

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THEME

---

**Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone**  
**- Apport de la Logique Floue-**

---

Proposé et dirigé par :

- **Dr. BELHAMDI Saad**

Présenté par :

- **Mr. HADIBI Ali**

Année Universitaire : 2013 / 2014

N° d'ordre : 091

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

# Sommaire

REMERCIEMENTS.....	i
DEDICACES .....	ii
TABLE DES FIGURES .....	iii
LISTE DES TABLEAUX.....	vi
NOTATIONS SYMBOLIQUES .....	vii
Introduction générale .....	1
<b>CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b>	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Généralités sur les machines asynchrones .....	3
I.2.1. Définition.....	3
I.3. Modélisation de la machine asynchrone.....	3
I.3.1. Hypothèse simplificatrices .....	3
I.3.2. Équations des tensions .....	4
I.3.3. Équations magnétiques.....	5
I.3.4. Équations mécaniques.....	7
I.4. Transformation de Park .....	7
I.4.1. Équations électriques .....	8
I.4.2. Équations magnétiques.....	9
I.5. Choix du référentiel.....	9
I.5.1. Définition des différents référentiels .....	9
I.5.1.1. Référentiel lié au champ tournant .....	9
I.5.1.2. Référentiel lié au rotor .....	10
I.5.1.3. Référentiel lié au stator .....	10
I.6. Mise en équation d'état.....	11
I.7. Modélisation de l'association « Onduleur- MAS ».....	12
I.7.1. Modélisation de l'onduleur .....	13
I.7.2. Stratégies de commande MLI sinusoïdale .....	15
I.8. Résultats de simulation.....	17
I.8.1. Interprétation des résultats.....	19
I.9. Conclusion .....	20
<b>CHAPITRE II : CONTROLE DIRECT DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b>	
II.1. Introduction .....	21
II.2. Principes généraux de la commande directe du couple .....	21
II.2.1. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple).....	23
II.2.2. Principe de contrôle de flux statorique .....	24
II.2.3. Principe de contrôle du couple .....	25
II.2.4. Sélection de vecteur tension.....	27
II.3. Estimateurs .....	30
II.3.1. Estimation du flux statorique .....	30
II.3.2. Estimation du couple électromécanique .....	31
II.4. Elaboration du vecteur de commande .....	31
II.4.1. Elaboration du contrôleur de flux.....	31
II.4.2. Elaboration du contrôleur de couple.....	32
II.4.2.1. Comparateur à trois niveaux .....	32
II.4.2.2. Comparateur à deux niveaux .....	33
II.5. Stratégies de commutation dans la DTC .....	34

# Sommaire

---

II.5.1. Elaboration des tables de commande .....	34
II.5.1.1. Table de commande du flux .....	34
II.5.1.2. Table de commande du couple .....	35
II.5.2. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple .....	35
II.5.2.1. Table de commutation avec les vecteurs tensions actifs .....	35
II.5.2.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles .....	35
II.6. Réglage de vitesse par un régulateur (PI).....	36
II.7. Schéma global du contrôle directe du couple .....	37
II.8. Résultats de simulation.....	37
II.8.1. Interprétation des résultats .....	42
II.8.2. Robustesse vis à vis des variations paramétriques .....	43
II.8.2.1. Simulation a basse vitesse avec variation de la résistance statorique .....	44
II.9. Conclusion.....	45

## **CHAPITRE III : COMMANDE DTC FLOUE DE LA MAS**

III.1. Introduction .....	46
III.2. Historique de la logique floue .....	46
III.3. Définition .....	47
III.4. Principes de la logique floue .....	48
III.5. Application de la logique floue .....	49
III.6. Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance .....	49
III.7. Caractéristique d'un sous ensemble flou .....	50
III.7.1. Support.....	51
III.7.2. Hauteur .....	51
III.7.3. Noyau.....	51
III.7.4. Cardinalité.....	51
III.8. Opérateurs de la logique floue.....	51
III.8.1. Opérateur ET (Intersection floue) .....	52
III.8.2. Opérateur OU (Union floue).....	52
III.8.3. Opérateur NON (complémentation floue) .....	53
III.8.4. Autres réalisations pour les opérateurs ET et OU .....	53
III.8.4.1. Par opérations arithmétique .....	53
III.8.4.2. Par opérations arithmétiques .....	53
III.8.5. Tableau récapitulatif.....	54
III.9. Inférences a plusieurs règles floues .....	54
III.10. Régulateur par logique floue .....	55
III.10.1. Fuzzification .....	56
III.10.2. Base de connaissance.....	57
III.10.3. Inférences (déductions floues) .....	57
III.10.4. Défuzzification .....	58
III.10.4.1. Méthode du centre de gravite .....	58
III.10.4.2. Méthode de moyenne de maximum .....	59
III.10.4.3. Méthode de moyenne pondérée (sugeno).....	59
III.11. Architecture d'une commande floue .....	60
III.12. La DTC avec des régulateurs flous.....	60
III.12.1. Régulateur de flux et de couple à cinq ensembles .....	60
III.12.1.1. Fuzzification .....	60
III.12.1.2. La table de règles .....	61
III.12.1.3. Défuzzification.....	61
III.12.2. La DTC avec un régulateur flou PI de vitesse .....	62
III.12.2.1. Structure de base d'une commande floue PI .....	62
III.12.2.2. Choix des fonctions d'appartenance et des sous ensembles flous .....	62
III.12.2.3. Base des règles.....	63

# Sommaire

---

III.12.2.3. Défuzzification.....	64
III.12.3. Schéma global du système avec régulateurs flous .....	64
III.13. Résultats de simulation .....	65
III.13.1. Cas des régulateurs à hystérésis (flux, couple) flous et PI classique(vitesse) .....	65
III.13.1.1. Interprétation des résultats.....	70
III.13.2. Cas des régulateurs à hystérésis (flux, couple) classique et PI floue(vitesse) .....	71
III.13.2.1. Interprétation des résultats.....	76
III.13.3. Cas des régulateurs à hystérésis (flux, couple) floue et PI floue .....	77
III.13.3.1. Interprétation des résultats.....	82
III.14. Conclusion.....	83
<b>CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE DTC ET DTC FLOUE</b>	
IV.1. Introduction .....	84
IV.2. Introduction d'un couple de charge .....	84
IV.3. Test de robustesse a l'inversement de la vitesse .....	86
IV.4. Variation de la charge .....	87
IV.5. CONCLUSION .....	88
Conclusion générale .....	89
RÉSUMÉ	
ANNEXE	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

## ***REMERCIEMENTS***

Avant tout, je remercie DIEU **الله** le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Je tiens à exprimer mon remerciement et ma gratitude à mon encadreur:

**Dr. Belhamdi Saad** qui a aidé pour rendre ce travail effectif.

Mon remerciement aussi au chef département de L'électrotechnique de l'université de

M'sila et à tous les enseignants du département de Génie Electrique.

Mon remerciement est également aussi aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Enfin je remercie aussi toutes les personnes qui ont aidée de près ou de loin à la rédaction de ce travail.

*HADIBI.ALI*

# **DEDICACES**

A mes parents

Mes sœurs

A ma famille.(HADIBI)

Et Toutes mes amis tout avec son nom.

# **TABLE DES FIGURES**

## TABLE DES FIGURES

### CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE

#### ASYNCHRONE

<b>Figure (I.1)</b> : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.....	4
<b>Figure (I.2)</b> : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé .....	7
<b>Figure (I.3)</b> : Schéma d'ensemble convertisseur –machine .....	13
<b>Figure (I.4)</b> : Onduleur de tension triphasé alimentant une MAS .....	13
<b>Figure (I.5)</b> : Principe de la MLI Sinus-Triangle .....	16
<b>Figure (I.6)</b> : La tension de l'onduleur.....	16
<b>Figure (I.7)</b> : Comportement à vide de la machine asynchrone .....	17
<b>Figure (I.8)</b> : Comportement en charge de la machine asynchrone application ( $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t=1.5\text{s}$ ).....	18
<b>Figure (I.9)</b> : Comportement en charge $C_r = 10\text{N.m}$ à $t=1.5\text{s}$ de la machine alimentée via un onduleur de tension MLI.....	19

### CHAPITRE II : CONTROLE DIRECT DU COUPLE DE LA MACHINE

#### ASYNCHRONE

<b>Figure (II.1)</b> : Les positions du vecteurs $V_s$ .....	22
<b>Figure (II.2)</b> : Schème du contrôle direct du couple-onduleur à deux niveaux .....	23
<b>Figure (II.3)</b> : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique .....	24
<b>Figure (II.4)</b> : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique .....	24
<b>Figure (II.5)</b> : Trajectoire du flux statorique .....	25
<b>figure (II.6)</b> : Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation $\Delta\delta > 0 \geq C_{em} \uparrow$ .....	27
<b>Figure (II.7)</b> : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation $\Delta\delta < 0 \geq C_{em} \downarrow$ .....	27
<b>Figure (II.8)</b> : Sélection du vecteur de tension selon la zone $N = 1$ .....	28
<b>Figure (II.9)</b> : Déférents effets de vecteur tension au début et à fin de la zone .....	29
<b>Figure (II.10)</b> : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude.....	32
<b>Figure (II.11)</b> : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux .....	32
<b>Figure (II.12)</b> : Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis trois niveaux .....	33
<b>Figure (II.13)</b> : Structure générale d'un régulateur PI.....	36

