

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA



FACULTE DE TECHNOLOGIE

DOMAINE : GENIE ELECTRIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

N° d'ordre :

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention

Du diplôme de Master Académique

Par : Arslane Youstra , Arslane Raniya

THEME

Commande direct du couple appliqué au moteur à induction à base de la logique floue type-2

Soutenu devant le jury composé de :

Bouguerra abderrahmen

Université de M'sila

Président

Belhamdi Saad

Université de M'sila

Rapporteur

Bouzidi riad

Université de M'sila

Examineur

Année universitaire : 2022/2023

Dédicaces

Nous dédions ce travail :

A notre Père et notre Mère

A Nos sœurs Hadjer ,Loudjaien et notre frère Badis Amar

Et à toute la famille.

Les deux sœurs Arslane

Remerciement

Nous tenons à remercier vivement notre encadreur

*Pr. Belhamdi Saad qui à ménagé un grande effort afin de
nous permettre de mener à bien le présent travail.*

*Nos remerciements aux enseignants du département génie
électrique.*

Tables de matières

Tables de matières	i
Notations et abréviations	v
Introduction générale	2
Chapitre I Modélisation et simulation d'un moteur à induction	5
I.1 / Introduction	6
I.2 / Généralité sur la machine asynchrone	6
I.2.1/ Définition	6
I.2.2/ Constitution de la machine asynchrone	7
I.2.3/ Principe de fonctionnement :	9
I.3 / Modélisation de la machine asynchrone	10
I.3.1/ Hypothèses simplificatrices	10
I.3.2/ Modèle triphasé	11
I.3.3/ Transformation de Park	13
I.3.4/ Choix de référentiel.....	16
I.3.5/ Représentation d'état du moteur asynchrone	16
I.4/ Les Onduleurs triphasés à MLI	17
I.4.1/ Description de l'onduleur	17
I.4.2/ Principe de l'Onduleur de tension MLI à hystérésis	18
I.5/ Résultat de simulation de MAS	19
I.5.1/ Résultat de simulation sans convertisseur	19
I.5.2/ Résultat de simulation avec convertisseur	22
I.6/ Conclusion	25
Chapitre II Commande directe du couple appliqué au moteur à induction	27
II.1/Introduction	28
II.2/ Principe de la commande direct du couple	28
II.3/ Fonctionnement et séquences d'un onduleur.....	30
II.4/ Contrôle du flux et du couple	30
II.4.1/ Contrôle du flux	30
II.4.2/ Contrôle du couple	31
II.5/ Sélection du vecteur de tension	32
II.6/ Estimateurs	33
II.6.1/ Estimation du flux statorique	33
II.6.2/ Estimation du couple électromagnétique	34
II.7/ Elaboration de la loi de commande DTC	35
II.7.1/ Elaboration du correcteur du flux	35

II.7.2 / Elaboration du correcteur du couple	36
II.7.3/ Elaboration de la table de commutation	37
II.8/ Régulateur IP	39
II.9/ Résultat de simulation	40
II.10/ Conclusion	45
Chapitre III Commande direct du couple appliqué au moteur à induction à base de la logique..46 floue type-2	
III.1/ Introduction	47
III.2/ Historique de la logique floue	47
III.3/ Principe fondamental de la logique floue.....	47
III.4/ Domaine d'application	48
III.5/ Avantages et inconvénients de la commande par logique floue.....	48
III.6/ Concept des ensembles flous de type-2.....	49
III.7/ Représentation des ensembles flous type-2.....	49
III.8/ Types d'ensembles flous type-2	50
II.8.1/ Ensemble type-2 Gaussien.....	50
III.8.2/ Ensemble type-2 Triangulaire	50
III.8.3/ Ensemble type-2 Intervalle.....	50
III.9/ Structure d'un système floue type-2	50
III.9.1/ Fuzzification.....	51
III.9.2/ Base de règles.....	51
III.9.3/ Inférence.....	51
III.9.4/ Réduction de type	52
III.9.5/ Défuzzification	52
III.10/ Résultats de simulation	55
III.11/ Etude comparative.....	61
III.12/ Conclusion	69
Conclusion générale	71
Bibliographie	73
Annexe	A-1
Résumé	

Liste des figures

Chapitre I Modélisation et simulation d'un moteur à induction

Figure 1.1	La machine asynchrone avec la représentation du rotor et du stator.....	7
Figure 1.2	Stator de la machine asynchrone	7
Figure 1.3	Rotor à cage d'écureuil de la machine asynchrone	8
Figure 1.4	Schéma d'une machine asynchrone	9
Figure 1.5	Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage	10
Figure 1.6	Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.....	13
Figure 1.7	Représentation de l'ensemble onduleur-MAS	18
Figure 1.8	Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse	19
Figure 1.9	Simulation de MAS sans onduleur.....	21
Figure 1.10	Simulation de MAS avec onduleur	24

Chapitre II Commande directe du couple appliqué au moteur à induction

Figure 2.1	Schéma structurel de la DTC appliquée à un moteur à induction.....	29
Figure 2.2	Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux	30
Figure 2.3	Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites.....	32
Figure 2.4	Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs.....	33
Figure 2.5	Correcteur de flux à hystérésis.....	35
Figure 2.6	Comparateur à hystérésis à trois niveaux	37
Figure 2.7	Schéma bloc de régulateur IP.....	39
Figure 2.8	Résultat de simulation de DTC	41
Figure 2.9	Résultats de simulation de DTC avec variation de la vitesse.....	42
Figure 2.10	Résultats de simulation de DTC avec variation de la charge.....	44

Chapitre III Commande direct du couple appliqué au moteur à induction à base de la logique floue type-2

Figure 3.1	Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien.....	50
Figure 3.2	Structure générale d'un système flou type-2.....	51
Figure 3.3	Fonctions d'appartenance floues type-2 de l'erreur et la variation de l'erreur.....	53
Figure 3.4	Fonctions d'appartenance intervalle de la variation du couple de commande.....	54
Figure 3.5	Résultat de simulation de DTC à base de la logique floue type-2.....	56
Figure 3.6	Résultat de simulation de DTC à base de la logique floue type-2 avec.....	58
	variation de la vitesse	
Figure 3.7	Résultat de simulation de DTC à base de la logique floue type-2 avec.....	60
	variation du couple.	
Figure 3.8	Résultat de simulation test fonctionnement normal.....	63
Figure 3.9	Résultat de simulation avec variation de la vitesse.....	65
Figure 3.10	Résultat de simulation avec variation de la charge	68

Liste des Tableaux

Tableau 2.1 Table de commutation.....	37
Tableau 2.2 Table de commutation du flux.....	38
Tableau 2.3 Table de commutation du couple.....	38
Tableau 2.4 Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension nuls.....	38
Tableau 2.5 Table de commutation de la DTC sans vecteurs tension nuls.....	39
Tableau 3.1 Tableau logique de floue type-2.....	54

Notations et abréviations

MAS	Moteur Asynchrone
IP	Intégrateur proportionnel
MLI	Modulation de Largeur D'impulsion
DTC	Commande Direct Du Couple
LFT2	Logique Floue Type-2
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions de phases statoriques
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions de phases rotoriques
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courant statoriques
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Courant rotoriques
a, b, c	Indices des trois phases a,b et c
s, r	Indices au stator et rotor
$V_{sa}, V_{s\beta}$	Tension statorique selon l'axe α et β
$V_{ra}, V_{r\beta}$	Tension rotoriques selon l'axe α et β
$I_{sa}, I_{s\beta},$	Courants statoriques longitudinal et en quadrature
$I_{ra}, I_{r\beta},$	Courant rotoriques direct et transversal
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Flux statoriques
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Flux rotoriques
$\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$	Flux rotoriques direct et en quadrature
R_s, L_s	Résistance et Inductance d'une phase statoriques
R_r, L_r	Résistance et Inductance d'une phase rotoriques
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotoriques
m_s	Inductance mutuelle entre phase statoriques
m_r	Inductance mutuelle entre phases rotor
M_{sr}	Inductance mutuelle rotor-stator
M_{rs}	Inductance mutuelle rotor-stator

$P(\theta)$	Matrice de Park
$P(\theta)^{-1}$	Matrice inverse de Park
Tr	Constante de temps rotorique.
Ts	Constante de temps statorique.
C_{cpl}	Etat de sortie du comparateur du couple.
C_{flx}	Etat de sortie du comparateur du flux statorique .
μ_1	Degré d'appartenance primaire.
μ_2	Degré d'appartenance secondaire.

Introduction générale

Introduction générale

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, le moteur asynchrone tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Le contrôle du moteur asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position.[1]

Cette large utilisation des moteurs à induction est due aux différents avantages qu'il offre, comme sa qualité de robustesse, la quasi-absence d'entretien, l'avantage d'être alimentée directement par le réseau triphasé, son prix d'achat est moins élevé à puissance donnée par rapport à la machine à courant continu et la machine synchrone, aussi grâce au progrès de l'électronique, il est utilisé dans les applications nécessitent une vitesse variable, en faisant appel à des commandes de type scalaire ou vectoriel. [7]

Traditionnellement, la variation de vitesse de la machine asynchrone se faisait soit à fréquence fixe et tension d'amplitude variable, soit en intervenant sur les caractéristiques du rotor ou sur son alimentation. Toutefois, ces méthodes ne peuvent donner des performances appréciables. [3]

Le développement des convertisseurs statiques, qui permettent d'avoir une alimentation à fréquence variable, a permis l'apparition du premier type de commande, qui est la commande scalaire. Elle consistait à garder le rapport tension fréquence fixe. Les performances dynamiques restaient cependant en dessous des limites de suffisance.[3]

De plus, certaines de ses variables d'état, comme les flux ne sont pas mesurables. Ces contraintes exigent des algorithmes de commande plus avancés pour contrôler en temps réel le couple et le flux de ces machines. Plusieurs stratégies de commande ont été proposées dans la littérature pour atteindre cet objectif. Vers le milieu des années 80, une stratégie de contrôle de la machine asynchrone, connue sous le nom de Commande Directe de Couple ou DTC (Direct Torque Control) est apparue pour concurrencer les commandes conventionnelles. Cette

commande a été introduite par TAKAHASHI et M. DEPENDROCK . Son principe est basé sur une détermination directe des impulsions de commandes appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de tension, afin de maintenir le couple électromagnétique et le flux statorique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis prédéfinies. Une telle application de cette technique permet d'assurer un découplage entre le contrôle du couple et du flux sans la nécessité d'utiliser une modulation de largeur d'impulsions (MLI), et sans transformation de coordonnées.[17]

Plusieurs méthodes ont été proposées pour palier le problème des ondulations du couple, qui génère un bruit audible au niveau de la machine asynchrone, parmi ces méthodes on distingue la DTC-SVM , la DTC avec la logique floue et l'utilisation du convertisseur matriciel. En effet, la robustesse est une qualité fondamentale que doit avoir la commande pour susciter un intérêt industriel. L'asservissement de vitesse est réalisé avec plusieurs correcteurs conventionnels (IP, PI, PID, ...), Cependant les performances de ces régulateurs classiques ne sont pas satisfaisantes en raison de la non linéarité ainsi que la variation des paramètres à commander [36].

Simultanément, des nouvelles techniques dites intelligentes ont été proposées et de plus en plus utilisées dans des applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance, La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante, leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres [32] .

Dans ce contexte, les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue type-2, pourront être utilisées à bon escient pour leurs qualités à résorber certains problèmes liés aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système à commander. A l'instar d'un contrôleur IP (Intégrateur proportionnel) conventionnel, un contrôleur flou type-2 (en anglais Fuzzy Logic Controller, ou FLC), i.e. un IP-flou, a l'aptitude d'améliorer les performances dynamiques (en poursuite) et statiques (en rejection) d'un contrôle bouclé et cela indépendamment de la connaissance du modèle du système à commander [34] .

Il est possible de résoudre ce problème en représentant le comportement du procédé non linéaire par un modèle flou. Cette technique basée sur la logique floue qui repose sur la théorie mathématique des ensembles flous a été initiée dans les années soixante par Lotfi Zedah à l'université de Berkeley. L'intérêt principal de la logique floue est de permettre la représentation et le traitement de connaissances imprécises. Elle est utilisée dans les domaines aussi variés que les systèmes experts, la classification des données, le traitement de signal, la gestion de base de

données, la modélisation ainsi que la commande des systèmes automatiques. La première application de la commande floue a été réalisée par Mamdani en 1974 sur un moteur à vapeur, et la première application industrielle a porté sur la commande d'un four à ciment par logique floue [35] .

La logique floue type-2 est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique va nous permettre d'incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système [25] .

Dans la phase finale, nous avons présenté une étude comparative entre les différents régulateurs (IP- floue type-2).

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la DTC à base de la logique floue type-2 , cette technique de commande connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que (LFT2).

Il se présentera en trois chapitres, selon l'ordre suivant :

- Modélisation et simulation d'un moteur à induction.
- Commande directe du couple appliqué au moteur à induction.
- Commande directe du couple appliqué au moteur à induction à base de la logique floue type-2.
- Nous terminons notre travail par une conclusion générale et perspective.

Chapitre I

Modélisation et simulation d'un moteur à induction

I.1 / Introduction :

Les premières machines asynchrones apparaissaient dans les années du dix-neuvième siècle. Cette petite bête a pu balayer certaines contraintes pour servir son créateur "l'homme" et accomplir des tâches étant pour lui un vrai défi. La paternité de la machine asynchrone est controversée entre trois inventeurs : en 1887, le physicien Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante il dépose aussi cinq autres brevets. Pendant la même période, **Galileo Ferraris** publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. [4]

En 1889, Mikhaïl **Dolivo-Dobrovolski**, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891. La machine asynchrone, connue également sous le terme « **anglo-saxon** » machine à induction, est une machine alimentée en courant alternatif sans connexion mécanique entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent, ce qui aboutit à une vitesse différente à celle du réseau d'alimentation. [4]

I.2 / Généralité sur la machine asynchrone

I.2.1/ Définition :

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire [1].

Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, le moteur asynchrone tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone ; il est utilisé pour la réalisation de quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Le contrôle du moteur asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Pour effectuer des simulations du système de commande du moteur asynchrone, il faut disposer de son modèle, représentant fidèlement son comportement dynamique. Le modèle du moteur asynchrone est simplifié en utilisant la théorie de Park, qui consiste à écrire le modèle du moteur dans un repère particulier. Le modèle du moteur asynchrone est donné sous forme de différentes représentations d'état dans un repère tournant et dans un repère fixe. [1]

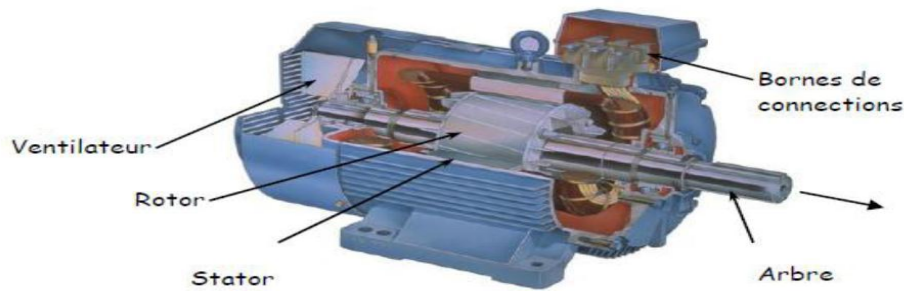


Figure 1.1: la machine asynchrone avec la représentation du rotor et du stator [33]

I.2.2/ Constitution de la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone est constituée par :

✓ **Stator :**

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine [7].



Figure 1.2 : Stator de la machine asynchrone [8]

✓ **Rotor :**

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. [7]



Figure 1.3:Rotor à cage d'écurueil de la machine asynchrone [8]

✓ **Champ tournant :**

Les courants statorique créent un flux magnétique variable à travers les inductances propres et mutuelles en fonction du temps, appelé champ tournant qui tourne à la vitesse synchrone [9].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

avec :

Ω_s : Vitesse du synchronisme en $[rad / s]$

ω_s : Pulsation électrique synchrone du champ tournant en $[rad / s]$

p : Nombre de paires de pôles.

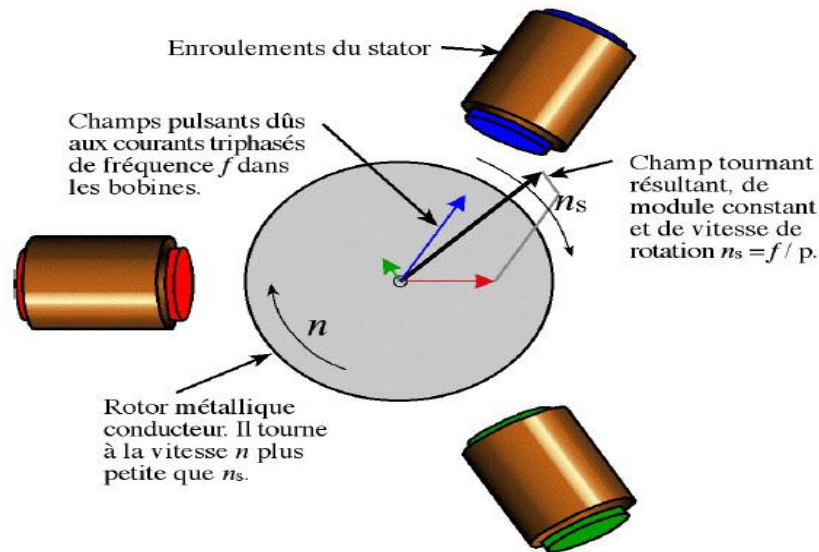


Figure 1.4 : Schéma d'une machine asynchrone [9].

I.2.3/ Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni par un réseau triphasé équilibré de pulsation ω_s aux enroulements statoriques, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ magnétique tournant (loi de LENZ). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor

Dans la MAS, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer de la machine avec une vitesse de rotation nommée vitesse de synchronisme Ω_s . Elle est liée à la fréquence d'alimentation f_s par l'expression suivante : [14]

$$\Omega_s = \frac{n_s}{p} \quad ; \quad n_s = \frac{60 f_s}{p}$$

f_s : fréquence des tensions triphasées du réseau d'alimentation [HZ]

p : nombre de paires de pôles.

Un rotor en court-circuit, balayé par ce champ tournant, sera traversé par des courants induits (courant de Foucault), ce qui soumet ce dernier à des forces électromagnétiques de Laplace. L'ensemble de ces forces crée un couple moteur qui mettra le rotor en rotation (figure 1.5),

le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, sa vitesse de rotation est légèrement inférieure à celle du champ tournant ($\Omega < \Omega_s$) .[14]

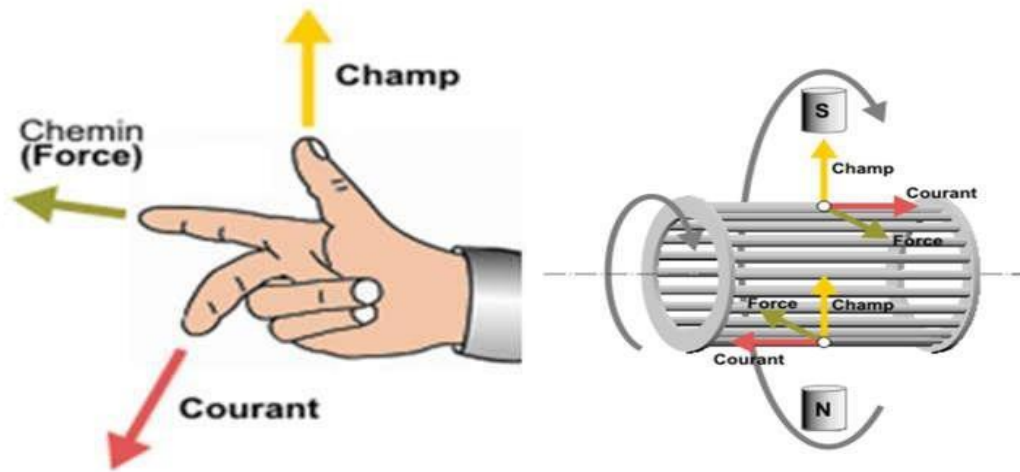


Figure 1.5: Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage [14]

I.3 / Modélisation de la machine asynchrone

I.3.1/ Hypothèses simplificatrices :

De nombreux phénomènes compliqués comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire...etc., interviennent dans le fonctionnement de la machine. La formulation de ces phénomènes est difficile, voire même impossible. La négligence de ces phénomènes dans la modélisation engendre les hypothèses simplificatrices suivantes [3] :

- L'entrefer supposé constant,
- Effet des encoches négligé,
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- Les pertes ferromagnétiques négligeables,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer [3] :

- ✓ L'additivité des flux,
- ✓ La constance des inductances propres,

- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes.

I.3.2/ Modèle triphasé :

- **Équations électriques :**

On écrit sous forme matricielle [2] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (1.1)$$

Les matrices de tension, de courant ; des flux, des résistances statoriques et rotoriques sont données par :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}, \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

- **Équations magnétique :**

A partir des hypothèses simplificatrices, on trouve les expressions linéaires des flux statoriques et rotorique [2]:

Les matrices des inductances s'écrivent :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

M_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_0 : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

• Équation mécanique :

Pour étudier les phénomènes transitoires électromagnétiques avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation de mouvement au systèmes d'équations différentielles [2].

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (\text{I.5})$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottements.

J : Moment d'inertie du rotor.

Ω_r : Vitesse rotorique mécanique

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre Application ; les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique θ et Nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage Pour remédiera ce problème, On effectue la transformation de Park [2].

I.3.3/ Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à exprimer les grandeurs électriques dans un référentiel d'axes perpendiculaires (d, q). l'axes direct d est caractérisé par l'angle θ qu'il fait avec L'axe a_s [3],[13].

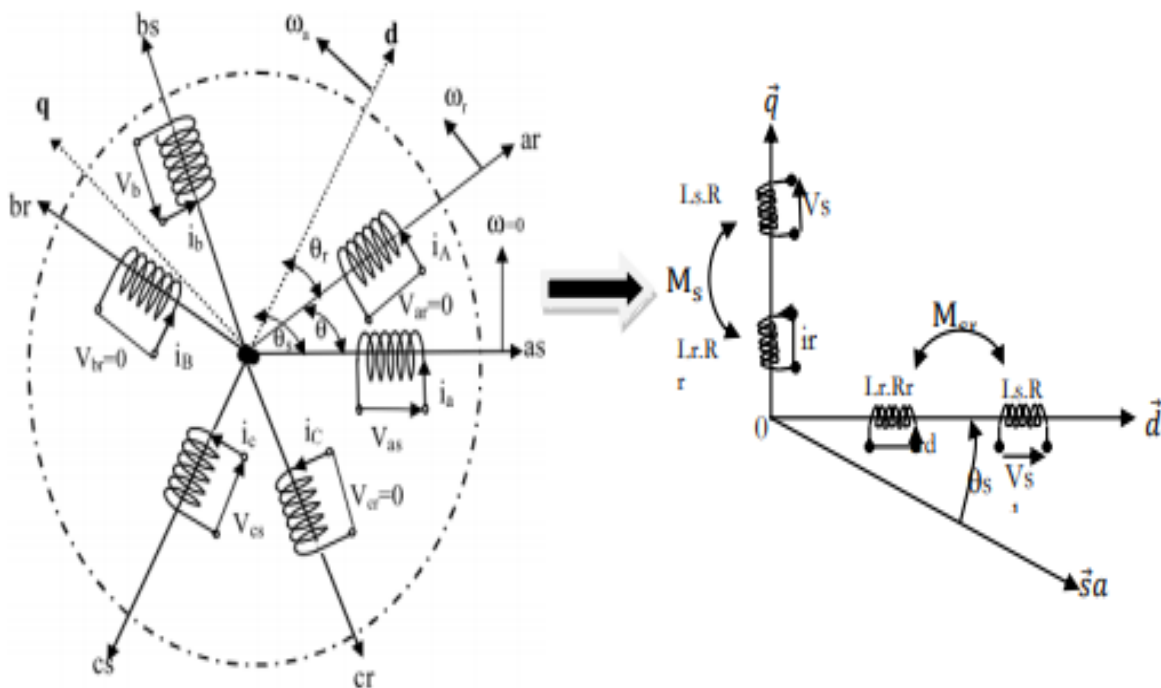


Figure 1.6 : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente. [13]

La matrice de Park est définie par :

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

La matrice inverse :

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

La transformation de Park sera appliquée aux courants, aux tensions et aux flux de la machine.

