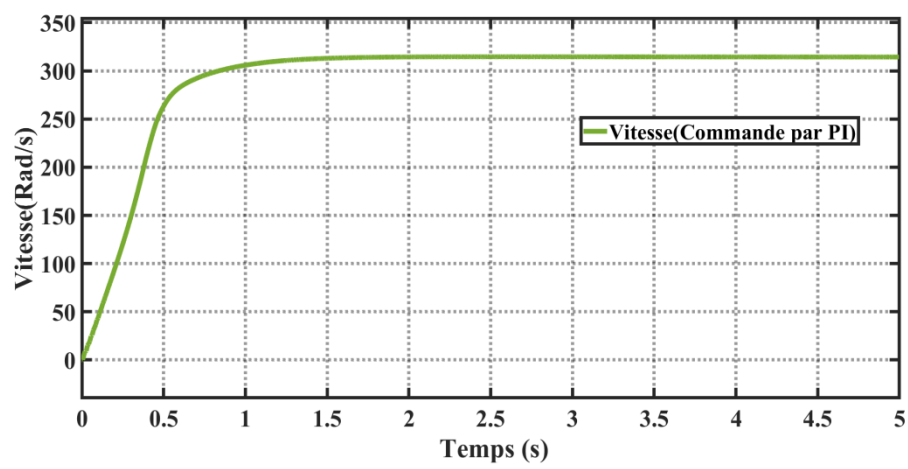
Il ressort clairement de la Figure III-4 (b) de la vitesse de machine asynchrone avec un contrôle PI que la courbe de vitesse présente généralement une augmentation moyenne dans le temps ($t = 1,5$ s), avec un léger dépassement initial et de légères fluctuations avant d'atteindre la stabilité. Cela démontre la configuration stricte du régulateur PI, qui nécessite des ajustements précis pour minimiser les impacts transitoires pouvant affecter la précision des trajectoires en conditions dynamiques.

Il ressort clairement de la Figure III-4(c). Les courants statoriques de la machine asynchrone avec un contrôle PI que courbes des courants i_{sd} et i_{sq} présentent généralement un comportement transitoire avec des oscillations d'amplitude moyenne et une longue durée de stabilisation (1,5 s). Bien qu'elles se stabilisent sur leurs valeurs cibles, elles peuvent réagir de manière sensible aux perturbations, telles qu'une variation soudaine de charge ou de vitesse, provoquant des points transitoires ou un retour lent. Ces contraintes proviennent de la nature linéaire et fixe du régulateur PI.

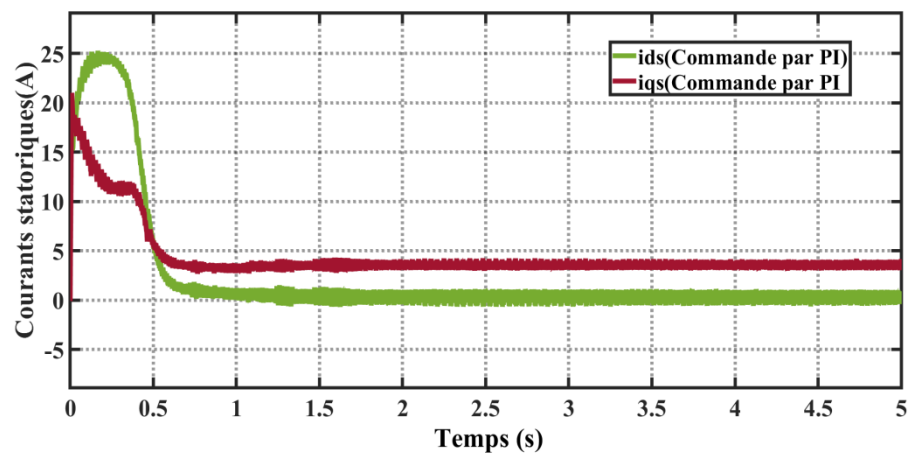
Il ressort clairement de la Figure III-4(d), la composante I_{ds} I_{ds} , associée au flux, présente une réaction transitoire avec un retard dans l'établissement du flux rotorique, notamment lorsque le consigne change rapidement. Il est possible de produire des fluctuations transitoires ou non souhaitées, notamment en présence de perturbations. La partie I_{qs} I_{qs} , responsable de la production du couple, peut créer un flux rotorique instable ou lent si les gains de PI ne sont pas précisément réglés.