<b>Figure (II.14) : Structure générale du contrôle direct du couple (DTC).....</b>	<b>37</b>
<b>Figure (II.15) : Résultat de simulation à vide .....</b>	<b>38</b>
<b>Figure (II.16) : Résultat de simulation en charge 10 N.m à l'instant t=2s .....</b>	<b>39</b>
<b>Figure (II.17) : Réponse du système pour les consignes de (10Nm à t=2s) et de (15Nm à t=3s) .....</b>	<b>40</b>
<b>Figure (II.18) : Réponse du système pour diminué la vitesse de 20 rad/s à t=3s.....</b>	<b>41</b>
<b>Figure (II.19) : Réponse du système pour basse vitesse de 30 rad/s .....</b>	<b>42</b>
<b>Figure (II.20) : Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 150% .....</b>	<b>44</b>
<b>CHAPITRE III : COMMANDE DTC FLOUE DE LA MAS</b>	
<b>Figure (III.1) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique .....</b>	<b>48</b>
<b>Figure (III.2) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue .....</b>	<b>48</b>
<b>Figure (III.3) : Intersection des sous ensembles flous « petite » et « moyenne » pour la variable linguistique (Vitesse) .....</b>	<b>52</b>
<b>Figure (III.4) : Union des sous-ensembles flous «petite» et «moyenne» pour la variable linguistique (Vitesse).....</b>	<b>52</b>
<b>Figure (III.5) : Complémentation du sous-ensemble flou «petite».....</b>	<b>53</b>
<b>Figure (III.6) : Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF .....</b>	<b>55</b>
<b>Figure (III.7) : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.....</b>	<b>57</b>
<b>Figure (III.8) : Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée .....</b>	<b>57</b>
<b>Figure (III.9) : Défuzzification par le centre de gravité .....</b>	<b>58</b>
<b>Figure (III.10) : Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.....</b>	<b>59</b>
<b>Figure (III.11) : Interprétation géométrique de la méthode de sugeno .....</b>	<b>59</b>
<b>Figure (III.12) : Architecture d'une commande floue .....</b>	<b>60</b>
<b>Figure (III.13) : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.....</b>	<b>60</b>
<b>Figure (III.14) : La fonction d'appartenance pour la variable de sortie .....</b>	<b>61</b>
<b>Figure (III.15) : Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.....</b>	<b>62</b>
<b>Figure (III.16) : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.....</b>	<b>63</b>
<b>Figure (III.17) : La fonction d'appartenance pour la variable de sortie .....</b>	<b>63</b>
<b>Figure (III.18) : Structure de réglage par un RLF de la DTC de la machine asynchrone .....</b>	<b>64</b>
<b>Figure (III.19) : Résultat de simulation à vide .....</b>	<b>65</b>
<b>Figure (III.20) : Résultat de simulation en charge (10 N.m) à l'instant t=2 s .....</b>	<b>66</b>
<b>Figure (III.21) : Réponse du système pour deux consignes de 10 N.m à t=2 s et de 15 Nm à t=3s ....</b>	<b>67</b>
<b>Figure (III.22) : Réponse dynamique suite à une diminution de vitesse (100 rad/s) à (20 rad/s).....</b>	<b>68</b>
<b>Figure (III.23) : Réponse du système en charge Cr=10 Nm pour basse vitesse de (30 rad/s).....</b>	<b>69</b>
<b>Figure (III.24) : Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 150% .....</b>	<b>70</b>
<b>Figure (III.25) : Résultat de simulation à vide .....</b>	<b>71</b>

<b>Figure (III.26) :</b> Résultat de simulation en charge 10 N.m à l'instant $t=2$ s .....	72
<b>Figure (III.27) :</b> Réponse du système pour deux consignes de 10 Nm à $t=2$ s et de 15 Nm à $t=3$ s .....	73
<b>Figure (III.28) :</b> Réponse du système pour diminué la vitesse de 20 rad/s à $t=3$ s .....	74
<b>Figure (III.29) :</b> Réponse du système en charge $C_r=10$ Nm pour basse vitesse de 30 rad/s .....	75
<b>Figure (III.30) :</b> Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 150% .....	76
<b>Figure (III.31) :</b> Résultat de simulation à vide .....	77
<b>Figure (III.32) :</b> Résultat de simulation en charge (10 N.m) à l'instant $t=2$ s .....	78
<b>Figure (III.33) :</b> Réponse du système pour deux consignes de 10 N.m à $t=2$ s et de 15 Nm à $t=3$ s ....	79
<b>Figure (III.34) :</b> Réponse du système pour diminué la vitesse de 20 rad/s à $t=3$ s .....	80
<b>Figure (III.35) :</b> Réponse du système pour basse vitesse de 30 rad/s .....	81
<b>Figure (III.36) :</b> Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 150% .....	82

## CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE DTC ET DTC FLOUE

<b>Figure (IV.1) :</b> Réponse de la DTC et DTC floue en charge $C_r=2$ Nm à l'instant $t=2$ s .....	85
<b>Figure (IV.2) :</b> Comparaison au niveau de l'inversement de la vitesse .....	86
<b>Figure (IV.3) :</b> Réponse du système pour la variation de la charge .....	88

# **LISTE DES TABLEAUX**

# LISTE DES TABLEAUX

<b>Tableau (II.1)</b> : Table de vérité d un onduleur triphasé.....	22
<b>Tableau (II.2)</b> : Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans la zone $N_1$ .....	29
<b>Tableau (II.3)</b> : Table de commutation généralisée .....	34
<b>Tableau (II.4)</b> : Table de commande du flux .....	34
<b>Tableau (II.5)</b> : Table de commande du couple .....	35
<b>Tableau (II.6)</b> : Table de commutation avec les vecteurs tensions active .....	35
<b>Tableau (II.7)</b> : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles .....	36
<b>Tableau (III.1)</b> : Opérateurs de base de la logique floue.....	54
<b>Tableau (III.2)</b> : Table des règles pour le contrôleur du flux et du couple.....	61
<b>Tableau (III.3)</b> : Table de calcul de la variation de la commande .....	64

# **NOTATIONS SYMBOLIQUES**

# NOTATIONS SYMBOLIQUES

Symbole	Signification	Unité
$[L_s], [L_r]$	Représentent respectivement es matrices d'inductance statorique et rotorique	Sans unité
$[M]$	Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor	Sans unité
$R_s$	Résistance statorique par phase	$\Omega$ ou Ohm
$R_r$	Résistance rotorique par phase	$\Omega$ ou Ohm
$L_s, L_r$	Inductances cycliques, rotorique et statorique respectivement	H
$p$	Nombre de paires de pôles	Sans unité
$j$	Moment d'inertie des parties tournantes	$kg.m^2$
$f$	Coefficient de frottements visqueux	N.m.s/rad
$\sigma$	Coefficient de dispersion	Sans unité
$T_s, T_r$	Constantes de temps statorique et rotorique	s
$T_e$	Période d'échantillonnage	s
$\theta_r$	L'angle du rotor entre $R_a$ et d	degré
$\theta_s$	L'angle du stator entre $S_a$ et d	degré
$\theta$	L'angle entre les axes $S_a$ et $R_a$	degré
$U_{dc}$	Tension d'alimentation de l'onduleur	V
$V_{sabc}, V_{rabc}$	Tension statorique et rotorique des phases a, b et c	V
$V_{sd}, V_{rd}$	Tension statorique et rotorique sur l'axe d	V
$V_{sq}, V_{rq}$	Tension statorique et rotorique sur l'axe q	V
$i_{sabc}, i_{rabc}$	Courant statorique et rotorique des phases a, b et c	A
$i_{sd}, i_{rd}$	Courant statorique et rotorique sur l'axe d	A
$i_{sq}, i_{rq}$	Courant statorique et rotorique sur l'axe q	A
$\phi_{sabc}, \phi_{rabc}$	Flux statorique et rotorique des phases a, b et c	Wb
$\phi_{sd}, \phi_{rd}$	Flux statorique et rotorique sur l'axe d	Wb
$\phi_{sq}, \phi_{rq}$	Flux statorique et rotorique sur l'axe q	Wb
$\Omega$	Vitesse mécanique rotorique	rad/s
$\Omega_{réf}$	Vitesse mécanique rotorique de référence	rad/s
$\omega_s$	Pulsation électrique statorique	rad/s
$\omega_r$	Pulsation électrique rotorique	rad/s
$\omega$	Pulsation de glissement électrique	rad/s
$C_{em}$	Couple électromagnétique	N.m
$C_r$	Couple résistant	N.m
$C_{emréf}$	Couple de référence	N.m
$K_p, K_i$	Gains du régulateur PI classique	Sans unité

# LISTE DES ABREVIATIONS

Symbole	Signification
MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral
DTC	Control direct du couple
RLF	Régulateur Logique Floue
DTFC	Direct Torque and Flux Control

# **Introduction générale**

### Introduction générale

Depuis les années première de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment contrôler les puissances des machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit.