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix}$$

x : représente une tension ou courant ou un flux.

x_0 : Composante homopolaire.

θ : L'angle de la transformation de Park ou angle de Park et dépendre des grandeurs transformés (rotorique ou statorique).

Avec :

- $(\theta = \theta_s)$ s pour la transformation des grandeurs statorique.
- $(\theta = \theta_r)$ r pour la transformation des grandeurs rotorique
- La valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance électrique instantanée.

Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel uv sont: [13]

• **Équations électriques :**

$$\begin{cases} V_{us} = R_s i_{us} + \frac{d\Phi_{us}}{dt} - \omega_a \Phi_{vs} \\ V_{vs} = R_s i_{vs} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} - \omega_a \Phi_{us} \\ V_{ur} = R_r i_{ur} + \frac{d\Phi_{ur}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{vr} \\ V_{vr} = R_r i_{vr} + \frac{d\Phi_{vr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{ur} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

• **Équations magnétique :**

$$\begin{cases} \Phi_{us} = L_s i_{us} + M i_{ur} \\ \Phi_{vs} = L_s i_{vs} + M i_{vr} \\ \Phi_{ur} = L_r i_{ur} + M i_{us} \\ \Phi_{vr} = L_r i_{vr} + M i_{vs} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

• **Équation mécanique :**

Une expression du couple électromagnétique exprimé à partir des différentes grandeurs exprimées donnée par :

$$C_{em} = p(\Phi_{us} \cdot i_{vs} - \Phi_{vs} \cdot i_{us}) \quad (\text{I.8})$$

L'équation mécanique d'un moteur s'écrit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{I.9})$$

I.3.4/ Choix de référentiel

Selon le repère où on se référai, la position des deux axes (u,v) peut être située selon [13] :

- Référentiel immobile par rapport au stator ($\omega_a = 0$), d'axes (α, β),
- Référentiel lié au champs tournant ($\omega_a = \omega_s$), d'axes (d, q),
- Référentiel lié au rotor ($\omega_a = \omega_r$), d'axes (x, y).

I.3.5/ Représentation d'état du Moteur Asynchrone [14]

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état.

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

$$Y = [C][X]$$

Tel que :

$$[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[A] : \text{Matrice d'évolution d'état du système.}$$

$$[B] : \text{Matrice de commande du système.}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

La représentation d'état est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \Phi_{r\beta} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{s\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \Phi_{r\alpha} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega_r \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Sous la forme matricielle :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: coefficient de la fuite totale.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: constante de temps statorique.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique.

$\omega_r = p\Omega_r$: la pulsation mécanique du rotor, et p étant le nombre de paires de pôles.

I.4/ Les Onduleurs triphasés à MLI :

I.4.1/ Description de l'onduleur :

L'onduleur de tension est un convertisseur d'électronique de puissance qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors (Bipolaires, MOSFET, IGBT).

Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI).

Elle transforme les trois tensions de référence provenant de la commande en signaux de mise en conduction ou en blocage des semi-conducteurs de l'onduleur [6].

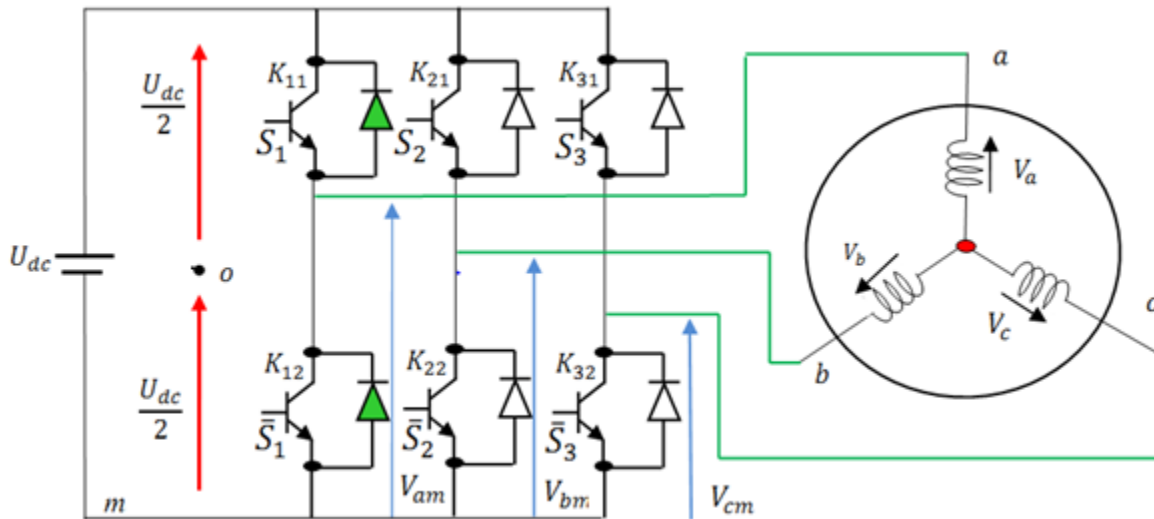


Figure 1.7 : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS [10]

I.4.2/ Principe de l'Onduleur de tension MLI à hystérésis :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux figure (1.8) Le premier qui est appelé signal de référence $V_{réf}$ représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Le second qui est appelé signal de la porteuse V_{port} généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [5]

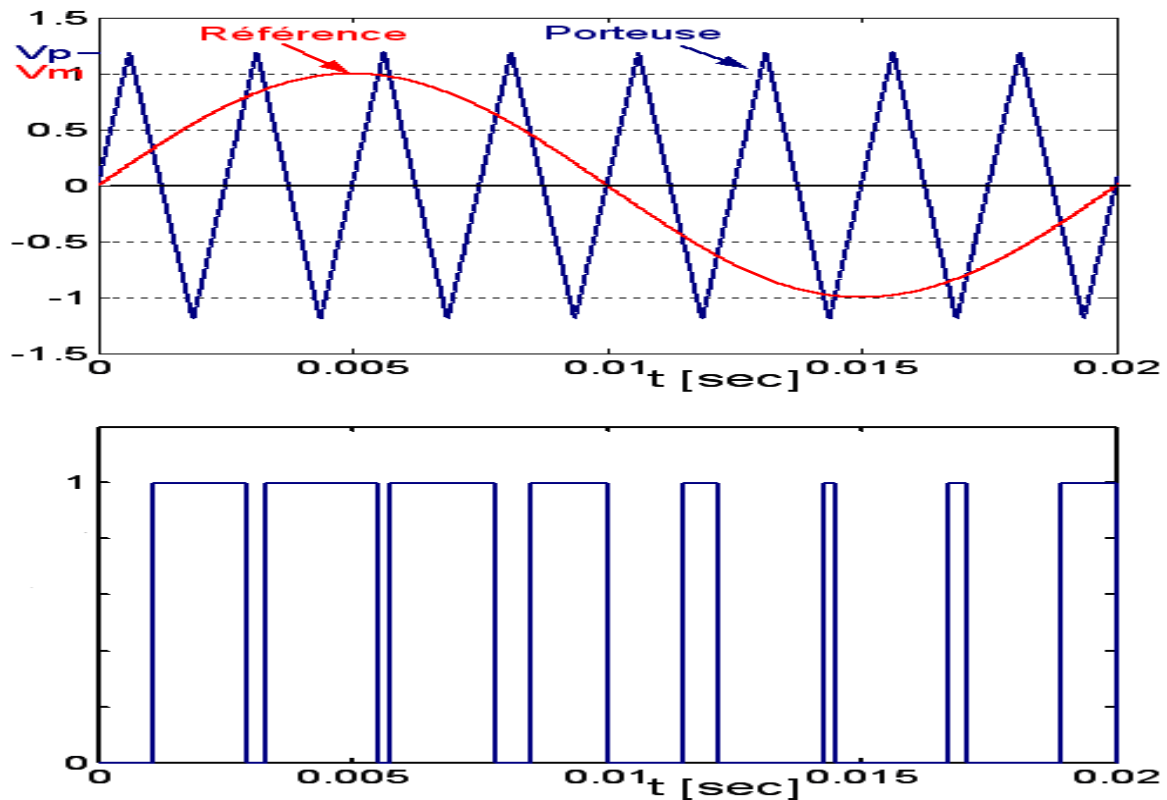


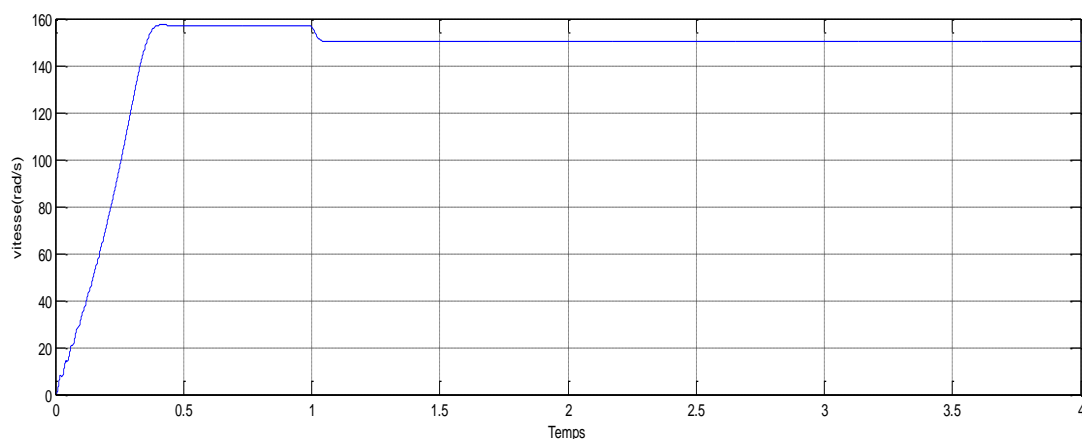
Figure 1.8: Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse [5]

I.5/ Résultat de simulation de MAS

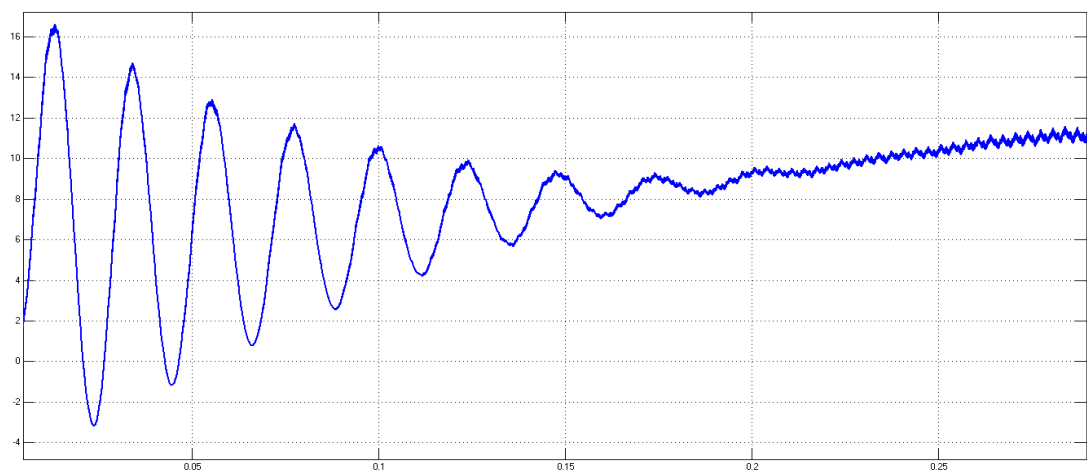
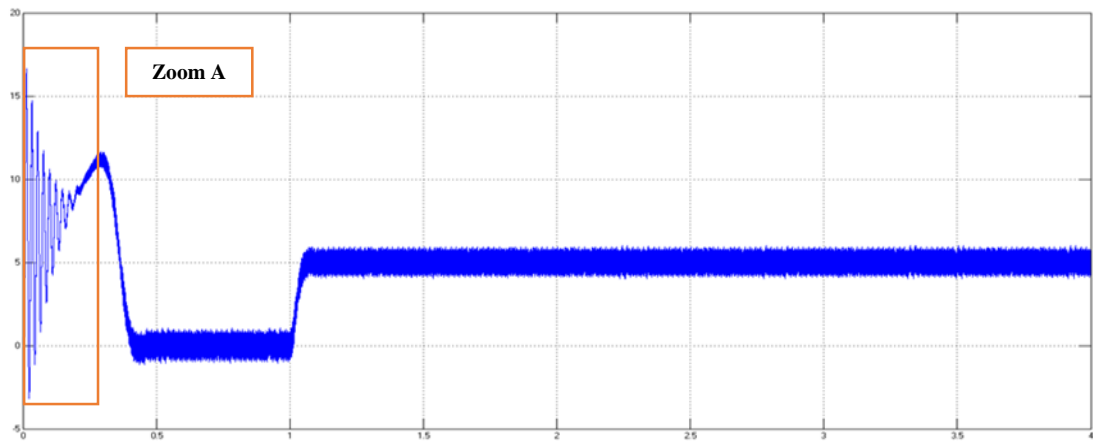
Nous avons effectué deux tests différents, le premier test concernant La machine asynchrone sans l'onduleur et le deuxième test est la machine avec l'onduleur.

I.5.1/ Résultat de simulation sans convertisseur :

Nous avons fait une simulation de la machine asynchrone sans onduleur en applique une charge à l'instant $t=1s$

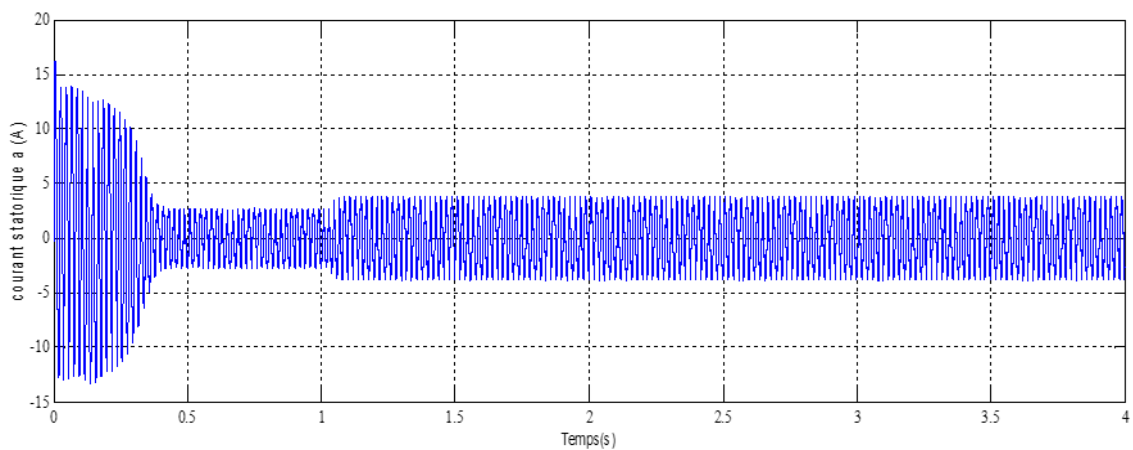


a) Vitesse de rotation Ω

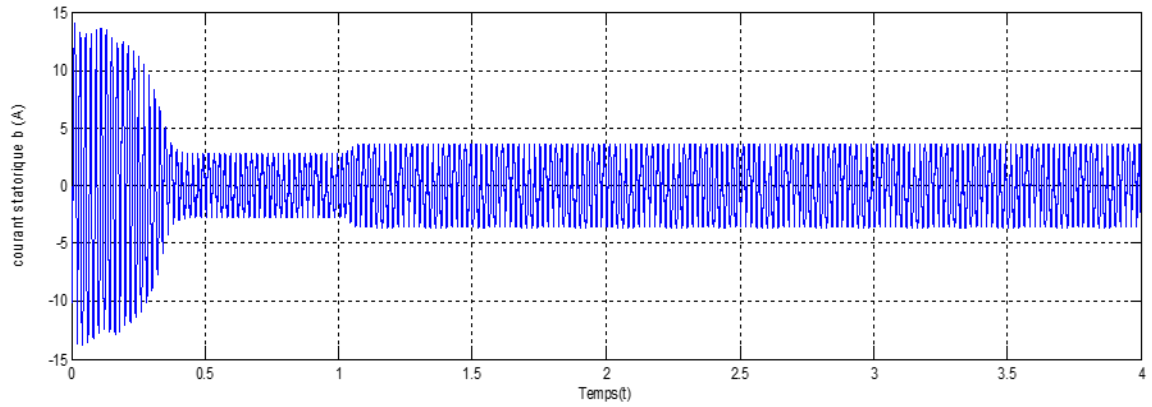


Zoom A

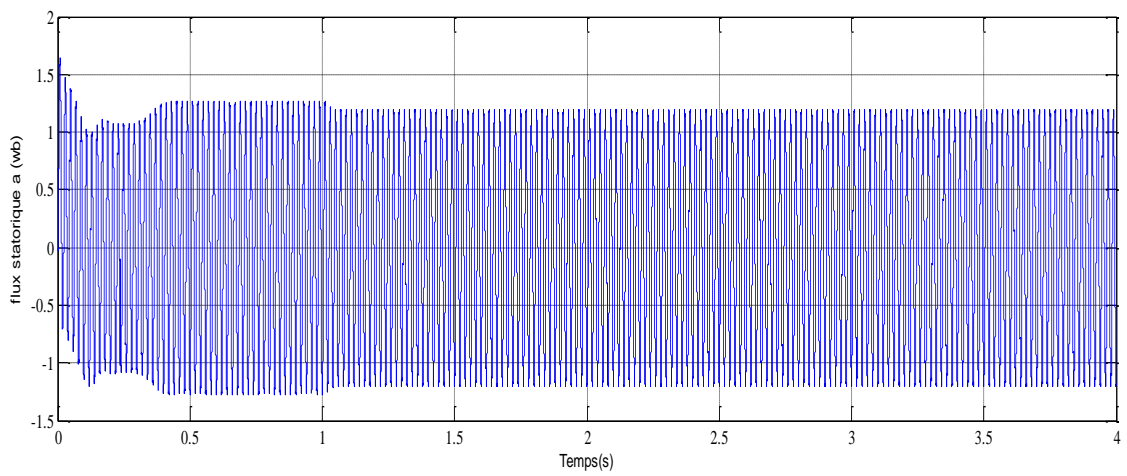
b) Couple électromagnétique



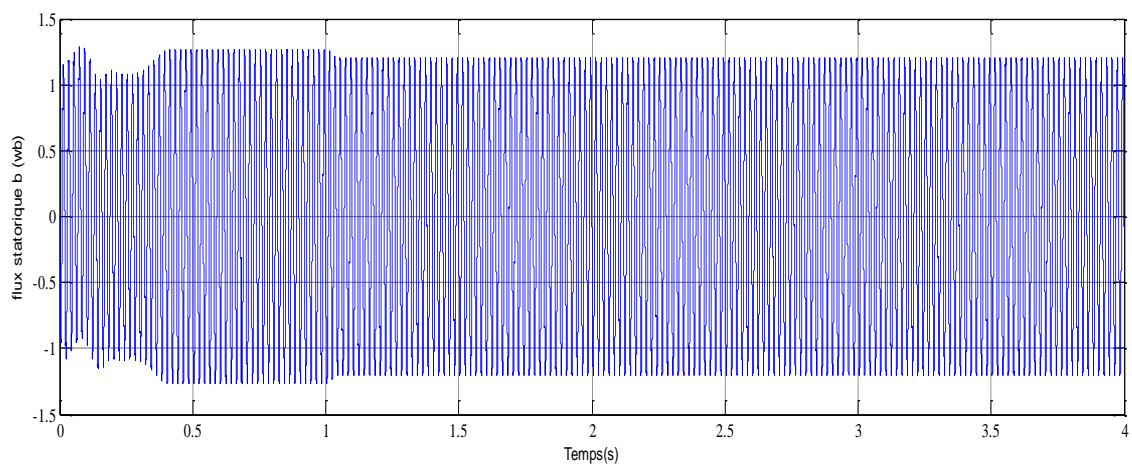
c) Courant statorique a



d) Courant statorique b



e) Flux statorique a

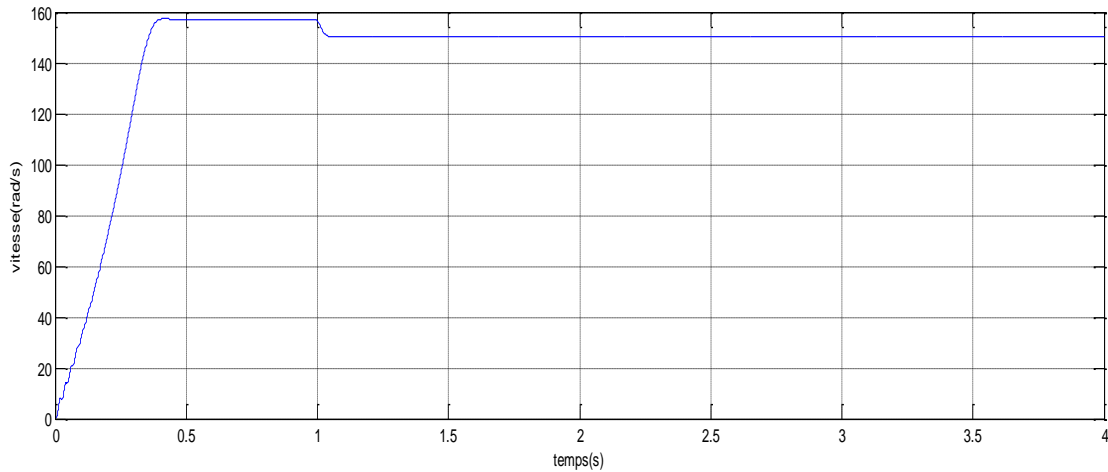
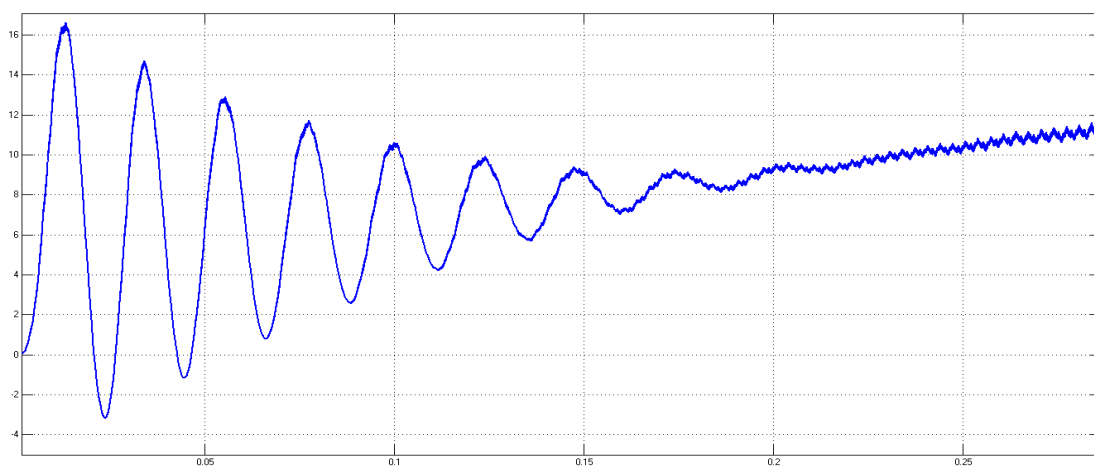
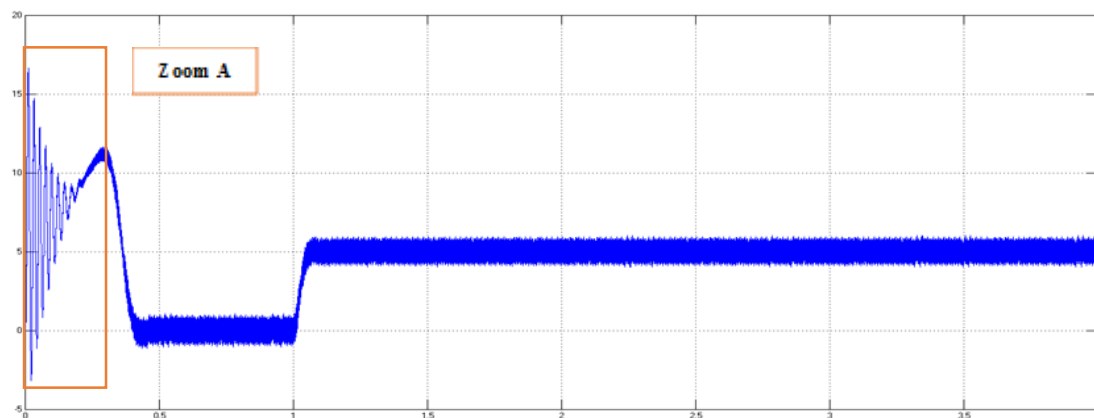