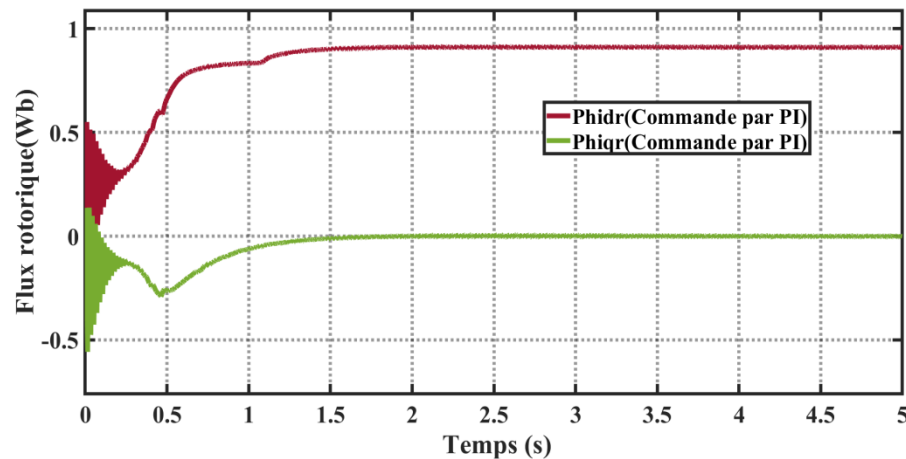
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure III. 4 : 1 ère test commande par PI de la machine asynchrone: (a) Couple, (b) Vitesse, (c) Courants statoriques, (d) Flux rotorique.

III.4.2 Performance de machine asynchrone par commande vectorielle basée sur logique floue

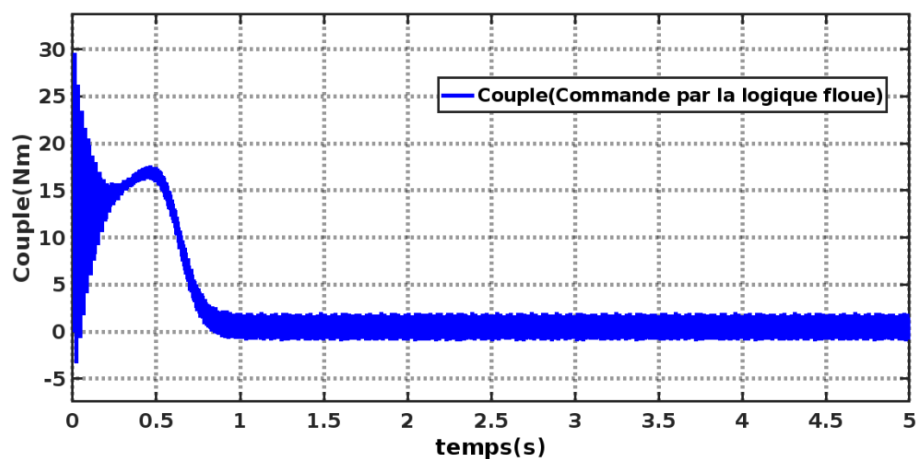
Le deuxième test a été réalisé à l'aide de la commande vectorielle basée sur une logique floue.

Le couple, la vitesse, Les courants statoriques I_{ds} , I_{qs} et $\emptyset$ Les flux rotoriques respectifs des deux machines asynchrones sont affichés dans la Figure III-4 (a-b) un scénario 2, à $t = 5$ s. Le contrôle vectoriel utilisant la logique de flux affiche des performances transitoires supérieures, atteignant rapidement la valeur cible avec un état stationnaire minimal, voire nul, et des oscillations minimales (0.75 s). Cette optimisation rapide de la stabilisation et ce temps de réaction réduit démontre la capacité du régulateur de débit à ajuster le système de manière dynamique et précise, sans nécessiter de configuration de paramètres.