Au 19<sup>ème</sup> siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [1].

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent.

L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [2].

La machine asynchrone est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes. Permettre d'assurer un découplage entre le flux et le couple.

Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle lié au couple [3].

Pour cela un nouveau concept de commande de la machine asynchrone, dénommé contrôle direct du couple ou DTC (Direct Torque Control) est apparu comme concurrentiel par rapport aux techniques de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières qui sont basées sur des calculs mathématiques rigoureux, les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine. Souvent les actions de réglage basées des simples régulateurs à hystérésis et des tableaux de commutation. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Ces deux facteurs contribuent à rendre le contenu harmonique des différents signaux de sortie difficilement prévisibles. [2]

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

## Introduction générale

---

modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Elle commence à peine à être utilisée dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision. [2]

Dans le cadre de notre étude, l'objectif est de proposer des nouvelles techniques et stratégies du contrôle direct permet de minimiser les inconvénients des stratégies DTC classiques, tout en conservant leurs avantages.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres, comme suit:

Dans le premier chapitre nous avons exposé quelque généralité sur la constitution de la machine asynchrone, ainsi un petit calcul pour atteindre a un modèle de la machine simple et facile a implémenté dans un bloque de simulation.

Dans un second chapitre, nous exposons tout d'abord les deux stratégies de contrôle direct de la machine asynchrone, en insistant pour chaque loi de commande, sur les performances obtenues et leurs limitations, avec un intérêt particulier au Contrôle Direct du Couple, noyau de notre thème de recherche. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux. Enfin, le flux statorique étant obtenu à partir des équations électriques de la machine dans un repère lié au stator, les performances du contrôle ne dépendent que de la résistance statorique. De fait, elle est aussi son point faible.

Un troisième chapitre présente quelque généralité sur la logique floue, ainsi les contrôleurs flous. La plupart des approches linguistiques sont basées sur le modèle de MAMDANI, ce dernier consiste à formuler un ensemble de règles de décisions en termes linguistiques utilisant des ensembles flous pour décrire l'action à prendre en fonction de valeurs linguistiques des variables d'entrée. Deux applications basées sur la logique floue sont utilisées pour améliorer les performances de la stratégie DTC. Des résultats de simulation sont présentés, on essaye parfois de valider nos résultats par une simple comparaison avec des autres travaux de même domaine.

Le quatrième chapitre, fait l'objet d'une étude comparative entre les performances dynamiques du (DTC) et du (DTC floue).

Enfin, dans une dernière partie, nous présentons les conclusions de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

# **CHAPITRE I**

## **MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

## I.1. Introduction

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels par sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme élément de base des actionneurs électriques performants. Les progrès de l'information et aux de génie des logiciels permettent de réaliser les modélisations formates et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différents évolutions de ses grandeurs électromécanique d' une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire. [4]

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de Park. La deuxième partie sera consacrée sur la validation par simulation numérique du modèle de la machine.

## I.2. Généralités sur les machines asynchrones

### I.2.1. Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [6].

## I.3. Modélisation de la machine asynchrone

### I.3.1. Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont : [6] [7]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du 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 magnétiques.

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (I.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ( $2\pi/3$ ), ainsi que les axes rotoriques. L'angle ( $\theta$ ) représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence ( $R_a$ ) et l'axe fixe de la phase statorique de référence ( $S_a$ ). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.

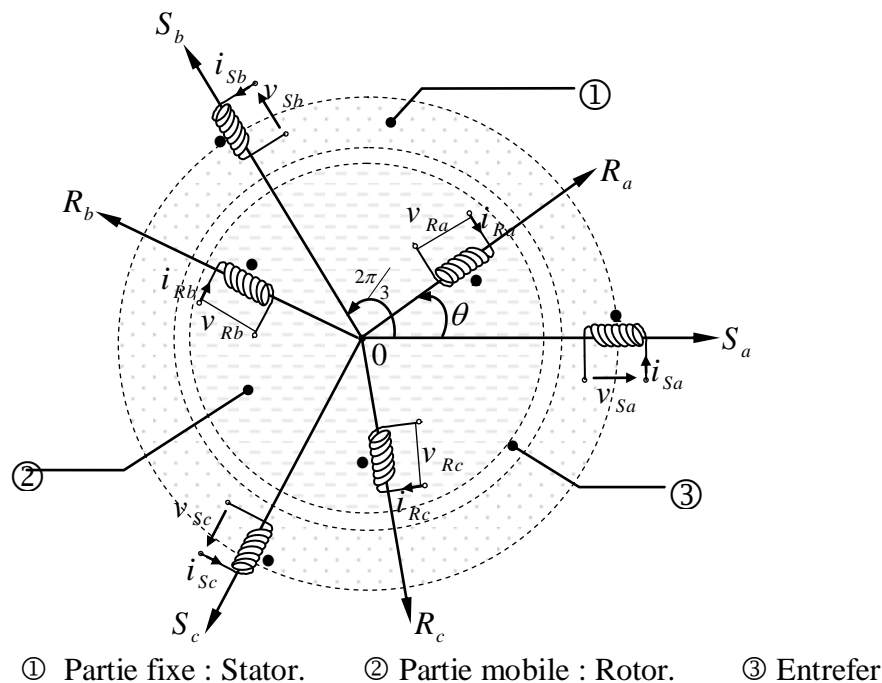


Figure (I.1) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée

### I.3.2. Équations des tensions

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont: [4] [8]

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I.01)$$

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} = 0 \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} = 0 \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.02})$$

En désignant par :

$v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Les courants qui traversent celle-ci.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.03})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + (d/dt)[\phi_{sabc}] \quad (\text{I.04})$$

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + (d/dt)[\phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{I.05})$$

### I.3.3. Équations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.06})$$

Tel que :

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre phase statorique.

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Les coefficients instantanés de inductance mutuelle entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de  $M_{sr}$  et de  $\theta$  :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{I.07})$$

Où :

$M_{sr}$  : C'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

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

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.08})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.09})$$

Et :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

La matrice des inductances mutuelles stator rotor  $[M_{rs}]$  et la matrice des inductances mutuelles rotor stator  $[M_{sr}]$  :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Finalement :

$$\begin{cases} [v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)\{[L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]\} \\ [v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)\{[M_{rs}]^T[i_{sabc}] + [L_{rr}][i_{rabc}]\} = [0] \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

### I.3.4. Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [8].

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p\Omega \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie du rotor.

$\Omega$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

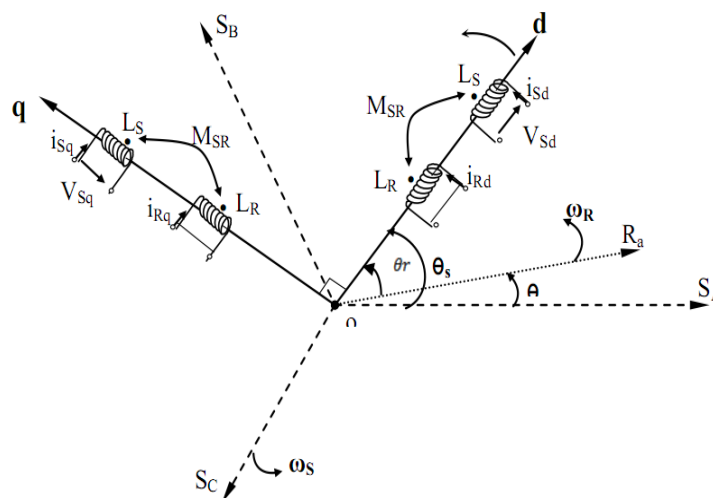
$C_{em}$  : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

$C_r$  : Couple résistant, ou de charge.

$\omega$  : Vitesse angulaire électrique du rotor.