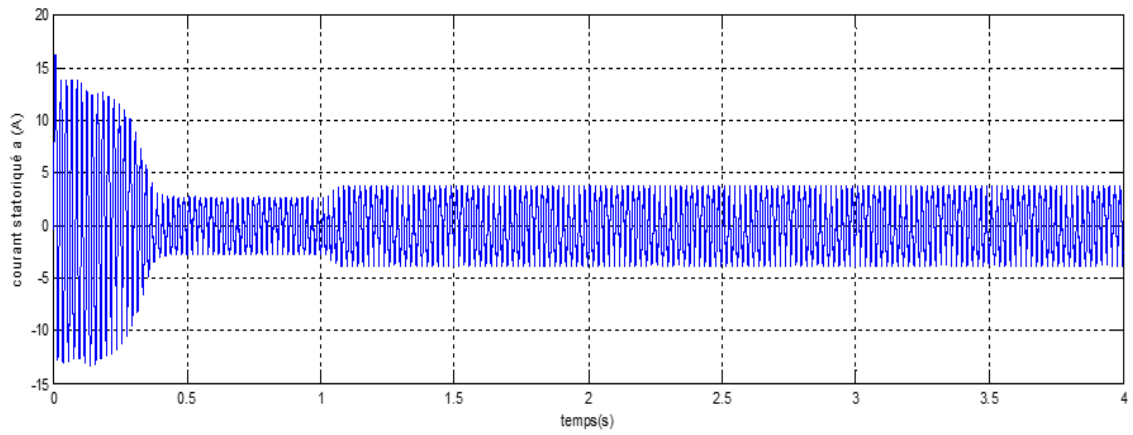
f) Flux statorique b

Figure 1.9 : simulation de MAS sans onduleur

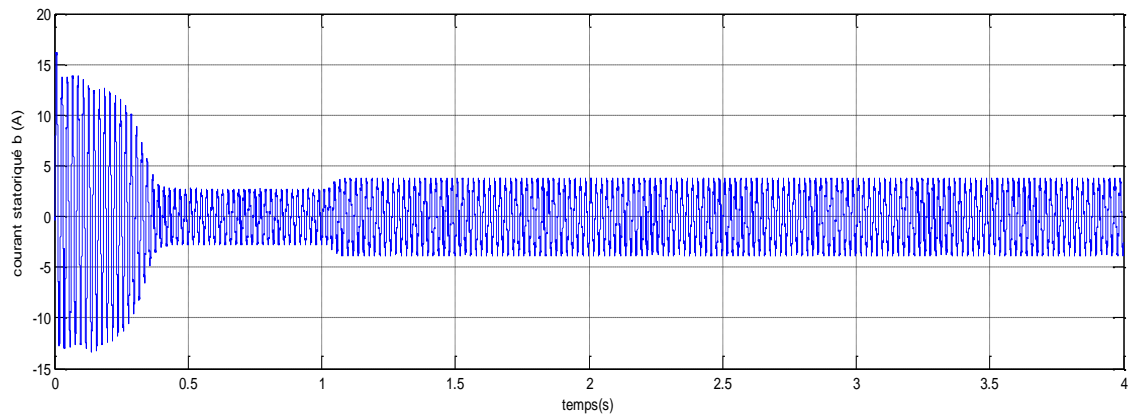
I.5.2/ Résultat de simulation avec convertisseur :

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone avec onduleur en appliquant d'une charge à partir $t = 1$ s .

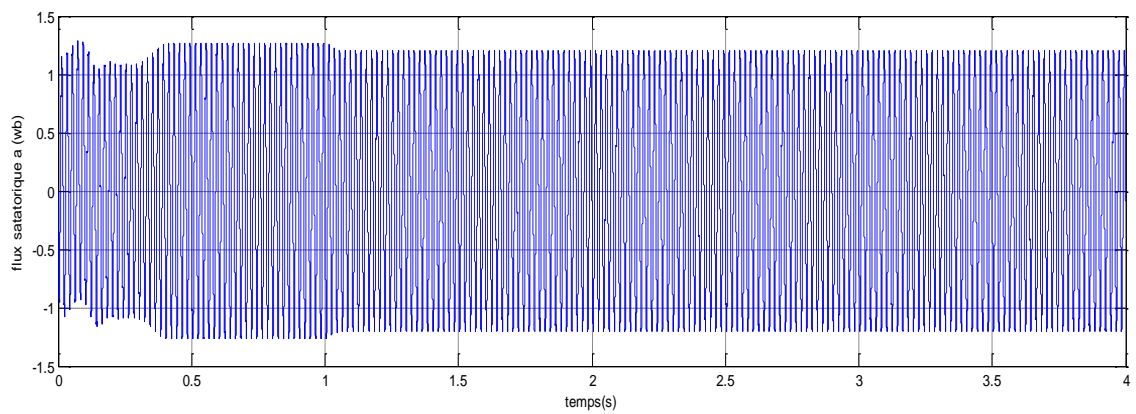
**a) Vitesse de rotation Ω** **Zoom A****b) Couple électromagnétique**



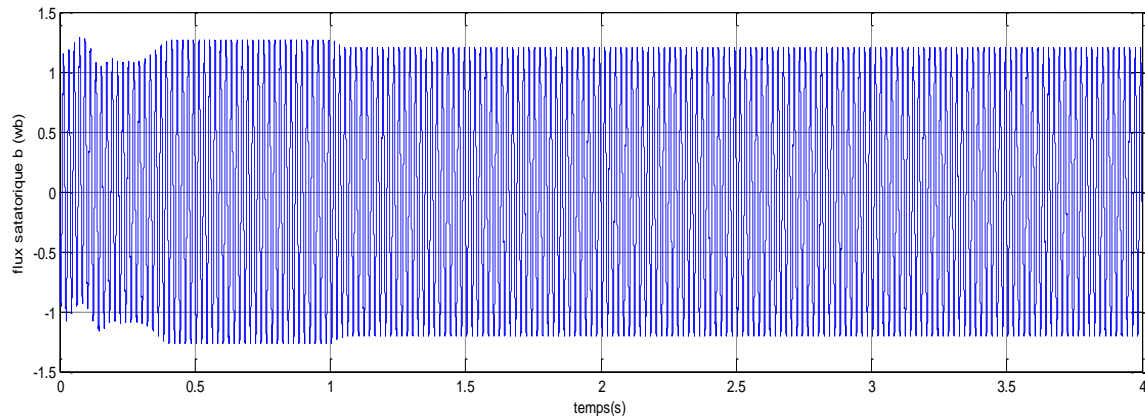
c) Courant statorique a



d) Courant statorique b



e) Flux statorique a



f) Flux statorique b

Figure 1.10 : simulation de MAS avec onduleur

Interprétation des résultats :

➤ Caractéristique de la vitesse :

Les figures (1.9a ; 1.10a) montrent l'évolution de la vitesse de rotation de la MAS en fonction du temps. L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Au cours de ces oscillations, il se produit une transformation d'énergie cinétique du rotor tournant en énergie électromagnétique ou inversement. La vitesse se stabilise presque à la valeur (157 rad/s) car la machine possède 2 nombre de paire de pôle. Quand on charge la machine à l'instant $t = 1 \text{ sec}$, on constate une diminution de la vitesse.

➤ Caractéristique du couple :

Les figures (1.9b ; 1.10b) décrivent l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Au premier instant du démarrage le couple électromagnétique est fortement pulsatoire contenant un pic presque 20 N.m avant qu'il soit amorti et tend vers le régime de fonctionnement à vide. Au moment du chargement de la machine le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant.

➤ Caractéristique du courant et de flux statorique :

Les figures (1.9c ; 1.9d) et Les figures (1.10c ; 1.10d) montrent l'évolution du courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale 5 fois environ le courant nominal, cette surintensité excessive est de courte durée, donc la machine pourrait le supporter sans risque d'échauffement dangereux. Cette valeur de courant (régime transitoire) disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme

sinusoïdale d'amplitude constante. Le flux statorique dans les figure (1.9e ; 1.9f) et les figure (1.10e ; 1.10f) passe-lui aussi par un régime transitoire puis il se stabilise avec une amplitude constante et une forme sinusoïdale. A l'instant $t=1\text{sec}$, on remarque une augmentation dans le courant statorique accompagné par une faible diminution du flux statorique .

I.6/ Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le moteur à induction sous forme d'un modèle mathématique en utilisant quelque'un nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park qui passage du système triphasé au système biphasé.

Ainsi, nous avons fait une simulation du modèle du moteur à induction (sans et avec onduleur) en utilisant le logiciel MATLAB SIMULINK on obtient les résultats des grandeurs mécaniques et électriques du moteur asynchrone .

Dans le deuxième chapitre nous travaillons sur la technique de la commande directe du couple DTC.

Chapitre II

Commande directe du couple appliqué au moteur à induction

II.1/Introduction :

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique [11].

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre. Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park [11].

D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence d'un capteur mécanique (vitesse, position). Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi [11].

II.2/ Principe de la commande direct du couple :

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux rotorique et du couple. La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux rotorique la direction déterminée par les valeurs de consigne. Pour connaître l'état électromagnétique de la machine afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine. A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants rotoriques, le modèle donne à chaque instant.

- Le flux rotorique réel de la machine,
- Le couple réel qu'elle développe,

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis [23].

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [16] :

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

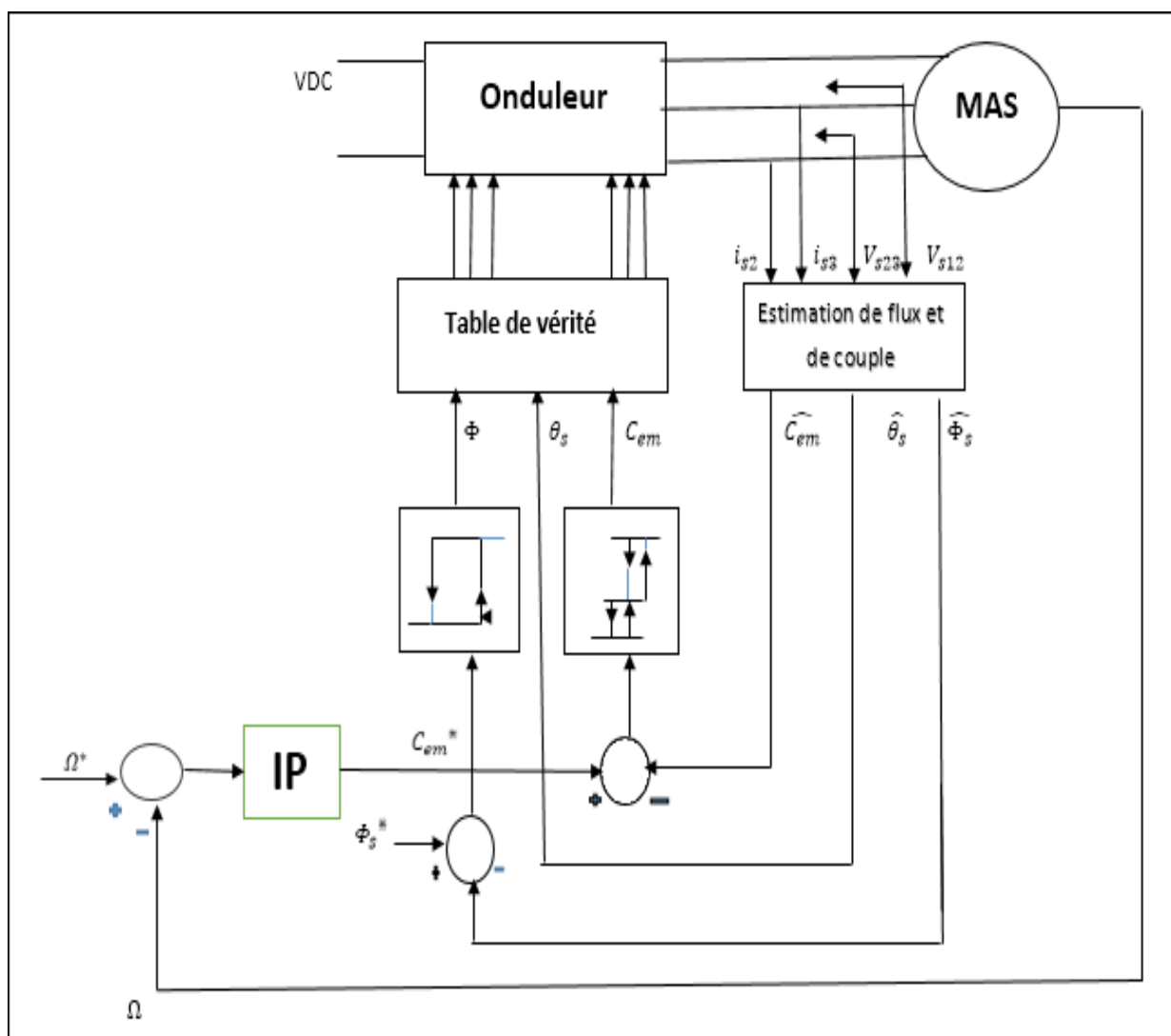


Figure 2.1 : Schéma structurel de la DTC appliquée à un moteur à induction [11].

II.3/ Fonctionnement et séquences d'un onduleur

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante [16] :

$$\bar{V}_s = V_\alpha + jV_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(V_a + e^{\frac{j2\pi}{3}} V_b + e^{\frac{j4\pi}{3}} V_c \right) \quad (\text{II.1})$$

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

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a + e^{\frac{j2\pi}{3}} S_b + e^{\frac{j4\pi}{3}} S_c \right) \quad (\text{II.2})$$

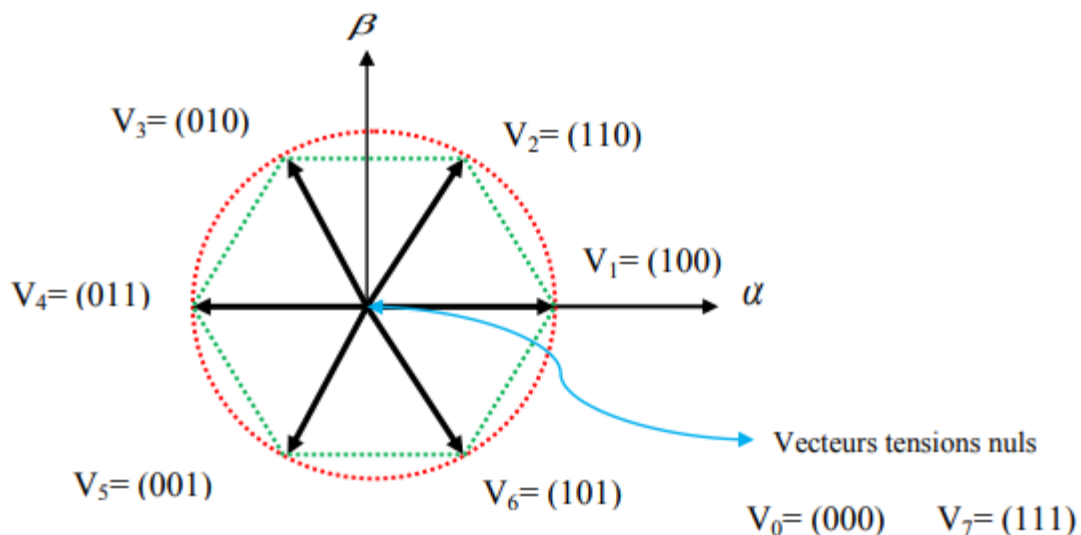


Figure 2.2. Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux [13].

II.4/ Contrôle du flux et du couple

II.4.1/ Contrôle du flux : [12]

On se place dans le repère (α, β) lié au stator du MAS. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation complexe suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Le flux statorique est donc

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.4})$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance du stator pour simplifier l'étude (pour des grandes vitesses), on trouve :

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.5})$$

Pendant la période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliquée à la MAS reste constant.

On peut écrire :

$$\bar{\Phi}_s(k+1) = \bar{\Phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

$$\Delta \bar{\Phi}_s = \bar{V}_s T_e$$

$\bar{\Phi}_s(k)$: le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\bar{\Phi}_s(k+1)$: le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \bar{\Phi}_s$: la variation du vecteur flux statorique

T_e : la période d'échantillonnage .

II.4.2/ Contrôle du couple :

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

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre quadrants de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux [8].

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

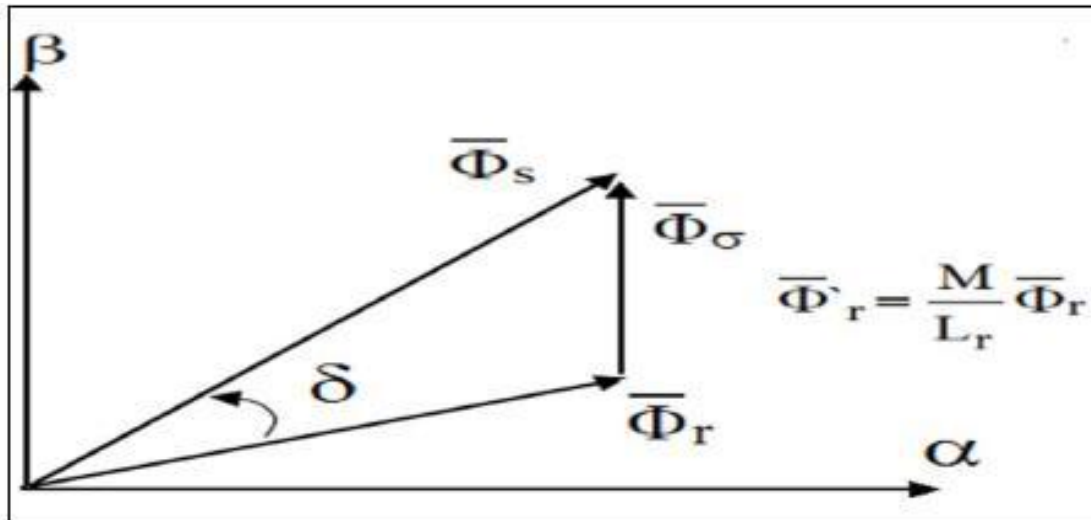


Figure 2.3 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites [12] .

$$C_{em} = K (\bar{\Phi}_s \times \bar{\Phi}_r') = K |\bar{\Phi}_s| |\bar{\Phi}_r'| \sin(\delta) \quad (\text{II.7})$$

$\bar{\Phi}_r'$: vecteur flux rotorique ramené au stator.

$\bar{\Phi}_r$: vecteur flux rotorique.

$\bar{\Phi}_s$: vecteur flux statorique.

δ : l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

$\bar{\Phi}_\sigma$: vecteur flux de fuites [12] .

II.5/ Sélection du vecteur de tension : [17]

Le choix du vecteur tension statorique \bar{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\bar{\Phi}_s$, du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$ et également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique.

En se plaçant dans le repère (α, β) lié au stator, on peut délimiter l'espace de $\bar{\Phi}_s$ en le décomposant en six zones appelées secteurs comme illustré par la figure 2.4 . L'axe (α) est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) du stator.

Lorsque le flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans une zone i ($i=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît ;

- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} décroît ;
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_{em} croît ;
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_{em} décroît ;
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 est sélectionné, alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangé.

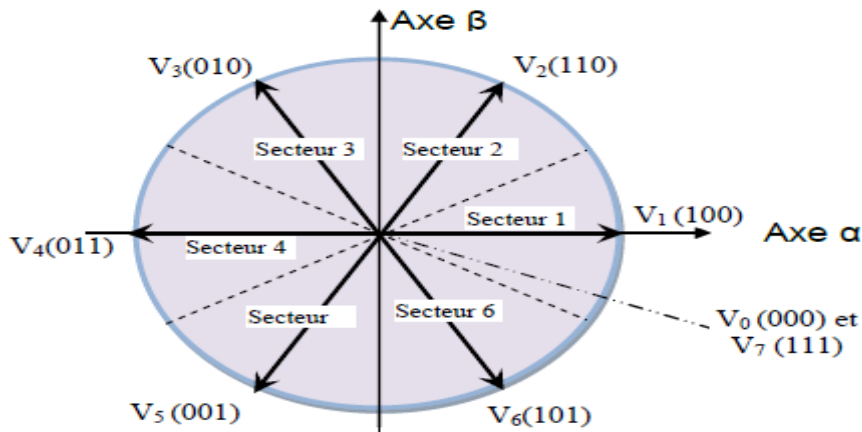


Figure 2.4 : Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs

Le vecteur de tension \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur, est déduit à partir des écarts de flux et de couple estimés par rapport à leurs valeurs de référence et de la position du vecteur $\bar{\Phi}_s$. Un estimateur de couple, un estimateur de module de $\bar{\Phi}_s$ et de sa position sont donc nécessaires .

II.6/ Estimateurs :

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [18].

II.6.1/ Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique est réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques Courant et tension de la machine, l'expression du flux statorique s'écrit [18]:

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.8})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta}$$

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad \text{et} \quad \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{II.9})$$

Les calculs sont effectués dans le repère (α, β) , auquel on se ramène en appliquant la transformée de Concordia aux valeurs instantanées des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) et des tensions

Statoriques (dédites de U_0).

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de

Commande (S_a, S_b, S_c) , soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Le module du flux statorique s'écrit

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.12})$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur $\overline{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (S) et le vecteur $\overline{\Phi}_s$ est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.13})$$

II.6.2/ Estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.14})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants [16].

II.7/ Elaboration de la loi de commande DTC

II.7.1/ Elaboration du correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire, comme le montre la (Fig.2.5). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\Phi}_s$ afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne $[C_{flx}]$, indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [$C_{flx} = 1$] ou diminuée [$C_{flx} = 0$], de façon à maintenir [12].

$$|(\overline{\Phi}_s)_{ref} - (\overline{\Phi}_s)| \leq \Delta \overline{\Phi}_s \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$(\overline{\Phi}_s)_{ref}$: le flux de référence.

$\Delta \overline{\Phi}_s$: est la largeur d'hystérésis du correcteur.

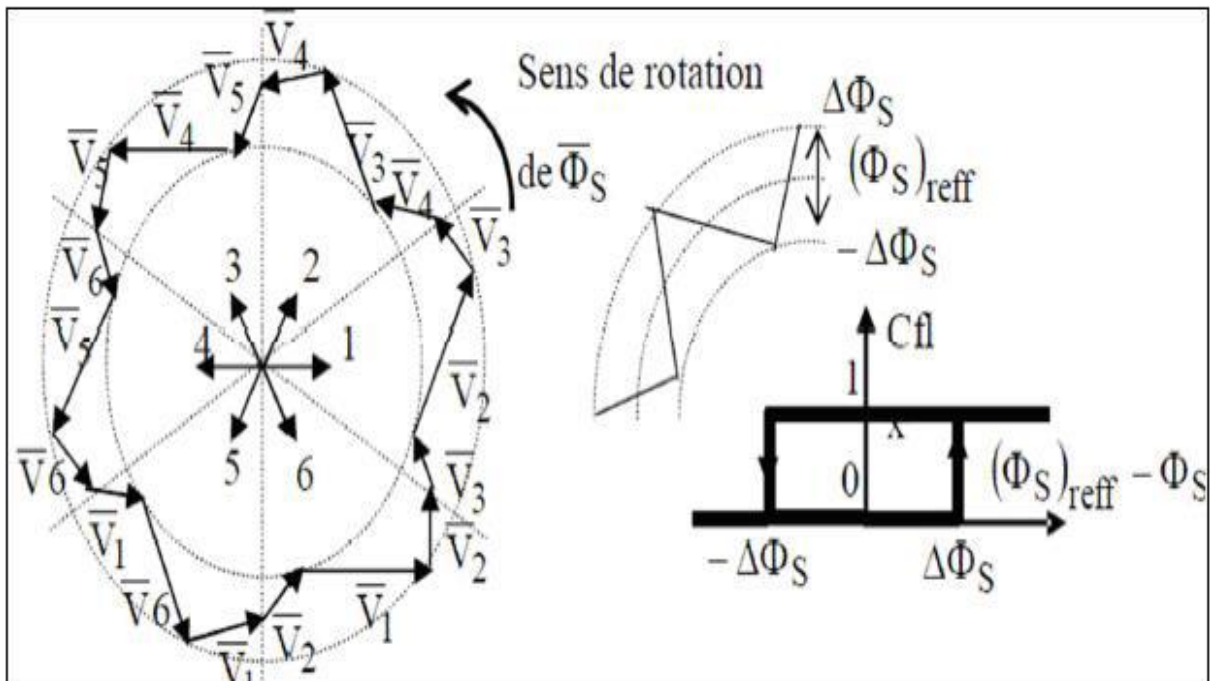


Figure 2.5 : Correcteur de flux à hystérésis[12]

II.7.2 / Elaboration du correcteur du couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites [12] :

$$|(C_{em})_{ref} - (C_{em})| \leq \Delta C_{em}$$

Avec :

$(C_{em})_{ref}$: est le couple de référence.

