



Mémoire de Fin d'Études

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de la Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En commande électrique

Présenté par :

**Amri Mohammed Lamine, Berdjouh Mohammed Rami et
Rahmani Athmane**

Thème

**Techniques Avancées De Contrôle De La machine à
Induction (MI)**

Devant le jury composé de :

Dr. ZOBEIDI Messaoude

University of El Oued

Président

Dr. TOMI Jafar

University of El Oued

Examineur

Dr. HAMIDANI Bilal

University of El Oued

Superviseur

Année Universitaire 2023/2024

Remerciements

*Ce travail a été réalisé à l'université Echahid hamma lakhdar El
oued du département de génie électrique*

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

*J'exprime mes profondes gratitudees à mes parentes pour leurs
encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.
Je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur
monsieur HIMIDANI BILAL, pour suivi continuel tout le long de la
réalisation de ce travail et que n'a pas cassée de nous donner ses conseils
et remarques.*

*Je remercier les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font en
participant au jugement de ce travail.*

*Je tiens à remercier vivement toutes personnes qui nous aidés de près ou
de loin à élaborer ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près
ou de loin à accomplir ce travail.*

*Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département
d'électrotechnique qui a contribué à ma formation.*

*Enfin je tiens à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et
collèges pour le soutien tout moral... ..*

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré tous les

Difficultés rencontrées

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les gardes et les protégés pour leurs soutien moral et financier, pour leur encouragement et

les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A ma grande famille

A tous mes amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique

Promotion 2023/2024

ملخص:

مع تقدم إلكترونيات الطاقة وتطور تقنيات التحكم الرقمي، تم اقتراح هياكل تحكم إضافية للآلات الترددية، لتجنب الأداء المماثل لآلة التيار المستمر، وبدلاً من ذلك استثناء من هذه الهياكل، التحكم المباشر في "DTC". في السنوات الأخيرة، بدأ الزوجان في رحلة للبحث عن أهم الأشياء وأفضل السبل للتكيف مع متطلبات الصناعة.

يبقى الهدف الرئيسي هو العمل عبر منطق التدفق، والذي يبدو أنه وسيلة متقدمة وفعالة للتحكم في المحركات غير المتزامنة. يوفر هذا الحل حلاً لمشكلة القوة ومشكلة تغيير المعلمة.

تعطي نتائج المحاكاة فعالية تحكم DTC باستخدام وحدة تحكم PD-FLC مقارنة بوحدة تحكم DTC مع وحدة تحكم PI تقليدية مما يزيد من ديناميكيات MAS.

الكلمات المفتاحية: DTC، FLC، منظم PI، منطق التدفق، آلة الحث

Résumé:

Avec les progrès de l'électronique de puissance et le développement des technologies de contrôle numérique, des structures de contrôle supplémentaires ont été proposées pour les machines à mouvement alternatif, afin d'éviter des performances similaires à celles d'une machine à courant continu, et à la place de faire une exception à ces structures, le contrôle direct « DTC ». Ces dernières années, le couple s'est lancé dans un voyage pour trouver ce qui est le plus important et comment s'adapter au mieux aux exigences de l'industrie.

L'objectif principal reste de travailler via la logique de flux, qui apparaît comme un moyen avancé et efficace de contrôler les moteurs asynchrones. Cette solution apporte une solution au problème de force et au problème de changement de paramètre.

Les résultats de la simulation donnent l'efficacité du contrôle DTC avec le contrôleur PD-FLC par rapport au contrôle DTC avec le contrôleur PI conventionnel qui augmente la dynamique du MAS.

Mots Clés : DTC, FLC, Régulateur PI, logique de flux, machine à Induction

summary:

With the advancement of power electronics and the development of digital control technologies, additional control structures have been proposed for reciprocating machines, to avoid similar performance to a DC machine, and instead to make an exception to these structures, direct "DTC" control. In recent years, the couple embarked on a journey to find what is most important and how best to adapt to the demands of the industry.

The main goal remains to work via flow logic, which appears to be an advanced and efficient way to control asynchronous motors. This solution provides a solution to the force problem and the parameter change problem.

The simulation results give the effectiveness of DTC control with PD-FLC controller compared to DTC control with conventional PI controller which increases the dynamics of MAS.

Keywords: DTC control, FLC, PI regulator, flow logic, induction machine

Listes des abréviations et symboles

DTC	Direct Torque Control
SVM	Space Vector Modulation
DSP	Digital Signal Processor
MLI	Modulation en Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
IGBT	Insolated Gate Bipolaire Transistor.
MAS	Machine Asynchrone.
PI	Proportionnel Intégrateur

A,B,C	Axes du repère triphasé
u,v	Axes du repère biphasé quelconque.
α,β	Axes du repère fixe lié au stator
d,q	Axes du repère tournant à la vitesse du synchronisme.
R_s	Résistance statorique.
R_r	Résistance rotorique.
L_s	Inductance statorique.
L_r	Inductance rotorique.
M	Inductance mutuelle.
T_s	La constante du temps statorique
T_r	La constante du temps rotorique.
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
J	Moment d'inertie du rotor.
f	Facteur du frottement visqueux.
P	Nombre de paires de pôles
V_{dc}	Tension du bus continu de l'onduleur.
V_s	Tension statorique.
V_r	Tension rotorique.
I_s	Courant statorique.
I_r	Courant rotorique.
Φ_s	Flux statorique.
$\Phi_s \text{ réf}$	Flux statorique de référence.
Φ_r	Flux rotorique.
C_e	Couple électromagnétique.
$C_e \text{ réf}$	Couple électromagnétique de référence.
C_r	Couple résistant
Ω_r	La vitesse de rotation mécanique
$\Omega_r \text{ réf}$	La vitesse de rotation mécanique de référence
T_e	La Période d'échantillonnage.
T_m	La période de modulation de la SVM.
$V_{\text{réf}}$	Vecteur de tension de référence.
V_{moy}	Vecteur de tension moyenne.

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Représentation des axes triphasés réels et des axes biphasés de la MAS.	06
Figure 1.2. Schéma de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux.	09
Figure 1.3. Vecteur d'état de commutation sur le plan (α, β) .	11
Figure 1.4. Schéma de principe de la commande 'MLI' sinus-triangle.	12
Figure 1.5. Réponses de la machine alimentée avec et sans onduleur.	14
Figure 2.1. Exemple de l'évolution de l'extrémité du flux statorique	20
Figure 2.2. Choix du vecteur tension.	21
Figure 2.3. Correcteur à hystérésis à deux niveaux et trajectoire du flux statorique	23
Figure 2.4. Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple	24
Figure 2.5. Structure générale de la DTC.	26
Figure 2.6. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PI appliqué à la MAS pour un fonctionnement à vide et en charge.	29
Figure 2.7. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PI appliqué à la MAS pour une inversion de sens de rotation.	31
Figure 2.8. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PI appliqué à la MAS pour test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique et faible vitesse.	33
Figure.3.1 Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou	36
Figure. 3.2 Représentation de la fonction triangulaire.	36
Figure. 3.3 Représentation de la fonction trapézoïdale.	37
Figure. 3.4 Représentation de la fonction gaussienne.	37
Figure.3.5 Schéma d'un contrôleur flou.	38
Figure. 3.6 Structure du contrôleur flou de type PD-FLC	39
Figure.3.7 Forme des fonctions d'appartenance pour (e) , (Δe) et (Δu)	40
Figure.3.8 Surfaces caractéristique d'un régulateur flou.	41
Figure 2.9. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PD-FLC appliqué à la MAS pour un fonctionnement à vide et en charge.	44
Figure 2.10. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PD-FLC appliqué à la MAS pour une inversion de sens de rotation.	45
Figure 2.11. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PD-FLC appliqué à la MAS pour test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique et faible vitesse.	47

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1. Table de vérité d'un onduleur triphasé	10
Tableau 2.1. Table généralisée des vecteurs de tensions.	25
Tableau 2.2. Table de commutation de la commande directe du couple.	25
Tableau 3.1 : Matrice d'inférence de cinq ensembles flous	41

SOMMAIRE

Remerciements	
Dédicace	
Listes des abréviations et symboles	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Sommaire	
Introduction générale	01

Chapitre 01

Modélisation De L'association Onduleur-Machine Asynchrone

1.1 Introduction	03
1.2 Modélisation de la machine asynchrone	03
1.2.1 Hypothèses simplificatrices	03
1.2.2 Equations électriques	04
1.2.3 Equations magnétiques	05
1.2.4 La transformation de PARK	05
1.2.5 Equations mécaniques	07
1.2.6 Choix du repère	08
1.2.7 Modèle d'état de la machine asynchrone	08
1.3 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	09
1.3.1 Représentation par vecteurs spatiaux	10
1.4 La commande des onduleurs	12
1.5 Résultats de simulation	12
1.5.1 Interprétation des résultats	14
1.6 Conclusion	15

Chapitre 02

Commande Directe Du Couple (DTC) Appliqué au MAS

2.1 Introduction	16
2.2 Principe de la commande directe du couple	17
2.3 Le contrôle vectoriel du couple	18
2.4 Le contrôle vectoriel du flux statorique	19
2.5 Le Choix du vecteur tension V_s	20

2.6 Les estimateurs	21
2.6.1 Estimation du flux statorique	21
2.6.2 Estimation du couple électromagnétique	22
2.7 Elaboration du vecteur de commande	22
2.7.1 Le correcteur de flux	22
2.7.2 Le correcteur de couple	23
2.8 La commande DTC proposé par Takahashi	24
2.9 Elaboration de la table de commutation	25
2.10. Résultats de simulation	26
2.10.1 Démarrage à vide suivi de perturbations de charge	27
2.10.2. Inversion du sens de rotation	29
2.10.3. Test de robustesse	31
2.11 Conclusion	33

Chapitre 03

Réglage Robuste De La Vitesse Appliquée A La MAS Par La Logique Floue

3.1.Introduction	34
3.2. Commande par logique floue	34
3.3.Principe de logique floue	35
3.4. Structure d'un régulateur floue	37
3.4.1. Fuzzification	38
3.4.2.Base de règles	38
3.4.3. Mécanisme d'inférence floue	38
3.4.4. Défuzzification	39
3.5. Application de contrôleur floue à la MAS	39
3.6.Résultats de simulation	41
3.6.1. Démarrage à vide suivi de perturbations de charge	41
3.6.2.Inversion du sens de rotation	44
3.6.3.Test de robustesse	45
3.7.Conclusion	47
Conclusion générale	48
Bibliographie	49

INTRODUCTION GENERALE

L'industrie moderne a besoin de plus en plus de système d'entraînement à vitesse variable dont le domaine d'utilisation ne cesse de croître, et exige toujours de meilleures performances. La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place privilégiée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôles de ces moteurs, grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple. Cependant la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grande puissance, ni en milieu corrosifs ou explosifs.[1]

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une vingtaine d'années.

Ce qui était dévolu au passé aux machines à courant continu est maintenant l'apanage des moteurs à courant alternatif. Actuellement le contrôle de vitesse des machines synchrones et asynchrones s'effectue par des commandes scalaires ou vectorielles. Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme actuateur de tension n'altérant pas celle-ci.[2]

Dans les années 1980, sont apparues les premières commandes dites directes du couple 'DTC'. Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. [2],[3]

Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis qui nécessitent, dans un contexte numérique, une fréquence de calcul importante (typiquement de quelques dizaines de kHz) qui conduit à des architectures numériques contraignantes (multiprocesseur 'DSP') [2]. En outre, l'aspect asynchrone de la commande 'DTC' classique, conduit à une fréquence de commutation variable et des oscillations du couple et du flux et à des bruits acoustiques indésirables.

OBJECTIFS DU MEMOIRE

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande directe du couple des machines asynchrones. Mais l'objectif principal visé est d'appliquer déférente type de commande et une étude comparative enter elle tell que le contrôle DTC à une régulateur PI classique et DTC avec un contrôleur Basé sur la théorie de la logique floue visant à améliorer la dynamique de vitesse et de couple.

Ce mémoire sera subdivisé en trois chapitres :

- ❖ Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation de l'association machine asynchrone-onduleur. Où on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone dans un repère biphasé, par la suite on présente le modèle de l'onduleur de tension à deux niveaux et le principe de la commande de modulation en largeur d'impulsion sinus-triangle 'MLI'.
- ❖ Le deuxième chapitre porte sur l'étude et la description de la commande directe du couple classique. Où on explique le principe de contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique ainsi que la procédure d'estimation de ces deux grandeurs.
- ❖ Dans le troisième chapitre nous explorerons et simulerons une autre méthode de contrôle de la vitesse du MAS. L'approche se concentrera sur la théorie du contrôle par logique floue visant à améliorer la dynamique de vitesse et de couple.

Chapitre 01

MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE

1.1 Introduction

Le terme « anglo-saxon » est utilisé pour désigner une machine à induction, également appelée machine asynchrone, qui est une machine électrique fonctionnant au courant alternatif et ne disposant pas de connexion directe entre son rotor et son stator. Un autre nom pour ce type de machine est machine à cage ou machine à cage d'écureuil, du nom de son rotor « à cage d'écureuil ». Ces machines sont dites asynchrones car la vitesse de rotation du rotor n'est pas directement déterminée par la fréquence des courants dans le stator.

Le moteur asynchrone est un choix pratique pour diverses utilisations industrielles en raison de sa durabilité, de sa rentabilité, de son efficacité et de sa simplicité d'entretien. Cependant, les ingénieurs automation rencontrent un obstacle théorique dans le contrôle de ce moteur en raison de son modèle dynamique non linéaire. Ce modèle est à l'opposé de sa structure simple, car il n'y a pas de découplage inhérent entre l'induit et l'inducteur. [4]

Le bon fonctionnement de la machine asynchrone repose sur l'alimentation électrique, le convertisseur statique, la machine et le système de contrôle. Pour garantir un processus d'apprentissage fluide, il est crucial de modéliser la machine asynchrone, permettant l'étude de son comportement et la mise en œuvre d'opérations de contrôle. Cette modélisation est essentielle au maintien du bon fonctionnement de l'ensemble [5].

L'objectif de ce chapitre est de proposer une représentation mathématique de la machine asynchrone, en utilisant un modèle qui intègre des équations électriques, magnétiques et mécaniques. Ce modèle sera basé sur un benchmark sélectionné par le lecteur.

1.2 Modélisation de la machine asynchrone

1.2.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier l'équation des circuits électriques de la machine, il est crucial d'introduire des hypothèses spécifiques, à savoir [4], [6] et [7].

La zone aérienne reste intacte, parallèlement à l'effet d'entaille négligé, tandis que les forces magnétomotrices d'entrée affichent une distribution spatiale systolique. De plus, il existe un circuit magnétique insaturé avec une perméabilité constante et des pertes ferromagnétiques minimales.

Lors de l'examen des propriétés, l'impact de la chaleur et de la peau est souvent négligé. Cependant, ces hypothèses simplificatrices ont des implications significatives, comme en témoignent [4],[6],[7] :

L'invariance des résistances du rotor et du stator, la cohérence des auto-inductances et l'additivité des flux sont autant de principes fondamentaux qui régissent la loi d'inductance mutuelle entre les enroulements du stator et des rotors, basée sur les angles électriques des axes magnétiques.

1.2.2 Equations électriques

Les équations qui représentent les tensions du stator et du rotor peuvent être exprimées par les deux équations suivantes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (1.1)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (1.2)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des tensions statoriques.} \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} : \text{Vecteur des tensions rotoriques.}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des courants statoriques.} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des courants rotoriques.}$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux statoriques.} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux rotoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ et } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{ Matrices des résistances statoriques et rotoriques,}$$

respectivement.

1.2.3 Equations magnétiques

La corrélation linéaire entre le courant et le débit d'un moteur asynchrone est le résultat direct des hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment. Ces relations peuvent être exprimées sous forme matricielle, comme indiqué dans [8] :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (1.3)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (1.4)$$

On note :

$[L_s], [L_r]$: représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique ;

$[M_{sr}], [M_{rs}]$: correspondent aux matrices des inductances mutuelles stator-rotor.

➤ En substituant (1.3) et (1.4) dans (1.1) et (1.2) on obtient les équations de tensions :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \} \quad (1.5)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \} \quad (1.6)$$

Le défi de la résolution des équations (1.5) et (1.6) vient du fait que les termes de la matrice d'inductance changent en fonction de la position du rotor par rapport au stator. Pour faciliter le processus et surmonter cet obstacle, nous utilisons la transformation PARK.

1.2.4 La transformation de PARK

En implémentant la transformation PARK, on peut remplacer un enroulement triphasé (réel) par un enroulement biphasé (virtuel) correspondant [7]. Cette transformation facilite le passage d'une représentation dans un système de coordonnées triphasé (a, b, c) à une représentation dans un système de coordonnées à axes orthogonaux (u, v, o), comme le montre la figure 1.1

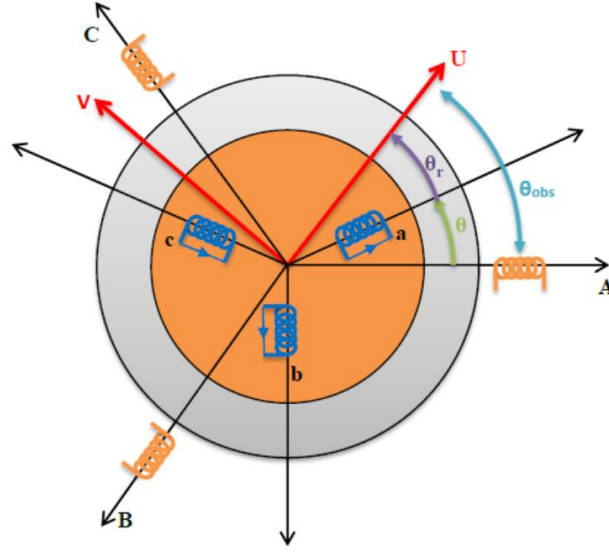


Figure 1.1. Représentation des axes triphasés réels et des axes biphasés de la MAS.

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle θ_{obs} entre l'axe d'une phase statorique et le système d'axes (u, v, o). Il existe deux matrices permettant cette transformation, celle qui conserve les puissances et celle qui conserve les amplitudes, dans ce travail nous n'utiliserons que la transformation qui conserve les puissances et son inverse données respectivement par [6],[7],[8] :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$[P(\theta_{obs})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$D'où : \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})]^{-1} \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

X : Grandeur (tension, flux ou courant).

u : L'axe de la composante directe.

v : L'axe de la composante en quadrature.

o : L'axe de la composante homopolaire.