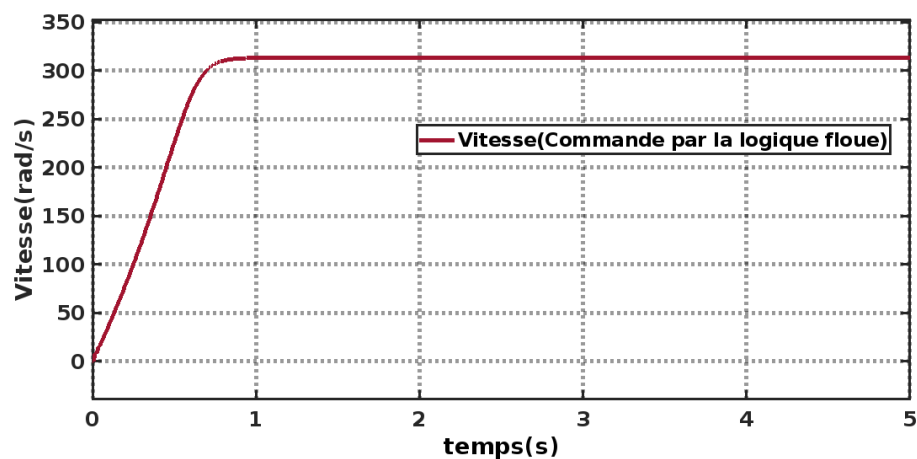
Il ressort clairement de la Figure III-4(b) de la vitesse de machine asynchrone avec un contrôle logique flow que le système utilise un contrôle vectoriel basé sur la logique flottante, ce qui permet un contrôle de vitesse plus rapide et plus fluide. Il fonctionne avec un temps d'inclinaison réduit, des mesures de sécurité quasi inexistantes et des oscillations minimales (0,75 s). La logique flottante ajuste dynamiquement l'effort de contrôle en fonction de l'erreur et de la progression, garantissant un temps de stabilisation stable, même en cas de perturbations ou de non-linéarités.

Il ressort clairement de la Figure III-4(c), Les courants statoriques de machine asynchrone, La commande vectorielle basée sur la logique flottante présente un comportement plus régulier, avec des fluctuations minimales et une stabilité accumulée dès les premières phases transitoires. Le système ajuste avec succès l'équilibre entre flux et couple, notamment la durée de la phase transitoire (0,75 s). Cette progression est justifiée par la nature adaptative de la logique flottante, qui modifie le signal de commande en fonction de l'erreur et de la tendance, sans ajustements stricts des paramètres.

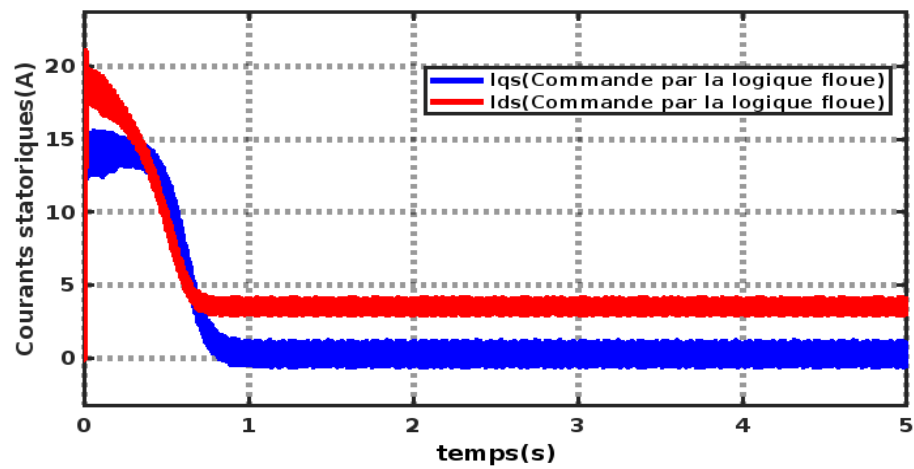
Il ressort clairement de la Figure III-4(d), Le contrôle vectoriel basé sur la logique de Floue permet des changements plus adaptatifs et fluides en phase transitoire, le flux rotorique se rapprochant de ses valeurs de référence sans fluctuations significatives (0,75 s). Le contrôle intelligent assuré par les règles de Floue facilite la correction dynamique des erreurs, l'établissement plus rapide du flux magnétique et la stabilisation plus rapide du champ rotorique, ce qui se traduit par une meilleure qualité de champ magnétique synchronisé et une production de couple plus stable.