ΔC_{em} : est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation du moteur, deux solutions sont à envisager :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

✓ Correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\overline{\Phi}_s$. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \overline{V}_{i+1} , \overline{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter [15].

✓ Correcteur à trois niveaux :

Dans notre étude on a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présenté par la variable booléenne $Ccpl$ (Figure 2.6) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($Ccpl = 1$) pour une consigne positive et ($Ccpl = -1$) pour une consigne négative, ou diminuée

($C_{cpl} = 0$). Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur decouple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\overline{\Phi}_s$), on applique les vecteurs \overline{V}_{i-1} ou \overline{V}_{i-2} si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique). Dans ce cas, le flux $\overline{\Phi}_r$ rattrapera très vite le flux $\overline{\Phi}_s$ sans que ce dernier se contente seulement de l'attendre mais va à sa rencontre (inversion du sens de rotation de $\overline{\Phi}_s$) [18].

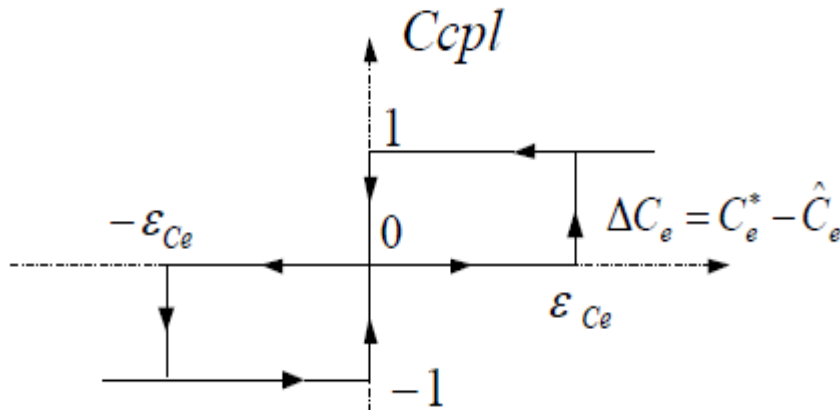


Figure 2.6 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux [15].

II.7.3/ Elaboration de la table de commutation :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\Phi_s$ et ΔC_{em} , et selon la position du vecteur de flux statorique ($N=1,\dots,6$). Le partage du plan complexe en six secteurs. permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle et $\Delta\Phi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [15][16].

Le tableau (1.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	Diminution	Augmentation
Φ_s	$V_{i-2}, V_{i+3}, V_{i+2}$	V_{i-1}, V_i, V_{i+1}
C_{em}	V_{i-1}, V_{i-2}	V_{i+1}, V_{i+2}

Tableau 2.1 : Table de commutation

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur [15][16].

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Phi_s \uparrow$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$\Phi_s \downarrow$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

Tableau 2.2 : Table de commutation du flux

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$
$C_{em} \downarrow$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$

Tableau 2.3 : Table de commutation du couple.

Finalement, la comparaison des deux tables de commutation permet la synthèse finale d'une seule table de commutation, cette dernière peut être divisée en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension actives (non nuls) :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	correcteur
Cflx=1	Ccpl =1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Ccpl =-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl =1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Niveaux 2
	Ccpl =0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Ccpl =-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux

Tableau 2.4: Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension nuls

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	correcteur
Cflx=1	Ccpl =1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	Ccpl =-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl =1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Niveaux 2
	Ccpl =0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	Ccpl =-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux

Tableau 2.5: Table de commutation de la DTC sans vecteurs tension nuls.

II.8/ Régulateur IP :

Le correcteur Intégral proportionnel IP est essentiellement différent du correcteur PI par le fait qu'il ne présente pas de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée, ainsi sa sortie ne représentera pas de discontinuité lors de l'application d'une consigne de type échelon. L'action proportionnelle et intégrale sont mises en série [19].

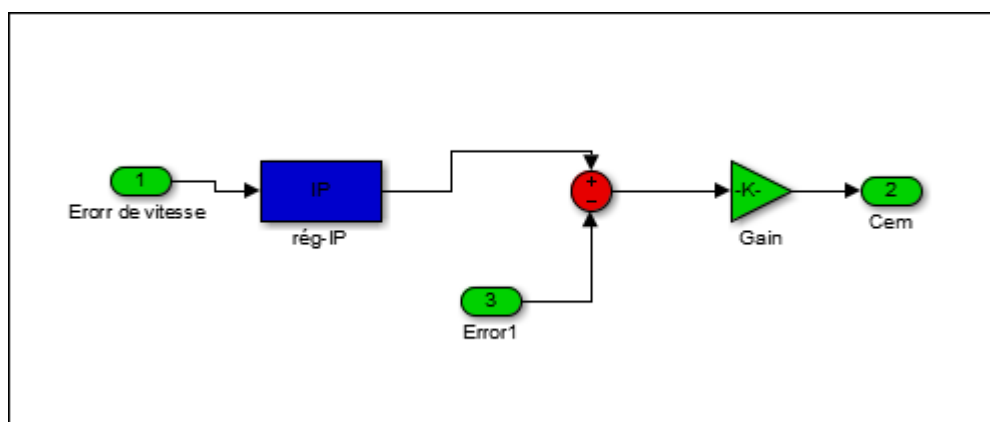


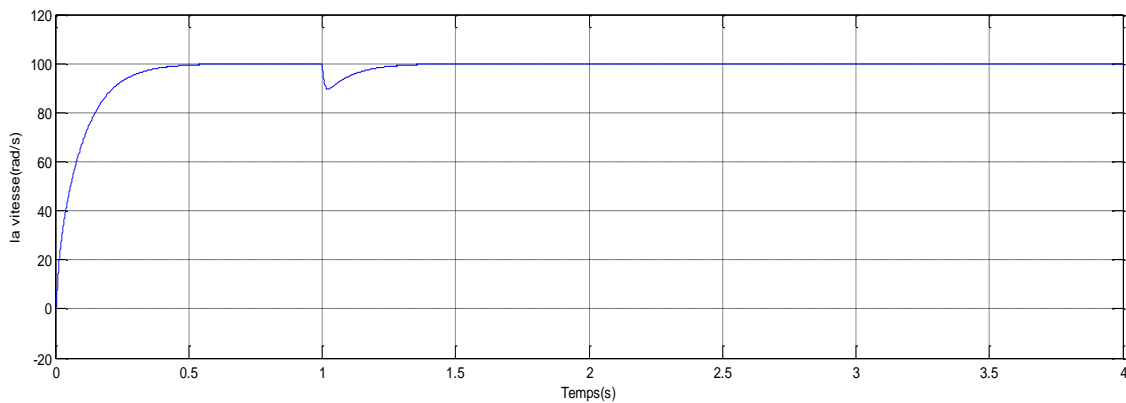
Figure 2.7: schéma bloc de régulateur IP

II.9/ Résultat de simulation :

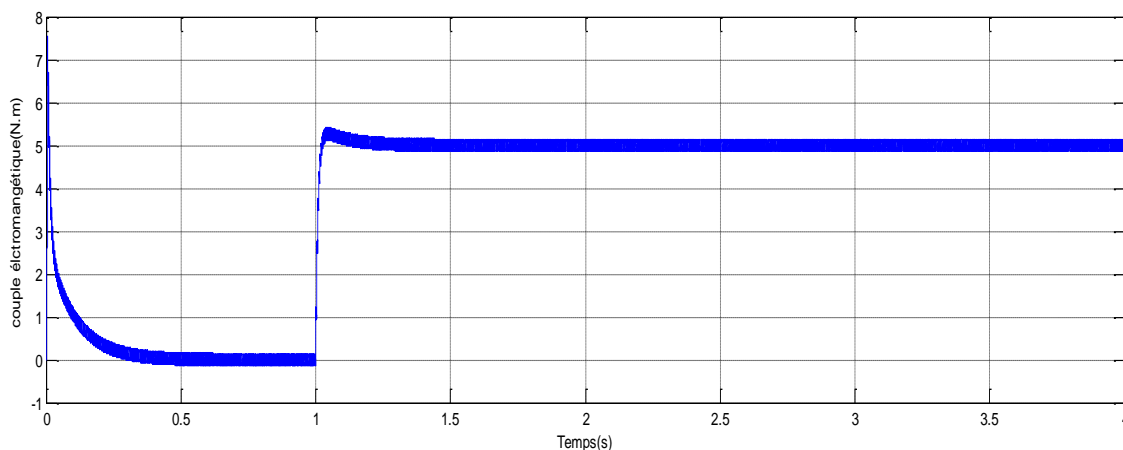
Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une commande directe du couple de la MAS alimentée par un onduleur, avec le réglage de la vitesse par un régulateur IP. Nous pouvons aborder la simulation de celle-ci en utilisant MATLAB/SIMILINK. Nous étudions le test suivant :

✓ Test 01 : Fonctionnement nominale

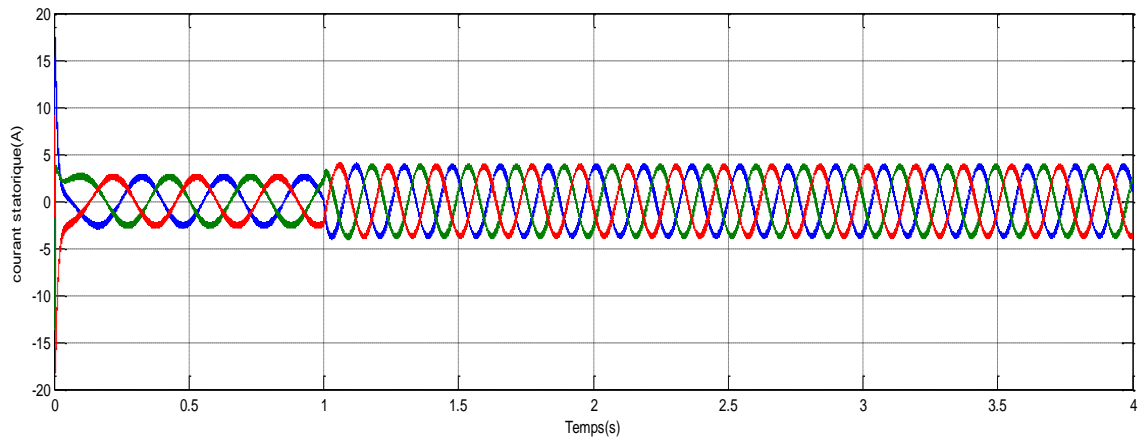
Les résultats de simulation sont obtenues pour un fonctionnement en charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$ et après un démarrage à vide. La vitesse 100 rad/s de rotation du moteur asynchrone est imposé 100 rad/s .



a) Vitesse de rotation Ω



b) Couple électromagnétique



c) Courant statorique

Figure 2.8 : résultat de simulation de DTC

Interprétation des résultats :

➤ Caractéristique de la vitesse :

On remarque que cette dernière présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0.5s la vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme, ensuite à $t=1s$ on remarque une diminution de la vitesse suite au couple donné.

➤ Caractéristique du couple :

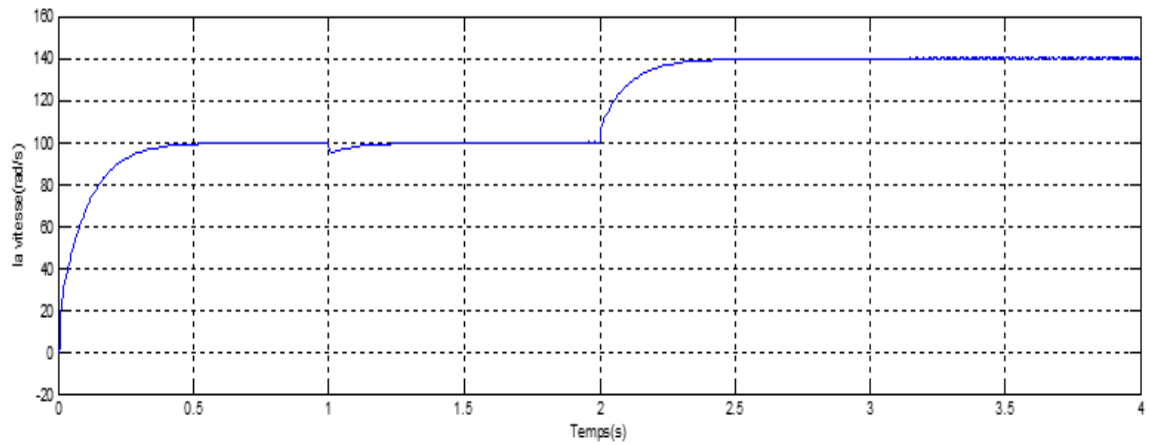
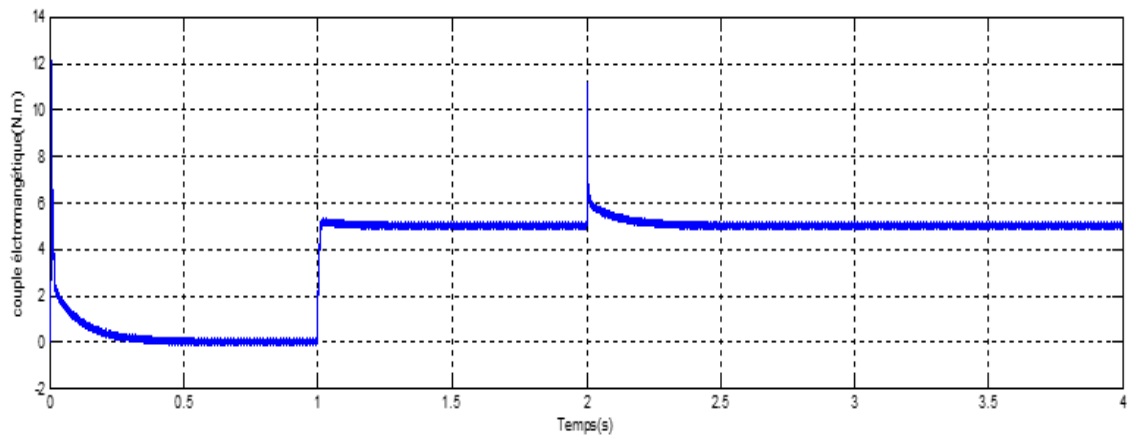
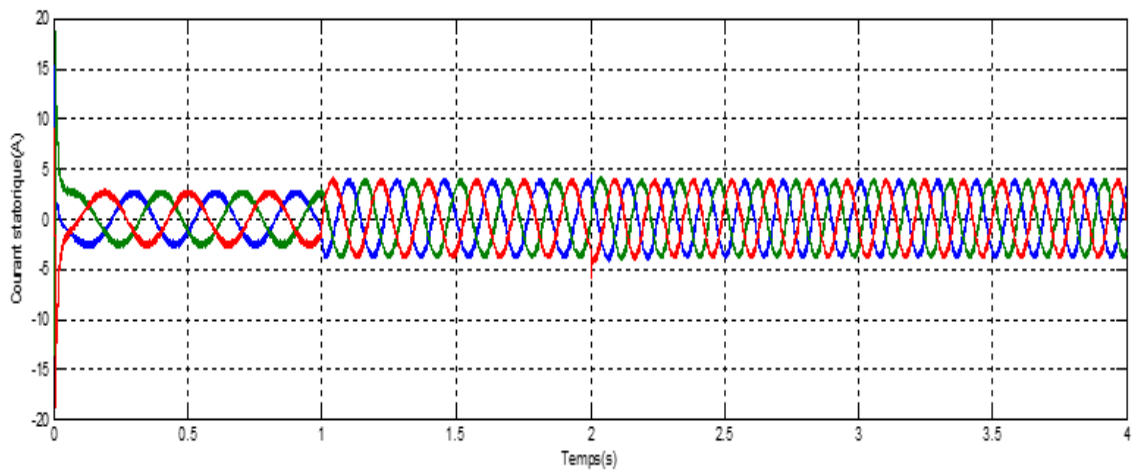
La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante, après environ 0.1s le couple tend vers 0N.m. Ensuite à $t=1s$ nous avons appliqué un couple résistant de 5 N.m, on remarque que le couple augmente à la valeur de couple résistant.

➤ Caractéristique du courant :

On remarque que le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale d'environ 16 A ; après ce temps l'amplitude de ces oscillations diminue. à $t=1s$ nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée.

✓ Test 02 : Variation de la vitesse

Dans ce test nous varions la vitesse (100 à 140) rad/s , l'instant $t=$ (1s et 2s) et
 $C_r = 5 \text{ N.m}$

**a) Vitesse de rotation Ω** **b) Couple électromagnétique****c) Courant statorique****Figure 2.9** : résultats de simulation de DTC avec variation du vitesse

Interprétation des résultats :

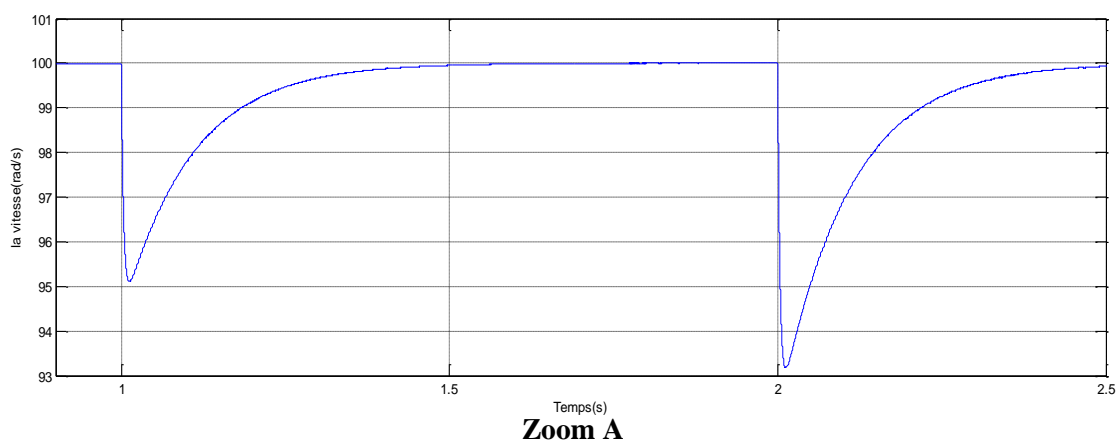
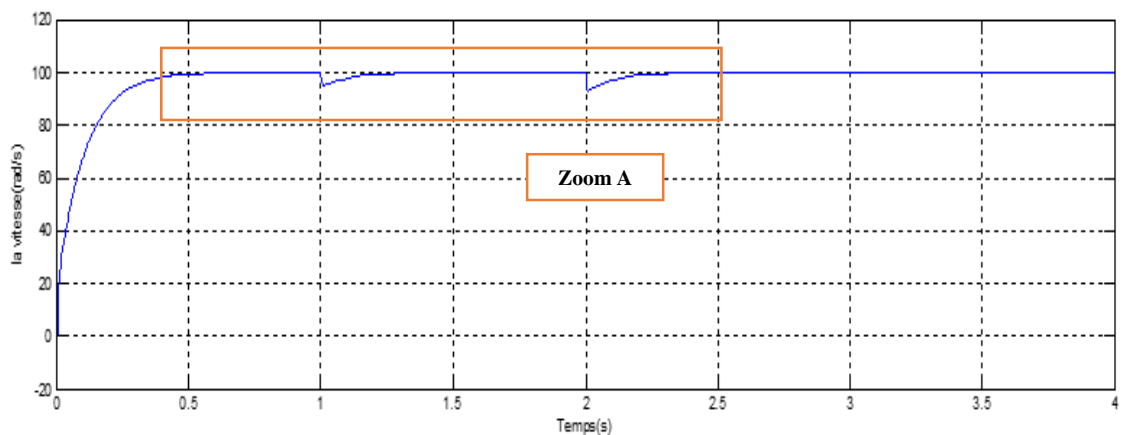
- Les résultats obtenus par la simulation montrent que nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée avec un onduleur de tension qui permet le contrôle de sa vitesse.

Le résultat de figure (2.9a) montre qu'il y a une bonne poursuite de la vitesse de rotation à sa valeur de référence. On constate que le changement de la consigne a provoqué une perturbation du couple, mais rapidement il a regagné sa valeur initiale nulle (démarrage sans charge).

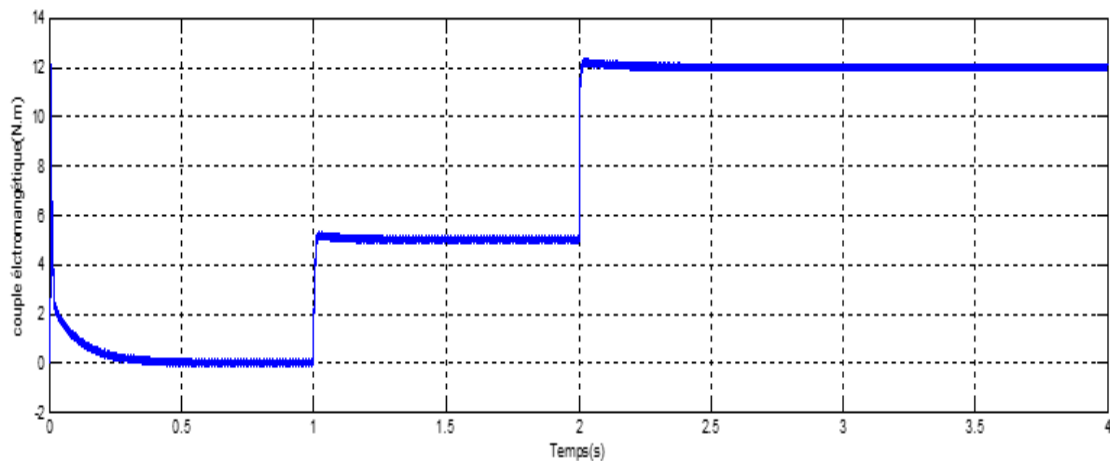
Nous avons vu que le courant consommé augmente lors de la diminution de la vitesse durant un régime transitoire très court (figure 2.9c). On remarque dans la figure (que le module du flux statorique n'est pas affecté par la variation de vitesse.