L'application de la transformée PARK aux équations (1.1) et (1.2) donne le résultat suivant :

$$[P]^{-1}[V_{uv}] = [R][P]^{-1}[I_{uv}] + \frac{d}{dt} \{ [P]^{-1}[\Phi_{uv}] \} \quad (1.10)$$

$$[V_{uv}] = [R][I_{uv}] + [P] \frac{d}{dt} \{ [P]^{-1}[\Phi_{uv}] \} \quad (1.11)$$

$$[P] \frac{d}{dt} [P]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (1.12)$$

Tel que : $\theta = \theta_{obs}$ Pour le stator.

$\theta = \theta_{obs} - \theta_r$ Pour le rotor.

En remplaçant l'équation (1.12) dans (1.11), nous pouvons dériver les équations de tension dans le cadre de référence observationnel Tobs(u,v,o) en utilisant une représentation complexe, ce qui entraînera une notation plus simplifiée.

$$\begin{cases} [\overline{V_s}] = [R_s][\overline{I_s}] + \frac{d}{dt} [\overline{\Phi_s}] + j\omega_{obs}[\overline{\Phi_s}] \\ [\overline{V_r}] = [0] = [R_r][\overline{I_r}] + \frac{d}{dt} [\overline{\Phi_r}] + j(\omega_{obs} - \omega_r) [\overline{\Phi_r}] \end{cases} \quad (1.13)$$

Le domaine des flux d'écriture devient particulièrement intrigant à mesure que nous approfondissons le sujet.

$$\begin{cases} [\overline{\Phi_s}] = [L_s][\overline{I_s}] + [M][\overline{I_r}] \\ [\overline{\Phi_r}] = [L_r][\overline{I_r}] + [M][\overline{I_s}] \end{cases} \quad (1.14)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = 3/2 M_0$: Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

La sous-matrice dans les deux équations précédentes devient diagonale et n'est plus influencée par l'angle θ_{sr} , qui représente l'angle électrique entre le stator et le rotor.

1.2.5 Equations mécaniques

Le couple électromagnétique généré par la machine, noté C_e , s'oppose au couple résistant de la charge, représenté par C_r . De plus, J signifie l'inertie totale de l'arbre de la machine, tandis que f

représente le coefficient total de frottement visqueux. Ω_r désigne la vitesse de rotation mécanique et P indique le nombre de paires de pôles.

Pour dériver les équations mécaniques de ce modèle, nous pouvons utiliser les principes fondamentaux de la mécanique. Notons la vitesse de rotation mécanique par Ω_r et le nombre de paires de pôles par P .

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (1.15)$$

Il existe plusieurs façons d'exprimer le couple électromagnétique, comme l'indiquent diverses formes équivalentes [6].

$$\begin{cases} C_{em} = PM(I_{ru} I_{sv} - I_{rv} I_{su}) \\ C_{em} = \frac{PM}{Lr} (\Phi_{ru} I_{sv} - \Phi_{rv} I_{su}) \\ C_{em} = P(\Phi_{su} I_{sv} - \Phi_{sv} I_{su}) \end{cases} \quad (1.16)$$

1.2.6 Choix du repère

Auparavant, les équations et les grandeurs de la machine étaient décrites dans un référentiel noté (u,v), qui est un angle électrique θ_{obs} par rapport au stator et au rotor, mais sans aucune définition spécifique. Reportez-vous à la figure 1.1, qui illustre trois options importantes.

La position (u,v) peut être réglée sur [4], [6] ou [7].

- Stator, repère (α, β) : $\theta_{obs}=0$ alors $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = 0$
- Champ tournant, repère (d,q) : $\theta_{obs}=\theta_s$ alors $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = \omega_s$
- Rotor, repère (x,y) : $\theta_{obs}=\theta_r$ alors $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = \omega_r$

1.2.7 Modèle d'état de la machine asynchrone

Afin de déterminer les performances d'un actionneur réel, l'objectif du modèle de machine asynchrone est d'établir une représentation dans un référentiel arbitraire (u,v). Ce référentiel peut être spécifié en fonction de l'angle d'observation θ_{obs} mentionné précédemment. Dans notre représentation choisie, les variables d'état sont les flux statoriques Φ_{su} et Φ_{sv} , ainsi que les flux rotoriques Φ_{ru} et Φ_{rv} . Les grandeurs de commande sont en revanche les tensions statoriques V_{su} et V_{sv} , ainsi que les tensions rotoriques V_{ru} et V_{rv} . Plus précisément, les tensions statoriques V_{su} et V_{sv} et les tensions rotoriques V_{ru} et V_{rv} ont été sélectionnées comme variables de contrôle, tandis que le rotor est court-circuité ($[V_r] = 0$). Cela signifie que la seule variable de contrôle est la tension du stator.

Le modèle d'état est généralement exprimé comme suit : $\dot{X} = AX + BU$.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_{obs} & \frac{M}{Tr L_r \sigma} & 0 \\ -\omega_{obs} & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{M}{Ts L_r \sigma} \\ \frac{M}{Tr L_s \sigma} & 0 & -\frac{1}{\sigma Tr} & (\omega_{obs} - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{Tr L_s \sigma} & -(\omega_{obs} - \omega_r) & -\frac{1}{\sigma Ts} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Avec :

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante du temps statorique.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante du temps rotorique.

1.3 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Les convertisseurs statiques appelés onduleurs de tension triphasés sont utilisés pour convertir la tension continue en tension alternative triphasée.

Ces onduleurs sont composés de trois bras contenant chacun une paire de commutateurs. La figure 1.2 illustre la configuration de ces interrupteurs, qui sont constitués d'un « IGBT » et d'une diode disposée tête-bêche. Cette disposition permet de générer un onduleur triphasé. Il est important de noter que cette configuration suppose une alimentation CC entièrement Fonctionnelle, des commutateurs statiques complets et des charges équilibrées [9].

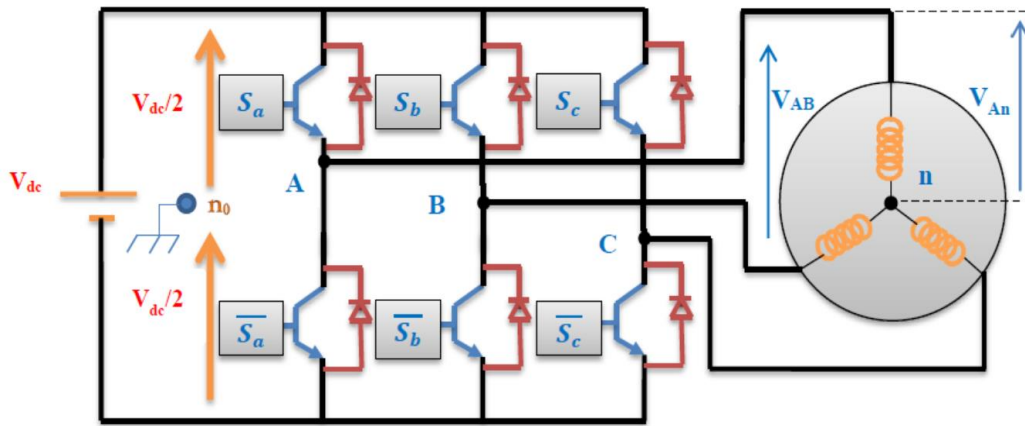


Figure 1.2. Schéma de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux.

Dans ce modèle particulier, le composant inverseur est représenté par un commutateur entièrement fonctionnel, avec le signal de commande logique S_i (où i peut être a , b ou c) correspondant à la condition suivante : S_i est égal à 1, alors le commutateur supérieur est fermé tandis que celui du bas reste ouvert.

Lorsque la valeur de " i " est égale à zéro, l'interrupteur supérieur reste ouvert tandis que l'interrupteur inférieur se ferme

La tension de la source n_0 au point phase-fantôme peut être déterminée dans ces circonstances, comme le démontre l'ensemble d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)V_{dc} \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)V_{dc} \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)V_{dc} \end{cases} \quad (1.18)$$

On obtient ainsi -après quelques manipulations-les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (1.19)$$

En remplaçant l'équation (1.20) par l'équation (1.21), le modèle résultant est celui d'un onduleur.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

1.3.1 Représentation par vecteurs spatiaux

Pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux composé de six interrupteurs, les interrupteurs de chaque bras sont commandés de manière complémentaire. En conséquence, il existe huit combinaisons d'états de commutation (S_a, S_b, S_c) correspondant à huit états de tension, comme indiqué dans le Tableau 1.1 [8], [11].

En employant la notion de vecteurs rotation, il devient possible de lier le vecteur spatial instantané décrit dans la référence [8] à chacune de ces combinaisons précitées.

$$\vec{V_s} = \frac{2}{3} (V_{an} + V_{bn}e^{j2\pi/3} + V_{cn}e^{j4\pi/3}) \quad (1.21)$$

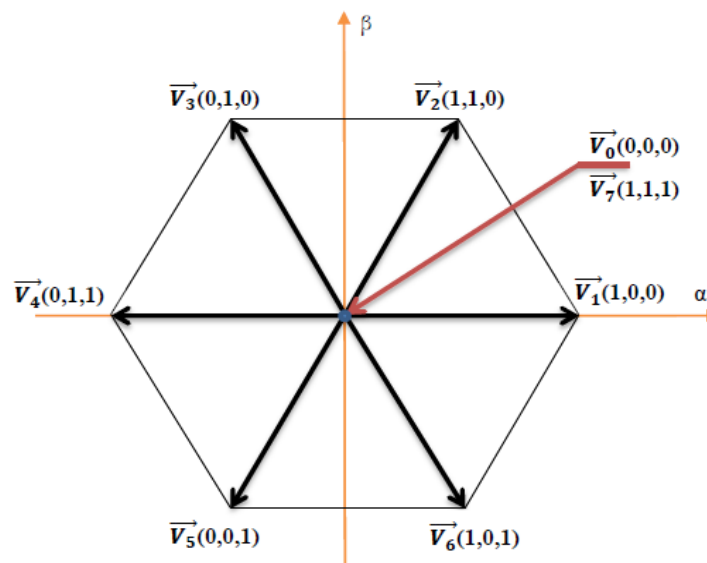
En substituant l'équation (1.23) à la relation dans (1.22), nous pouvons établir le lien entre le vecteur V_s et les trois états de contrôle (S_a, S_b, S_c) comme suit :

$$\vec{V_s} = \overline{V_s} \vec{\alpha} + j \overline{V_s} \vec{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (1.22)$$

En explorant toutes les permutations imaginables des configurations de commutation du pont onduleur, un total de huit vecteurs de tension peuvent être identifiés : six vecteurs activement engagés et deux vecteurs qui s'enregistrent comme zéro [8], [9], [10], [11].

Tableau 1.1. Table de vérité d'un onduleur triphasé.

S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{sa}	$V_{s\beta}$	$\vec{V}_s$
0	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0=0$
1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{2/3} V_{dc}$	0	$\vec{V}_1=\sqrt{2/3} V_{dc}$
1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_2 = \sqrt{2/3} V_{dc} e^{j\pi/3}$
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_3=\sqrt{2/3} V_{dc} e^{j2\pi/3}$
0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{2/3} V_{dc}$	0	$\vec{V}_4=-\sqrt{2/3} V_{dc}$
0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_5=\sqrt{2/3} V_{dc} e^{j4\pi/3}$
1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_6=\sqrt{2/3} V_{dc} e^{j5\pi/3}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7=0$

Figure 1.3. Vecteur d'état de commutation sur le plan (α, β) .

1.4 La commande des onduleurs

Des recherches approfondies ont été menées sur la technologie PWM (MLI), aboutissant au développement de diverses méthodes avec des concepts et des performances distincts [12].

Ce chapitre utilise la technique de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale-triangulaire, également connue sous le nom de « STPWM ». Il s'agit d'une méthode conventionnelle qui compare le modulateur (le signal à synthétiser) avec une porteuse triangulaire. Lorsque le modulateur dépasse la porteuse, le signal de sortie est mis à 1 ; sinon, il est mis à 0. Par conséquent, l'état du signal de sortie subit un changement à chaque intersection du modulateur et de la porteuse.

Pour les applications analogiques, cette technique est appropriée. Il suffit d'un générateur d'ondes triangulaires et d'un comparateur. Avoir un générateur d'ondes triangulaires et un comparateur suffit.

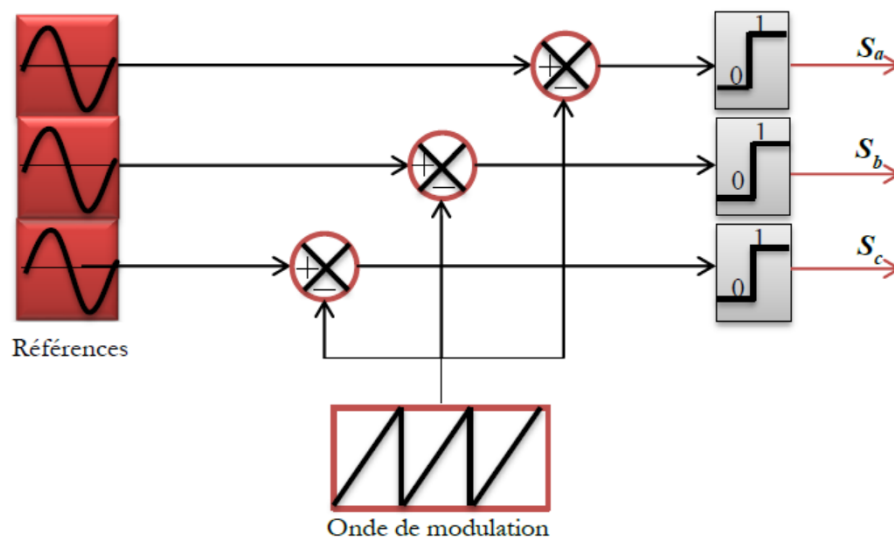


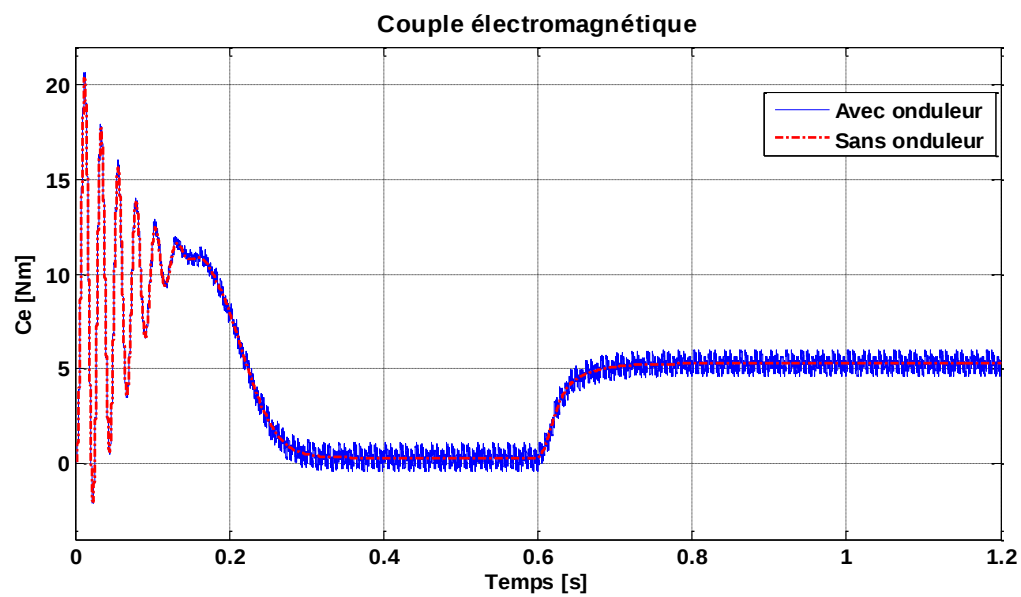
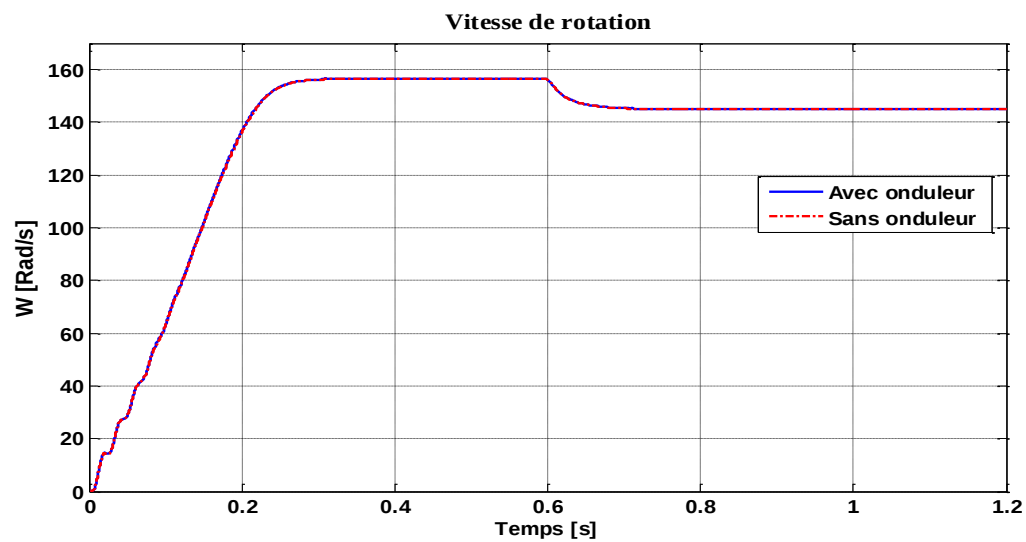
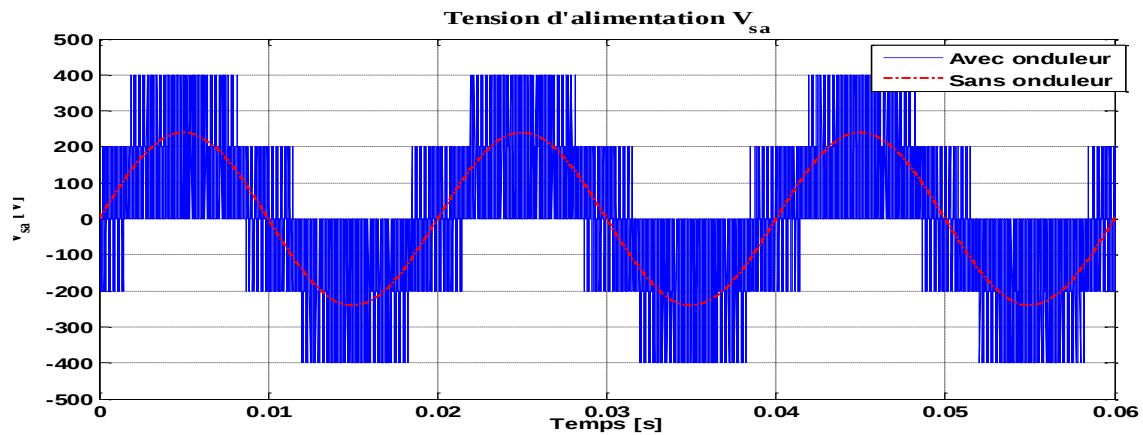
Figure 1.4. Schéma de principe de la commande 'MLI' sinus-triangle.