### I.4. Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [1].



**Figure (I.2) :** Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

Où :

- ✓ La composant homopolaire (indice o)
- ✓ La composant d'axe direct (indice d)
- ✓ La composant d'axe en quadrature (indice q)

et :

$$\theta = \theta_s - \theta_r$$

$\theta$  : L'angle électrique entre l'axe statorique ( $Sa$ ) et l'axe rotorique ( $Ra$ )

$\theta_s$  : L'angle électrique entre l'axe ( $d$ ) et le stator (pour les grandeurs statorique)

$\theta_r$  : L'angle électrique entre l'axe ( $d$ ) et le rotor (pour les grandeurs rotorique)

Pour transformer un système triphasé [a, b, c] en un système biphasé [d, q] ou l'inverse avec une composante homopolaire comme indique dans les équations suivante:[4]

$$X_{dq} = [P(\theta)] X_{abc}$$

$$X_{abc} = [P(\theta)]^{-1} X_{dq}$$

Tel que:  $X$  : peut être: la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta)]$  : est la matrice de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$[P(\theta)]^{-1}$  : est la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

### I.4.1. Équations électriques

En application la transformation de Park sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte: [4]

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - (d\theta_s / dt) \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + (d\theta_s / dt) \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (d\theta_r / dt) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (d\theta_r / dt) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

## I.4.2. Équations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.04) donne:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$M$  : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

## I.5. Choix du référentiel

### I.5.1. Définition des différents référentiels

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux:[9]

#### I.5.1.1. Référentiel lié au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

En substituant (I.18) dans (I.16) on obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère  $(d, q)$  lié au champ tournant :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd}/dt) - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq}/dt) + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd}/dt) - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq}/dt) + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent ; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.

### I.5.1.2. Référentiel lié au rotor

Il se traduit par les conditions:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

En substituant (I.20) dans (I.16) on obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère  $(x, y)$  lié au rotor :

$$\begin{cases} v_{sx} = R_s i_{sx} + (d\phi_{sx}/dt) - \omega \phi_{sy} \\ v_{sy} = R_s i_{sy} + (d\phi_{sy}/dt) - \omega \phi_{sx} \\ v_{rx} = R_r i_{rx} + (d\phi_{rx}/dt) = 0 \\ v_{ry} = R_r i_{ry} + (d\phi_{ry}/dt) = 0 \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques.

### I.5.1.3. Référentiel lié au stator

Il se traduit par les conditions:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Pour obtenir les équations de la machine asynchrone dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, il suffit donc de substituer dans le système d'équations du référentiel  $(d, q)$  arbitraire (I.16) les valeurs (I.22), et en remplaçant «  $d$  » par «  $\alpha$  » et «  $q$  » par «  $\beta$  ». Dans ces conditions, on obtient le système d'équations (I.23) :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + (d\phi_{s\alpha}/dt) \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + (d\phi_{s\beta}/dt) \\ v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + (d\phi_{r\alpha}/dt) + \omega \phi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + (d\phi_{r\beta}/dt) - \omega \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif. [5]

## I.6. Mise en équation d'état

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul. [10]

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques «  $v_{s\alpha}$  » et «  $v_{s\beta}$  » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques ( $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ), les flux rotoriques ( $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$ ) et la pulsation mécanique «  $\Omega$  » comme variables d'état, le couple résistant «  $C_r$  » étant comme perturbation.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

- X : vecteur d'état.
- Y : vecteur de sortie.
- A : matrice d'évolution d'état du système.
- B : matrice de commande (d'entrée).
- U : vecteur du système de commande.
- C : matrice d'observation.

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux de (I.17) dans les équations des tensions (I.23) puis en isolant les dérivées des courants et des flux.

On obtient alors le système d'équations (I.25) suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = K \phi_{s\alpha} + \frac{1}{L_s \sigma} \omega \phi_{s\beta} - y i_{s\alpha} - \omega i_{s\beta} + \frac{1}{L_s \sigma} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\frac{1}{L_s \sigma} \omega \phi_{s\alpha} + K \phi_{s\beta} + \omega i_{s\alpha} - y i_{s\beta} + \frac{1}{L_s \sigma} v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} = -R_s i_{s\alpha} + v_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} = -R_s i_{s\beta} + v_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Par identification :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K & \frac{1}{L_s\sigma} \omega & -y & -\omega \\ -\frac{1}{L_s\sigma} \omega & K & \omega & -y \\ 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\beta} \\ v_{s\alpha} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} K & \frac{1}{L_s\sigma} \omega & -y & -\omega \\ -\frac{1}{L_s\sigma} \omega & K & \omega & -y \\ 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Avec :

- $y = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)$
- $K = \frac{1}{T_r L_s \sigma}$
- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : Facteur de dispersion
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : Constante du temps rotorique.

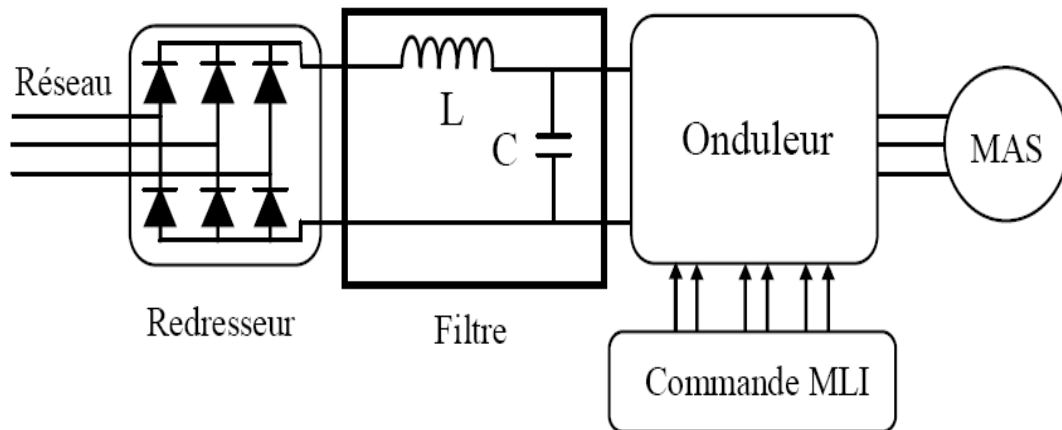
### ➤ Équations mécaniques

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ C_{em} = p (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \\ \omega = p \Omega \end{cases} \quad (I.29)$$

## I.7. Modélisation de l'association « Onduleur- MAS »

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la figure(I.3). Sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup

d'équipements industriels à vitesse variable. Le convertisseur est constitué d'un redresseur triphasé et d'un filtre du côté de la source alternative et d'un onduleur de tension du côté de la machine. [11]



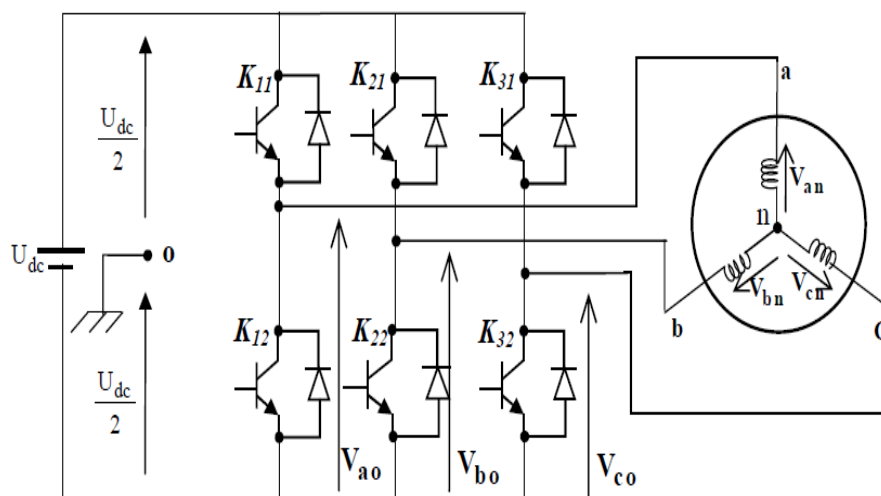
**Figure (I.3) :** Schéma d'ensemble convertisseur –machine

### I.7.1. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variable, il joue un rôle très important dans la commande de machine, particulièrement la machine asynchrone. Le schéma de base d'un onduleur à transistor est illustré par la figure (I.4).

Il est composé de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor shunté en antiparallèle par une diode de récupération pour renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur, les transistors de puissance sont surtout utilisés pour avoir une bonne commutation.

Le couple d'interrupteurs  $(K_{11}, K_{12})$ ,  $(K_{21}, K_{22})$ ,  $(K_{31}, K_{32})$ , est commandé d'une manière complémentaire pour assurer la continuité du courant dans les phases statorique de la machine et pour éviter de court-circuiter la source [12].



**Figure (I.4) :** Onduleur de tension triphasé alimentant une MAS

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- Le chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable c'est-à-dire l'interrupteur supposé idéalise
- La charge est équilibré couple en étoile avec neutre isolé

Nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion  $S_i (i = 1,2,3)$

Si  $S_i = 1$  alors  $T_i$  est fermée et  $T_i'$  est ouvert

Si  $S_i = 0$  alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est fermée

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude «  $U_{dc}$  ». Les potentiels des nœuds «  $a$  », «  $b$  » et «  $c$  » de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif «  $o$  » sont donnés par les tensions suivantes :

Les tensions composées,  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ , et  $v_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relation [13] :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} + v_{ob} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} + v_{oc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} + v_{oa} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Tel que :

$v_{ao}$ ,  $v_{bo}$  et  $v_{co}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tension continue. Elles sont référencées à un point milieu "O" d'un diviseur fictif.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Tel que :

$v_{an}$ ,  $v_{bn}$  et  $v_{cn}$  : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

$v_{no}$  : Tension de neutre de la charge par rapport au point milieu fictif «  $o$  ».