✓ Teste 03: Variation de la charge

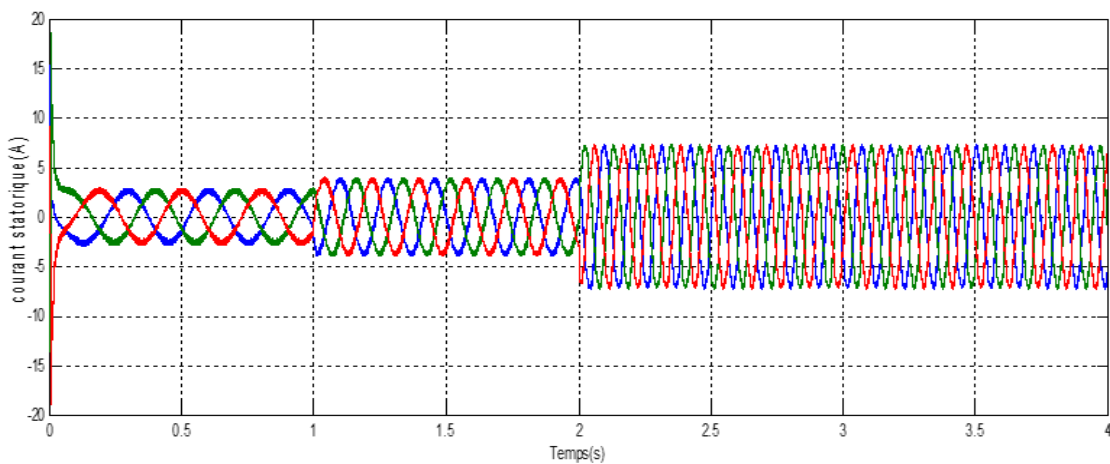
Dans le troisième nous varions le couple $C_n = (5 \text{ à } 12) \text{ N.m}$, à partir de l'instant $t = (1 \text{ s et } 2 \text{ s})$.



a) Vitesse de rotation Ω



b) Couple électromagnétique



c) Courant statorique

Figure 2.10 : résultats de simulation de DTC avec variation de la charge

Interprétation des résultats :

- Dans la figure (2.10a) la vitesse de rotation fait un petit dépassement au démarrage puis elle se stabilise à la vitesse nominale (100 rad/s). Ce dépassement est justifié par les valeurs de régulateur qui n'ont pas donné de satisfaction et qui nécessitent des ajustements.
- D'autre part le couple électromagnétique qui est illustré dans la figure(2-10b) il présente au début un pic presque égal à (12 N.m) et suit le couple de référence afin de ramener la machine à son régime défini au préalable par la consigne. L'application de la charge à l'instant 1s et 2s engendre une perturbation des allures de la vitesse et du couple estimé. Après ce régime de charge, le rejet de perturbation peut être jugé acceptable et le suivi des

grandeurs de références est parfaitement réalisé. Notons que le couple électromagnétique est plein d'ondulations causée par la fréquence

- Dans la figure (2.10c) on observe l'évolution temporelle du courant statorique qui présente une allure sinusoïdale de valeur max 7A presque.

II.10/ Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentées la commande directe du couple (DTC) appliquée au moteur à induction en utilisant le régulateur IP. D'abord, nous avons parlé le principe du command direct du couple (DTC) et notre travail le modèle dynamique de MAS après avoir appliqué la DTC.

Dans la deuxième partie, fait une simulation de la commande directe du couple applique à le moteur à induction en utilisant le régulateur IP et la table de commutation pour vu le changement de la vitesse et le couples électromagnétique, courant statorique.

Dans le troisième chapitre, nous proposerons une stratégie de commande pour un moteur à induction basé sur la logique floue type-2.

Chapitre III
Commande direct du couple appliqué au moteur à induction à base la de
logique floue type-2

III.1/ Introduction :

De nos jours, la logique floue (fuzzy logic) est un axe de recherche important sur lequel se focalisent de nombreux scientifiques. Des retombées technologiques sont d'ores et déjà disponibles, tant dans le domaine grand public (appareils photos, machines à laver, fours à micro-onde), que dans le domaine industriel (classification, aide à la décision, réglage et commande de processus, complexes liés à l'énergie, aux transports, à la transformation de la matière, à la robotique, aux machines-outils) [31]. La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Le texte «Fuzzy» Sets a paru en 1965 dans la revue «Information And Control». Il est considéré généralement comme le début de la théorie [32]. Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglages et récemment cette technique de commande est incluse en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage [5].

III.2/ Historique de la logique floue

la Logique Floue est apparue en 1965 à Berkeley dans le laboratoire de Lotfi Zadeh avec la théorie des sous-ensembles flous puis en 1978 avec la théorie des possibilités. Ces deux théories constituent aujourd'hui ce que l'on appelle Logique Floue [20].

La Logique Floue permet la formalisation des imprécisions dues à une connaissance globale d'un système très complexe et l'expression du comportement d'un système par des mots.

Elle permet donc la standardisation de la description d'un système et du traitement de données aussi bien numériques qu'exprimées symboliquement par des qualifications linguistiques [20].

III.3/ Principe fondamental de la logique floue

La notion d'ensemble classique convient très mal pour représenter les classes d'objets auxquelles ZADEH fait allusion et qui n'existent qu'à travers de représentations mentales. Par exemple, si l'on considère le concept « homme jeune », il est difficile de proposer un seuil en deçà duquel un homme sera considéré comme totalement jeune et au-delà duquel il ne sera pas considéré comme « jeune ». L'idée de ZADEH a été de suggérer qu'au lieu de chercher à tout prix un seuil unique de décision pour l'appartenance à l'ensemble des âges «jeune » dans un contexte donné, il semble plus réaliste de considérer deux seuils $S1 < S2$, tels que le terme jeune s'applique parfaitement aux âges plus que $S1$, les âges inférieurs à $S1$ auront le degré

d'appartenance maximal (en général supposé égal à 1) et les âges plus grands que S2 (par exemple 40 ans) auront une appartenance minimale (en général égal à 0). Entre S1 et S2 les degrés d'appartenances seront intermédiaires, par convention entre 0 et 1 [21].

La complexité accrue de la représentation (deux seuils pour « jeune »), confère une robustesse au modèle, qui correspond à la souplesse avec laquelle nous employons les mots qui désignent des classes floues [21].

III.4/ Domaine d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [24] :

- ✓ Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...)
- ✓ Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- ✓ Systèmes autonomes mobiles ;
- ✓ Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...)
- ✓ Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- ✓ Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- ✓ Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

III.5/ Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

Les avantages essentiels sont [22] :

- ✓ Nous n'avons pas besoin d'établir le modèle mathématique. Cela évite des années de travail sur des modèles.
- ✓ Ensuite la logique floue permet de prendre en compte les typologies linguistiques et donc toutes les nuances que l'on a créées dans le but d'imiter au mieux le réel.
- ✓ Traitement des systèmes à comportement complexe (même si on a un exemple Simplifié, cela reste un système complexe en mathématique pure).
- ✓ Nous pouvons aujourd'hui servir des solutions matérielles comme des Microprocesseurs uniquement dédiés aux calculs flous, ce qui permet d'accroître le Rendement puisque cela réduit la programmation.
- ✓ L'ajoute ou le retrait des règles ne change quasiment rien au principe de la logique Floue, alors qu'en logique bivalente (logique classique), cela peut changer du tout au Tout.

- ✓ On peut augmenter facilement le nombre d'entrées sans réellement compliquer les calculs (alors qu'en logique simple la taille des calculs est exponentielle) .

Les inconvénients essentiels sont [22] [15] :

- ✓ La précision du réglage souvent peu élevée.
- ✓ La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- ✓ réglage empirique.
- ✓ performances en boucle fermée dépendent de l'expertise.
- ✓ il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse (difficulté de certification dans le transport, espace).

III.6/ Concept des ensembles flous de type-2

La notion des ensembles flous de type-2 a été proposée par Lotfi Zadeh comme extension aux ensembles flous types-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance, c.-à-d. la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou dans $[0,1]$. Les ensembles flous type-2 est utilisés dans les situations où l'incertitude se présente (par exemple l'incertitude sur la forme des fonctions d'appartenance) [25].

III.7/ Représentation des ensembles flous type-2

Une fonction d'appartenance type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables. Pour chaque x et le degré d'appartenance primaire μ_1 , nous avons une appartenance secondaire, qui est un nombre ordinaire noté μ_2 [26].

Ainsi une fonction d'appartenance type-2 peut être représentée comme suite :

$$\mu(x, \mu_1): X \times [0,1]$$

Où X est l'espace des entrées x [26].

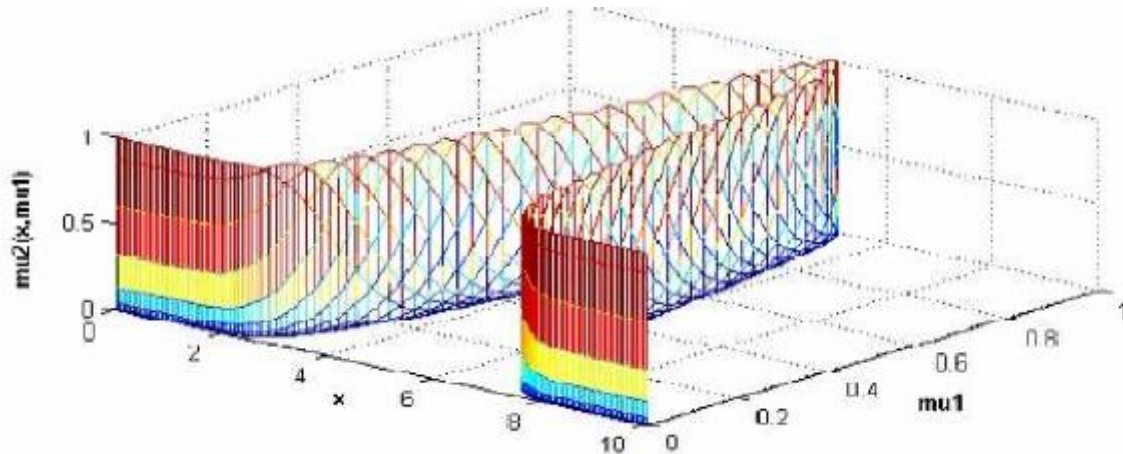


Figure 3.1: Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien

III.8/ Types d'ensembles flous type-2

III.8.1/ Ensemble type-2 Gaussien

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type-1 Gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit aussi Gaussienne [30].

III.8.2/ Ensemble type-2 Triangulaire

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$ [26].

III.8.3/ Ensemble type-2 Intervalle

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$. Dans ce cas, toutes les appartenances secondaires sont égales à 1. Notant que malgré que chaque degré d'un ensemble type-2 intervalle, soit un ensemble ordinaire, l'ensemble lui-même est de type-2, parce que les degrés d'appartenance sont des ensembles et pas des nombres ordinaires [26].

III.9/ Structure d'un système flou type-2

Le contrôleur flou classique se compose d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification. La structure du contrôleur flou type 2 est similaire à celle du contrôleur classique. Sa particularité est qu'avant la phase de défuzzification, le réducteur de type est utilisé pour convertir l'ensemble flou de type-2 à la sortie du système d'inférence en un type-1 ensemble flou. Ses différentes opérations sont illustrées sur la figure suivante [27].

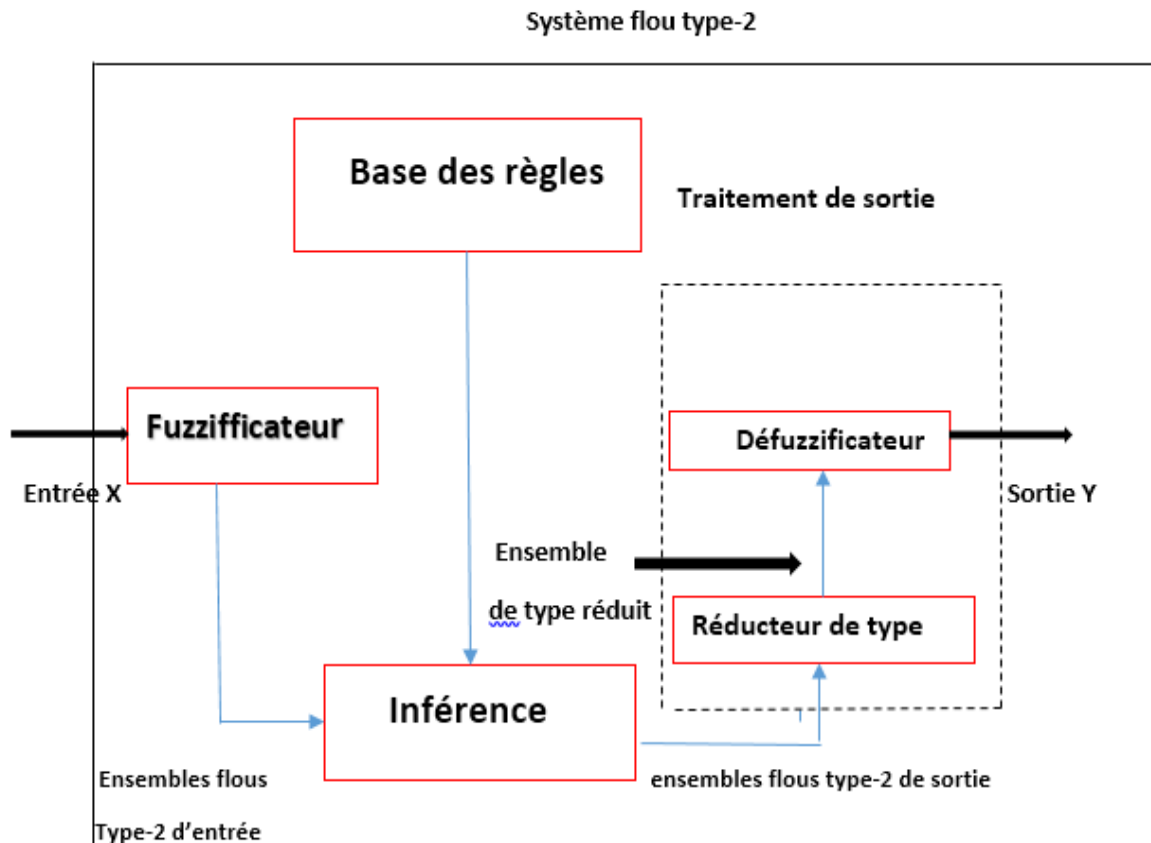


Figure 3.2 : Structure générale d'un système flou type 2 [28].

III.9.1/ Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1 [30].

III.9.2/ Base de règles

Comme nous l'avons déjà dit, la différence entre un système flou *type-1* et celui du *type-2* est due au type des fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences. La structure des règles dans le cas d'un système flou *type-2* alors reste inchangée [29].

$$R^{(1)}: SI \ x_1 \text{ est } \tilde{A}_1^1 \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{A}_2^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_p \text{ est } \tilde{A}_p^1 \text{ alors } y \text{ est } \tilde{B}^1 \quad (\text{III.1})$$

III.9.3/ Inférence

Les méthodes inférence pour FL type-2 le même pour le FL type-1, la seule différence est que le type 2 les valeurs d'entrée et les valeurs de sortie sont des ensembles \tilde{A} donc elle utilise les fonctions d'appartenance supérieures et inférieures pour l'efficacité de ces méthodes [28].

III.9.4/ Réduction de type [24]

La sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2. Dans cette partie, les méthodes disponibles pour calculer les centres d'ensembles du système flou de type 2 en utilisant le principe d'extension. Le centre de l'ensemble du système flou A de type1 est donné par .

$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (\text{III.2})$$

Où n représente le nombre de domaine discrétisé de A , $Z_i \in R$ et $w_i \in 0,1$. Si chaque Z_i et w_i sont remplacés par un système flou de type-1, Z_i et W_i , avec des fonctions d'appartenance associées de $\mu_z Z_i$ et $\mu_w W_i$ respectivement, en utilisant le principe d'extension, la méthode des centres d'ensembles du système flou A de type-2 est donné par :

$$GC_{\tilde{A}} = \int z_1 \in Z_1 \dots \int z_n \in Z_n \int w_1 \in W_1 \dots \int z_n \in Z_n \frac{T_{I=1}^n \mu_z(Z_i) \times T_{I=1}^n \mu_w(W_i)}{\frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i}} \quad (\text{III.3})$$

Où T et \times indiquent les t-norme choisies (prod ou min), $GC_{\tilde{A}}$ est un système flou de type-1. Pour un système flou d'intervalle de type-2 :

$$GC_{\tilde{A}} = [y_l(x), y_r(x)]$$

$$\int y^i \in [y_l^i, y_r^i] \dots \int y^M \in [y_l^M, y_r^M] \int f^1 \in [f^1, f^{-1}] \dots \int f^M \in [f^M, f^{-M}] \frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i}} \quad (\text{III.4})$$

III.9.5/ Défuzzification

Afin d'obtenir une sortie propre à partir d'un système de logique floue de type-1, l'ensemble réduit doit être défuzzé. La méthode la plus courante consiste à trouver le centre de l'ensemble de type simplifié. Si l'ensemble Y est discrétisé en n points, l'expression suivante donnera le centre de l'ensemble de type réduit [27] :

$$Y(x) = \frac{\sum_{i=1}^M y^i \mu(y^i)}{\sum_{i=1}^M \mu(y^i)} \quad (\text{III.5})$$

Nous pouvons utiliser les algorithmes itératifs de Karnik Mendel .

Par conséquent, la sortie après défuzzifiée sera donnée par [27].

$$Y(x) = \frac{y_1(x) + y_r(x)}{2} \quad (\text{III.6})$$

$$y_1(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \quad \text{et} \quad y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \quad (\text{III.7})$$

Dans notre travail le régulateur floue admet sept ensembles flous de forme gaussienne pour l'erreur et la variation de l'erreur et des singletons pour la variable de commande représenté sur les figures suivantes :[22]

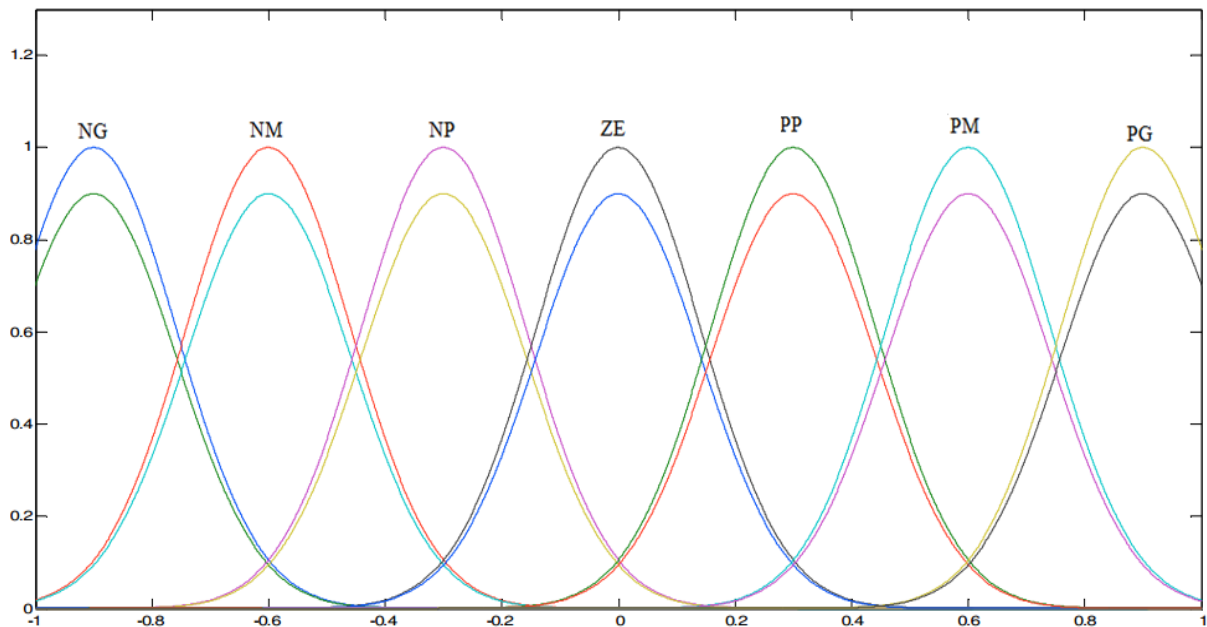


Figure 3.3 : Fonctions d'appartenance floues type-2 de l'erreur et la variation de l'erreur[22]

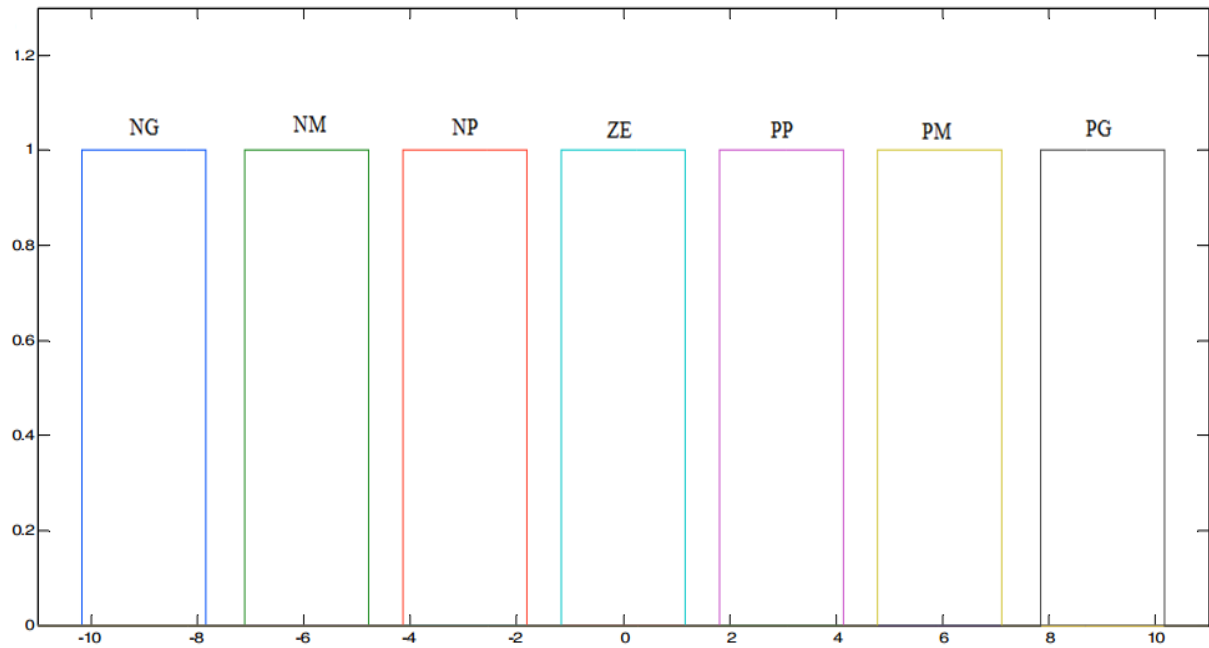


Figure 3.4 : Fonctions d'appartenance intervalle de la variation du couple de commande[22]

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau :[15]

Δu		E						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
Δe	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
	NM	NG	NG	NG	NM	P	PB	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	N	Z	PM
	Z	NG	NM	NP	Z	Z	PB	PG
	PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau 3.1 :Tableau logique floue type-2

Les fonctions d'appartenances sont notées comme suit :

NG Négatif Grand .

NM Négatif Moyen .

NP Négatif Petit .

Z Zéro .

PP Positif Petit.

PM Positif Moyen .