1.5 Résultats de simulation

Nous avons simulé le comportement d'une machine asynchrone dont les paramètres sont cités dans l'annexe (A) alimentée directement par le réseau triphasé 220/380 (V), 50 (Hz) d'une part et d'autre part alimenté par un onduleur triphasé à fréquence de découpage de 4 (kHz) pour pouvoir faire une comparaison entre les effets des deux modes d'alimentation sur les réponses de la machine.

Il s'agit d'une comparaison entre les tensions d'alimentation, les réponses de la vitesse, du couple électromagnétique, et des courants statoriques.

Sous le logiciel Matlab/Simulink, On simule un démarrage à vide de la machine suivi d'une application de la charge nominale $C_r = 5$ (N.m) à l'instant '0.6s'.



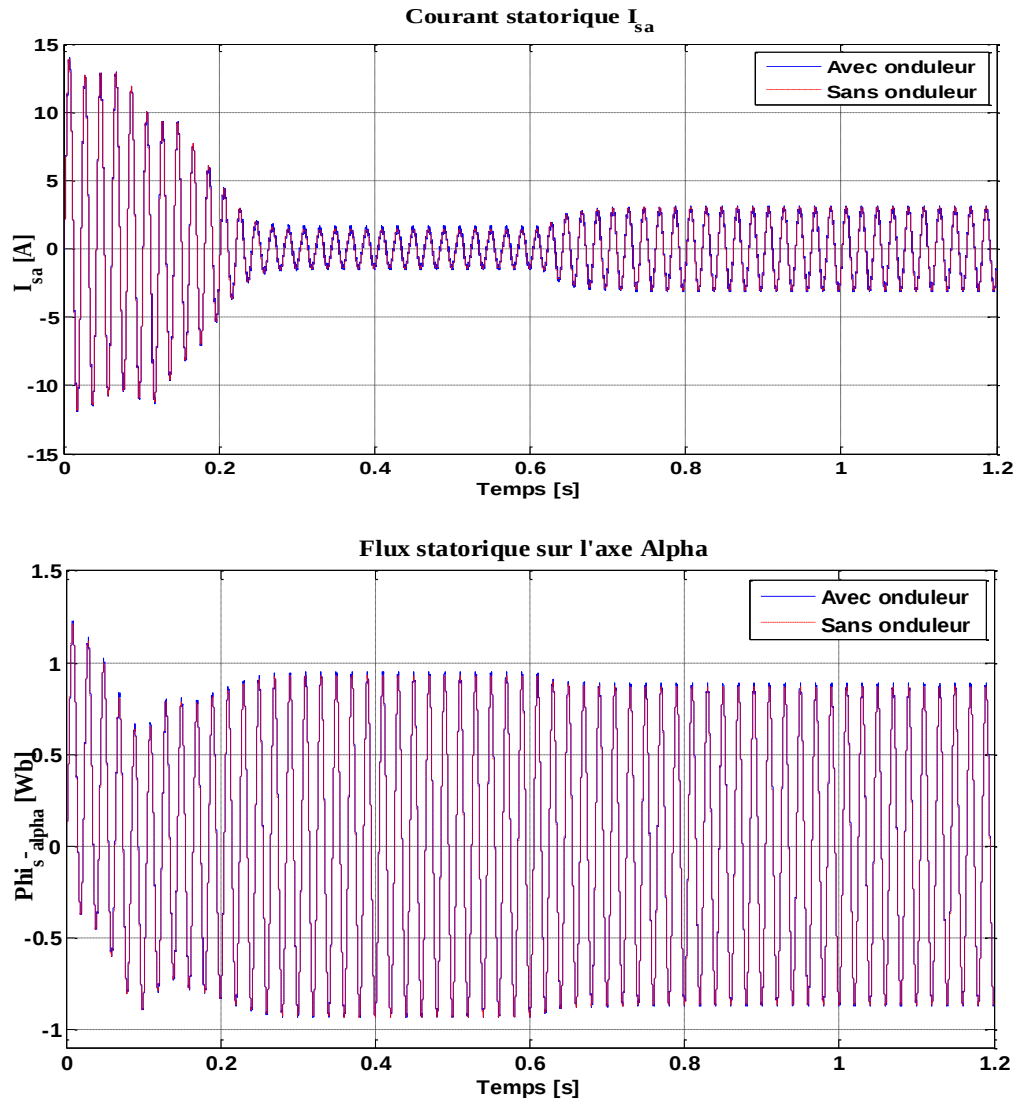


Figure 1.5. Réponses de la machine alimentée avec et sans onduleur.

1.5.1 Interprétation des résultats

Les courbes de la figure 1.5 représentent les tensions d'alimentation avec et sans onduleur, nous remarquons que l'onduleur génère des créneaux de tensions de deux niveaux périodiques et alternatifs, nous apercevons aussi que les réponses de la vitesse de rotation se superposent pour les deux modes d'alimentation, mais au niveau des réponses du couple et des courants on remarque que la superposition n'est pas parfaite à cause de l'existence des pulsations (shattrings) provoqués par l'onduleur.

Le couple électromagnétique atteint au démarrage sa valeur maximale de 20 (N.m) qui provoque un fort appel de courant qui atteint la valeur de 13 (A), mais à partir de l'instant '0.25s' où la vitesse se stabilise à sa valeur nominale de 157 (Rad/s), le couple électromagnétique pratiquement presque nulle et les courants statoriques absorbés diminuent considérablement.

A l'instant '0.6s' on applique un couple de charge de 5 (N.m), on remarque la vitesse diminue, et le couple électromagnétique augmente et sa valeur en régime permanent devient égale à celle du couple résistant ce qui provoque une augmentation des courants statoriques.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone et le modèle de l'onduleur triphasé à deux niveaux, la validation de ces deux modèles et leur association est effectuée par des résultats de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink, qui ont été très satisfaisantes.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude des concepts de base de la commande directe du couple ' DTC ' utilisé pour la commande de la MAS.

Chapitre 02

Commande Directe Du Couple (DTC) Appliqué au MAS

2.1 Introduction

L'utilisation de machines asynchrones dans des applications à vitesse variable a été limitée pendant une période significative en raison des défis associés à leur contrôle. La principale difficulté réside dans la coordination efficace des variables de contrôle, notamment le flux et le couple électromagnétique. Cependant, les progrès des techniques de contrôle au cours des deux dernières décennies ont permis de découpler ces variables grâce à la mise en œuvre de critères de références appropriés. Ces méthodes vectorielles se sont avérées offrir des performances dynamiques comparables à celles des machines à courant continu. Malgré leur capacité à améliorer les performances des machines asynchrones, les structures de contrôle vectoriel traditionnelles sont encore sensibles aux variations des paramètres de la machine, notamment la résistance du rotor, ce qui pose des difficultés pour l'identifier avec précision pendant le fonctionnement.

Les progrès dans le traitement du signal ont ouvert la voie à l'émergence de structures de contrôle sophistiquées. Les techniques les plus récentes, connues sous le nom de contrôle direct du couple et du flux statorique, représentent un progrès significatif dans la méthodologie de contrôle. Ces approches ont connu des améliorations notables, notamment en termes de réduction de l'impact des paramètres machine et de suppression du besoin d'un capteur de position mécanique. [11]

Les méthodes DTC, également connues sous le nom de méthodes de contrôle direct du couple, impliquent la manipulation directe des commutateurs de l'onduleur en utilisant des valeurs prédéterminées pour le flux et le couple du stator. Les états de commutation sont influencés par les changements dans les états électromagnétiques du moteur, plutôt que d'être contrôlés par les instructions de tension et de fréquence généralement utilisées dans les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion. [4]

L'objectif principal de ce chapitre est de fournir une explication détaillée du contrôle direct du couple (DTC), en se concentrant sur l'ajustement du flux et du couple électromagnétique, ainsi que sur la procédure d'estimation de ces paramètres importants.

2.2 Principe de la commande directe du couple

Le principe fondamental du contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone consiste à déterminer à chaque moment de commutation la séquence de commande appropriée pour les commutateurs de l'onduleur de tension. Les variables clés contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, leurs valeurs estimées étant comparées aux valeurs de référence grâce à l'utilisation de régulateurs d'hystérésis [1],[4],[13].

La sélection de la séquence de commandes est basée sur les références [4] et [13] :

- ✱ Le signal produit par le régulateur d'hystérésis pour le couple électromagnétique.
- ✱ Le signal généré par le régulateur d'hystérésis pour le flux statorique.
- ✱ Le signal qui fournit des informations concernant l'emplacement du vecteur de flux statorique.

Le but de cette sélection est d'identifier le vecteur de tension le plus adapté pour gérer efficacement l'amplitude du flux et le couple, tout en s'assurant qu'ils restent dans leurs plages d'hystérésis respectives [13].

Les attributs fondamentaux du contrôle direct du couple englobent [14],[15],[16] :

- ✚ En choisissant soigneusement les vecteurs de commutation les plus efficaces de l'onduleur, on peut manipuler directement le couple et le flux, tout en réglant indirectement les courants et les tensions du stator de la machine ;
- ✚ L'objectif est d'acquérir des flux et des courants statoriques qui ressemblent étroitement à des formes sinusoïdales ;
- ✚ La fréquence à laquelle l'onduleur commute est déterminée par la taille des bandes d'hystérésis ;
- ✚ La machine présente une réponse remarquablement rapide et dynamique ;
- ✚ La fréquence à laquelle l'onduleur commute est déterminée par la taille des bandes d'hystérésis ;

La commande 'DTC' offre divers avantages, comme indiqué dans [14], [15] et [16].

- ✓ Amélioration du temps de réponse pour la réduction du couple ;
- ✓ La capacité à résister aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation électrique est un aspect clé de la robustesse ;
- ✓ L'imposition directe des fluctuations du couple et de l'amplitude du flux ;
- ✓ De par sa nature même, il a la capacité de s'ajuster de manière transparente en l'absence de capteur mécanique lié à l'arbre du moteur ;
- ✓ Le bloc de calcul de modulation de tension, dit 'PMI', n'est pas disponible ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de séparer les courants des tensions de commande, contrairement au scénario de contrôle vectoriel ;

Les inconvénients suivants peuvent être identifiés [14],[15],[16] :

Il existe plusieurs défis associés au fonctionnement du système, notamment le manque de contrôle des harmoniques de couple, l'excitation de modes mécaniques résonants provoquant un vieillissement prématuré, des problèmes à basse vitesse et une fréquence de commutation incohérente.

2.3 Le contrôle vectoriel du couple

Dans le référentiel associé au stator, nous utilisons des expressions vectorielles pour décrire la machine :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r - j\omega \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2.1)$$

En examinant les équations magnétiques décrites au chapitre 01, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (2.2)$$

En insérant l'équation (2.2) dans (2.1), les équations subissent une transformation et prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \\ \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad (2.3)$$

Ces relations montrent que :

- Le vecteur $\bar{\Phi}_s$ peut être contrôlé à partir du vecteur $\bar{V}_s$ aux chutes de tensions $R_s \bar{I}_s$ prés.
- Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit les variations de $\bar{\Phi}_s$ avec un petit retard causé par la constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un « filtre de constante de temps σT_r » entre les flux $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$.

De plus, lorsque le système atteint un état stable, l'expression du flux rotorique peut s'écrire comme suit :

$$\bar{\Phi}_r = \left(\frac{M}{L_s} - \frac{\bar{\Phi}_s}{1 + j\omega \sigma T_r} \right) \quad (2.4)$$

La relation entre le flux statorique, le flux rotorique et le couple électromagnétique peut être exprimée dans la relation suivante [1],[11],[15],[16] :

$$C_e = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \bar{\Phi}_r \otimes \bar{\Phi}_s = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} |\Phi_r| |\Phi_s| \sin \theta_{sr} \quad (2.5)$$

Soit $\otimes$ représente le produit vectoriel et θ_{sr} représente l'angle entre le vecteur flux rotor et le vecteur flux stator. En examinant cette équation, on peut observer que le couple est influencé par la grandeur des deux vecteurs Φ_s et Φ_r , ainsi que par leur orientation relative. Si nous sommes capables de réguler avec précision le flux Φ_r (à partir de V_s) en termes d'amplitude et de position, nous pouvons manipuler efficacement l'amplitude et le positionnement relatif de Φ_s et de Φ_r , contrôlant ainsi le couple. Ce niveau de contrôle peut être atteint si la période de contrôle T_e pour la tension V_s est nettement inférieure à σT_r [3],[11].

Si on considère le scénario dans lequel le flux rotorique Φ_r tourne dans un sens et le flux statorique Φ_s tourne dans le sens opposé en raison des vecteurs actifs de l'onduleur, l'angle entre le stator et le rotor diminue rapidement. Cette diminution rapide de l'angle se traduit par une diminution rapide du couple. De même, lorsque des vecteurs nuls sont appliqués, le couple diminue mais à un rythme plus lent que dans le premier scénario.[15]

2.4 Le contrôle vectoriel du flux statorique

Nous utilisons l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \quad (2.6)$$

D'où :

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt + \bar{\Phi}_s(0) \quad (2.7)$$

Lorsque des vitesses élevées sont considérées, l'omission de la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ devant les tensions $\bar{V}_s$ conduit au résultat suivant :

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t \bar{V}_s dt + \bar{\Phi}_s(0) \quad (2.8)$$

L'équation (2.8) subit une transformation dans laquelle un vecteur de tension est appliqué à la machine pendant une période d'échantillonnage spécifiée, notée T_e :

$$\bar{\Phi}_s = \bar{V}_s T_e + \bar{\Phi}_s(0) \quad (2.9)$$

On pose :

$$\Delta \bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_s - \bar{\Phi}_s(0) = \bar{V}_s T_e \quad (2.10)$$

En observant la corrélation susmentionnée, il devient évident que pendant un intervalle de temps représenté par T_e , le point final du vecteur flux statorique suit une trajectoire linéaire. Cette trajectoire s'aligne sur le vecteur tension choisie en sortie de l'onduleur, à condition qu'il soit non nul. Dans le cas où le vecteur tension est nul, le vecteur flux cesse son mouvement mais conserve son sens de rotation d'origine. [8],[13],[15]

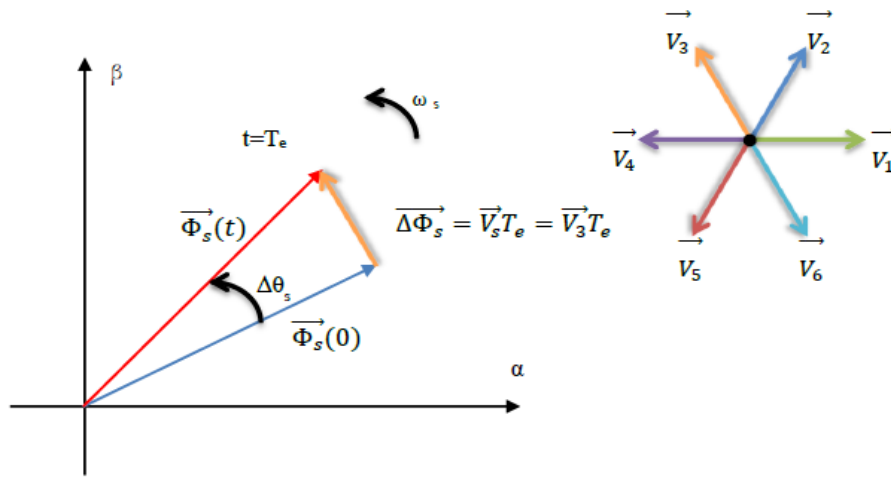


Figure 2.1. Exemple de l'évolution de l'extrémité du flux statorique.

2.5 Le Choix du vecteur tension V_s

La sélection du vecteur de tension V_s dépend de plusieurs facteurs, notamment l'emplacement du vecteur Φ_s dans le cadre de référence (α, β) , les changements souhaités dans l'amplitude de Φ_s , les changements souhaités de couple et la direction de Rotation de Φ_s . [1],[3],[11],[13]

Pour établir des limites pour l'évolution des Φ_s dans le référentiel fixe (stator), nous le divisons en six zones symétriques basées sur les directions des tensions non nulles [3]. Ces zones ne sont représentées par N_i , comme le montre la figure 2.2.

Pour maintenir le contrôle du flux et du couple dans une zone N_i , on peut opter pour l'un des huit vecteurs de tension disponibles, à savoir [1], [3] ou [14].

- Lorsque V_{i+1} est choisi, Φ_s et C_e connaissent une augmentation ;
- Lorsque V_{i+2} est choisi, la valeur de Φ_s diminue tandis que C_e augmente ;
- Lorsque V_{i-1} est choisi, il y a une augmentation de Φ_s et une diminution de C_e ;
- Lorsque V_{i-2} est choisi, Φ_s et C_e subissent une diminution ;
- Lorsque V_0 ou V_7 est choisi, la rotation du flux Φ_s s'arrête, entraînant une réduction du couple, tandis que l'amplitude du flux Φ_s reste constante.