Le système  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  et  $v_{cn}$  est en équilibre, alors :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (\text{I.32})$$

La substitution de (I.32) dans (I.31) aboutit à :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{I.33})$$

En remplaçant (I.33) dans (I.31) on obtient :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice  $[T]$  assurant le passage continu alternatif.

$$[v_{AC}] = [T][v_{DC}] \quad (\text{I.36})$$

Tel que :

$$[v_{AC}] = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad [v_{DC}] = \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [v_{DC}] = U_{dc} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

La matrice de transfert est la suivante :

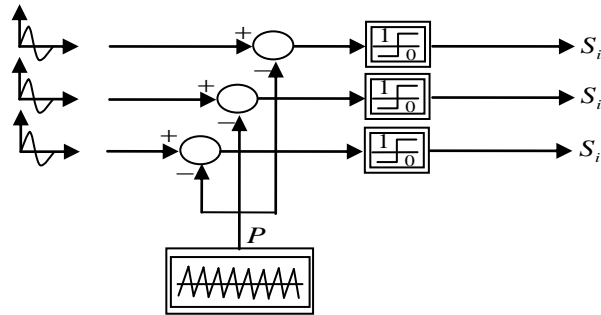
$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Ainsi l'onduleur est modélisé par cette matrice de transfert  $[T]$ .

### I.7.2. Stratégies de commande MLI sinusoïdale

Le principe général de cette stratégie est de comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdale déphasées de  $(2\pi/3)$  à la même fréquence [14].

Le schéma de principe est donné par la figure(I.5)



**Figure (I.5) :** Principe de la MLI Sinus-Triangle

Les signaux de référence sont définis par :

$$v_{refj}(t) = v_m \sin\left(2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right), \quad j = 1, 2, 3 \tag{I.39}$$

La porteuse est donnée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{pm} \left( \frac{4t}{T_p} - (4n+1) \right) & \text{si } t \in [nT_p, \frac{n+1}{2}T_p] \\ v_{pm} \left( -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) \right) & \text{si } t \in [\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p] \end{cases} \tag{I.40}$$

Avec :  $T_p$  période de  $v_p$

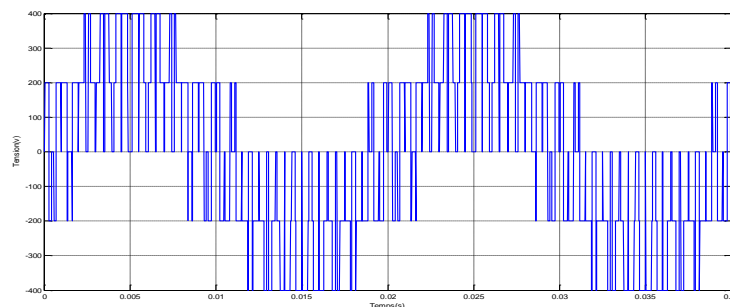
La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres :

- l'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence.
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête ( $U_{dc}/2$ ) de l'onde de modulation.

La modulation est synchrone si  $m$  est entier, la tension de sortie est la périodique de période ( $1/f_{ref}$ ).

La modulation est asynchrone dans le cas contraire, en particulier, lorsque la tension de référence varie continûment [13].

La courbe suivant montre la tension délivrée par l'onduleur pour une phase on voit aussi que les graphes on presque une forme sinusoïdale.



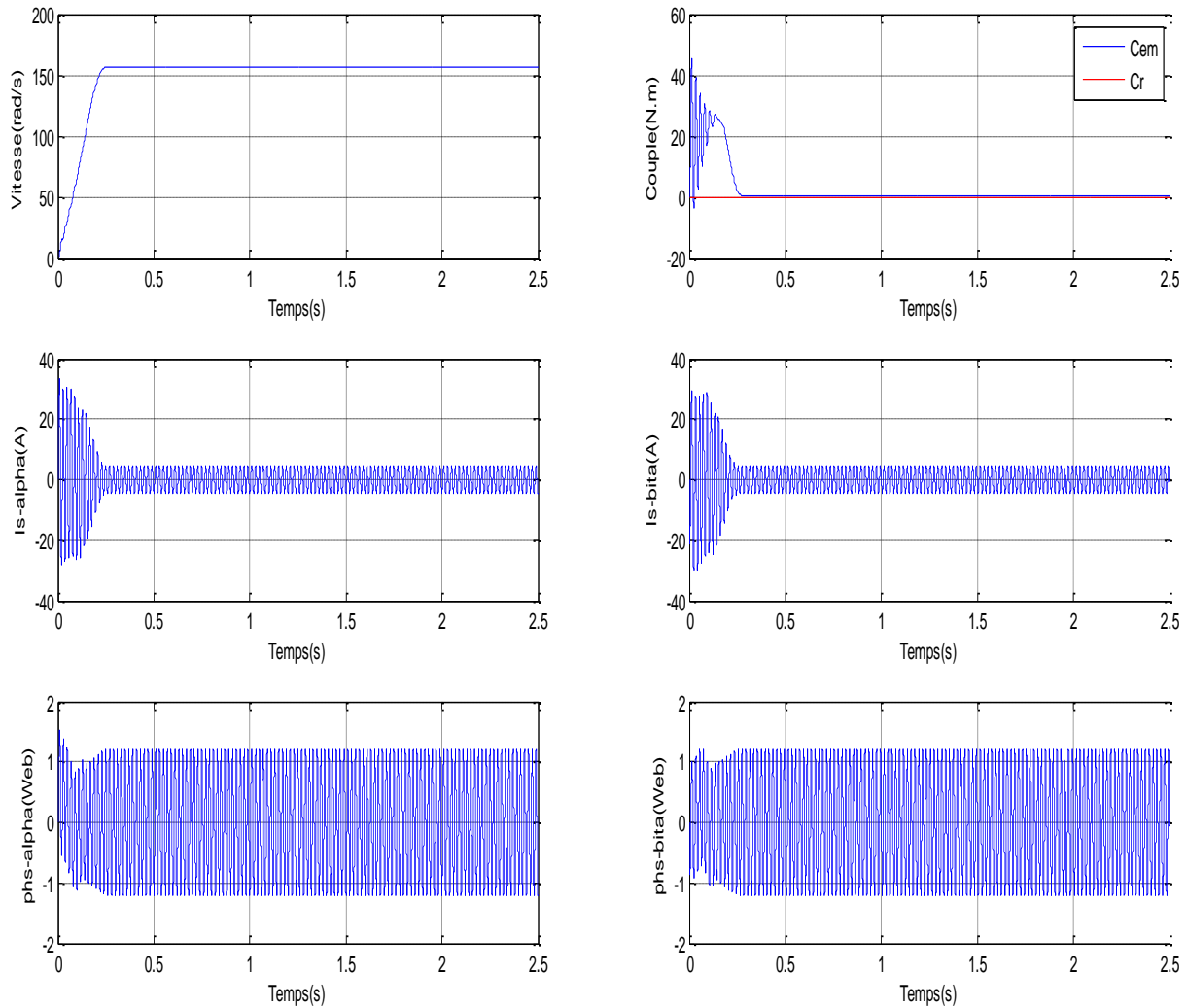
**Figure (I.6) :** La tension de l'onduleur

## I.8. Résultats de simulation

Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasé équilibré  $380/220\text{ V}$ ,  $f=50\text{Hz}$ , puis par un onduleur de tension commandé en sinus-triangle. Les simulations ont été effectuées sous (*Matlab- Simulink*).

Les figures (I.7) et (I.8) présentent les résultats de simulation du MAS raccordé directement au réseau. A vide et en charge.