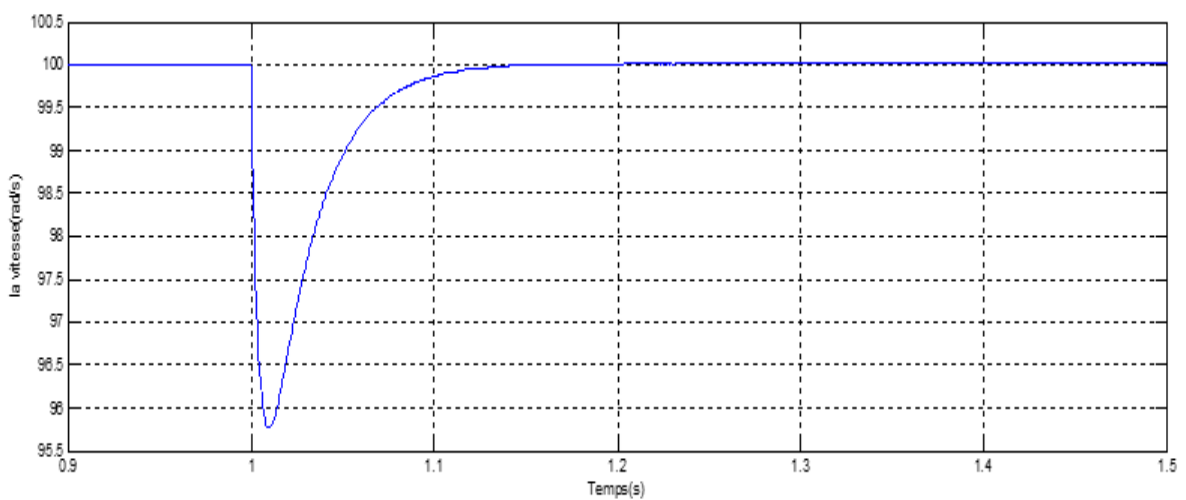
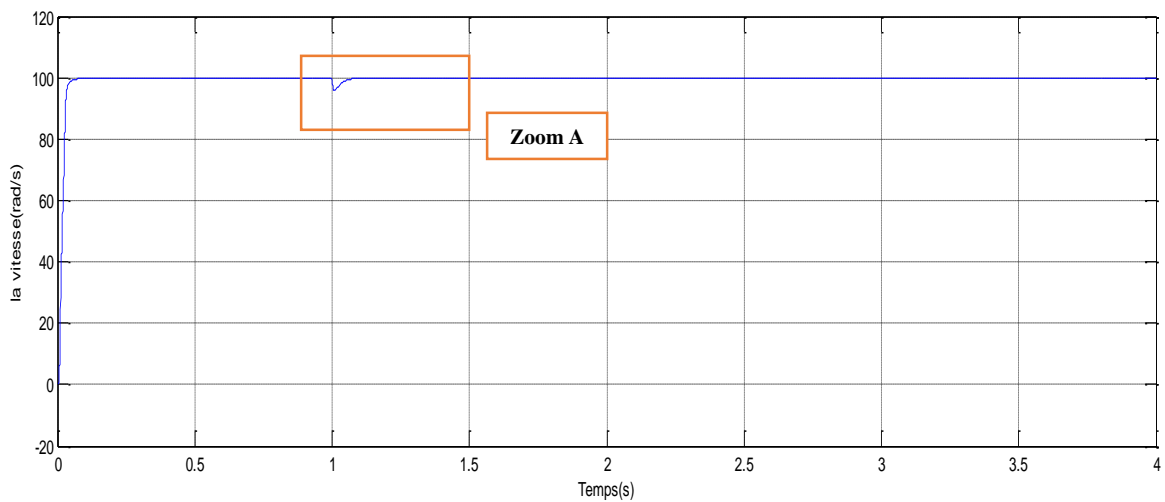
PG Positif Grand .

III.10/ Résultats de simulation :

Nous avons présenté un modèle d'une MAS par la commande directe du couple à base la logique floue type-2.

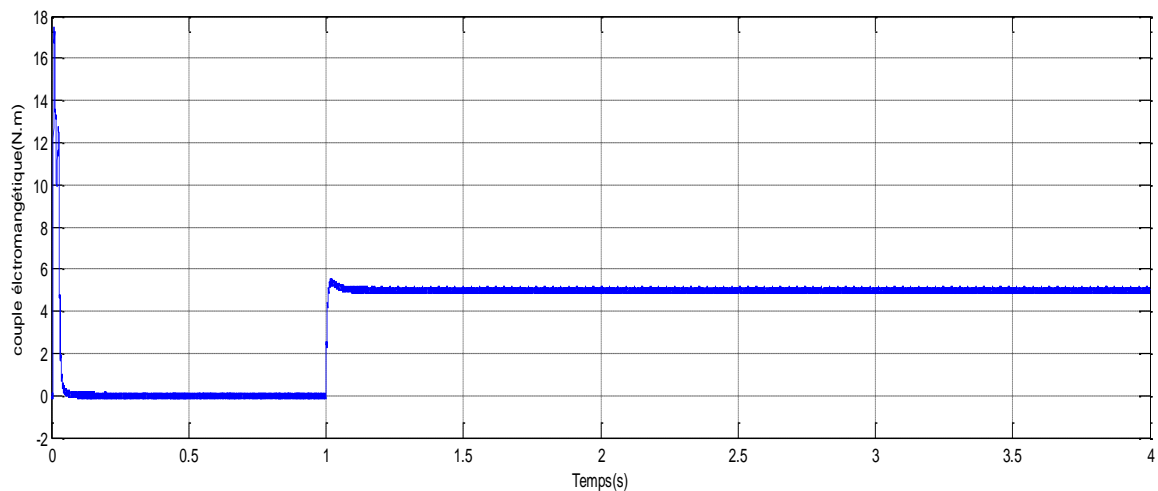
✓ Test 01 : Fonctionnement nominale

Les résultats de simulation obtenue pour un fonctionnement en charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ au début de ce test à l'instant $t = 1 \text{ s}$ à vitesse 100 rad/s

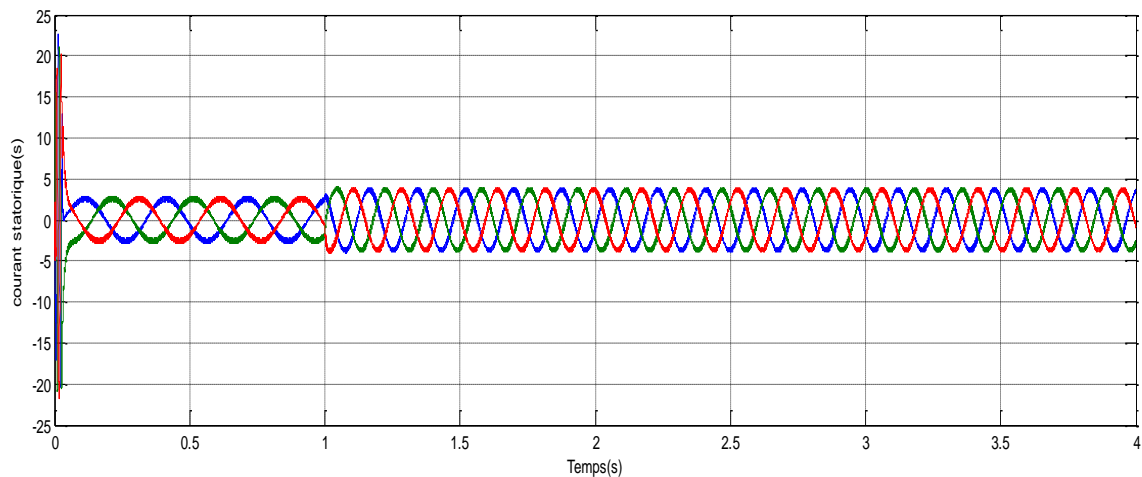


Zoom A

a) Vitesse de rotation Ω



b) Couple électromagnétique



c) Courant statorique

Figure 3.5 : résultat de simulation de DTC à base de la logique floue type-2

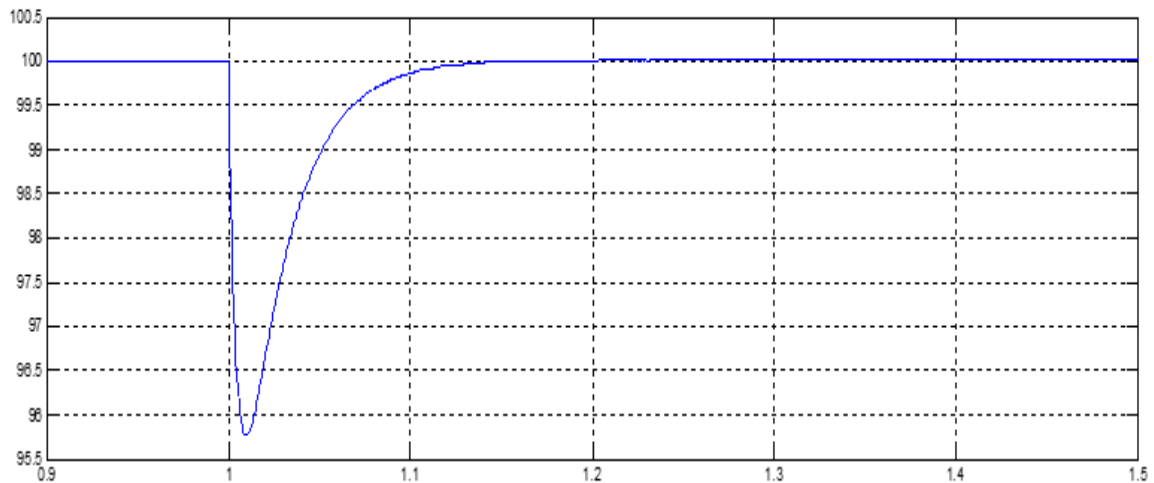
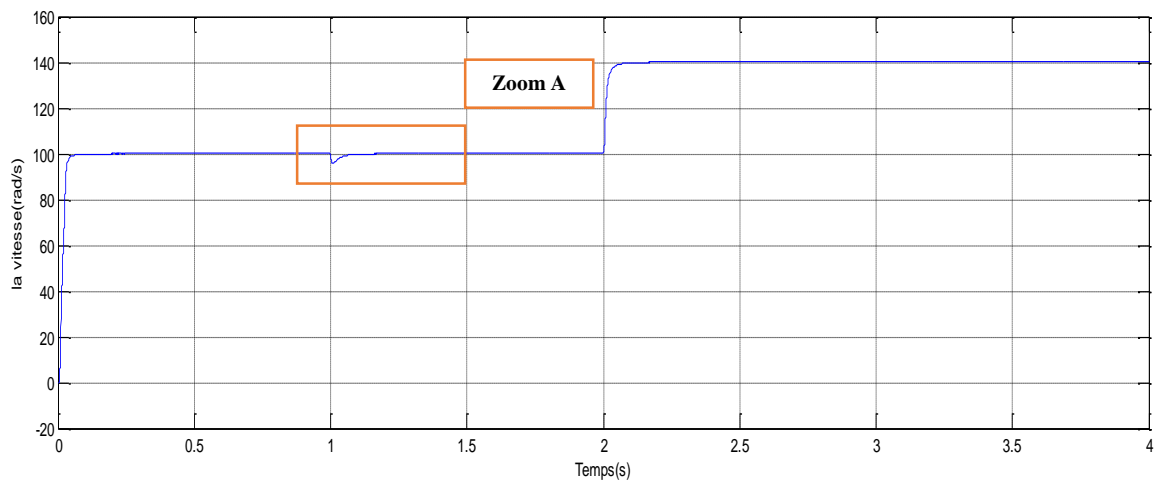
Interprétation des résultats

- La figure (3.3) montre les performances de la MAS en régime transitoire et permanent à contrôlée par la logique floue type-2, la figure (a) montre la réponse de la vitesse rotorique, la vitesse suit sa référence (100 rad/s) avec un dépassement négligeable et sans oscillation. Aucune ondulation dans la courbe du couple électromagnétique, comme illustré à la figure (b) ce qui prouve que la commande DTC à base flou type-2 capable de surmonter la réjection du couple de charge externe. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale (un pic de 18 N.m), ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi, après le régime transitoire, puis la machine est chargée

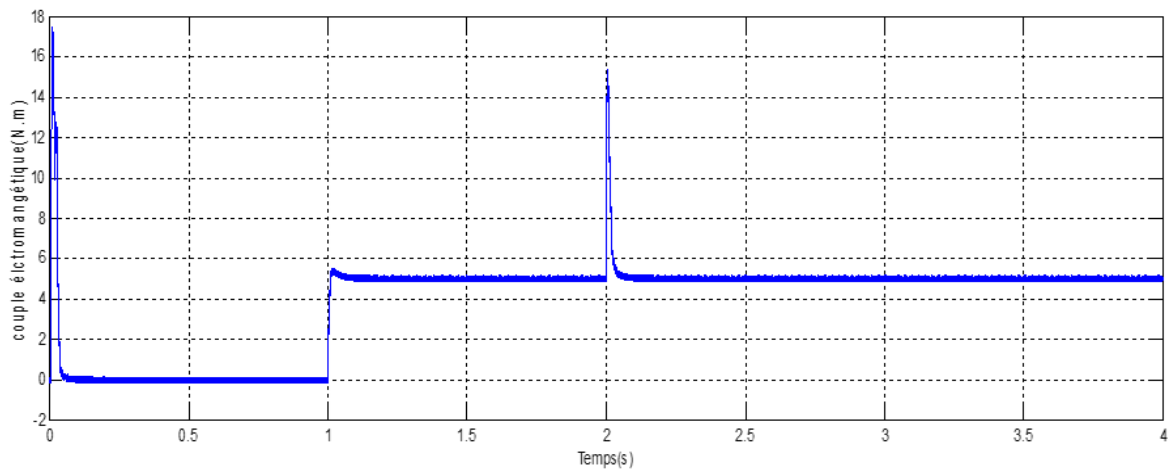
par un couple de résistant (5 N.m) à $t=1s$, le couple électromagnétique compense les pertes par frottement et le couple résistant. La figure (c) montre le comportement du courant de phase statorique, elle est réponde bien aux variations imposées par la charge, et sa forme est très proche de la sinusoïdale.

✓ Test 02 : Variation de la vitesse

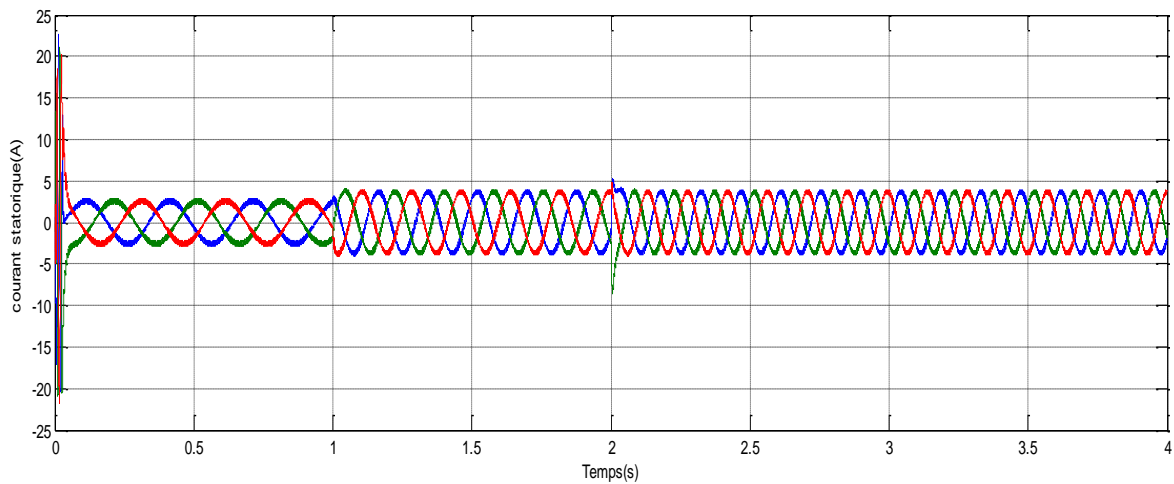
Nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse, la vitesse de référence à variable (100 rad/s à 140rad/s).



Zoom A
Vitesse de rotation Ω



b) Couple électromagnétique



c) Courant statorique

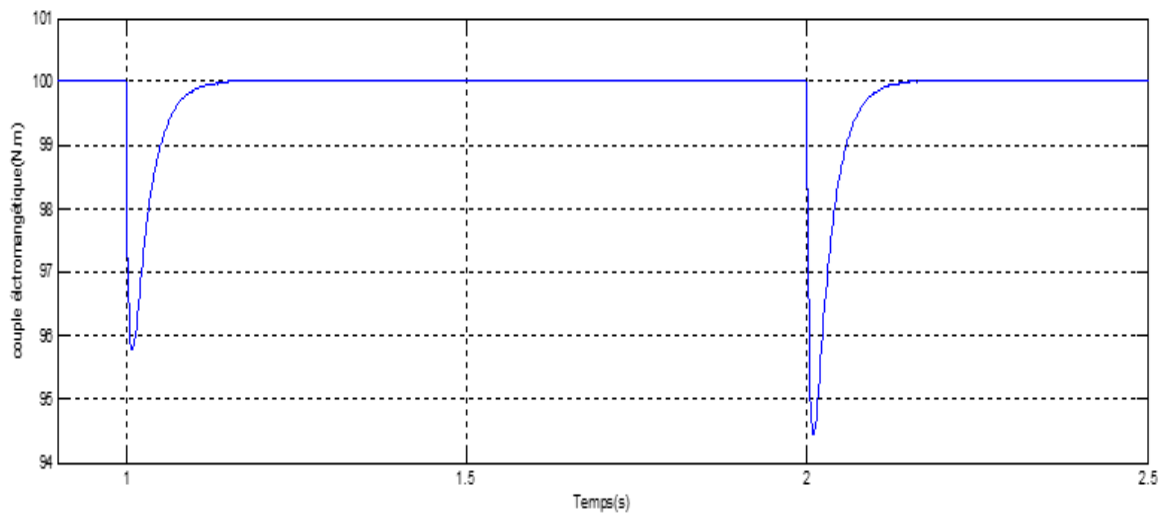
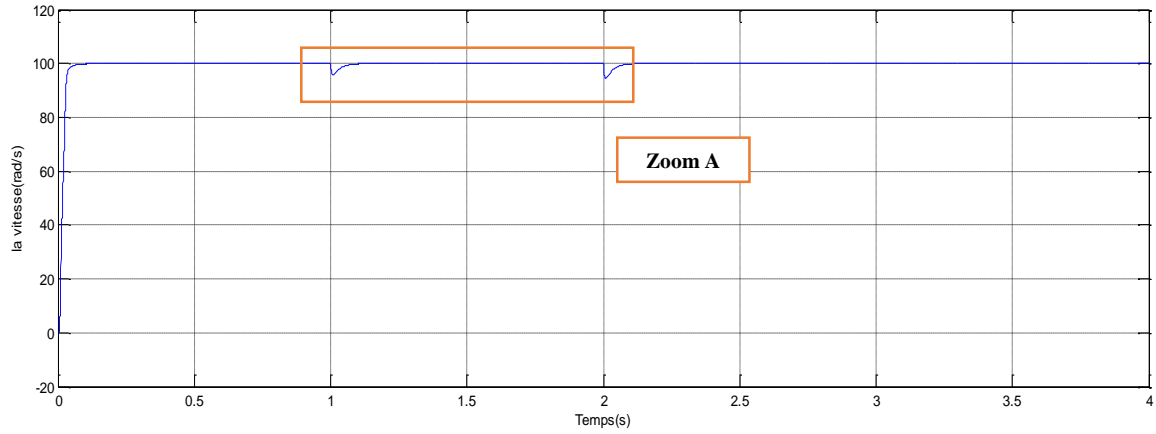
Figure 3.6 : résultat de simulation de DTC à base de la logique floue type-2 avec variation de la vitesse

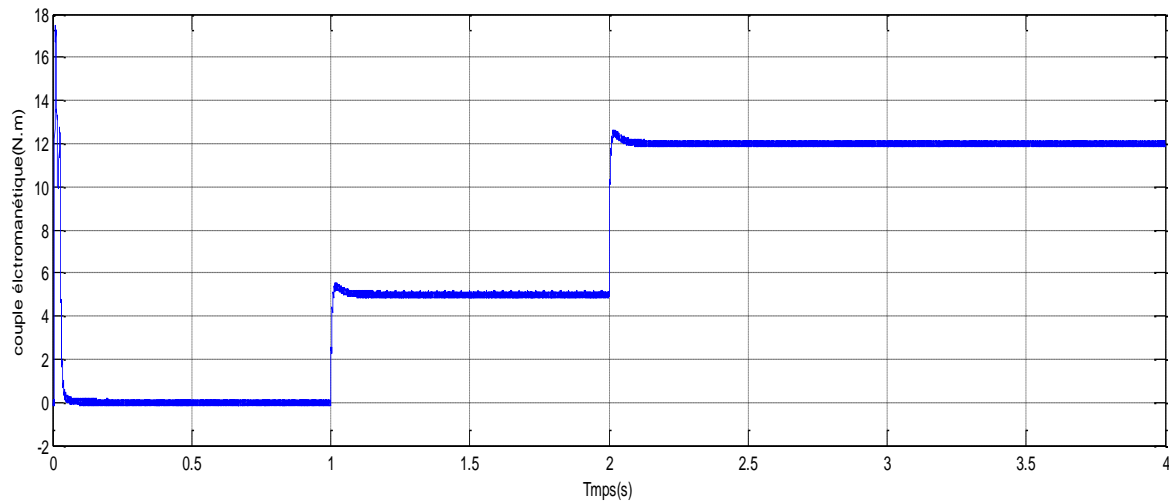
Interprétation des résultats :

- Vu les résultats obtenus lors de changement de consigne de la vitesse (100-140 rad/s), on constate que la vitesse(a) suit sa consigne rapidement et sans dépassement. Le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent.

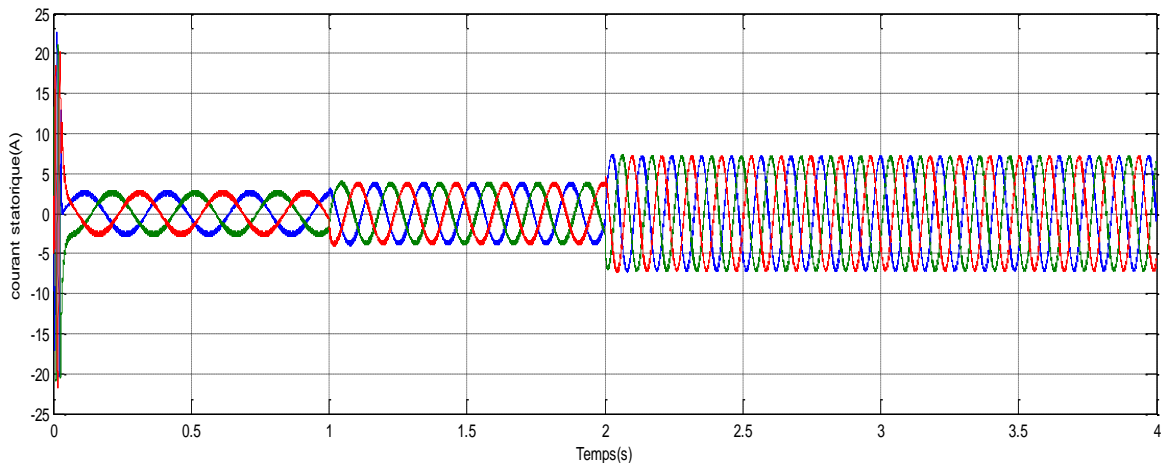
✓ Taste 03 : Variation de la charge

Nous avons simulé le système pour un changement de la charge de couple, à partir de l'instant (t=1s et 2s).

**Zoom A****a) Vitesse de rotation Ω**



b) Couple électromagnétique



c) Courant statorique

Figure 3.7: résultat de simulation de DTC à base de la logique floue type deux avec variation de la charge.

Interprétation des résultats :

- Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale, entre les instants $t = 1s$ et $t = 2$, on lui applique une autre charge de valeur $C = 5N. m$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (3.7). Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de charge n'influe pas sur les grandeurs de vitesse et et des courants une petite augmentation.