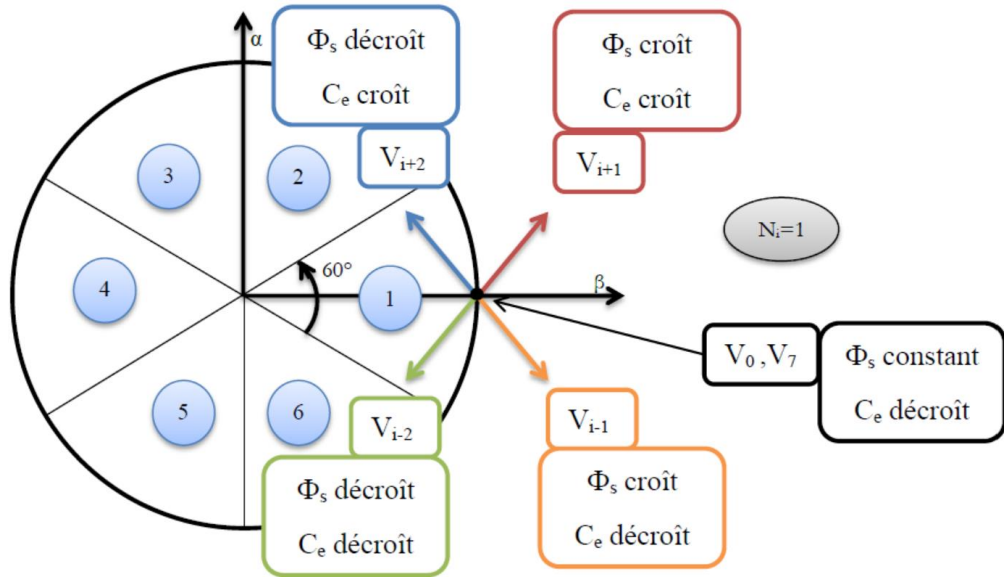


Figure 2.2. Choix du vecteur tension.

2.6 Les estimateurs

2.6.1 Estimation du flux statorique

Le vecteur de flux statorique est estimé en utilisant les vecteurs de tension et de courant, et l'expression du flux est documentée dans [11], [12] et [16]:

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (2.11)$$

Le calcul du vecteur flux statorique consiste à déterminer ses composantes diphasées sur le référentiel (α, β) :

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (2.12)$$

$$\text{Avec : } \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad \text{et} \quad \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (2.13)$$

Afin de déterminer les composantes $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ du vecteur courant statorique, la transformation **Concordia** est appliquée en utilisant les courants mesurés (I_{sa} , I_{sb}) et le courant déduit I_{sc} en fonction de la relation donnée : $I_{sc} = -(I_{sa} + I_{sb})$

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (2.14)$$

Tel que :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (2.15)$$

En utilisant la tension d'entrée de l'onduleur V_{dc} et les états de contrôle (S_a, S_b, S_c), nous pouvons dériver

$V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.16)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (2.17)$$

La détermination du secteur N_i , où se situe le vecteur $\overline{\Phi_s}$ est dérivée du calcul de l'angle θ_s formé par le vecteur flux et le référentiel statorique :

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (2.18)$$

2.6.2 Estimation du couple électromagnétique

En utilisant les courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, ainsi que les flux estimés $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$, le couple électromagnétique peut être approximé à l'aide de la relation présentée ci-dessous :

$$C_e = P [\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (2.19)$$

2.7 Elaboration du vecteur de commande

2.7.1 Le correcteur de flux

Afin de réguler le flux du stator, une bascule à hystérésis à deux niveaux est utilisée pour préserver le flux dans une boucle circulaire. Ceci est réalisé en comparant la valeur estimée du flux avec une valeur de référence. La sortie résultante de la bascule $S\Phi$ est représentée par une valeur binaire de 1 ou 0, indiquant si l'amplitude du flux doit être augmentée ou diminuée. Reportez-vous à la figure 2.3 pour une représentation visuelle.

Avec le contrôleur d'hystérésis en place, nous pouvons être sûrs et assurés de sa capacité à fournir les résultats souhaités :

$$|\Phi_{s\text{réf}} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (2.20)$$

Avec :

$\Delta\Phi_s$: La moitié de largeur de la bande du correcteur à hystérésis de flux.

La sortie du correcteur :

$S_\phi = 1$: indique que le module de flux doit s'augmenter.

$S_\phi = 0$: indique que le module de flux doit se diminuer.

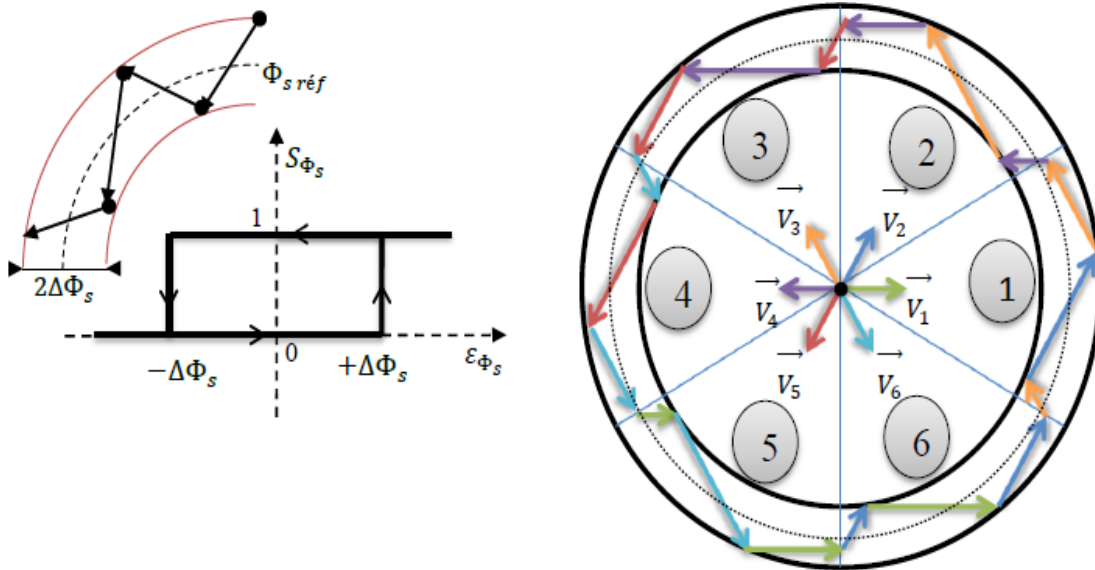


Figure 2.3. Correcteur à hystérésis à deux niveaux et trajectoire du flux statorique.

2.7.2 Le correcteur de couple

Le but du correcteur de couple est de garantir que le couple reste dans des limites acceptables :

$$|C_{e\text{ réf}} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (2.21)$$

ΔC_e : La moitié de la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur de couple.

Deux solutions sont à envisager :

- ❖ Correcteur à hystérésis à deux niveaux ;
- ❖ Correcteur à hystérésis à trois niveaux.

2.7.2.1 Le correcteur à deux niveaux

Le correcteur utilisé pour réguler le module de flux statorique ne se distingue pas de celui utilisé à cet effet. Sa fonctionnalité se limite à permettre le contrôle du couple dans un seul sens de rotation, notamment concernant les vecteurs V_{i+1} et

Le flux $\overline{\Phi_s}$ peut évoluer en sélectionnant V_{i+2} . Cependant, la réduction du couple ne peut être obtenue que grâce à l'utilisation de vecteurs nuls.

2.7.2.2 Le correcteur à trois niveaux

Pour notre recherche, nous avons implémenté un correcteur d'hystérésis à trois niveaux comme solution viable. Ce correcteur régule efficacement la vitesse du moteur dans les deux sens de rotation, que le couple soit positif ou négatif. La sortie de ce correcteur, désignée par la variable booléenne S_{C_e} et représentée sur la figure 2.4, sert d'indicateur direct pour ajuster l'amplitude du couple. Lorsque la consigne est positive, $S_{C_e}=1$ signifie la nécessité d'une augmentation du couple, tandis que $S_{C_e}=-1$ indique une diminution. A l'inverse, lorsque la consigne est négative, $S_{C_e}=0$ correspond à une diminution du couple, tandis que $S_{C_e}=-1$ signifie une augmentation [15],[16].

En utilisant le correcteur, nous sommes en mesure de diminuer efficacement le couple en employant les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} en rotation dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, et les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} en rotation dans le sens des aiguilles d'une montre

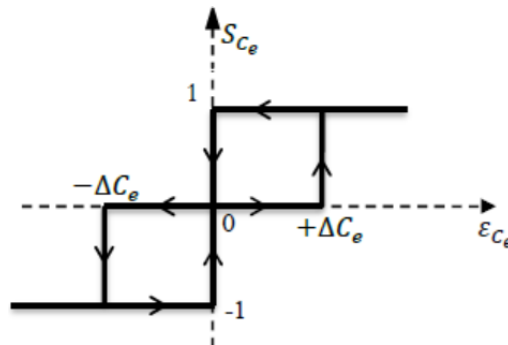


Figure 2.4. Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple.

2.8 La commande DTC proposé par Takahashi

Takahashi a proposé la commande « DTC », qui utilise l'algorithme décrit dans [3] :

- Pour analyser le moteur asynchrone, il est nécessaire de diviser le domaine temporel en périodes plus courtes de durée T_e , généralement de l'ordre de quelques dizaines de microsecondes ;
- Lors de chaque coup d'horloge, il est important de mesurer les courants et tensions de ligne par phase du moteur ;
- De plus, les composants du vecteur de flux statorique doivent être reconstruits pour une analyse et une évaluation plus approfondie ;
- En estimant le vecteur flux statorique et en mesurant les courants de ligne, le couple électromagnétique peut être estimé.

- Un régulateur d'hystérésis est utilisé pour introduire l'erreur entre le débit de référence et le débit estimé, générant une variable binaire (S_Φ) à deux niveaux.;
- De même, un régulateur d'hystérésis est utilisé pour introduire l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé, générant une variable logique à trois niveaux (S_{Ce}) à sa sortie.
- En vous référant aux tableaux de commutation fournis (Tableau 2.1 et Tableau 2.2), vous pouvez sélectionner l'état approprié des commutateurs afin de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur.

Tableau 2.1. Table généralisée des vecteurs de tensions.

	Augmentation	Diminution
Φ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

2.9 Elaboration de la table de commutation

La forme de la table de commutation est déterminée par les variables S_Φ et S_{Ce} , ainsi que par le secteur N_i dans lequel se situe le Φ_s . En conséquence, la table de commutation prend la structure suivante [3],[8],[15],[16] :

Tableau 2.2. Table de commutation de la commande directe du couple.

Secteur (N_i)		1	2	3	4	5	6	Correcteur du couple	
S_Φ	S_{Ce}								
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2	Niveaux
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux	
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux	
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2	Niveaux
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux	
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux	

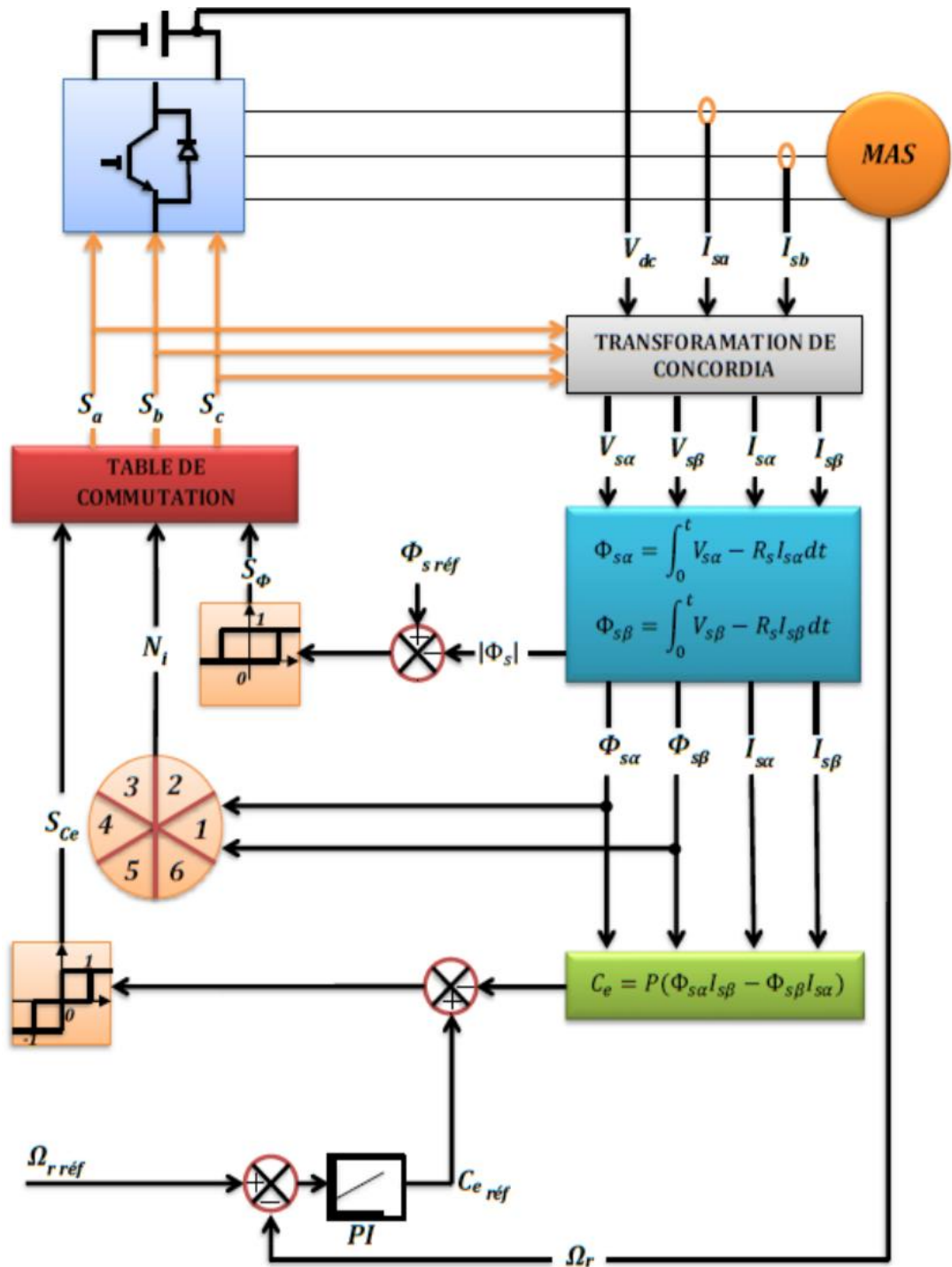


Figure 2.5. Structure générale de la DTC.

À l'aide de l'environnement Matlab/Simulink, nous avons effectué une simulation pour observer les performances de la structure de contrôle direct du couple sur la machine asynchrone, comme le montre la figure 2.5. La simulation a été réalisée dans les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est de $\pm 0,05$ (N.m), indiquant une plage de variation étroite.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux est de $\pm 0,005$ (Wb).
- Le régulateur PI rétablit le couple électromagnétique de référence, observable en sortie.
- Le flux de référence mesure à 1 (Wb).

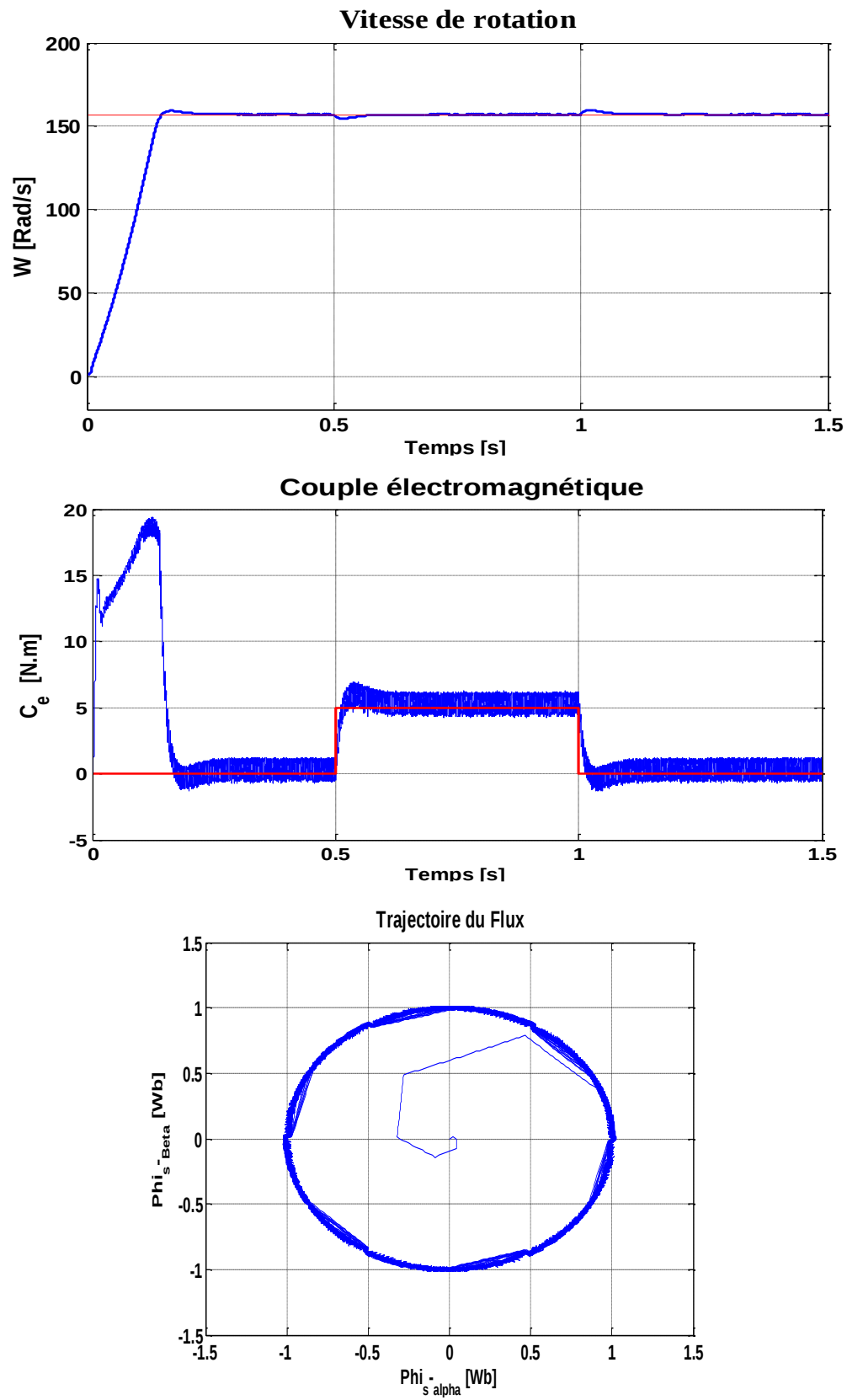
2.10.1 Démarrage à vide suivi de perturbations de charge

En lançant une simulation avec une démarrage à vide de la MAS, nous avons procédé à l'application d'un couple résistant de 5 (N.m) au temps de « 0,5 s ». Suite à cela, à « 1 s », nous avons supprimé le couple, provoquant le retour de la machine à un état vide. Les figures fournies ci-dessous présentent les réponses de divers paramètres, notamment le couple électromagnétique, le flux statorique, la vitesse de rotation et le courant de phase (A) de la machine. À partir de cette simulation, d'après cette simulation on remarque clairement qu'il y a une bonne dynamique du couple, un bon suivi de la référence. De plus, il ressort clairement des lectures de couple que de nombreuses pulsations sont présentes. Une observation similaire peut être faite pour les courants statoriques, qui présentent des formes sinusoïdales déformées.