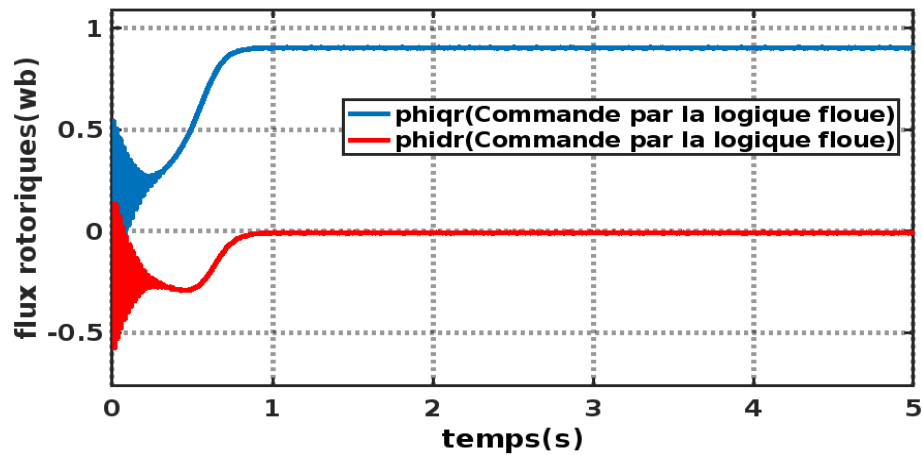
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure III-5 : 2^{ème} test commande par logique floue de la machine asynchrone: (a) Couple, (b) Vitesse, (c) Courants statoriques, (d) Flux rotorique.

III.4.3 Comparaison des résultats

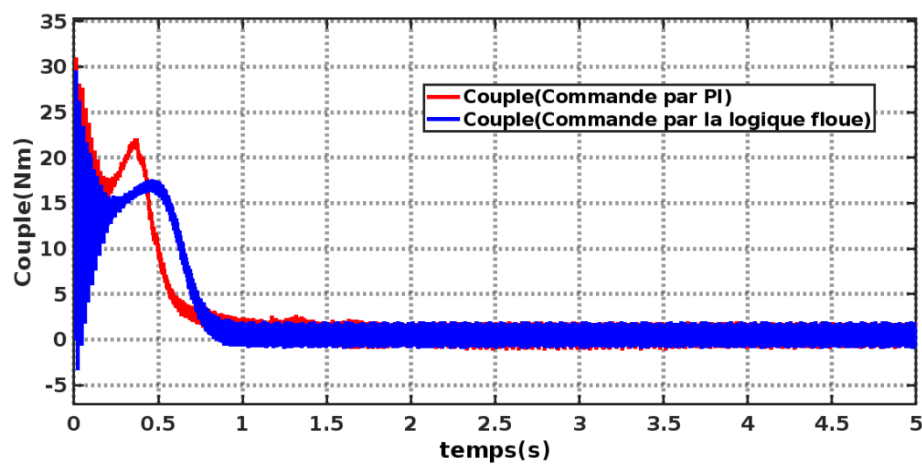
L'utilisation du contrôle vectoriel sur une machine asynchrone assure un contrôle précis du débit et du couple, reproduisant le comportement d'une machine à courant continu. L'approche traditionnelle consiste à utiliser des régulateurs PI dans les boucles de courant, ce qui assure un fonctionnement stable, satisfaisant et simple. Cependant, les performances dépendent fortement du réglage précis des gains et des paramètres du moteur, ce qui peut affecter sa résilience aux perturbations.

Par contre, l'incorporation d'un régulateur flou dans le contrôle vectoriel renforce la souplesse et l'adaptabilité du système. La commande floue, en se basant sur des règles de

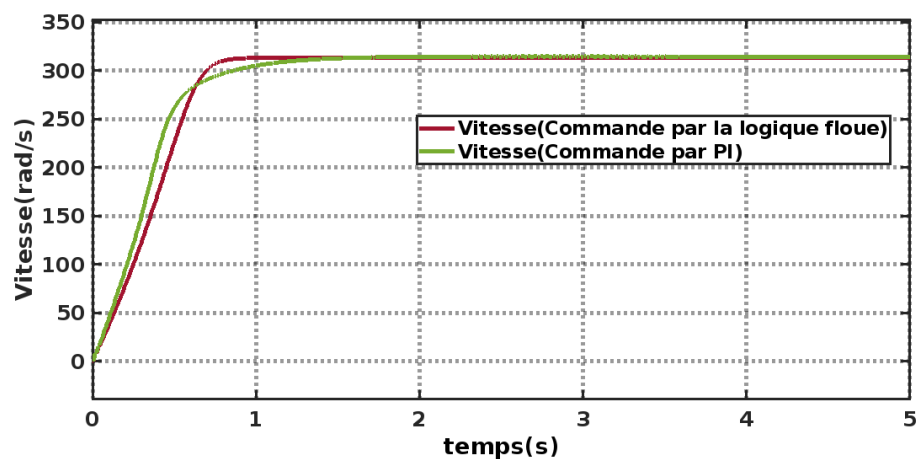
langage, ne nécessite pas un modèle mathématique précis et offre une adaptation efficace face aux incertitudes et aux changements dynamiques. Les simulations montrent souvent que le contrôle flou permet de réduire le dépassement, d'améliorer la réactivité et d'augmenter la stabilité face à des perturbations ou des charges soudaines.