III.11/ Etude comparative

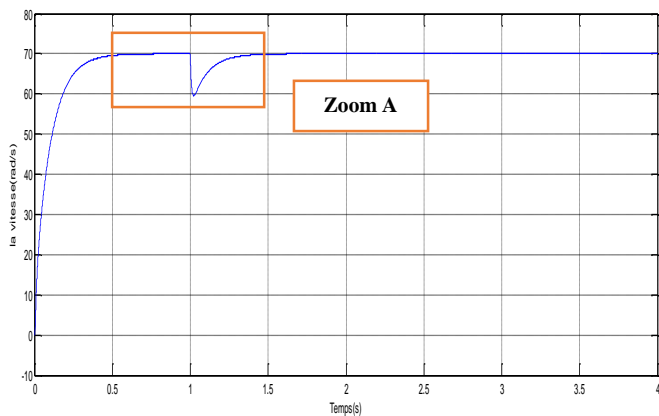
Dans cet partie, Nous avons étudié la comparaison entre la commande directe du couple avec le régulateur IP et la commande direct du couple avec la logique floue type-2. Ensuite, pour un meilleur choix de technique sur le moteur asynchrone, Nous avons un notre travail trois test dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,). Et dans la même configuration de simulation numérique :

($t_1=1s$ et $t_2=2s$), $\omega = 70$ rad/s

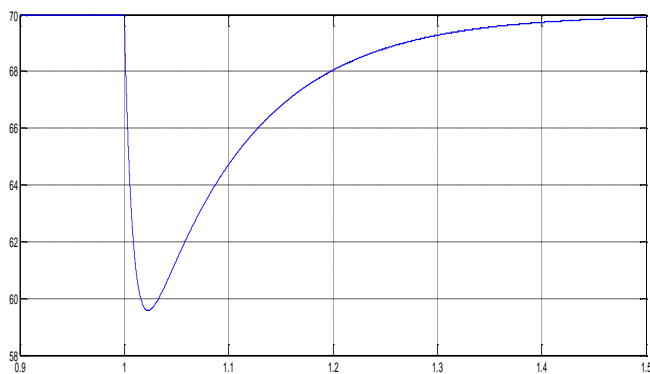
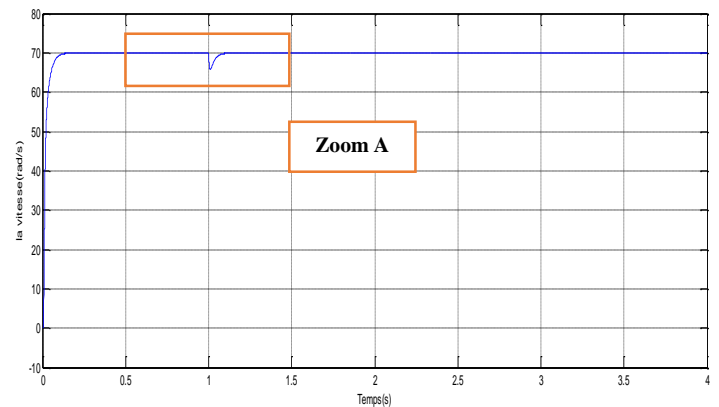
- Test fonctionnement nominale.
- Test de variation de la vitesse.
- Test variation de la charge.

✓ Test 01 : Fonctionnement nominale

Commande DTC avec le régulateur IP

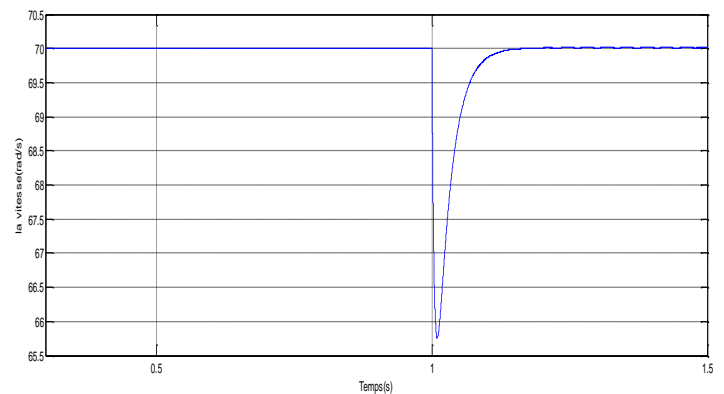


Commande DTC avec la logique floue type-2



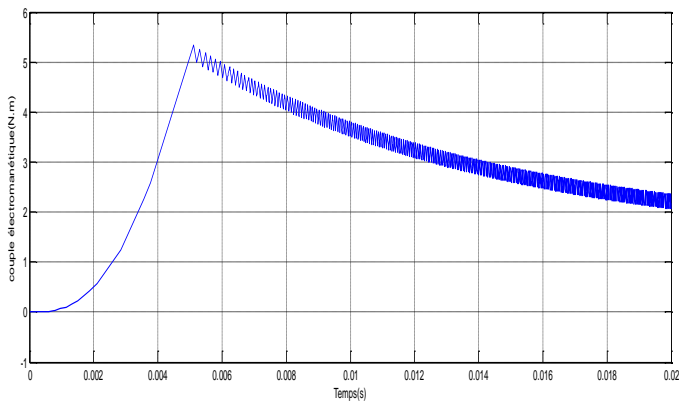
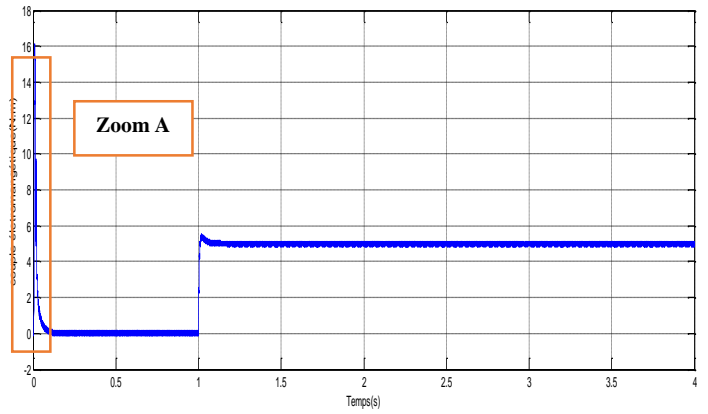
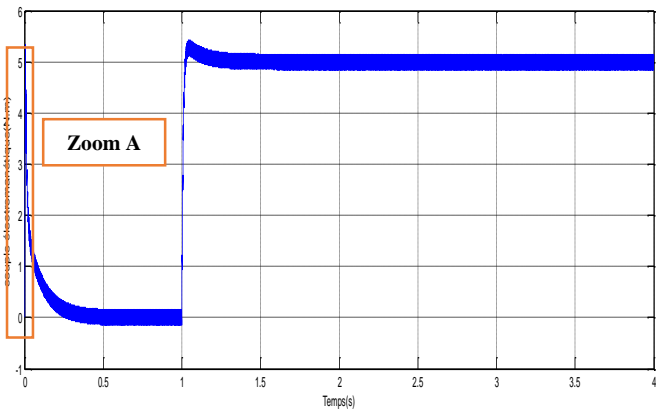
Zoom A

a) Vitesse de rotation Ω



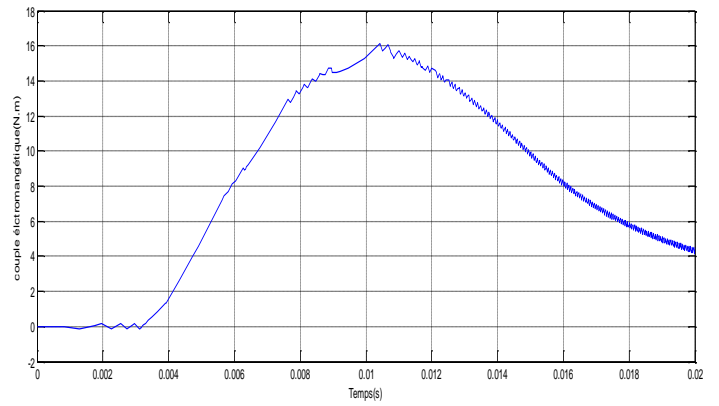
Zoom A

a) Vitesse de rotation Ω



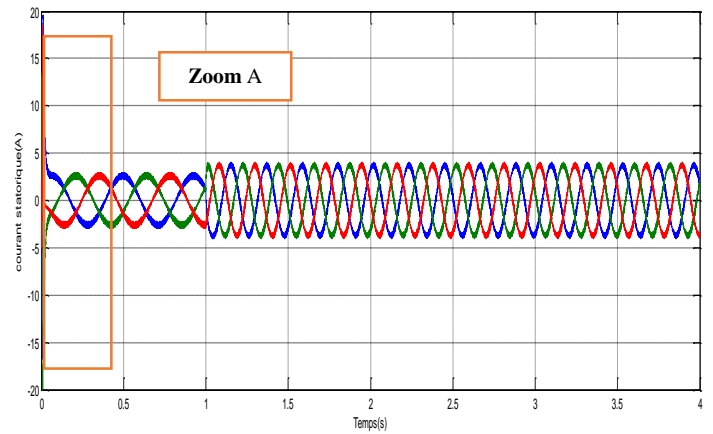
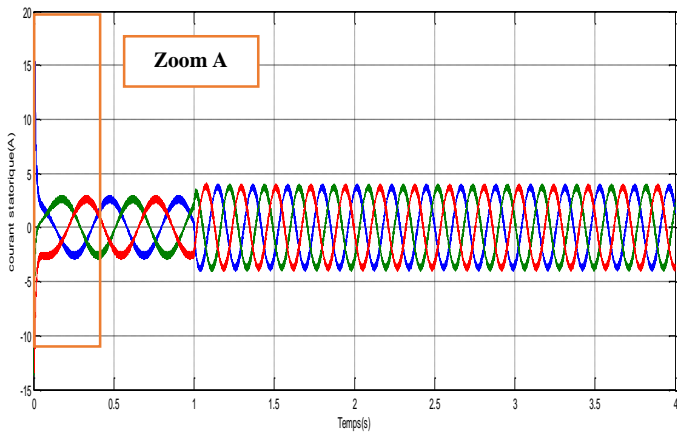
Zoom A

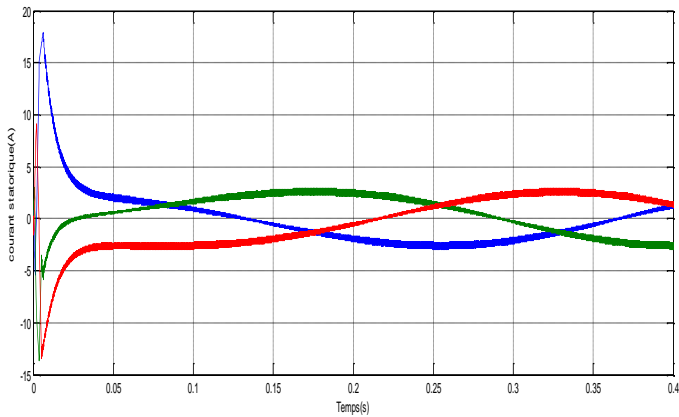
b) Couple électromagnétique



Zoom A

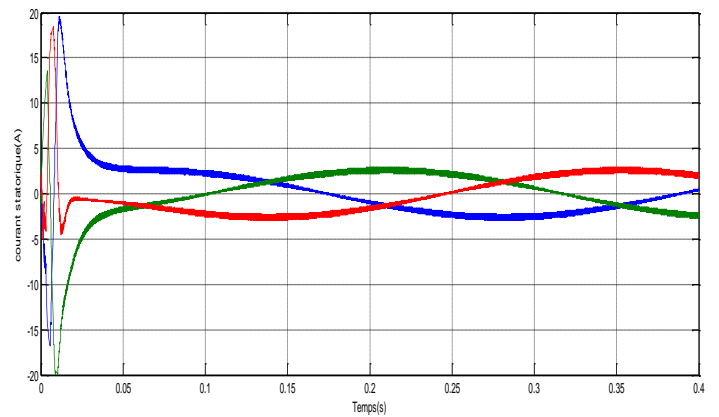
b) Couple électromagnétique





Zoom A

c) Courant statorique



Zoom A

c) Courant statorique

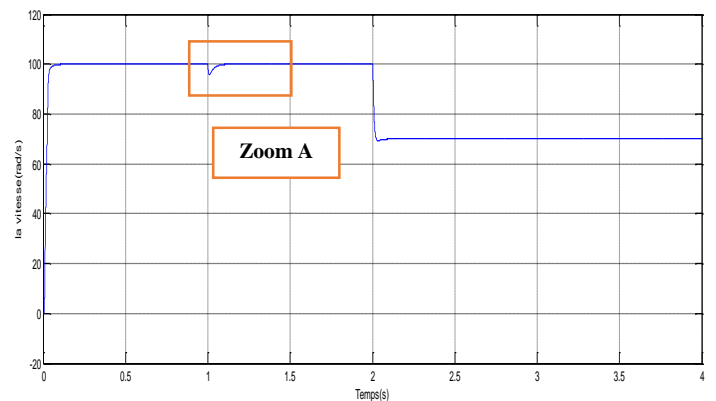
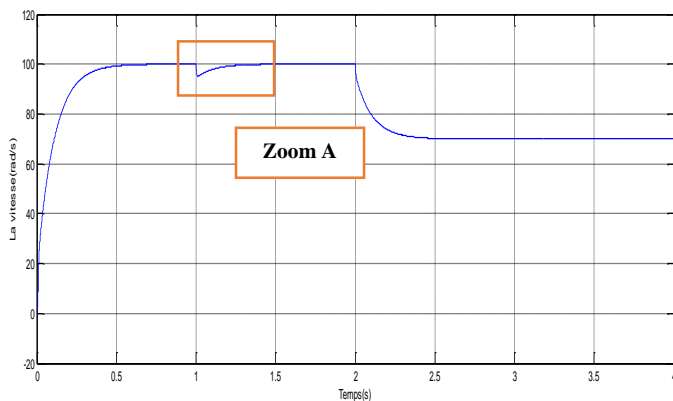
Figure 3.8: résultat de simulation test de fonctionnement nominale.

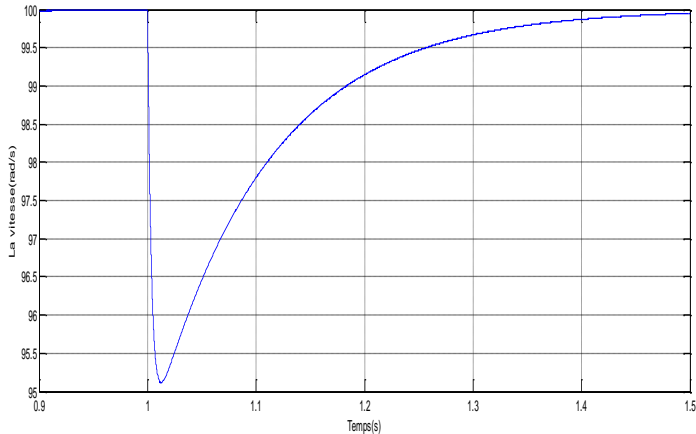
✓ **Test 02 :** Variation de la vitesse

Nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse , la vitesse de référence à variable (70 rad/s à 100rad/s) à partir de l'instant (t=1s et 2s).

Commande DTC avec le régulateur IP

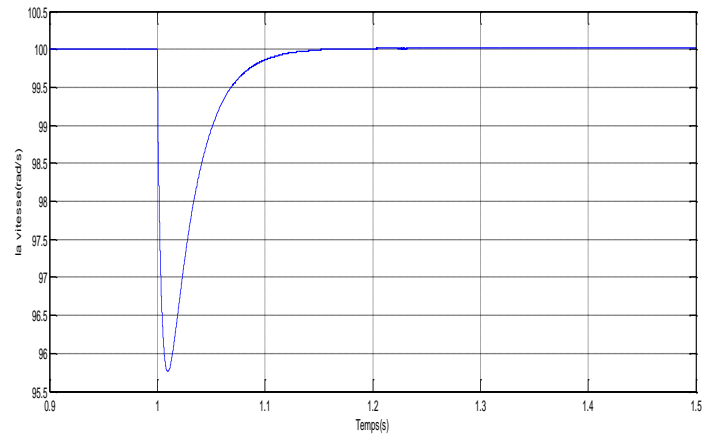
Commande DTC avec la logique floue type-2





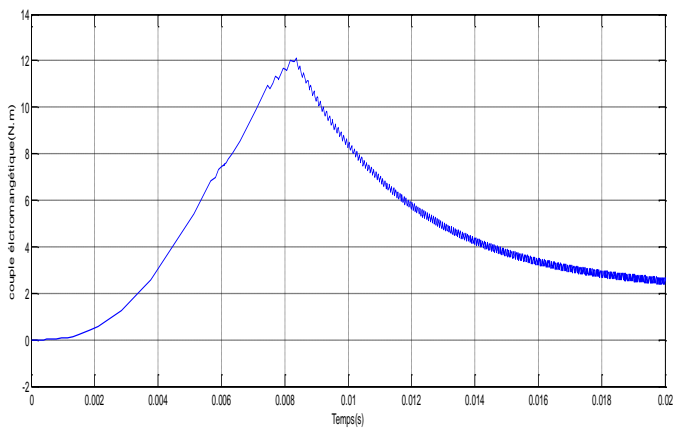
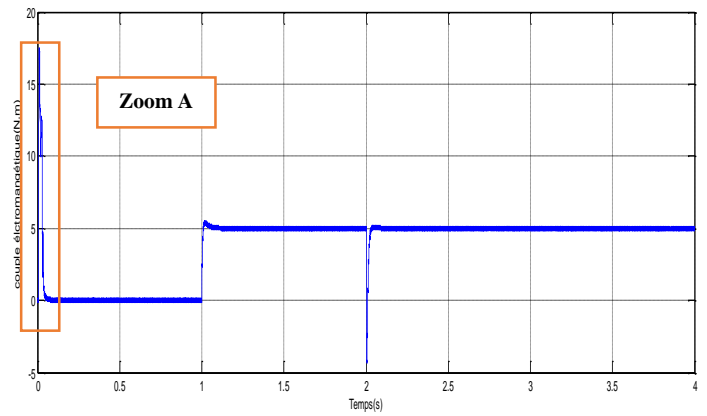
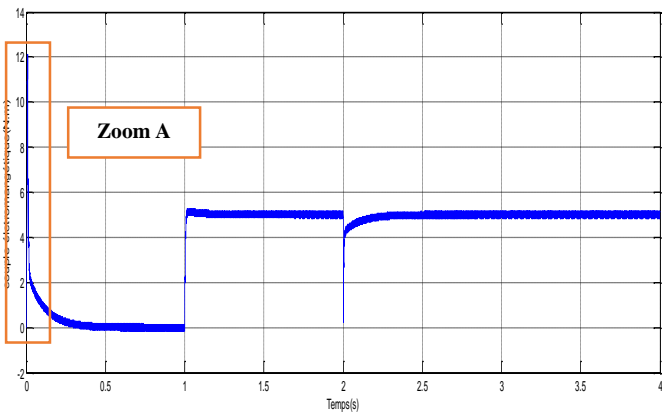
Zoom A

a) Vitesse de rotation Ω



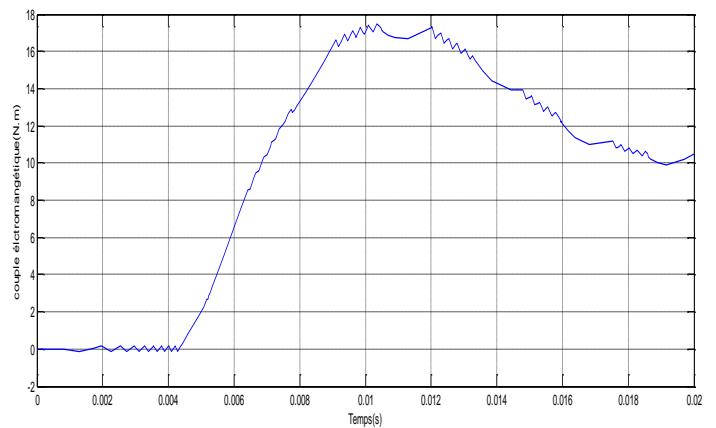
Zoom A

a) Vitesse de rotation Ω



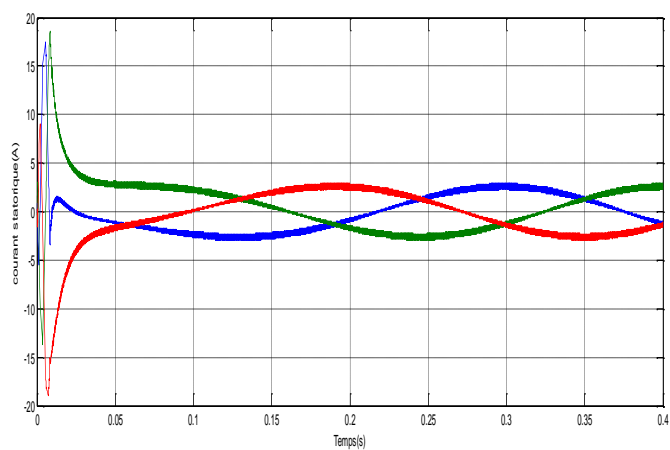
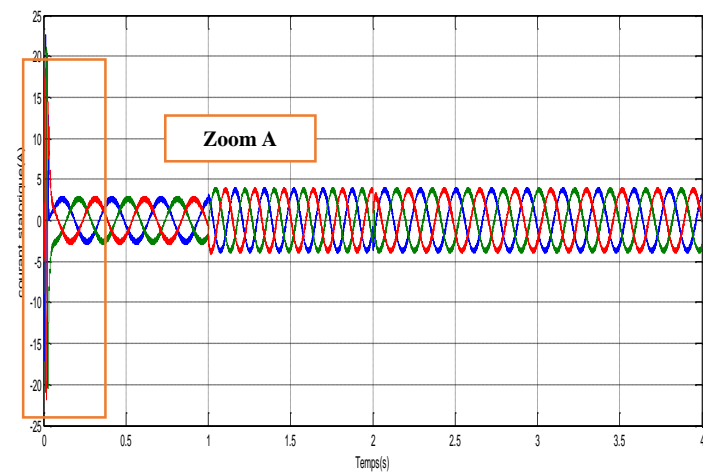
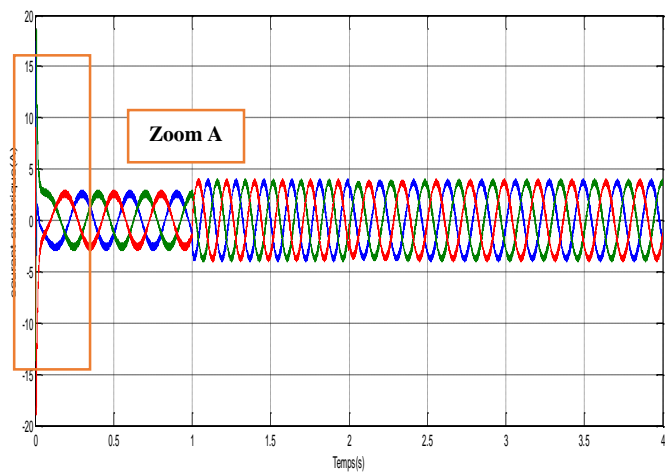
Zoom A

b) Couple électromagnétique



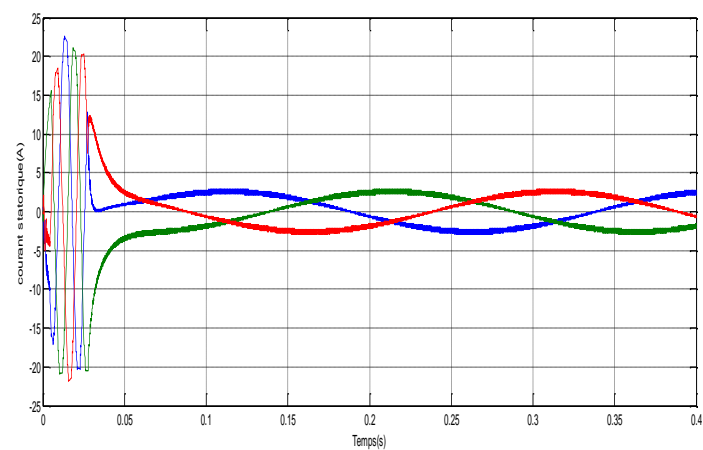
Zoom A

b) Couple électromagnétique



Zoom A

c) Courant statorique



Zoom A

c) Courant statorique

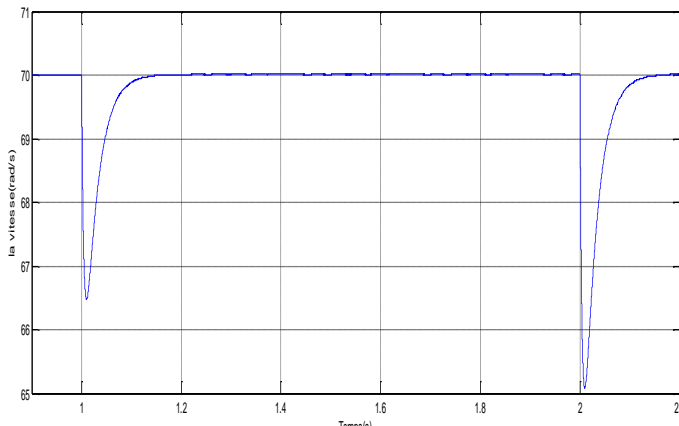
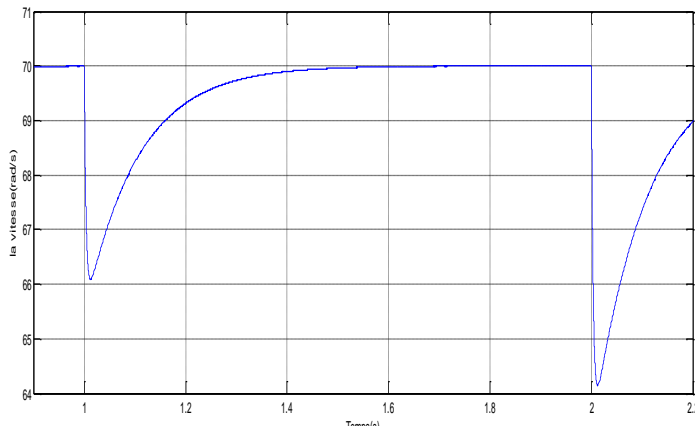
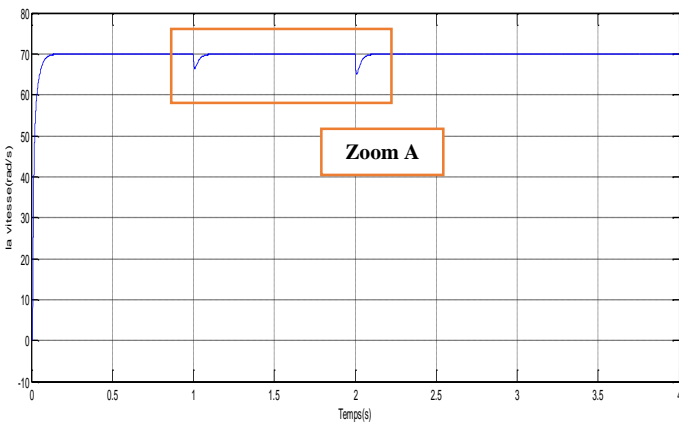
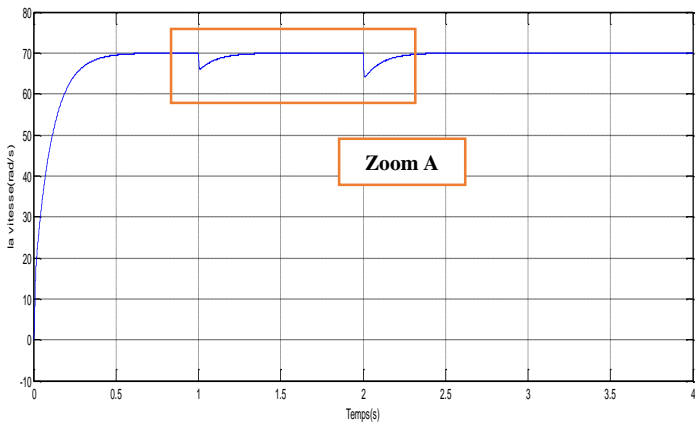
Figure 3.9 : résultat de simulation avec variation de la vitesse.