Dans le plan (α, β) , le flux statorique forme un anneau circulaire qui s'aligne sur sa valeur de référence. Cependant, il convient de noter la présence notable d'oscillations. En ce qui concerne la vitesse, nous avons fixé la vitesse de référence à 157 (Rad/s). Il est évident que la vitesse présente une réponse rapide et efficace avec un dépassement acceptable, démontrant un suivi précis de la valeur de référence sans aucune erreur statique.

Au premier démarrage à vide, le couple atteint rapidement une valeur de 18 (N.m) avant de se stabiliser pratiquement à zéro. Simultanément, la vitesse atteint sa valeur de référence, entraînant un régime transitoire qui dure environ 0,2 s. A 0,3s, l'application d'un couple de charge de 5 (N.m) entraîne une augmentation du couple électromagnétique et une légère diminution de la vitesse, qui revient rapidement à sa valeur de référence.

Lors de la suppression du couple de charge au temps « 1s », la machine revient à un état sans charge. Dans ce scénario, le couple diminue rapidement et finit par se stabiliser à près de zéro. Simultanément, la vitesse de rotation augmente légèrement en peu de temps pour finalement revenir à sa valeur de référence.



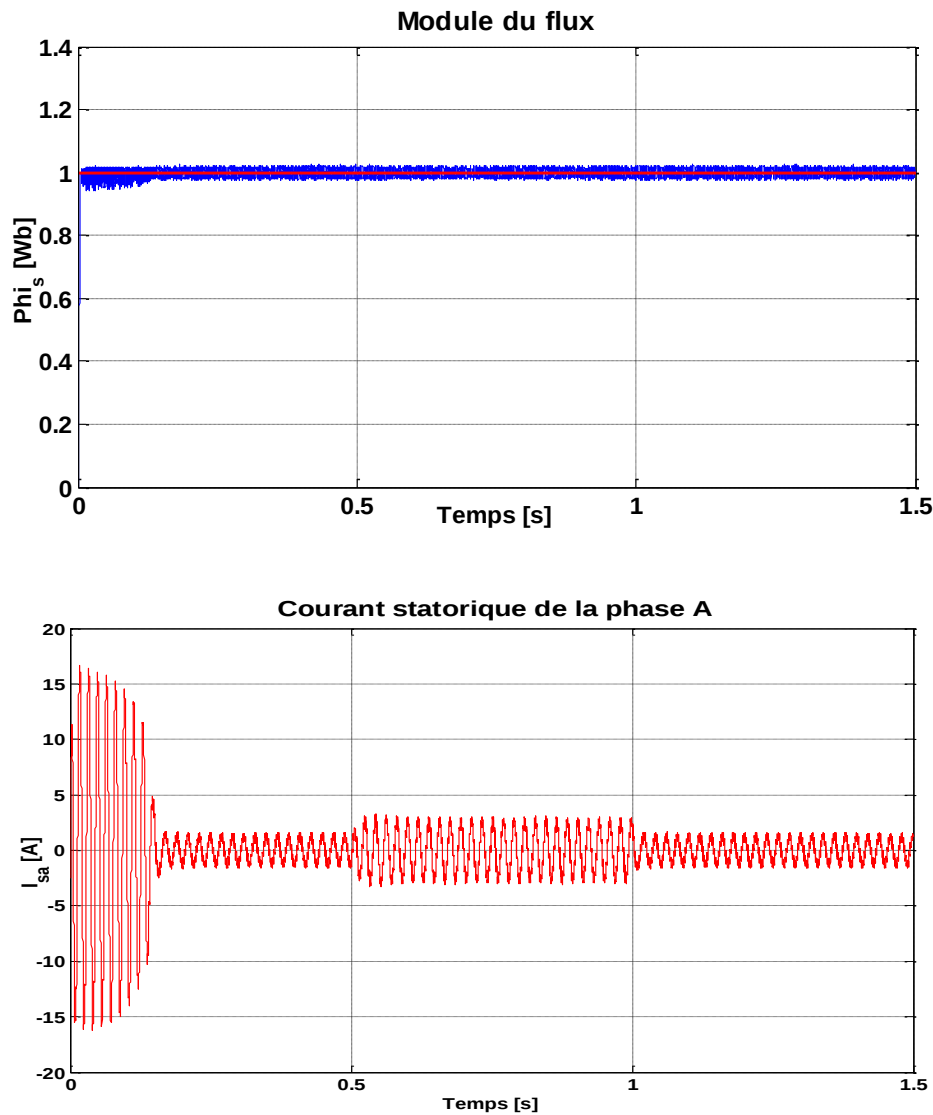
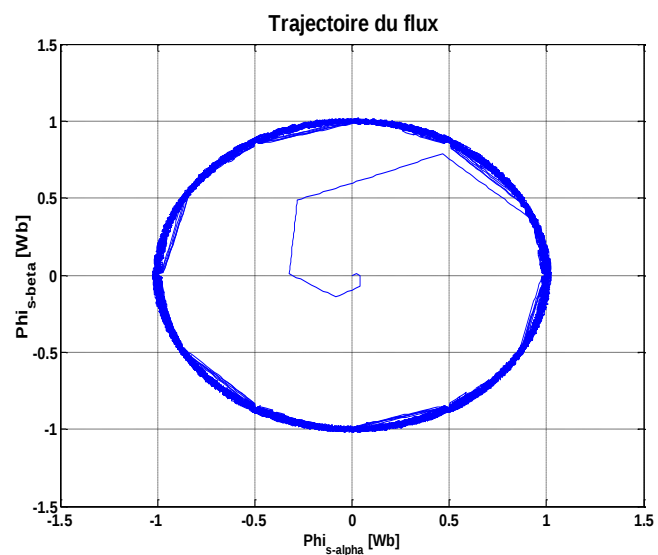
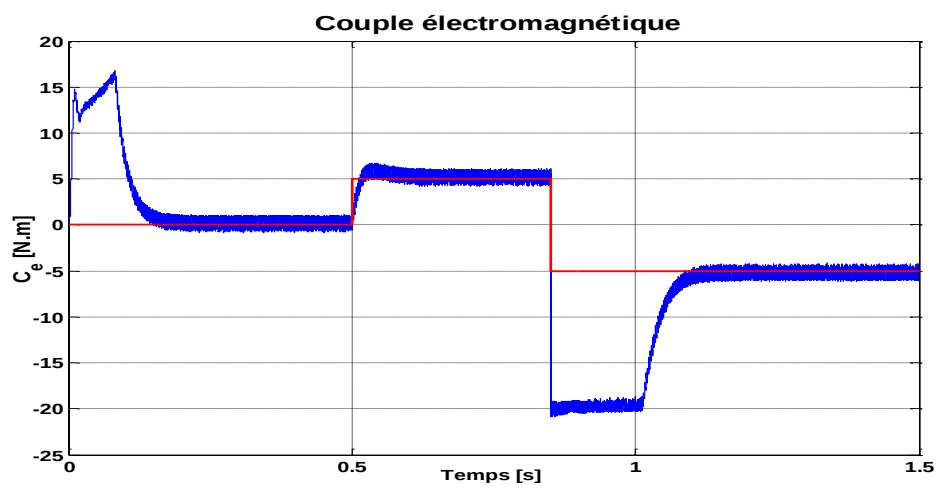
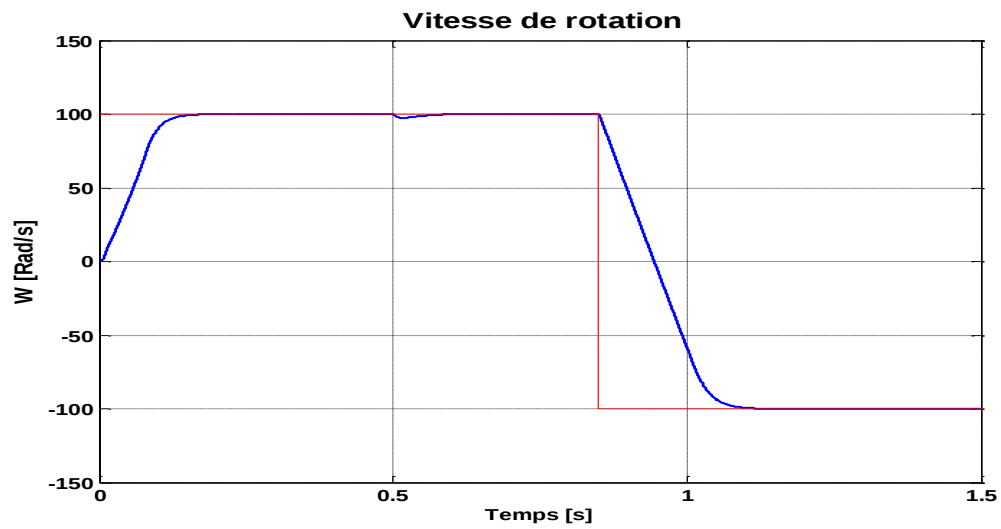


Figure 2.6. Résultats de simulation de la commande ‘DTC’ avec contrôleur PI appliqué à la MAS pour un fonctionnement à vide et en charge.

2.10.2. Inversion du sens de rotation

La figure 2.7 montre la réponse de la machine lors de l'inversion du sens de rotation, Nous appliquons un couple de charge nominal de 5 (N.m) à l'instant "0,5 s" et maintenons ce couple, cette inversion du sens de rotation du moteur est effectuée en faisant varier la vitesse de référence de 100 (Rad/s) à -100 (Rad/s) au temps ‘0.85s’, Les résultats de simulation obtenus montrent que la vitesse de référence présente une bonne continuité, aucun dépassement et une grande flexibilité.



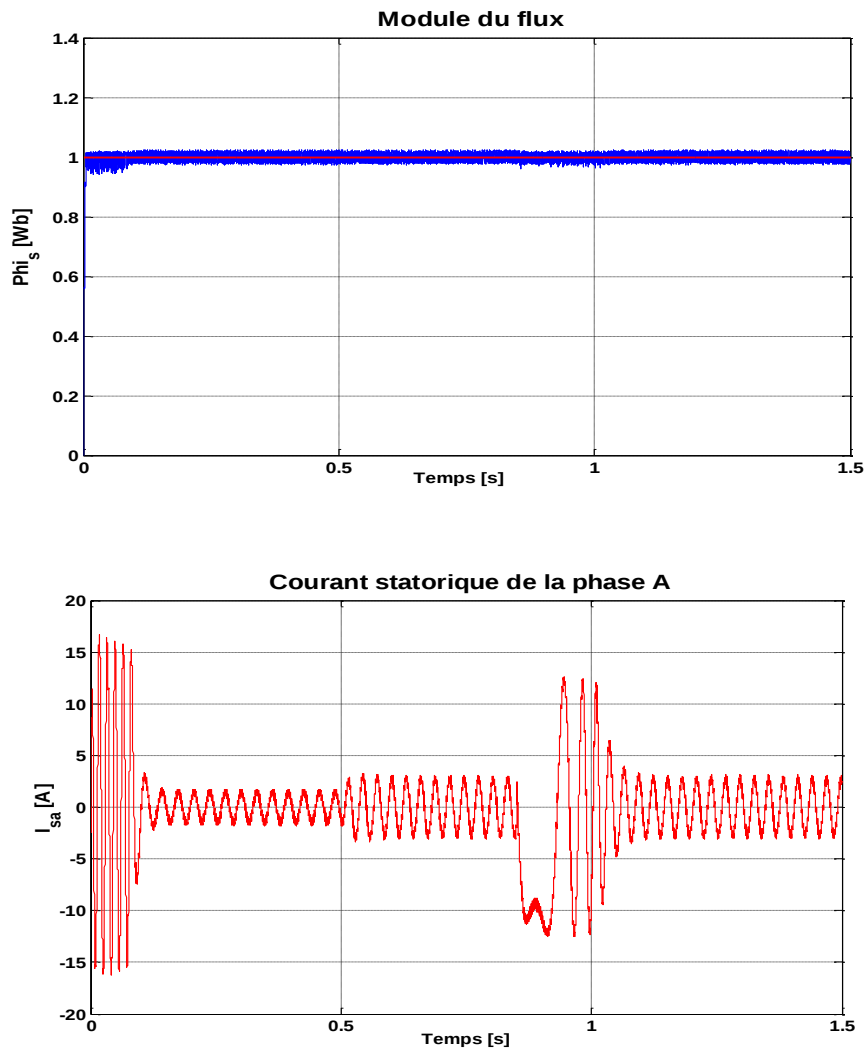


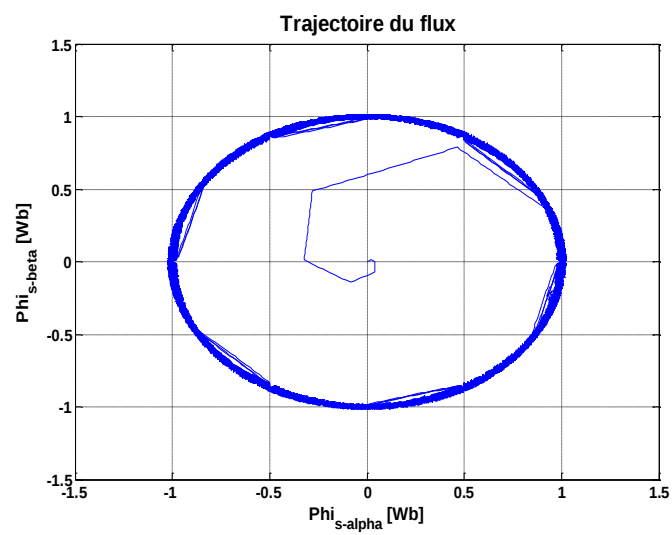
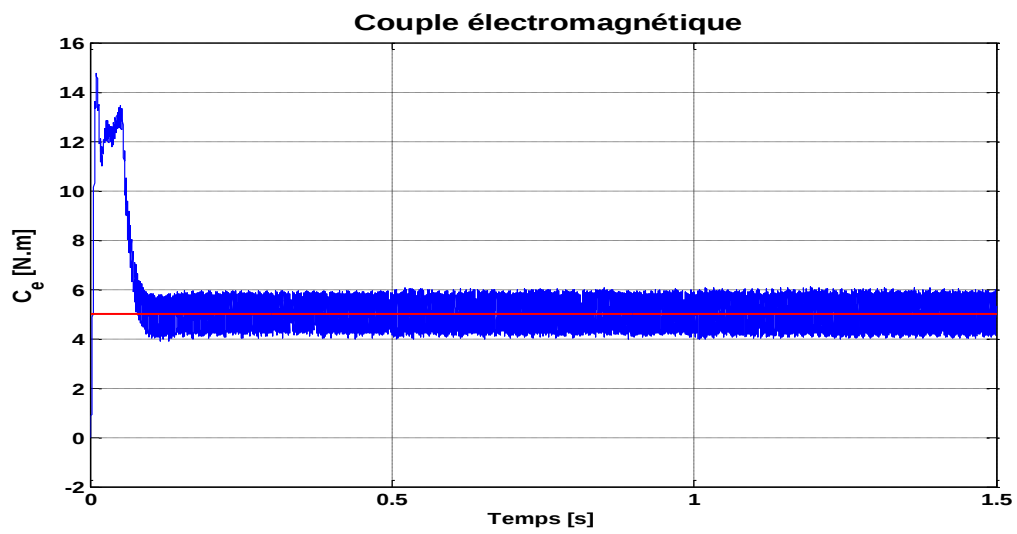
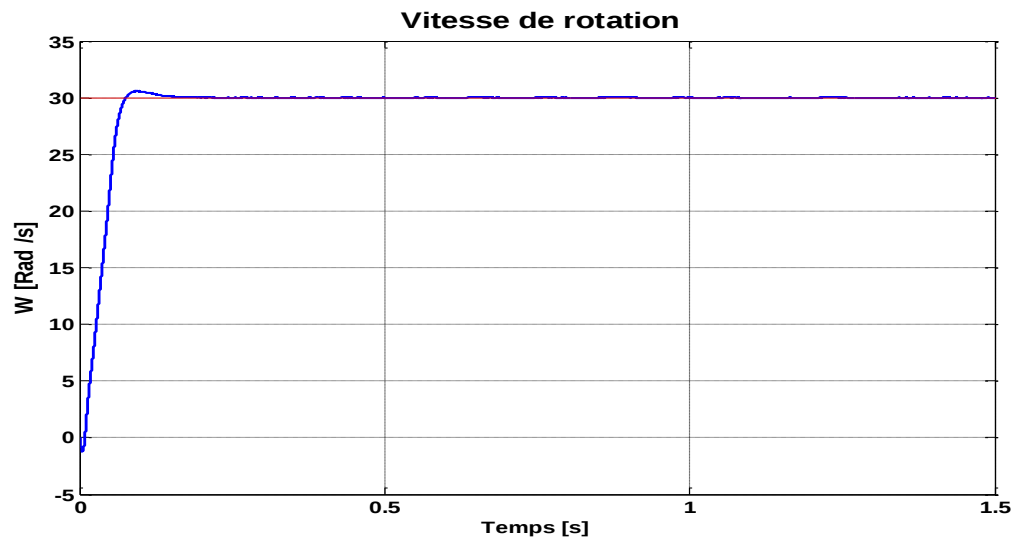
Figure 2.7. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PI appliqué à la MAS pour une inversion de sens de rotation.