Le contrôle vectoriel basé sur PI est adapté aux environnements linéaires et stables, tandis que le contrôle logique flou offre une robustesse, une adaptabilité et des performances transitoires notables, notamment dans des conditions de fonctionnement changeantes ou imprévisibles.

Comme illustré à la Figure III-1 et Tableau III-2.



(a)



(b)

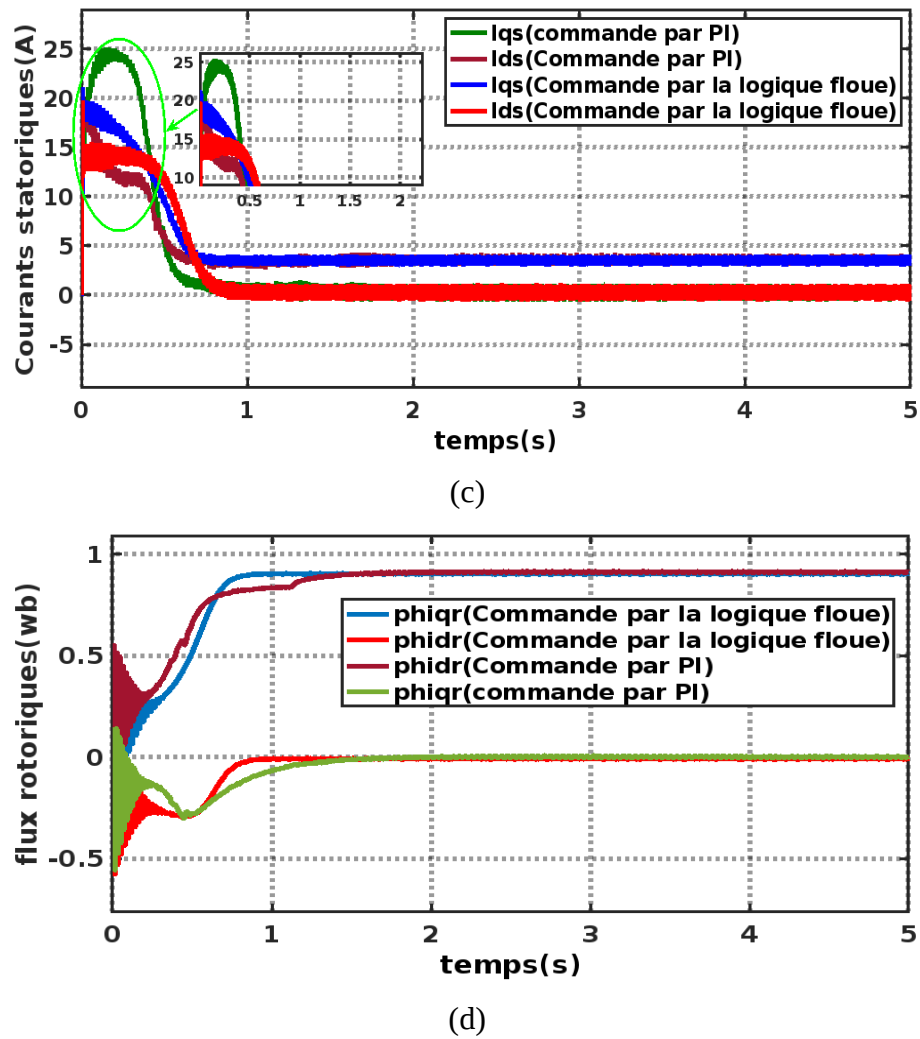


Figure III-6 : Comparaison des résultats: (a) Couple, (b) Vitesse, (c) Courants statoriques, (d) Flux rotorique.