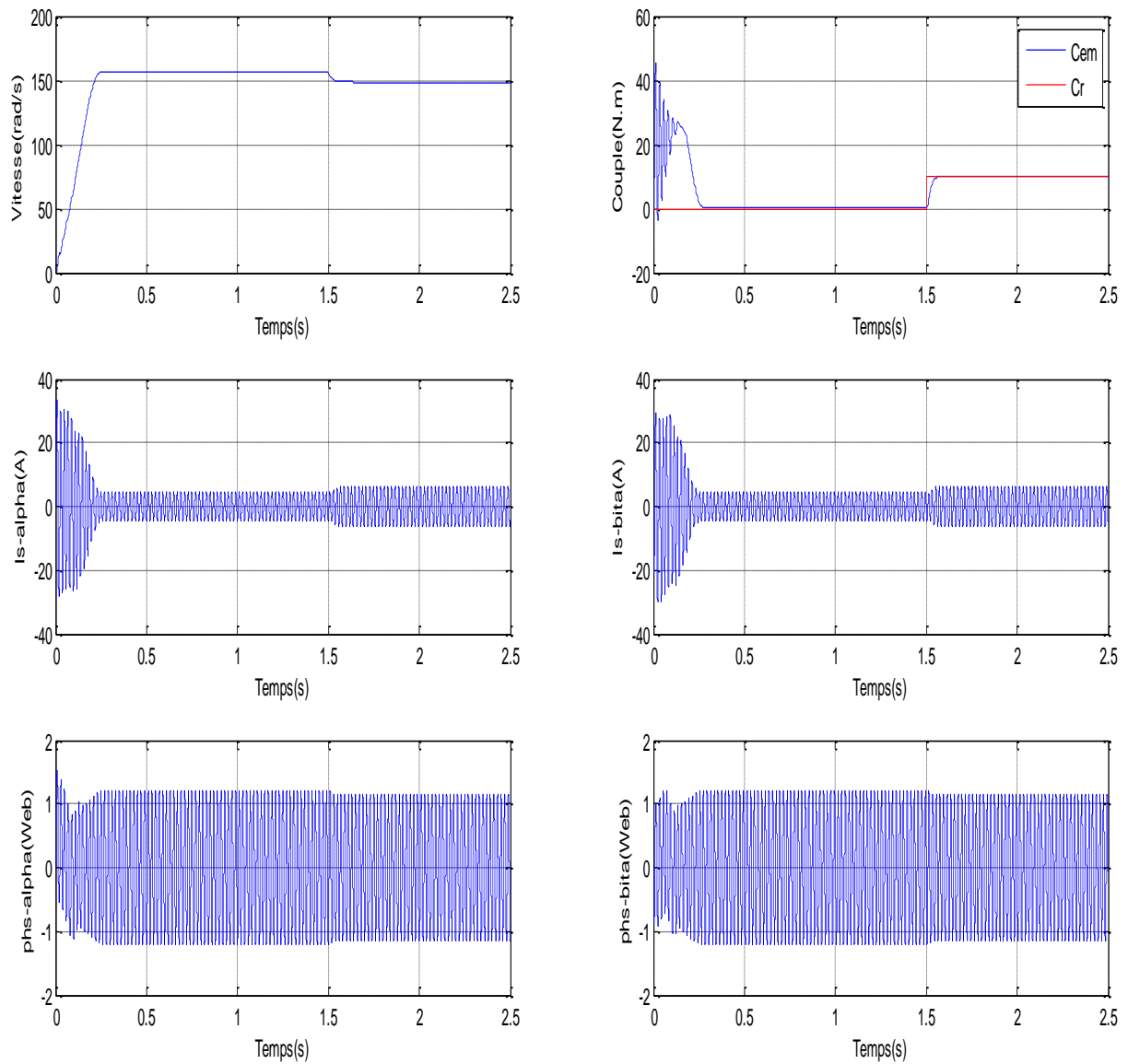
### ➤ Machine à vide



**Figure (I.7) :** Comportement à vide de la machine asynchrone

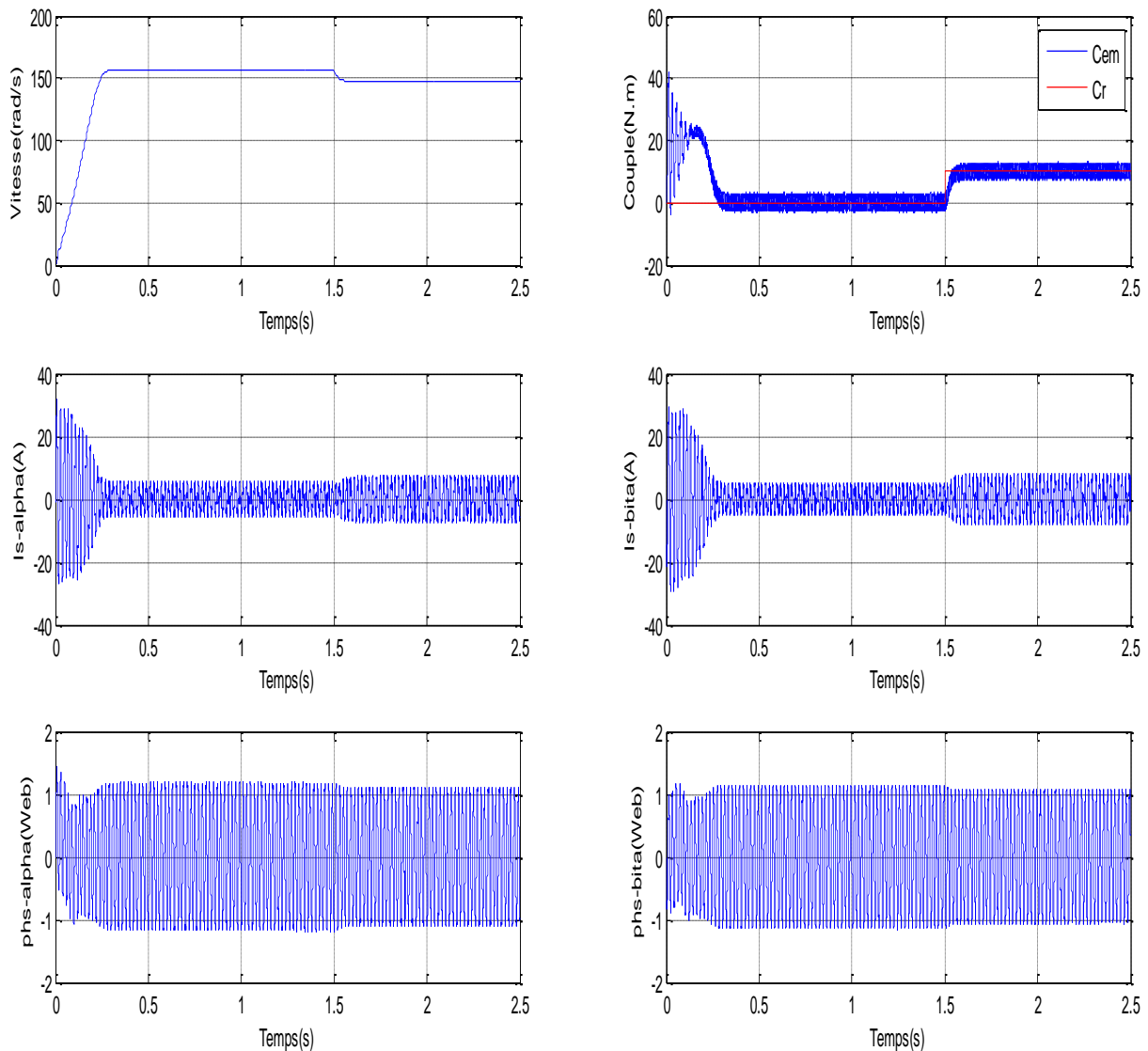
➤ **Machine en charge**

À l'instant ( $t=1.5s$ ) on applique une charge de ( $Cr=10N.m$ )



**Figure (I.8) :** Comportement en charge de la machine asynchrone application ( $Cr = 10 N.m$  à  $t=1.5s$ )

### ➤ Résultats de la simulation de l'association onduleur- MAS



**Figure (I.9) :** Comportement en charge  $Cr = 10\text{N.m}$  à  $t=1.5\text{s}$  de la machine alimentée via un onduleur de tension MLI

#### I.8.1. Interprétation des résultats

En première étape on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ( $Cr=0\text{N.m}$ ).

L'examen des courbes de la figure (I.7) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statorique présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques ondulations (environs de 0.23s), le régime

permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions successives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement oscillatoire, il présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En deuxième étape, une perturbation du couple ( $C_r=10\text{N.m}$ ) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ( $t=1.5\text{s}$ ). Les résultats de simulation sont présentés dans la figure (I.8):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statorique s'évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

On remarque également que les flux subissent une chute significative causée par le glissement.

La figure (I.9) présente le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Lorsque le régime permanent est atteint, on applique une perturbation de charge ( $C_r=10\text{Nm}$ ) à l'instant ( $t=1.5\text{s}$ ). La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations. Les allures des composants des flux et du courant statorique sont semblables à celles obtenues avec alimentation directe sous pleine tension, mais avec des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux.

## I.9. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation avec les différents modèle dynamiques. La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes, il répendant bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

En suite nous avons établir un modèle de l'onduleur de tension pour assurant l'alimentation de la machine, commandé en MLI sinus-triangulaire

Les résultats de simulation du modèle de la machine montrent bien fort couplage existant entre le couple et le flux.

Dans le deuxième chapitre, nous allons aborder l'alimentation du moteur par un onduleur de tension triphasé commandé par la technique de commande contrôle direct du couple (DTC).

## **CHAPITRE II**

# **CONTROLE DIRECT DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

## II.1. Introduction

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, introduite par *I. TAKAHASHI* et *M. DEPENBROCK*, comme concurrentielles des méthodes classiques.

Ensuite plusieurs travaux sont multipliés sur ce sujet faisant développer diverses stratégies de commandes.

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux stator et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs. [15]

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine.