2.10.3. Test de robustesse

Dans cette section nous présentons les résultats de simulation du test de robustesse "DTC" vis-à-vis de la variation de la résistance statorique R_s (principalement due à l'effet de la température), le principe du DTC a été établi, en supposant les performances du vitesse machine Très élevée, l'effet du terme de résistif peut être ignoré, notamment pour le contrôle du flux.

Afin d'étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de changements de paramètres électriques, nous avons simulé le système en augmentant la résistance nominale statorique de +75 % au temps "0,5 s" et en suivant l'augmentation de valeur de +150 % au temps "1s", Le test a été réalisé à une vitesse faible de 30 (Rad/s).

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que l'augmentation de la résistance statorique affecte légèrement les performances du contrôle, c'est-à-dire que le contrôle réagit de telle manière que l'effet des changements du terme résistif est éliminé.



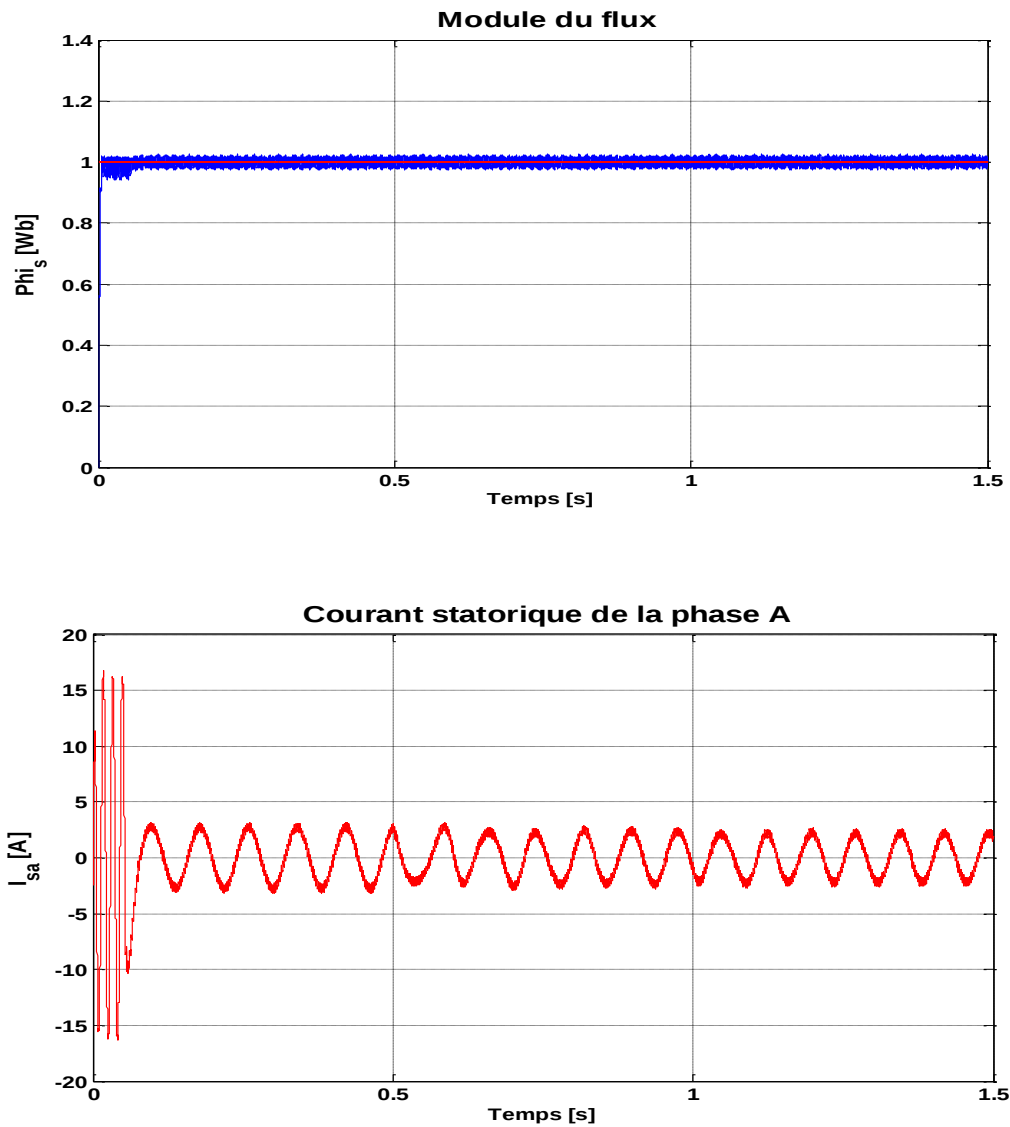


Figure 2.8. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PI appliqué à la MAS pour test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique et faible vitesse.

2.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux concepts du contrôle direct du couple, qui semble être une méthode efficace et simple pour contrôler les moteurs asynchrones. Il fournit donc une solution prometteuse au problème de robustesse et présente l'avantage d'éliminer le besoin de capteur mécanique. Cependant, la présence d'un régulateur hystérétique entraîne des changements de fréquence de commutation et des oscillations du niveau de couple, qui constituent le problème principal du "DTC" classique.

Dans le chapitre suivant, nous explorerons et simulerons une autre méthode de contrôle de la vitesse MAS. L'approche se concentrera sur la théorie du contrôle par logique floue visant à améliorer la dynamique de vitesse et de couple.

Chapitre 03

Réglage robuste de la vitesse appliquée à la MAS par la logique floue

3.1. Introduction

Le concept de logique floue fait actuellement l'objet de beaucoup d'attention. Cependant, il est important de noter que la logique floue existe depuis un certain temps et que son évolution peut être classée en trois étapes distinctes. L'émergence de la « logique à valeurs multiples » peut être attribuée à l'exploration par Heisenberg des paradoxes logiques et du concept d'incertitude.

Au cours des années 1920 et 1930, un concept connu sous le nom de « logique floue » a émergé. C'est en 1937 que le philosophe Max Black introduisit la logique du continuum, un système qui catégorise les éléments ou les symboles en fonction de leur position sur une échelle.

Le fondement théorique de la logique floue, qui englobe les vraies valeurs $\{0, 1/2, 1\}$, a été initialement établi par M Zadeh en 1965 [17].

La division de cette section comporte le contrôle robuste de la vitesse par un contrôleur à logique floue FLC appliquée à la MAS. Dans un premier temps, nous donnons un aperçu des concepts fondamentaux qui sous-tendent la logique floue. Par la suite, nous approfondissons le fonctionnement interne d'un contrôleur flou de type PD-FLC (proportionnel Dérivé Fuzzy Logic Control) et sa mise en œuvre dans l'ajustement de la vitesse de la MAS. En fin de compte, une simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink a été réalisée pour montrer la robustesse de cette technique de contrôle.

3.2. Commande par logique floue

L'immense potentiel des techniques d'intelligence artificielle, en particulier de la logique floue, pour relever les défis associés aux processus industriels, à l'estimation des paramètres et à l'identification des modèles est largement reconnu. En exploitant ses qualités uniques, ces techniques peuvent atténuer efficacement les problèmes résultant d'erreurs de modélisation et d'une connaissance limitée du modèle du système contrôlé. L'intégration d'un contrôleur PD avec logique floue, connue sous le nom de PD-FLC, offre la possibilité d'améliorer les performances dynamiques et statiques des systèmes de contrôle en boucle fermée, quel que soit le niveau de compréhension du modèle du système. Le FLC peut présenter un avantage inhérent en termes d'amélioration de la

résilience du contrôle contre les erreurs de modélisation et les dérives paramétriques, qui sont souvent inévitables. En employant des règles linguistiques simples pour convertir efficacement les connaissances d'experts en une solution adaptée au système concerné, les défis associés au contrôle et à l'estimation peuvent être efficacement surmontés [18].

Dans ce cadre particulier, nous proposerons un examen complet du contexte historique de la logique floue, ainsi que de sa portée et de ses principes sous-jacents. Ensuite, nous approfondirons une explication détaillée du contrôle par logique floue, englobant les différentes étapes de fuzzification, d'inférence et de défuzzification. Cette méthode de contrôle sera ensuite appliquée à la tâche d'ajustement de la vitesse du MAS (Multi-Agent System). Pour démontrer l'efficacité de cette approche, nous présenterons des résultats de simulation mettant en valeur ses performances, tout en effectuant également des tests de robustesse pour garantir sa fiabilité.

3.3. Principe de logique floue

Pour concevoir efficacement un régulateur traditionnel, il est essentiel d'avoir une compréhension approfondie du modèle de système qui doit être contrôlé. Une mesure précise de la valeur d'entrée est essentielle afin d'éviter toute erreur potentielle. Cependant, lorsqu'il s'agit de contrôleurs flous, il n'est pas nécessaire de posséder une connaissance du modèle mathématique régissant le processus. Au lieu de cela, l'expertise et l'expérience des opérateurs de processus ou des experts du domaine jouent un rôle important dans l'établissement d'un système de contrôle flou. Comme alternative à l'algorithme de réglage conventionnel, un ensemble de règles linguistiques peut être utilisé [19,20].

Lorsque les processus qui doivent être régulés ne sont pas bien compris ou difficiles à décrire avec précision, un contrôle par logique floue peut être utilisé. Cette approche est particulièrement utile lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées sous forme de langage plutôt que de valeurs numériques. Le contrôle à logique floue est simple à générer et polyvalent, ce qui le rend hautement adaptable aux conditions de fonctionnement spécifiques du procédé. Les règles utilisées dans cette méthode sont facilement compréhensibles et peuvent être modifiées selon les besoins puisqu'elles sont exprimées en termes de langage naturel [19,21].

Le concept d'appartenance ou de non-appartenance à un ensemble spécifique est un principe fondamental de la théorie traditionnelle des ensembles [22]. En conséquence, la théorie des ensembles flous repose sur l'idée d'appartenance partielle.

La distinction entre les deux théories, telle que représentée sur la figure (3.1), découle des limitations des ensembles définis.

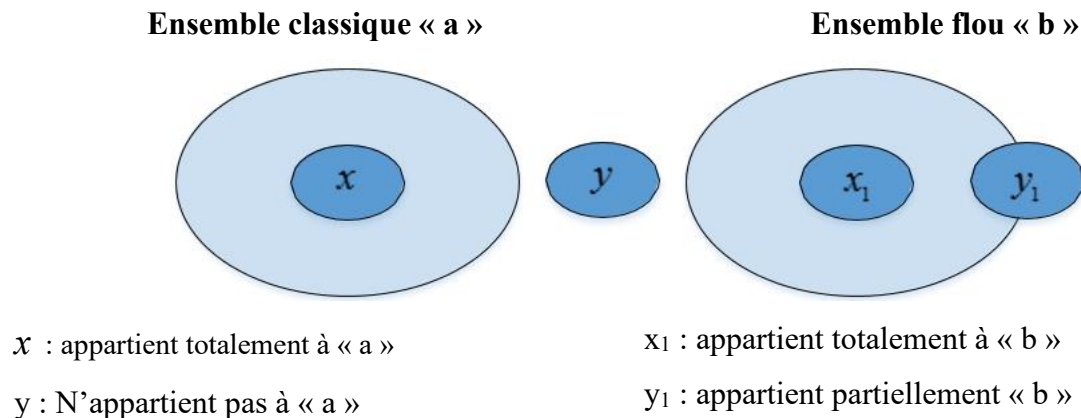


Figure.3.1 Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

Dans les ensembles traditionnels, le degré d'appartenance est limité à 0 ou à 1. Cependant, dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut aller de 0 à 1, et nous l'appelons la fonction d'appartenance μ .

✓ La fonction triangulaire :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{Ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (3.1)$$

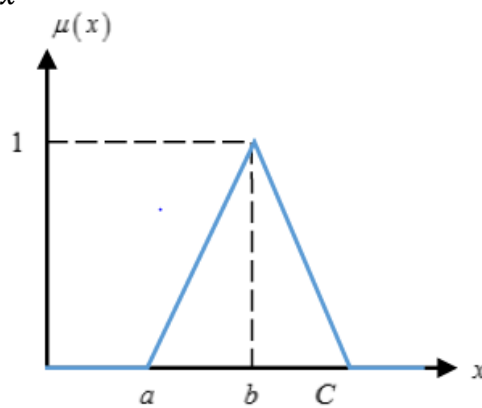


Figure. 3.2 Représentation de la fonction triangulaire.

✓ La fonction trapézoïdale :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad \text{Ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (3.2)$$

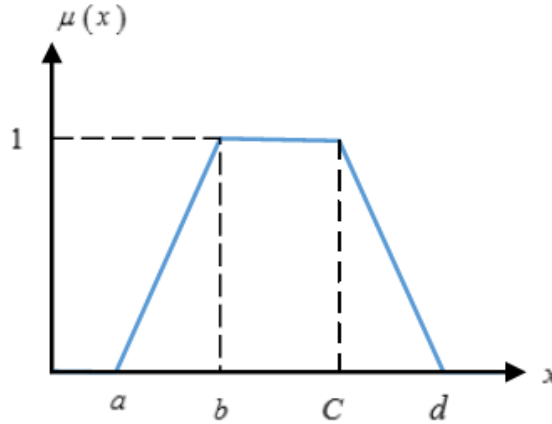


Figure. 3.3 Représentation de la fonction trapézoïdale.

✓ La fonction gaussienne :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.3)$$

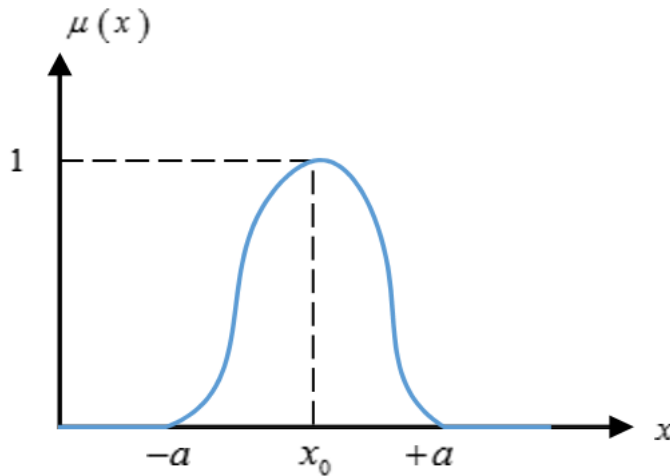


Figure. 3.4 Représentation de la fonction gaussienne.

3.4. Structure d'un régulateur floue

Le réglage par logique floue se distingue des méthodes de réglage traditionnelles en évitant l'utilisation de formules ou de relations mathématiques précises. Au lieu de cela, il s'appuie sur des inférences faites grâce à l'application d'opérateurs flous tels que AND, OR, THEN et bien d'autres encore à des variables linguistiques. Le processus commence par attribuer une fonction d'appartenance à chaque variable d'entrée, la transformant ainsi en une variable floue. À partir de

là, la commande floue résultante est traduite en commandes tangibles et implémentée dans le processus réel.

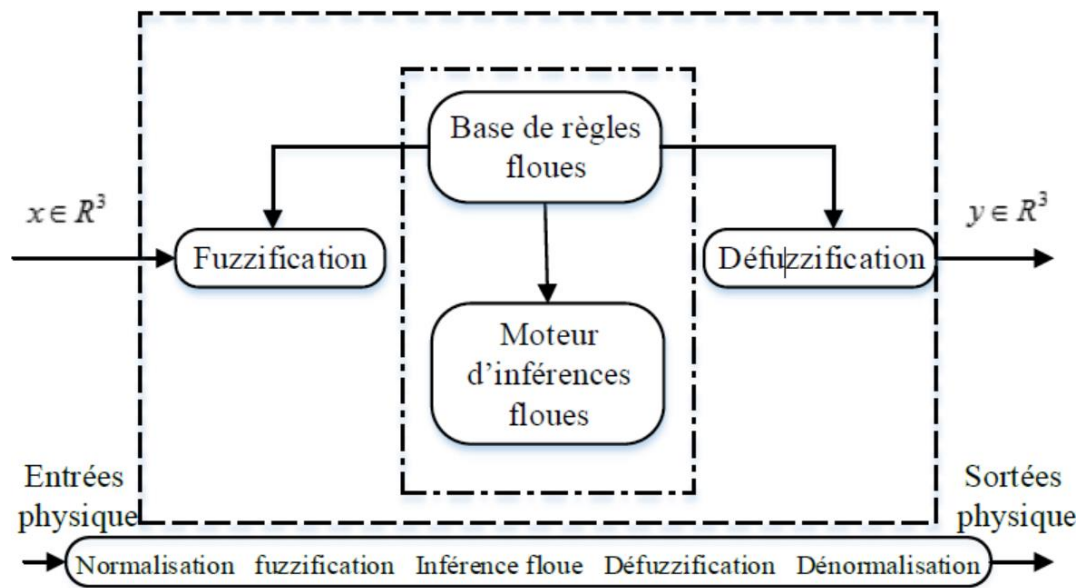


Figure.3.5 Schéma d'un contrôleur flou.

3.4.1. Fuzzification

Le bloc de fuzzification a plusieurs fonctions clés. Premièrement, il établit la plage de valeurs pour la fonction d'appartenance en fonction des valeurs des variables d'entrée. Deuxièmement, il effectue le processus de fuzzification, qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques qui servent d'étiquettes aux ensembles flous. Il est important de noter que cette opération est généralement effectuée dans un domaine standardisé, généralement l'intervalle $[0,1]$, afin de simplifier les calculs [23].

3.4.2. Base de règles

Au cœur de tout le système se trouve la base de connaissances, constituée de règles floues qui décrivent le comportement du système. Les composants restants jouent un rôle essentiel dans l'interprétation et la fusion de ces règles pour créer le système ultime [24].

- ❖ Une base des données
- ❖ La base des règles

3.4.3. Mécanisme d'inférence floue

En utilisant la technique d'inférence floue, le moteur d'inférence floue transforme la composante floue produite par fuzzification en une nouvelle composante floue, qui à son tour définit l'ensemble flou qui représente le contrôle. Le mécanisme de raisonnement, essentiellement, fusionne des règles floues pour convertir l'ensemble flou en espace de sortie.