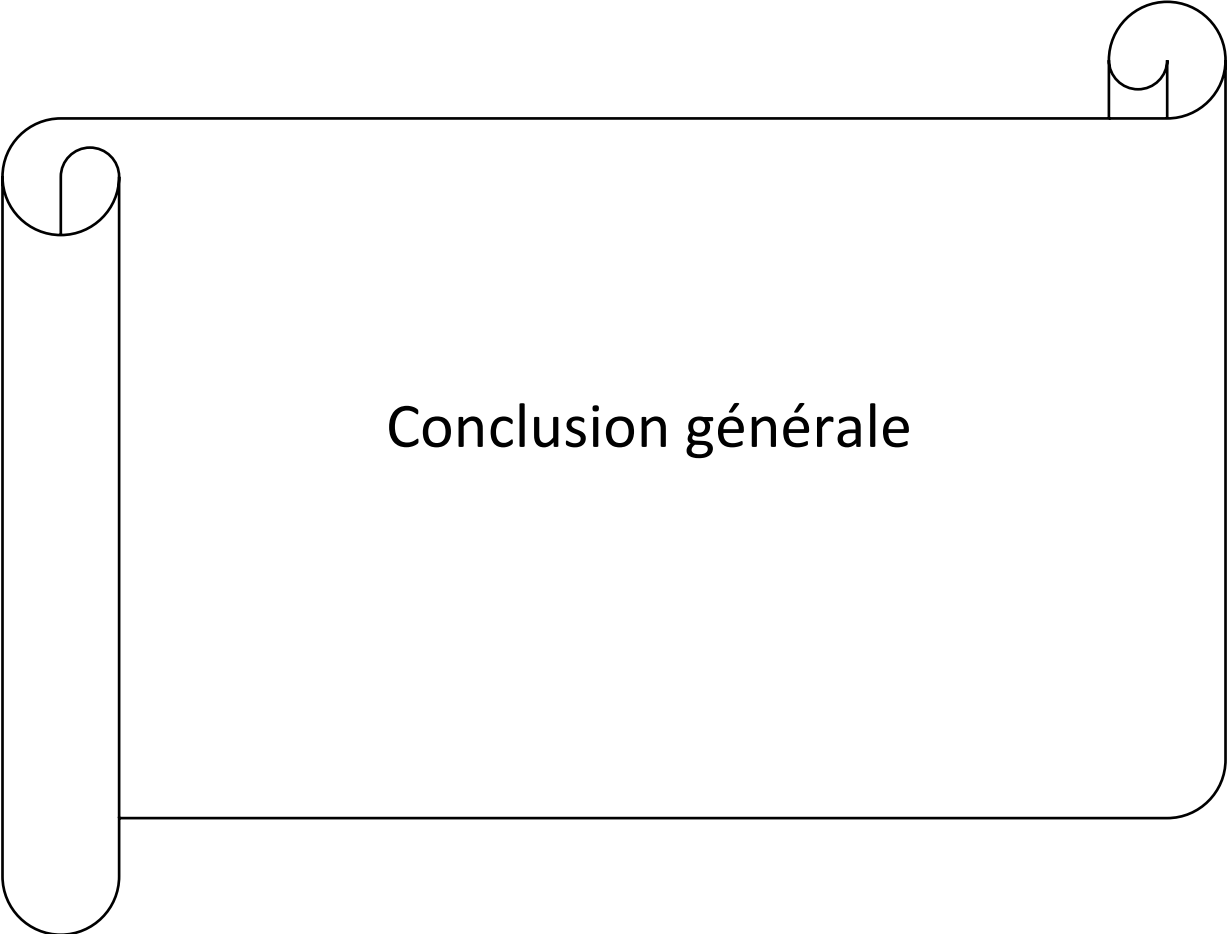
Le tableau 3 présente les résultats du nouveau contrôle de la machine asynchrone par commande vectorielle basée sur logique floue et les compare aux commandes vectorielles basée sur PI.

Tableau III-2 : Comparaison des performances

	Commande par PI	Commande par logique floue	Amélioration	Amélioration %
Temps de réponse (s)	1,5	0,75	0,75	50%

III.7 Conclusion

Les performances de la commande floue et de la commande vectorielle par PI dans une machine synchronisée sont comparées dans notre travail. Si la commande PI est simple d'utilisation et efficace en régime permanent, elle présente des inconvénients en régime transitoire, notamment des temps de réponse plus courts, des oscillations altérées et une sensibilité accrue aux variations de charge ou à l'incertitude des paramètres de la machine. La principale cause de ces limitations est la fixation des réglages de gain, qui ne s'adaptent pas aux modifications du système. À l'inverse, la commande vectorielle par Floue offre une meilleure stabilité, une période d'émergence plus courte, une meilleure résilience et une diminution notable des oscillations et des écarts pour tous les paramètres étudiés. Grâce à sa flexibilité et à sa non-linéarité, la commande floue peut réagir plus intelligemment à la dynamique du système, ce qui améliore les performances de la machine, notamment en régime transitoire.



Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle directe (FOC) basé sur le régulateur PI et la commande vectorielle basée sur une logique floue est l'objectif de notre travail.

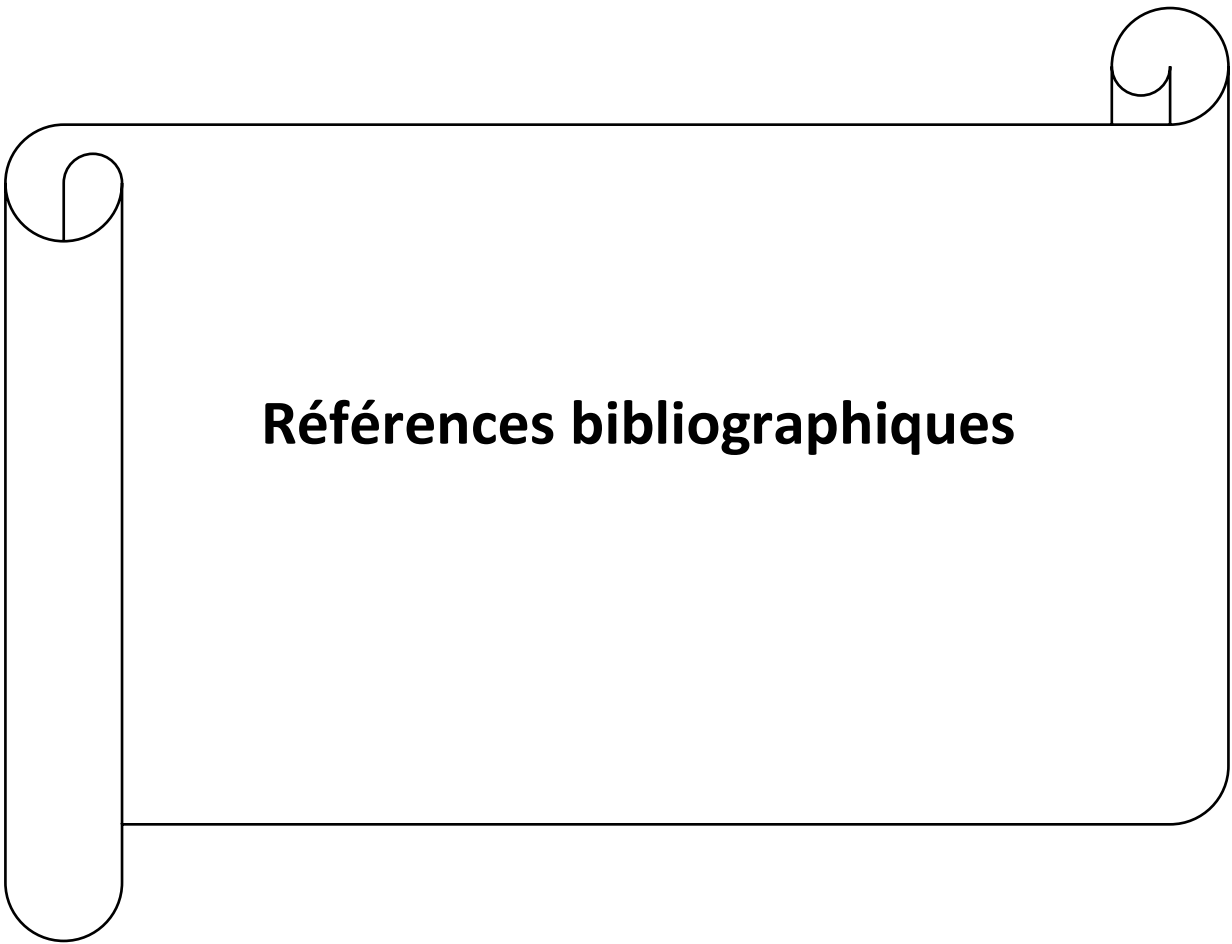
En premier lieu nous avons présenté un état de l'art de la machine asynchrone : sa constitution, de son principe de fonctionnement, le domaine d'utilisation ainsi que les avantages et inconvénients qui caractérisent son utilisation. D'autre part, on a parlé sur les différents modes de démarrage et freinages.

En deuxième lieu, nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisée de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire. Ensuite, nous avons appliqué la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, en introduisant le régulateur PI et logique floue.