L'application de la commande aux interrupteurs a pour but d'orienter le vecteur flux électromagnétique selon une direction déterminée.

Dans ce chapitre, nous présenterons les concepts de bases du contrôle direct du couple et l'application de cette méthode à la machine à induction. [15]

## II.2. Principes généraux de la commande directe du couple

La commande DTC d'un moteur asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension classique à deux niveaux permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. [3]

Le vecteur de la tension statorique peut s'écrire sous la forme :

$$\overline{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left( S_1 + S_2 e^{j \frac{2\pi}{3}} + S_3 e^{j \frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II.01})$$

ET :

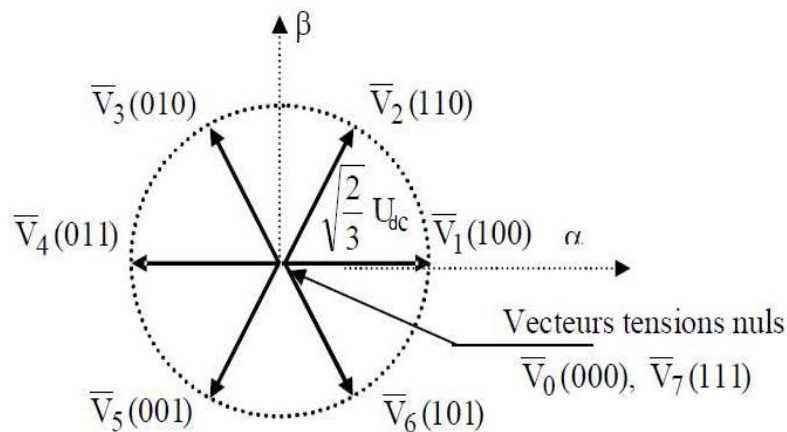
$$\overline{V}_i = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} & \text{pour } i = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } i = 0 \text{ et } 7 \end{cases} \quad (\text{II.02})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $S_1, S_2, S_3$ ) permettent de générer huit positions du vecteur  $\overline{V}_s$  dont deux correspondants au vecteur nul.

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant:

Vecteur	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$v_a$	$v_b$	$v_c$	$v_\alpha$	$v_\beta$	$\bar{V}_s$
$\bar{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{V}_1$	1	0	0	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
$\bar{V}_2$	1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
$\bar{V}_3$	0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$\bar{V}_4$	0	1	1	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\pi}$
$\bar{V}_5$	0	0	1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$\bar{V}_6$	1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$\bar{V}_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

**Tableau (II.1) :** Table de vérité d un onduleur triphasé



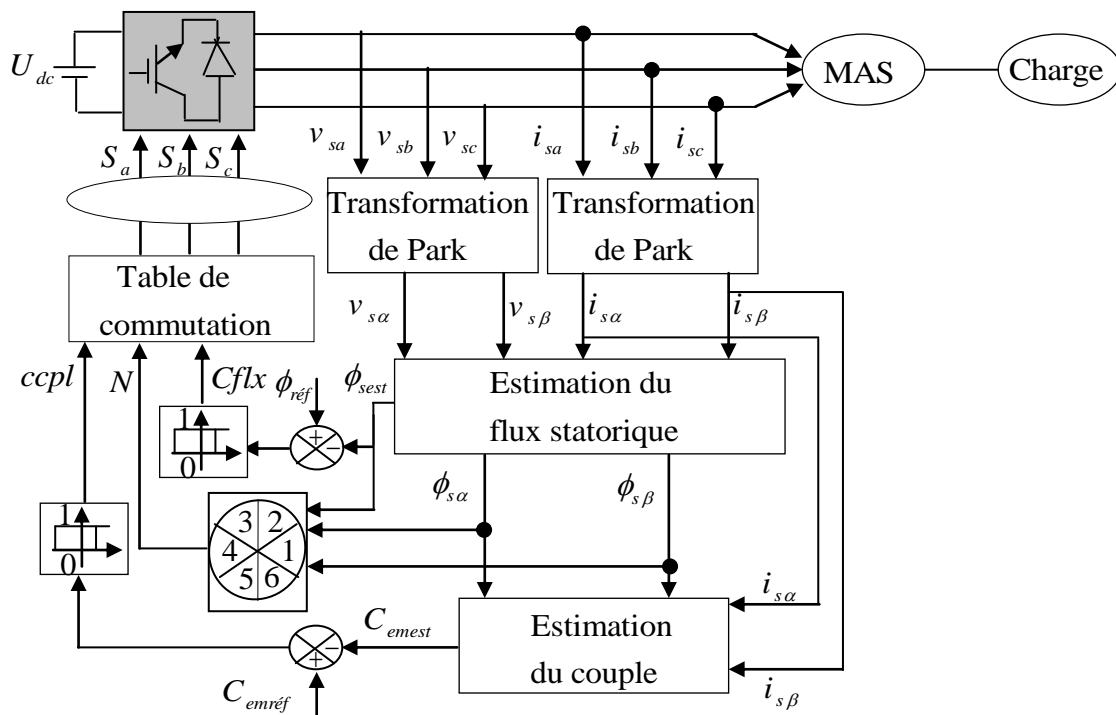
**Figure (II.1) :** Les positions du vecteurs  $V_s$

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage directe de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur  $T_e$ , des vecteurs  $\overline{V}_i$  non nuls, et des vecteurs nuls  $\overline{V}_0, \overline{V}_7$ . Le vecteur de contrôle à donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe  $T_e$ ) [16].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [11] :

- La commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

La commande par DTC du MAS, peut être schématisée par la figure suivante :



**Figure (II.2) :** Schème du contrôle direct du couple-onduleur à deux niveaux

### II.2.1. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique d'une part parce

qu'il à une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique).

La différence entre le flux stator et le flux rotor ramené au stator correspond au flux de fuites qui présente typiquement des valeurs relatives inférieures à 10 % du flux magnétisant. Ainsi le flux stator, on règle indirectement le flux rotor [4].

## II.2.2. Principe de contrôle de flux statorique

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [17].

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.03})$$

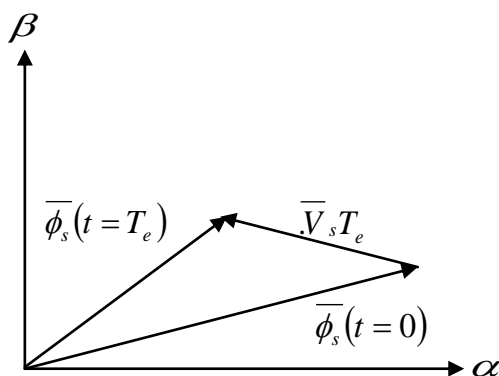
Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire :

$$\bar{\phi}_s(t) = \bar{\phi}_s(0) + \bar{V}_s(t) - \int_0^t R_s \bar{I}_s dt \quad (\text{II.04})$$

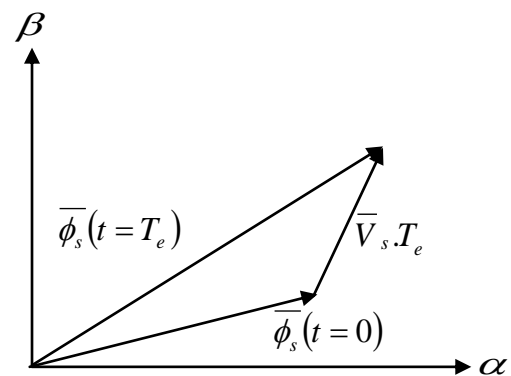
En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur  $\bar{V}_s$  à la machine durant un temps court,  $\Delta T = t_2 - t_1$ , est donnée par [18] :

$$\bar{\phi}_s(t_2) \approx \bar{\phi}_s(t_1) + \bar{V}_s \Delta T \longrightarrow \Delta \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(t_2) - \bar{\phi}_s(t_1) \approx \bar{V}_s \Delta T \quad (\text{II.05})$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposée par l'onduleur de tension à la machine figure (II.4).



**Figure (II.3) :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique



**Figure (II.4) :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tensions fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliquée, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (II.3) et (II.4)). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (II.5) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [19].