Le processus d'inférence peut être expliqué explicitement par une description linguistique, en utilisant un ensemble de règles. Chaque règle se compose d'une condition, indiquée par un

ensemble SI, et d'une conclusion, indiquée par un ensemble ALORS. La stratégie d'ajustement repose principalement sur des inférences adaptées qui relient les grandeurs mesurées, qui servent de variables d'entrée (transformées en variables linguistiques par fuzzification), à la variable de sortie. Typiquement, le traitement numérique des règles d'inférence, qui permet d'obtenir le résultat linguistique ou flou du régulateur, est réalisé par trois méthodes [25, 18].

- La méthode Mamdani Max-Min est utilisée.
- Le mécanisme de rétroaction connu sous le nom de Max-Product est utilisé.
- Le concept mathématique dit de « somme-produit » fait référence à un calcul spécifique qui combine addition et multiplication.

3.4.4. Défuzzification

Pour continuer, les informations floues générées par le mécanisme d'inférence doivent être converties en valeurs numériques. Cela implique de transformer les ensembles flous produits par l'inférence en quantités numériques. Une fois cette conversion terminée, les valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. Il existe diverses méthodes de défuzzification, notamment la méthode du maximum, la méthode du maximum moyen, la méthode du centre de gravité, etc.

❖ La méthode de maximum :

L'approche la plus élémentaire consiste à évaluer chaque règle individuellement et à sélectionner le résultat qui offre le niveau de validité le plus élevé. Cette méthode n'est pas couramment utilisée en raison de ses inconvénients, en particulier lorsque la fonction d'appartenance résultante devient multivaluée.

❖ La méthode de la moyenne pondérée :

Après avoir évalué l'ensemble flou, le processus de défuzzification identifie la fonction d'appartenance ayant la valeur la plus élevée, puis calcule la moyenne de ces valeurs dans le cadre de son calcul.

❖ La méthode du centre de gravité :

Atteindre des résultats optimaux et maximiser l'efficacité sont des objectifs clés. Pour ce faire, il est nécessaire de calculer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de l'équation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad (3.4)$$

3.5. Application de contrôleur floue à la MAS

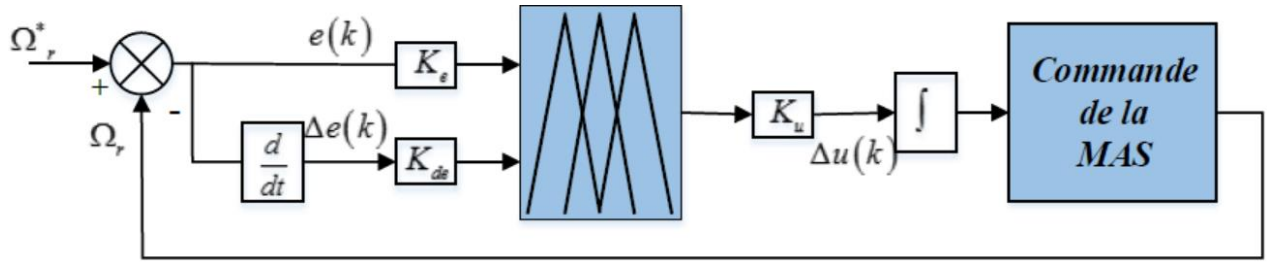


Figure. 3.6 Structure du contrôleur flou de type PD-FLC

La sélection de ceux-ci (K_e , K_{de} et K_u) assure la stabilité et améliore les performances globales. Les performances statiques du système peuvent être modifiées en ajustant sa dynamique. Les entrées du contrôleur incluent l'erreur de vitesse et son taux de variation.

L'erreur « e » est :

$$e = \Omega_r^* - \Omega_r \quad (3.5)$$

La variation de l'erreur de vitesse « Δ_e »:

$$\Delta_e = e(k+1) - e(k) \quad (3.6)$$

Et le signal de commande est déterminé par la relation suivante :

$$C_{em}^*(k+1) = C_{em}^*(k) + k_u C_{em}^* \quad (3.7)$$

Les entrées (e et Δ_e) et la sortie (Δ_u) sont fuzzifiées en cinq sous-ensembles flous, ces sous-ensembles ont des formes triangulaires et trapézoïdales, des fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes, comme le montre la figure (3.8) suivante :

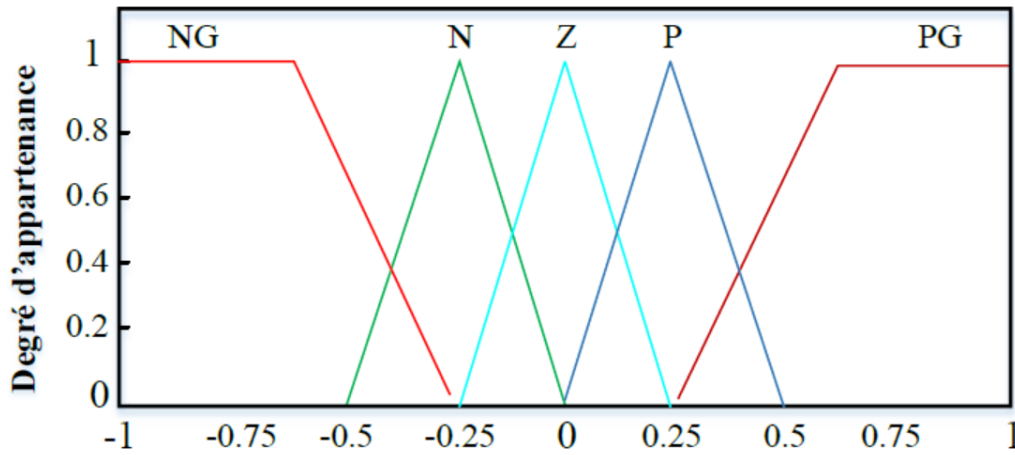


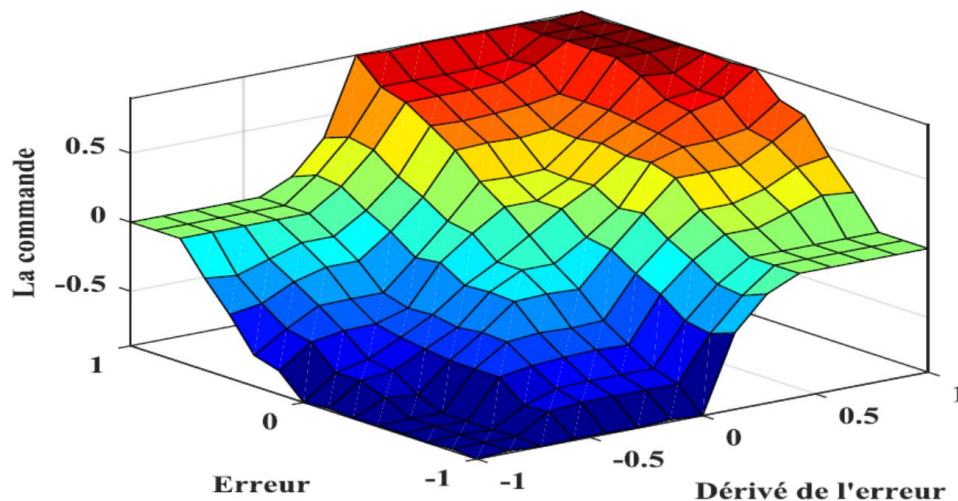
Figure.3.7 Forme des fonctions d'appartenance pour (e), (Δ_e) et (Δ_u)

D'après le tableau 3.2, les règles d'inférence de notre système sont représentées par une matrice d'inférence

Tableau 3.1 : Matrice d'inférence de cinq ensembles flous

La commande		Erreur				
		NG	N	Z	P	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	PG
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Le régulateur flou à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique suivante :

**Figure.3.8** Surfaces caractéristique d'un régulateur flou.

3.6. Résultats de simulation

3.6.1. Démarrage à vide suivi de perturbations de charge

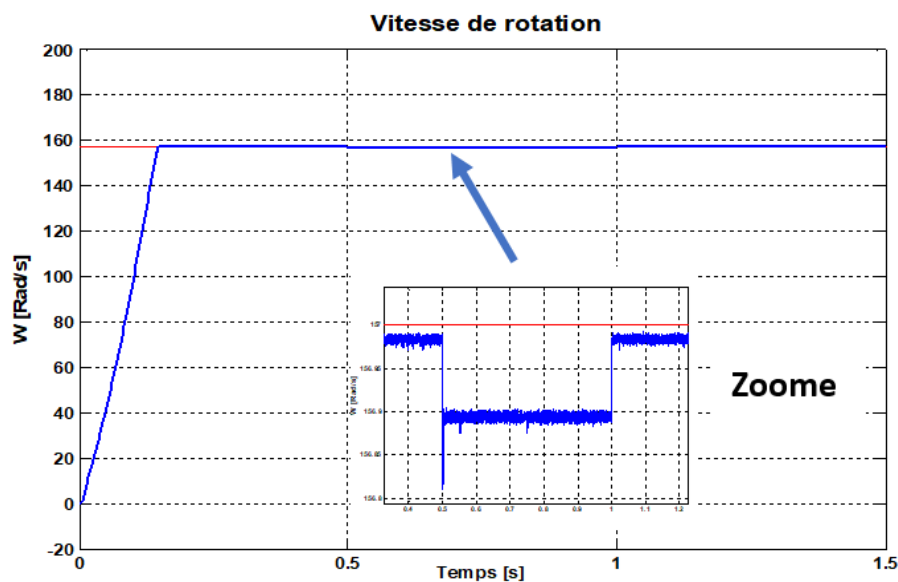
En lançant une simulation avec une démarrage à vide de la MAS, nous avons procédé à l'application d'un couple résistant de 5 (N.m) au temps de « 0,5 s ». Suite à cela, à « 1 s », nous avons supprimé le couple, provoquant le retour de la machine à un état vide. Les figures fournies ci-dessous présentent les réponses de divers paramètres, notamment le couple électromagnétique, le flux statorique, la vitesse de rotation et le courant de phase (A) de la machine. À partir de cette simulation, d'après cette simulation on remarque clairement qu'il y a une bonne dynamique du couple, un bon suivi de la référence comparativement par le

contrôleur PI classique. De plus, il ressort clairement des lectures de couple que de nombreuses pulsations sont présentes. Une observation similaire peut être faite pour les courants statoriques, qui présentent des formes sinusoïdales déformées.

Dans le plan (α, β) , le flux statorique forme un anneau circulaire qui s'aligne sur sa valeur de référence. Cependant, il convient de noter la présence notable d'oscillations. En ce qui concerne la vitesse, nous avons fixé la vitesse de référence à 157 (Rad/s). Il est évident que la vitesse présente une réponse rapide et efficace avec aucun dépassement, démontrant un suivi précis de la valeur de référence sans aucune erreur statique comparativement par le contrôleur PI classique.

Au premier démarrage à vide, le couple atteint rapidement une valeur de 18 (N.m) avant de se stabiliser pratiquement à zéro. Simultanément, la vitesse atteint sa valeur de référence, entraînant un régime transitoire qui dure environ 0,15 s. A 0,2s, l'application d'un couple de charge de 5 (N.m) entraîne une augmentation du couple électromagnétique et une légère diminution de la vitesse, qui revient rapidement à sa valeur de référence.

Lors de la suppression du couple de charge au temps « 1s », la machine revient à un état sans charge. Dans ce scénario, le couple diminue rapidement et finit par se stabiliser à près de zéro. Simultanément, la vitesse de rotation augmente légèrement en peu de temps pour finalement revenir à sa valeur de référence.



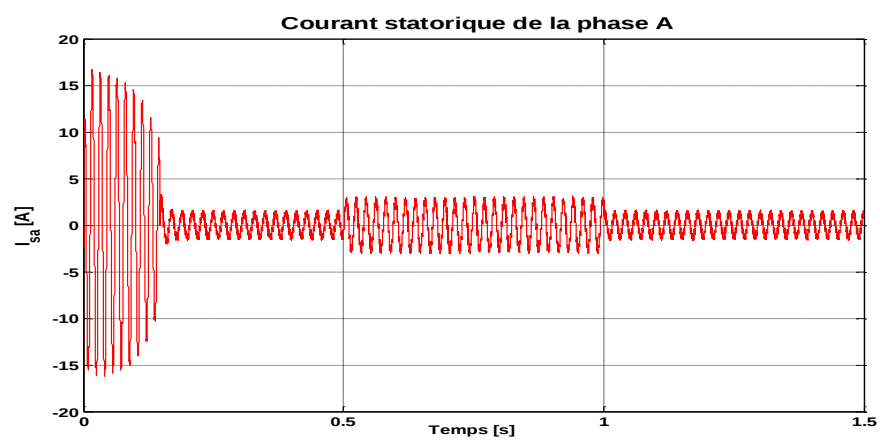
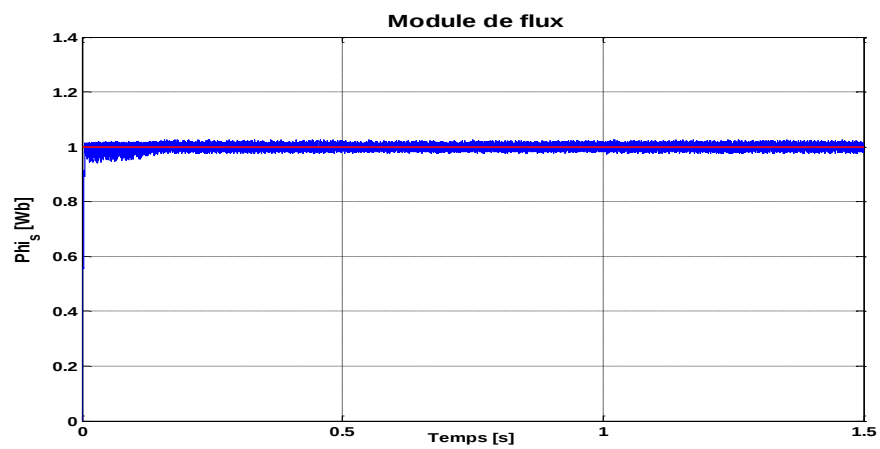
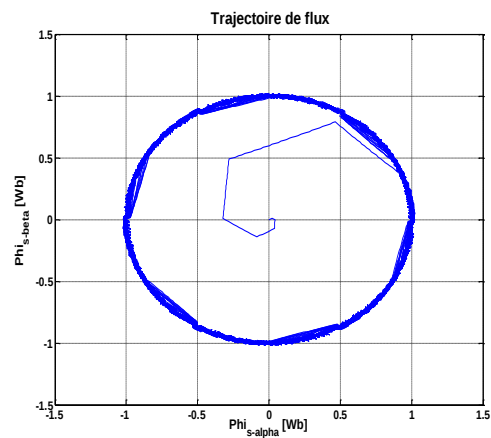
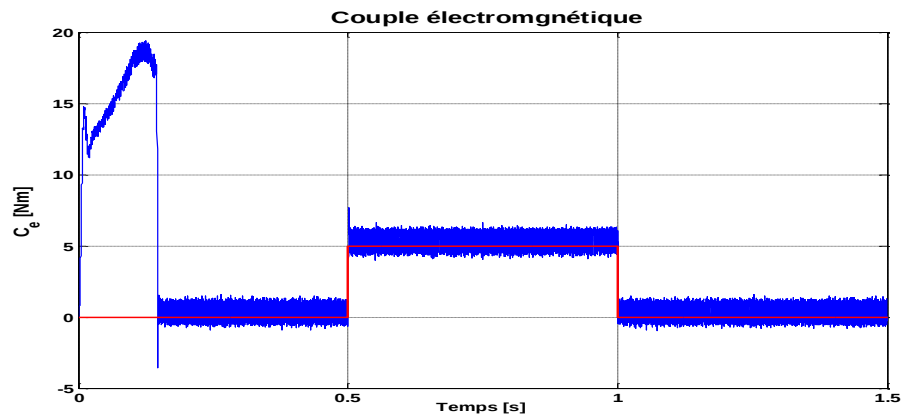
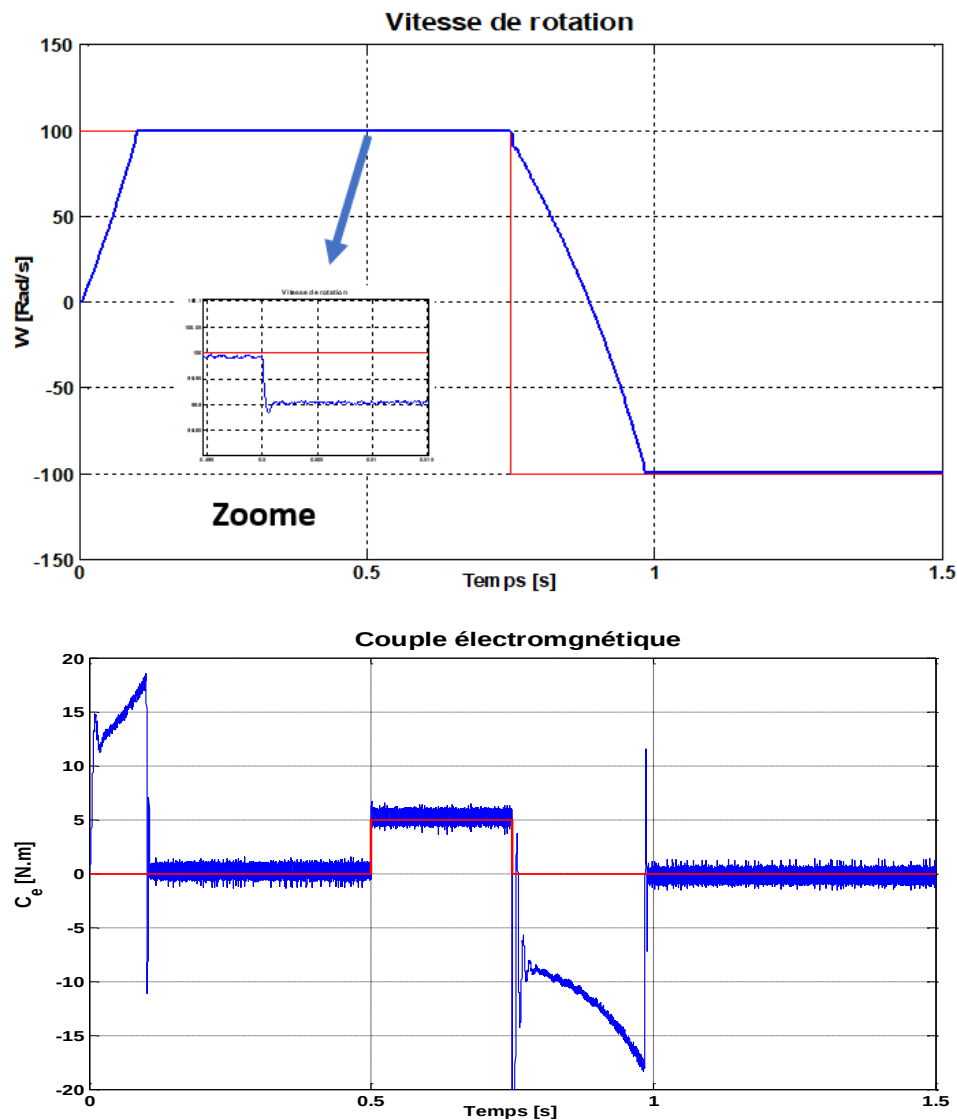
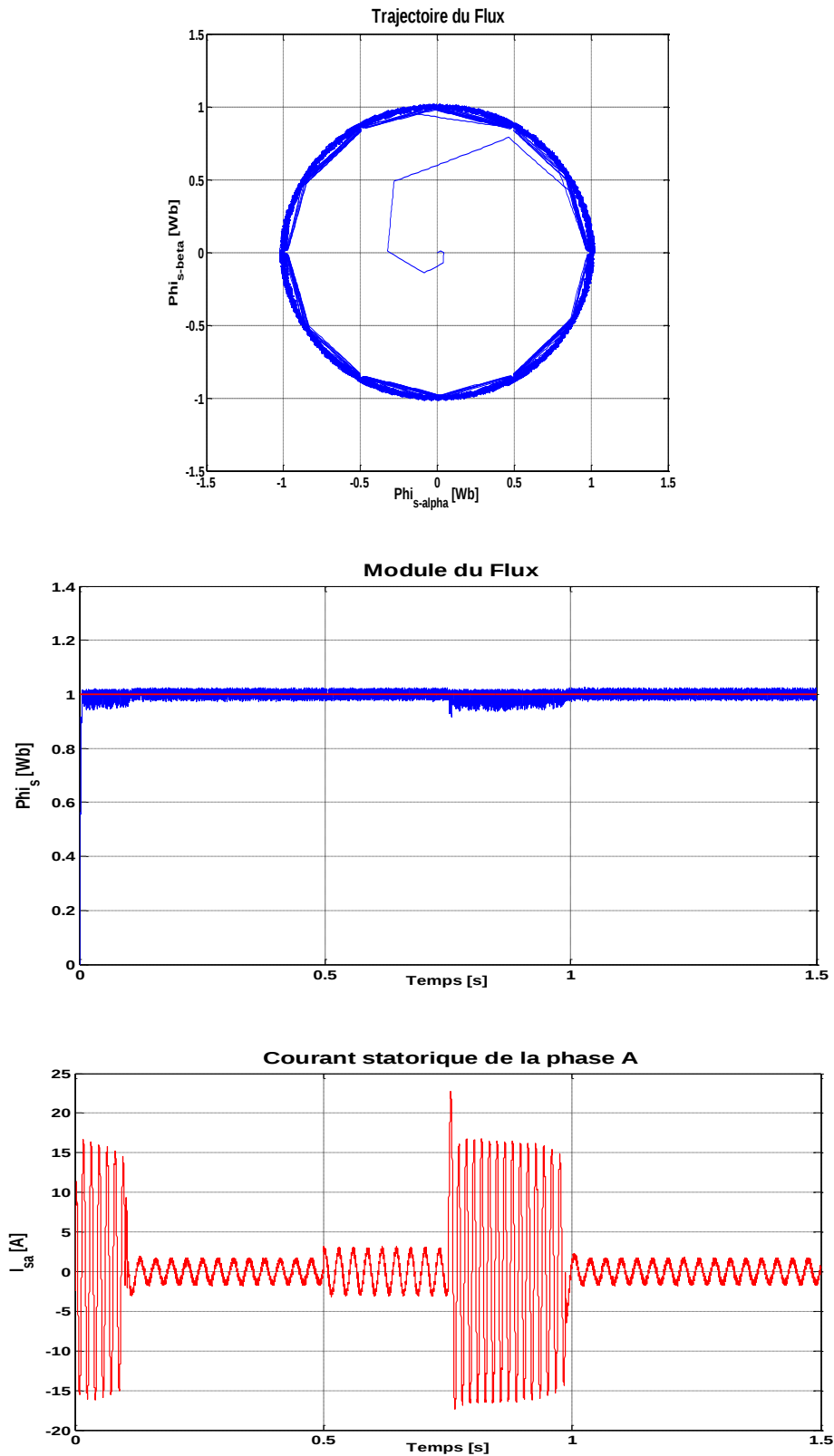