✓ **Test 03 : Variation de la charge**

Nous avons simulé le système pour un changement de charge de couple ($C_n= 4 \text{ N.m}$; $C_n= 6 \text{ N.m}$), à partir de l'instant ($t=1\text{s}$ et 2s).

Commande DTC avec le régulateur IP

Commande DTC avec la logique floue type-2

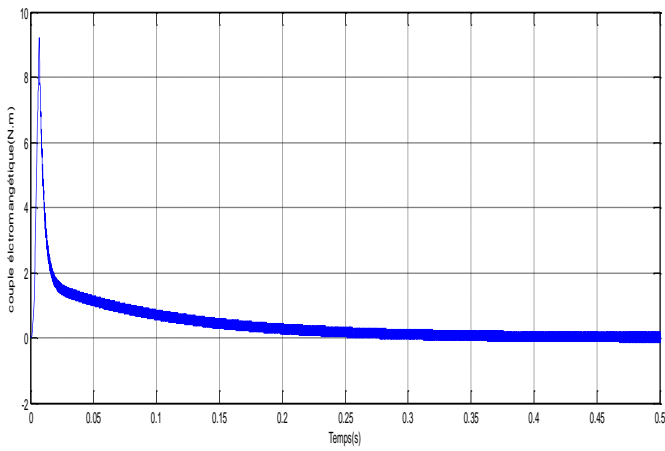
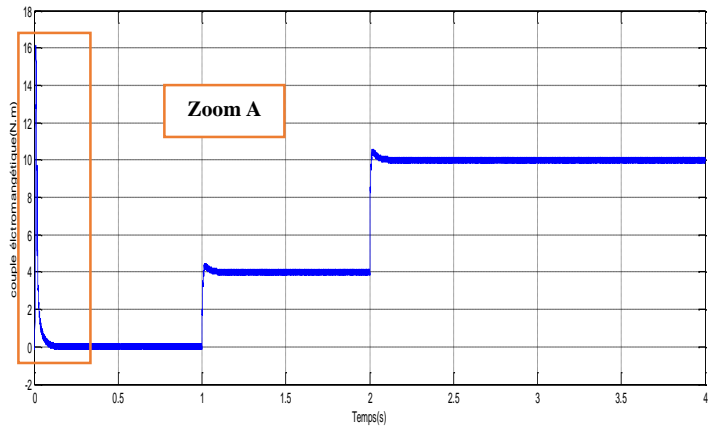
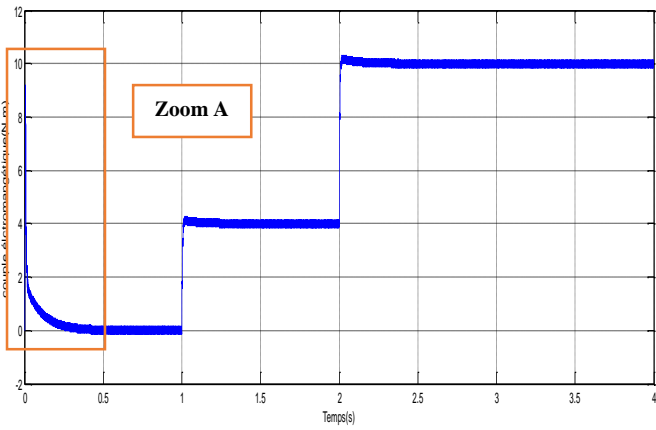


Zoom A

Zoom A

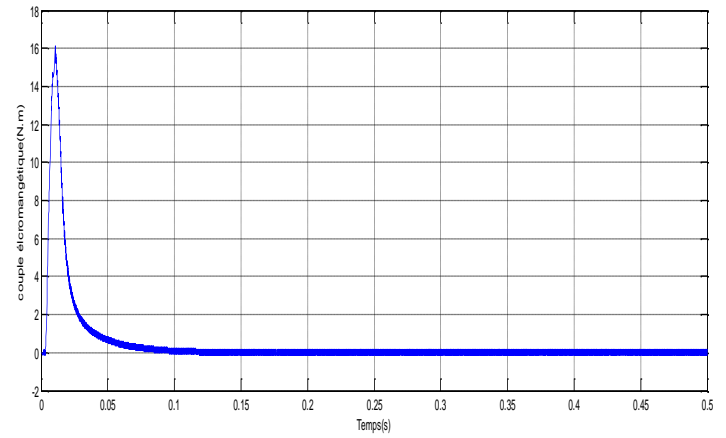
a) Vitesse de rotation Ω

a) Vitesse de rotation Ω



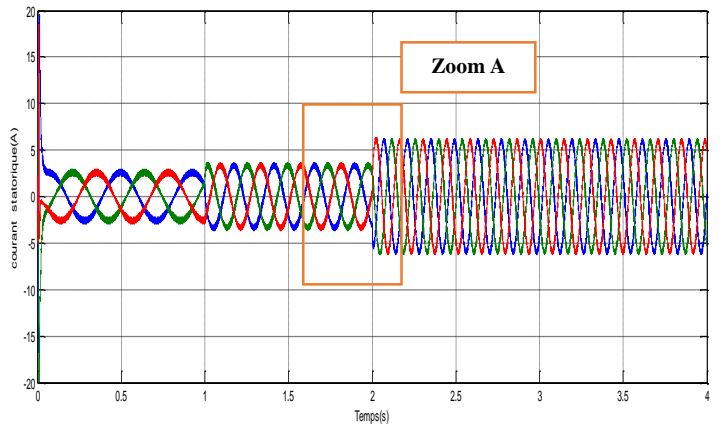
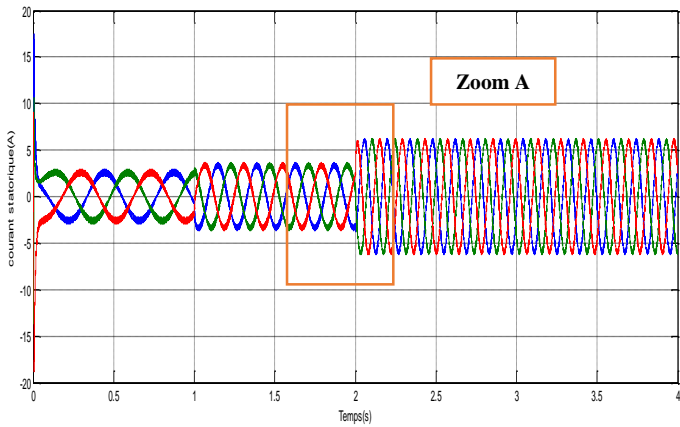
Zoom A

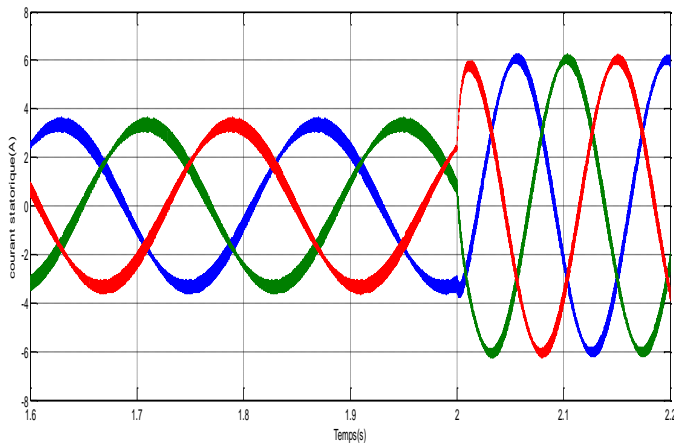
b) Couple électromagnétique



Zoom A

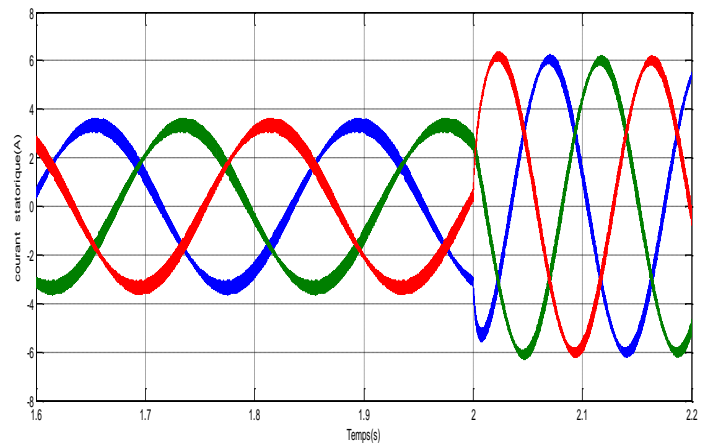
b) Couple électromagnétique





Zoom A

c) Courant statorique



Zoom A

c) Courant statorique

Figure 3.10 : résultat de simulation avec variation de la charge .

➤ Interprétation des résultats :

D'après les trois tests les figures (3.8 et 3.9 , 3.10) nous avons vu la comparaison des résultats de simulations obtenus entre les deux technique (DTC avec IP, DTC avec La logique floue type-2) Nous avons conclu que la technique de la logique floue type-2 donne une bonne réponse de la vitesse et le régime transitoire très court par apport la DTC avec le régulateur IP. Le courant statorique dans la commande par la logique floue type-2 est moins ocillé et purement sinusoïdale par rapport le régulateur IP, la commande par la logique floue type-2 donne une excellente réponse et un minimum de broutement du couple électromagnétique.

Les résultats de simulation montrent bien les caractéristiques de la commande par la logique floue type-2 et ce dernier ont montrés que cette technique de réglage apporte quelques améliorations remarquables par rapport au régulateur IP, où il obtenus de bonnes performances statiques et dynamiques.

D'après les résultats obtenu nous conclurons les avantages pour les deux techniques :

Les avantages
<ul style="list-style-type: none">✓ Le régulateur IP• Le meilleur dynamique possible.• Faible sensibilité aux variation paramétrique.• écart statique nul .
<ul style="list-style-type: none">✓ La logique floue type-2• Bonnes performances statiques et dynamiques (rapidité et stabilité, précision).• Régime transitoire très court.• Rejet de perturbation .

III.12/ Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons appliqué une structure La commande directe du couple appliquée aux moteur à induction à base de la logique floue type-2 , nous avons présenté le fondement théorique ainsi que les notions de base de cette logique .

Par la suite on applique la commande par logique floue type-2 pour le réglage de la vitesse du moteur à induction. Les résultats simulation à base d'un contrôleur floue a été effectuée pour faire le réglage de vitesse et le couple.

Afin que, Dans ce chapitre pour un meilleur choix de technique sur le moteur asynchrone nous avons fait une comparaison pour la commande directe de couple par le régulateur IP et la commande DTC par la logique floue type-2 et nous avons vu les avantages pour les deux techniques .

Nous concluons que le moteur à induction appliquée la commande directe du couple à base de la logique floue type 2 donne les bonnes performances (rapidité, stabilité et précision),et les bonne réponse de la vitesse .

Conclusion générale

Conclusion général

Le travail présent dans ce mémoire, nous avons présenté un développement de la commande DTC appliquée à un moteur à induction à base sur la logique floue type-2, en utilisant onduleur MLI et la régulateur IP. Pour cela nous avons structuré notre travail en 4 chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié générale sur la MAS, Par Suite Grâce au modèle mathématique de la machine asynchrone (modèle de PARK) on a pu faire l'étude théorique des phénomènes électrique, magnétique et mécanique de la machine asynchrone, avec la simulation numérique on a pu voir le comportement de cette machine avec et sans onduleur. La simulation a été réalisée en utilisant un logiciel informatique MATLAB.

Dans le deuxième, nous avons présenté les principes du contrôle direct du couple « DTC » pour la commande de la MAS. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée de MAS l'utilisation la régulateurs IP. Devant l'insuffisance des performances dynamiques des régulateurs IP utilisés, on a fait appel à un autre type de commande, Commande Directe du Couple (DTC) et des régulateurs à hystérésis du couple. Les résultats de simulation effectués montrent qu'effectivement, la commande par DTC, permet d'améliorer la qualité du couple et la vitesse et en générale d'obtenir des résultats satisfaisants, par rapport à la grandeur de consigne, plus rapides et plus précis.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé une technique de réglage modernes basés sur la logique floue type 2 pour un moteur à induction avec la commande directe du couple, Dans cette dernière le régulateur classique IP est remplacé par un régulateur floue type 2.

Les résultats de simulation obtenus par l'utilisation de ce dernier ont montré bien les bonnes performances, qui ont été traduites par une réduction des ondulations du couple, ainsi que le dépassement.

Finalement, nous travaillons une comparaison entre la commande DTC par le régulateur IP et la DTC par la logique floue type-2, de cette comparaison nous concluons que la logique floue type-2 c'est la bonne technique appliquée sur le moteur asynchrone.

Le travail, présente de ce mémoire amène à soulever les perspectives de recherche suivants :
commande par mode glissant ordre-2 , commande floue type-3 .

Bibliographie

- [1] **Tarek benmiloud** « Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations » Thèse de doctorat. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran-Mohamed Boudiaf. 2013.
- [2] **Rahmouni Houssam Eddine.Laiche Abderrhmane** « Commande de La Machine Asynchrone » Mémoire de Master. Université Mohamed khider Biskra 2019/2020.
- [3] **Benidja Nouri** « Identification et commande de la machine asynchrone par les techniques du softcomputing » Thèse de doctorat, université Ferhat abbas-setif, 2007.
- [4] **Mokhtari Bachir** « DTC intelligent appliquée à la commande de la machine asynchrone » Thèse de doctorat en sciences, Université Hadj Lakhdar de Batna ,2014.
- [5] **Guediri Abdelhafid Guediri Mourad Atallah Mohamed Djemoui** « Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone » Mémoire de Master Université Echahid Hamma Lakhrad El-Oued 2019.
- [6] **Ghani Mama dihmane Fatima** « Commande vectorielle de la machine asynchrone a double alimentation par la logique floue». Mémoire de master. Université d'Adrar.2017
- [7] **Noureddine Bessous** « Contribution Au Diagnostic Des Machines Asynchrones» Mémoire de magister . Université Mentouri de Constantine 2005/2006.
- [8] **Alix Bernot** « Modélisation et optimisation d'une machine électrique homopolaire en poudre de fer » Thèse de doctorat. Ecole doctrale sttis .2015
- [9] **Mezaine redouane, Oueri nadir** « Etude et commande de la machine Asynchrone ». Mémoire de master . Université Mouloud mammerdi tizi –ouzou .2007/2008
- [10] **Ouled Mohamed Salem , Sid mohamed** « Commande Directe du Couple(DTC) d'une Machine Asynchrone à Cage ». Mémoire de master. Université de Ghardaïa .2015
- [11] **Akkouchi Kamel** « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » Mémoire de magistere. 2007.
- [12] **Aberkane Hesna**« Mémoire de Master Commande Directe du Couple de la MAS basée sur la Technique - SVM» -Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi-2016
- [13] **Robei amira** « Commande DTC basée sur les techniques d'intelligences artificielles appliquée a moteur à induction ». Mémoire de master Professionnel. Université mohamed boudiaf de m'sila .2021/2022.
- [14] **Chetam sara .Hariz bakkar souad. Lihou faiza** «Commande backstipping d'un moteur asynchrone». Mémoire de master. Université echahid hamma lakhdar el-oued.2019.
- [15] **Hellali Lallouani** « Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile ».Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf de M'sila.2020.
- [16] **Bouregba Mohammed Ali .Boussaid abdelheq.** « Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Double Etoile par la logique floue ». Mémoire de master. Université de Adrar.2020.
- [17] **Soufien gdaim** « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes » Thèse de doctorat. Université de Monastir.2013.
- [18] **Chikhi Abdesselem** « Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue ». Thème de magister. Université de Batna .2008.
- [19] **Djaout Mouatez**« Régulation de vitesse de la SRM par régulateurs PI et IP ». Mémoire de master. École Nationale Polytechnique.2017.

- [20] **BOUZID Houssam Eddine ,BENMERIEM Soufiane**« Application de la technique de la logique floue pour la prédiction de l'amorçage des intervalles d'air pointes-plans ». Mémoire de master. Université Kasdi merbah – ouargla.2013.
- [21] **Larabi Abdelkader** «Contribution à l'étude de la commande vectorielle discrète de la machine asynchrone ». Thèse de doctorat .Ecole Nationale Polytechnique.2005
- [22] **Laghouag Ibrahim** « Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone». Mémoire de master. Université Mohamed Boudiaf de M'sila .2016.
- [23] **Yousfi Ismail, Bakou Ebd Elhakim** «commande direct du couple DTC-SVM d'une GADA intégré dans un système éolien ». Mémoire de master .Université Ahmed Draya d'ADRAR.2021.
- [24] **Herizi Abdelghafour** «Amélioration des performances de la commande non lineaire robuste d'un moteur asynchrone a double ameelioration "MADA"». Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf de M'sila.2021.
- [25] **Hamizi Abdelhakim** « Commande Adaptative Floue Type-2 d'un Bras Manipulateur » Thème de magister. Université de Batna .2012.
- [26] **Farez Abderezak** « Techniques de seuillage flou d'images » . Mémoire de master .Université Mouloud MAMMERI, Tizi-Ouzou.2011.
- [27] **Djafar Djameleddine** « Commande robuste d'un moteur à Induction en tenant compte des défauts rotoriques à base des systèmes flous type-2 ». Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf de M'sila .2021.
- [28] **Mechaar Khadidja ,Khen Khalida** « Étude comparative des deux méthodes d'évaluation objective de la qualité d'expérience audiovisuelle par Logique Floue de type 1 et type 2». Mémoire de master .Université Mohamed Sadik Benyahia de Jijel.2021.
- [29] **Mouloud Ider** « Etude des systèmes flous type-2 : Application à la commande des systèmes non linéaires ». Mémoire de magister. Université Abderrahmane Mira De Bejaia .2006.
- [30] **Loukal Keltoum** « Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux ». Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf de M'sila.2017.
- [31] **Mokeddem Diab** « Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques » . Thèse de doctorat. Université Ferhat Abbas De Setif.2010.
- [32] **Nabti Khalil** « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue ». Mémoire de magister. Université Mentouri de Constantine.2006.
- [33] **Gagui Moussa** «Commande directe du couple d'un moteur asynchrone» Mémoire de Master. Université Mohamed Khider Biskra-2018
- [34] **Kouzi Katia** « Contribution des technique de la lo logique floue pour la commande d'une machine a induction sans transducteur rotatif ». Thèse de Doctorat .Université de Batna.2008.
- [35] **Annane Mohamed Mustapha.** « Analyse de stabilité et synthèse des systèmes flous de type-2 » mémoire de Magister. Université Ferhat abbas-setif.2011
- [36] **Chiali El Mehdi.** « Commande directe du couple d'une machine asynchrone pilotée par un Convertisseur matriciel». thèse de Doctorat.Universite Djilalabes de sidi –bel-abbes 2017.

Annexe

- ✓ Paramètres de la moteur asynchrone (MAS) :
- ✓ Paramètres électrique

Résistance du stator	$R_s = 10 \Omega$
Résistance du rotor	$R_r = 6.3 \Omega$
Inductance du stator	$L_s = 0.4642 H$
Inductance du rotor	$L_r = 0.4614 H$
Puissance électrique	$P_n = 0.7 Kw$
Inductance mutuelle	$M = 0.4212 H$

- ✓ Paramètres mécanique

Moment d'inertie	$J = 0.02 Kg.m^2$
Coefficient de frottement	$f = 0 N.ms/rd$

- ✓ Paramètres électromagnétique

Couple nominale	$C_{em} = 8 Nm$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$

- ✓ Régulateur IP

Gain $K_i = 13$

Gain $K_p = 0.3$

- ✓ Contrôleur floue type-2

Gain de la variation d'erreur $K_{de} = 0.001$

Gain de la variation de commande $K_{dce} = 70$

Gain de l'erreur $K_e = 0.3$

Résumé

L'objectif de notre travail s'articule autour de la modélisation de la machine asynchrone. Ainsi que sur la commande DTC utilisant les régulateurs IP. Ensuite, nous avons commandé la MAS par une technique intelligente (logique floue). Nous avons étudié un système de commande d'un moteur asynchrone, plusieurs simulations ont été étudiées à savoir les performances de contrôle par les deux techniques DTC IP et DTC FT2, Les résultats obtenus sont très encourageants.

Mots clés : MAS, Onduleur de tension, IP, DTC, Logique floue type-2.

ملخص

يدور هدف عملنا حول نمذجة الآلة غير المتزامنة. وكذلك التحكم DTC باستخدام وحدات تحكم IP. بعد ذلك ، قمنا بالتحكم في MAS بتقنية ذكية (منطق غامض). لقد درسنا نظام التحكم في المحرك غير المتزامن، وتمت دراسة العديد من عمليات المحاكاة، وتحديد أداء التحكم بواسطة تقنيتي DTC IP و DTC FT2 وكانت النتائج التي تم الحصول عليها مشجعة للغاية.

الكلمات المفتاحية: محرك لاتزامني ، موج ، IP ، تحكم مباشر بالعزم، تحكم بالمنطق الضبابي نوع 2.

Summary

The objective of our work revolves around the modeling of the induction motors. As well as DTC control using IP controllers. Then, we controlled the MAS by an intelligent technique (fuzzy logic). We have studied an asynchronous motor control system, several simulations have been studied, namely the control performance by the two DTC IP and DTC FT2 techniques, the results obtained are very encouraging.

Keywords: IM, Voltage inverter, IP, DTC, Type-2 fuzzy logic.