Et en dernier, les résultats proposés pour évaluer les performances de deux contrôleurs, à savoir les contrôleurs PI et à logique floue, pour le contrôle de la vitesse d'un système d'entraînement de la MAS. Pour le contrôle de la vitesse d'un système d'entraînement de l'MI (machine à induction). La logique floue a été utilisée dans la conception des contrôleurs de vitesse du système d'entraînement et les résultats sont comparés à ceux du contrôleur PI.

Il a été observé que le contrôleur à logique floue surmonte les limites du contrôleur PI, comme le dépassement de la vitesse, ce qui permet de réduire le dépassement du courant de démarrage. Les avantages du contrôleur flou sont qu'il réduit le temps de calcul, apprend plus vite et produit moins d'erreurs que les autres méthodes. Avec une conception appropriée, un contrôleur à logique floue est bien meilleur qu'un contrôleur PI pour le contrôle de la vitesse des entraînements du l'IM.

Nous concluons que le réglage par logique floue est plus robuste que les régulateurs PI.



Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] **Verma, A. K., Radhika, S., & Padmanabhan, S. V.** (2018b). « Wavelet Based Fault Detection and Diagnosis Using Online MCSA of Stator Winding Faults Due to Insulation Failure in Industrial Induction Machine », IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems (RAICS). IEEE. <https://doi.org/10.1109/raics.2018.8635058>
- [2] **Djidjekh, I. E.** (2020). « Étude comparative des différents types de bobinage d'un moteur asynchrone triphasé à cage », Mémoire de master, Université Mohamed Khider – Biskra
- [3] **Gaid. R et Aboub. S** (2021). « Commande intelligente d'un moteur asynchrone à cage », Mémoire de master. Université Kasdi Merbah Ouargla.
- [4] **Kichou, F., & Oussad, N.** (2012). « Processus de contrôle des matériaux constituant la machine asynchrone de l'entreprise Electro-Industrie », Mémoire de licence. Université Mouloud Mammeri – Tizi-Ouzou.
- [5] **Guettab, A.** (2011). « Effet de l'alimentation sur la détection des défauts dans une machine asynchrone à cage basée sur l'analyse du courant », Mémoire de magistère. Université – Chlef.
- [6] **Ayad .H.** (2020), « Diagnostic des défaillances de la machine asynchrone « . Memoire master, Université Annaba. Année.
- [7] **Technic-Achat. N.D** , « Les différents types de démarrage des moteurs asynchrones triphasés ». <https://blog.technic-achat.com/les-differents-types-de-demarrage-des-moteurs-asynchrones-triphases/>
- [8] **Boudjtat, W., & Himoura, A.** (2017). « Étude et simulation d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à commande MLI », Mémoire Master. Université Badji Mokhtar – Annaba.
- [9] **Didier, G.** (2004). « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances » [Nancy 1]. theses.fr
- [10] **Guerchouche, M. O., & Djenadi, M. F.** (2023). « Détection et localisation d'un défaut dans une machine asynchrone », Mémoire de master, Université de Constantine.
- [11] **Kamal, B.** (2015). « Conception de la commande d'une MAS ». Mémoire magister ,

Université des Sciences et de la Technologie – Oran.

- [12] **Shen.J, Luo.W, Yang.C & Meng, D**, (2011). « Design Three-phase Asynchronous Motor's Vector Control System Based on DSP», Dans information Services (ICICIS). IEEE. <https://doi.org/10.1109/icicis.2011.66>
- [13] **Bdelmalek.B, Marouan A.M**, 2022 « Etude comparative d'une simulation entre un régulateur PID classique et un régulateur PID intelligent », Mémoire master, Université ousouf abdelhafid-Mila.
- [14] **Bouassida, M.** (2010). « Régulation classique en industrie » (Support de cours BTS-GM). Version mai.
- [15] **Allele, S, Djeghader, Y, Mendaci, S & Feddaoui, O.** (2025). « Hybrid (Fuzzy Logic-PI) Based Droop Controller for Parallel Connected Generation Systems Incorporating Renewable Energy Sources in AC Islanded Micro-grids», Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering. <https://doi.org/10.1007/s40998-025-00822-5>
- [16] **Pustovetov, M. Y.** (2016). « A mathematical model of the three-phase induction motor in three-phase stator reference frame describing electromagnetic and electromechanical processes», Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). IEEE. <https://doi.org/10.1109/dynamics.2016.7819069>