Figure 2.9. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PD-FLC appliqué à la MAS pour un fonctionnement à vide et en charge.

3.6.2. Inversion du sens de rotation

La figure 2.10 montre la réponse de la machine lors de l'inversion du sens de rotation, Nous appliquons un couple de charge nominal de 5 (N.m) à l'instant "0,5 s" Suite à cela, à « 0.75 s », nous avons supprimé le couple, cette inversion du sens de rotation du moteur est effectuée en faisant varier la vitesse de référence de 100 (Rad/s) à -100 (Rad/s) au temps '0.75s', Les résultats de simulation obtenus montrent que la vitesse de référence présente une bonne continuité, aucun dépassement et une grande flexibilité.





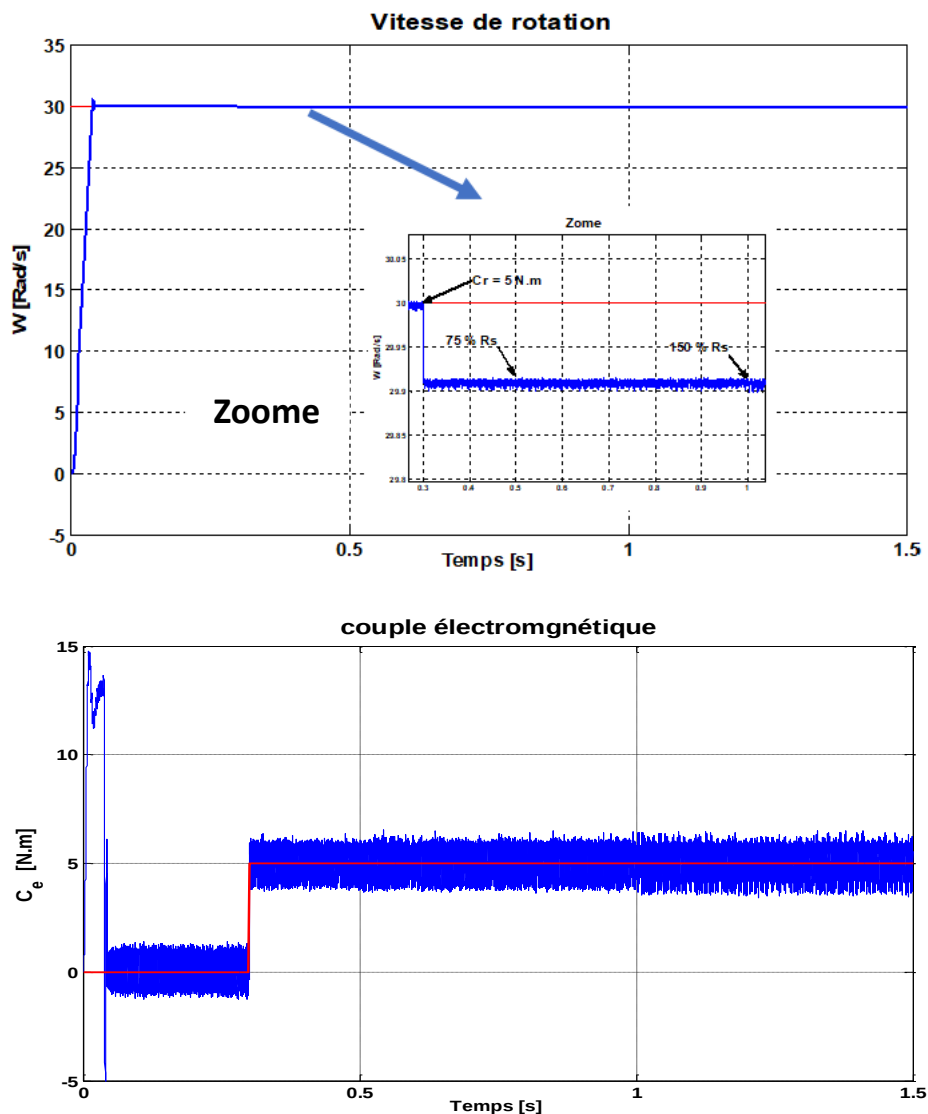
3.6.3. Test de robustesse

Dans cette section nous présentons les résultats de simulation du test de robustesse de la commande "DTC" avec contrôleur PD-FLC vis-à-vis de la variation de la résistance statorique

R_s (principalement due à l'effet de la température), le principe du DTC a été établi, en supposant les performances du vitesse machine Très élevée, l'effet du terme de résistif peut être ignoré, notamment pour le contrôle du flux.

Afin d'étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de changements de paramètres électriques, nous avons simulé le système en augmentant la résistance nominale statorique de +75 % au temps "0,5 s" et en suivant l'augmentation de valeur de +150 % au temps "1s", Le test a été réalisé à une vitesse faible de 30 (Rad/s).

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que l'augmentation de la résistance statorique affecte légèrement les performances du contrôle, c'est-à-dire que le contrôle réagit de telle manière que l'effet des changements du terme résistif est éliminé.



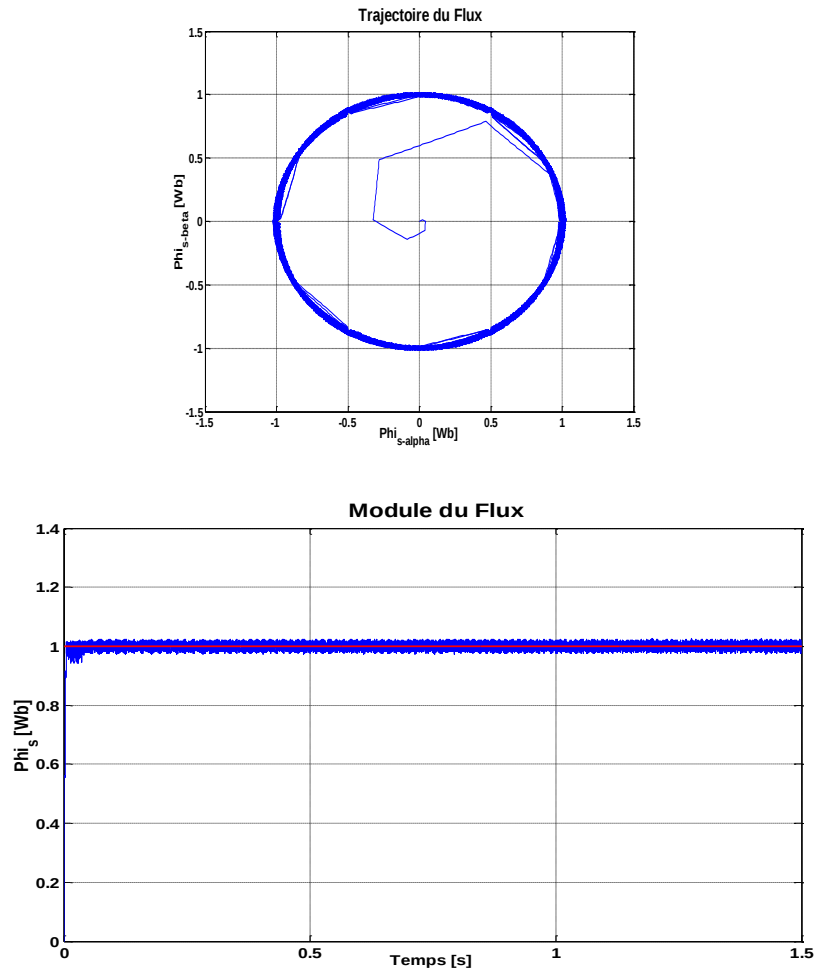


Figure 2.11. Résultats de simulation de la commande 'DTC' avec contrôleur PD-FLC appliqué à la MAS pour test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique et faible vitesse.

3.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux concepts de la commande par logique floue, qui semble être une méthode avancée et efficace pour contrôler les moteurs asynchrones. Il fournit donc une solution prometteuse au problème de robustesse et le problème de variation paramétrique. Les résultats de la simulation montrent l'efficacité de la commande DTC avec le contrôleur PD-FLC comparativement à la commande DTC avec contrôleur PI classique surtout la dynamique de la MAS.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ce mémoire a été de concevoir des méthodes de commande basée sur la commande 'DTC'. Mais l'objectif visé est d'appliquer les différents type de commande et une étude comparative entre elle telle que le contrôle DTC à un régulateur PI classique et DTC avec un contrôleur Basé sur la théorie de la logique floue.

Au début, nous avons présenté la commande directe du couple de la machine asynchrone 'DTC' qui se présente comme une alternative aux commandes vectorielles basées sur l'orientation du flux rotorique, ces dernières présentent l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux incertitudes paramétriques de la machine, cet inconvénient est résolu par la 'DTC'.

La 'DTC', en plus de sa simplicité et sa robustesse face aux variations paramétrique de la machine, présente l'avantage du non nécessité d'une mesure en temps réel de la vitesse, ni d'une commande en largeur d'impulsion 'MLI'. Cependant, l'inconvénient majeur de cette commande est la non constance de la fréquence de commutation qui peut provoquer des bruits acoustiques et des modes résonantes engendrant un vieillissement du système d'entraînement.

La technique de contrôle DTC basée sur la logique floue étudiée dans cette thèse, a prouvé son efficacité comparativement par la technique DTC Basée sur le contrôleur PI classique. La réponse dynamique du système a été également améliorée, ce qui est confirmé par les résultats de simulation.

L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous conduit à présenter quelques perspectives à ce travail :

- ❖ Une réalisation pratique des techniques 'DTC' basée sur la logique floue sur un banc d'essai serait très intéressante, pour cerner les différentes contraintes que la simulation peut omettre.
- ❖ L'application des techniques d'intelligence artificielle (les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques...)

Références Bibliographie

- [1] Chikhi Abdesslem, “Conception d’une commande floue directe du couple (FDTC) de la machine asynchrone basé sur la SVM,” Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Février 2013.
- [2] Ana Maria Llor, “Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents” Thèse de doctorat en technologies industrielles, Université de CarlosIII, Madrid, et Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), Lyon, Avril 2003
- [3] Belkacem Sebti, “Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction,” Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Juin, 2008.
- [4] Benaissa Malika, “Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple ‘DTC’ d’une machine asynchrone,” Thèse de magister en électrotechnique, université de batna, Juin 2008.
- [5] Merabet Adel, “Commande non-linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone” Thèse de doctorat en ingénierie, université de Québec, Canada, Mai 2007.
- [6] Abdessemed Rachid, *Modélisation et simulation des machines électriques*, Edition Ellipses, Paris, 2011.
- [7] Baghli Lotfi, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Document de l’université Henri Poincaré, Nancy, 2003.
- [8] Canudas de Wit Carlos, *Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC*, Edition Hermes Sciences, Europe Ltd, 2000.
- [9] J. Bonal, G. Segulier, *Entraînements Electriques à Vitesse Variable, Rappel d’électronique de puissance et d’automatisme les variateurs électroniques de vitesse*, Edition Techniques et documentation Lavoisier, Paris, 1998.
- [10] G. Clerc, G. Grellet, *Actionneurs électriques : Principes, modèles, commande*, Edition Eyrolles, 1996.
- [11] Toufouti Riad, “Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone,” Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Constantine, Juin, 2008.
- [12] Rezgui Salah eddine, “Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel, application à la machine asynchrone : commande vectorielle sans capteurs mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS,” Thèse de magister en électrotechnique, Université de Constantine, 2009.
- [13] Jogendra Singh Thongam, “Commande de haute performance sans capteur d’une machine asynchrone,” Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Québec, Canada, Juin 2006.
- [14] A. Elbacha, M. T. Lamchich, M. Cherkaoui, “Contrôle direct de couple d’une machine asynchrone, système de régulation de vitesse avec anti-emballement,” Physical and

chemical News ISSN 1114- 3800, 2006, pp. 128-134.

- [15] Ahmad Mukhtar, *High Performance AC Drives Modeling, Analysis, and Control*, Edition Springer- Verlag London, 2010.
- [16] Vas Peter, *Sensorless Vector and Direct torque control*, Edition Oxford University Press, 1998.
- [17] Buher, Hansruedi. Setting by fuzzy logic. Presses polytechniques et universitaires romandes, 1994.
- [18] Herizi, A., Amiloration des performances de la commande non lineaire robuste d'un moteur asynchrone à double alimentation " MADA", 2020, Thèse de doctorat. Univ M'sila.
- [19] Zelmat, M., Automatisation des processus industriels. vol. 2, commande modale et adaptative. 2001.
- [20] Naceri, F., Théorie de la commande adaptative. Livre 2017.
- [21] Elkheir, Merabet. Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile.2008. Thèse de doctorat. Université de Batna 2.
- [22] Cirstea, M., et al., Contrôle neuronal et logique floue des entraînements et des systèmes de puissance 2002: Elsevier.
- [23] Loukal, K., Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux, 2017, Thèse de doctorat, Université de M'sila.
- [24] Loukal, K. and L. Benalia, Régulateur de type 2 à gain flou adaptatif d'une machine à induction à double alimentation. Journal of Fundamental and Applied Sciences, 2016. 8(2): p. 470-493.
- [25] Riyadh, Rouabhi. Control of the power generated by a variable-speed wind system based on a double-powered asynchronous machine. 2016. Thèse de doct. Univ de Batna 2.