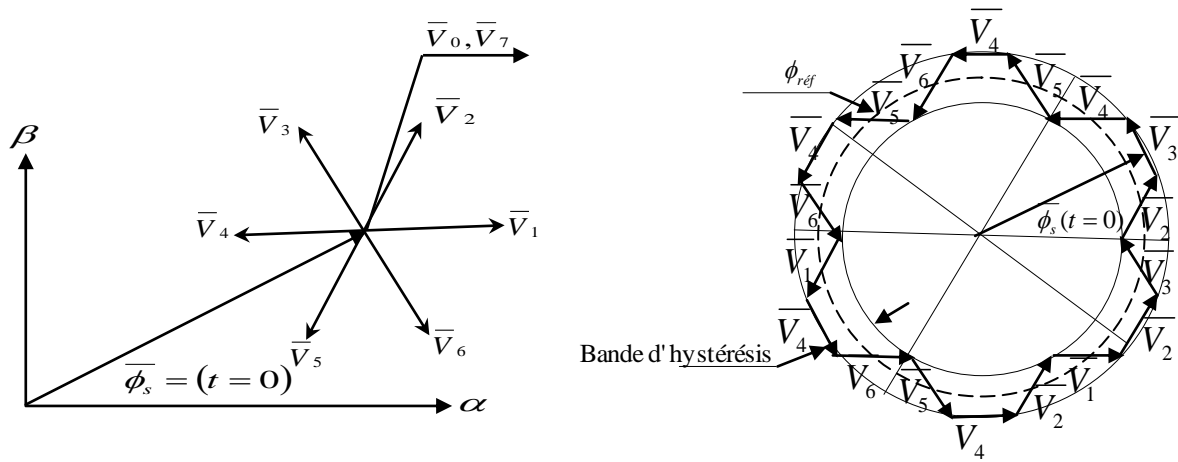


Figure (II.5) : Trajectoire du flux statorique

### II.2.3. Principe de contrôle du couple

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator [11]:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\phi}_r = 0 \end{cases} \quad (II.06)$$

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (II.07)$$

A partir des expressions des flux (II.07), le courant rotor s'écrit :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\phi}_s \right) \quad (II.08)$$

En remplaçant (II.08) dans la deuxième équation de système (II.06). Les équations deviennent :

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma L_r} - j\omega \right) \bar{\phi}_r = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \bar{\phi}_s \quad (II.09)$$

Ces relations montrent que :

- Le vecteur  $\bar{\phi}_s$  peut être contrôlé à partir du vecteur  $\bar{V}_s$  à la chute de tension  $R_s \bar{I}_s$  près.
- Le flux  $\bar{\phi}_r$  suit les variations de  $\bar{\phi}_s$  avec une constante de temps  $\sigma T_r$ , le rotor agit comme un filtre de constante de temps  $\sigma T_r$  entre les flux  $\bar{\phi}_s$  et  $\bar{\phi}_r$ .

De plus  $\bar{\phi}_r$  atteint en régime permanent :

$$\bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} + \frac{\bar{\phi}_s}{1 - j \omega \sigma T_r} \quad (\text{II.10})$$

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant [19]:

$$C_{em} = K \cdot \Im_m[\phi_s \cdot \phi_r^*] \quad (\text{II.11})$$

$\Im_m$  : est le nombre complexe

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

$$K = \frac{3}{2} P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad (\text{II.12})$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \phi_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_{s0} \cdot e^{j\theta_{s0}} \\ \phi_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_{r0} \cdot e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Où  $\phi_{s0}$  et  $\phi_{r0}$  sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant  $t = 0$

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leur expression dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence  $\phi_{sref}$  on obtient :

$$C_{em} = K \cdot \phi_{sref} \phi_{r0} \sin(\delta_0) \quad (\text{II.14})$$

Avec:

$$\delta_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{II.15})$$

Lors de l'application d'un vecteur tension "actif" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon:

$$\phi_s = \phi_{sref} e^{j(\theta_{s0} + \theta_r)} \quad (\text{II.16})$$

Ou:

$$\Delta \theta_s = (\omega_{s0} + \Delta \omega_s) \cdot \Delta t \quad (\text{II.17})$$

Est la variation de vitesse du vecteur statorique. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\phi_r = (\phi_{r0} + \Delta \phi_r) \cdot e^{j(\theta_{r0} + \Delta \theta_r)} \quad (\text{II.18})$$

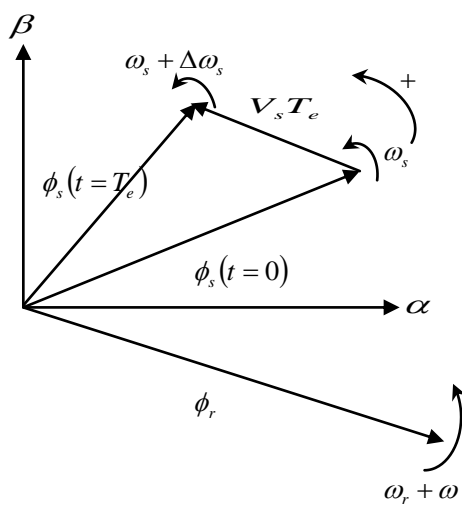
Avec:

$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\delta \tag{II.19}$$

Or si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique, on peut dire qu'immédiatement après l'application du vecteur de tension active,  $\Delta\phi_r$  et  $\Delta\theta_r$  sont encore nuls, et donc :

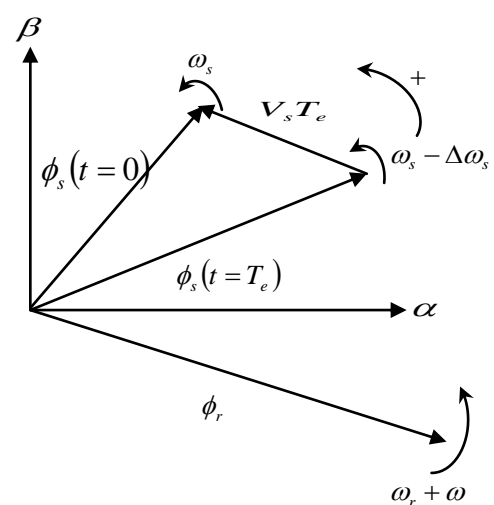
$$\Delta\delta = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s)(t - t_0) \tag{II.20}$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur la figure (II.6) et (II.7), on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application des deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.



**figure (II.6) :** Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation

$$\Delta\delta > 0 \geq C_{em} \uparrow$$



**Figure (II.7) :** Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation

$$\Delta\delta < 0 \geq C_{em} \downarrow$$

### II.2.4. Sélection de vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixé souhaité. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple.

Le choix du vecteur  $\overline{V_s}$  ne porte pas uniquement sur l'erreur du module, mais aussi sur le sens de rotation de  $\phi_s$  et le secteur dans le quel se trouve le vecteur flux. A cet effet, le plan complexe  $(\alpha, \beta)$  fixé au stator est subdivisé en six secteurs (zones)  $N_i$  définis par :

$$(2i - 3)\frac{\pi}{6} \leq N_i \leq (2i - 1)\frac{\pi}{6} \quad \text{avec } i=1, \dots, 6$$

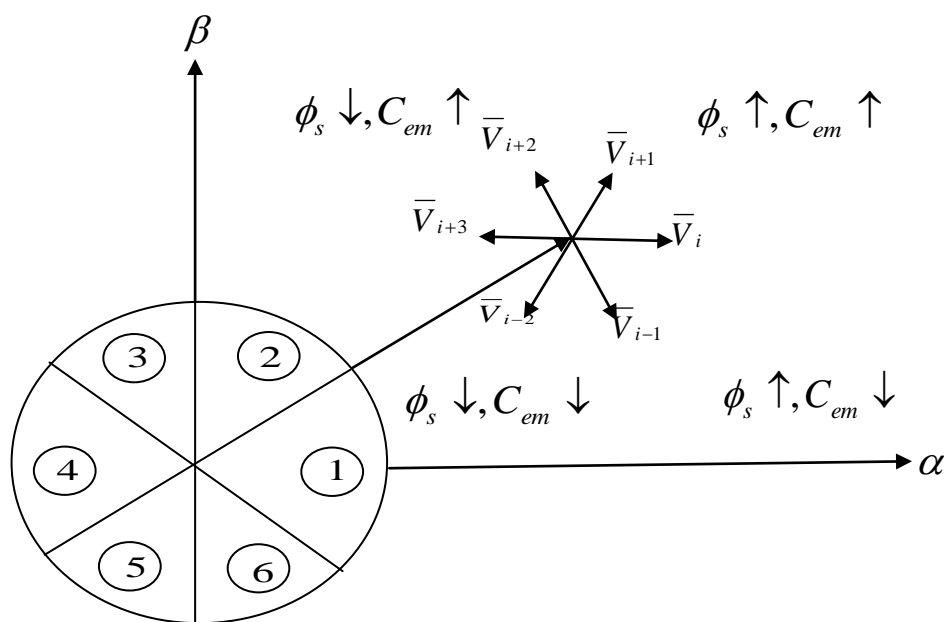
En plus, le vecteur tension  $\bar{V}_s$  dépend de la variation souhaité pour le module de flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimité généralement l'espace d'évolution de  $\phi_s$  dans le référentiel fixe par rapport au stator, en le composant en six zones (N = 6) symétriques par rapport au direction des vecteurs tension non nuls. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée a partir de ses composantes  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ . Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée "i" les deux vecteurs  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+3}$ , ont la composantes de flux les plus importantes. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux, dans la zone. Ainsi, ils ne sont jamais appliqués.

Le contrôle du flux et de couple peut être assuré en sélectionnant l'un de quatre vecteurs non nuls où un des deux vecteurs nuls [4].

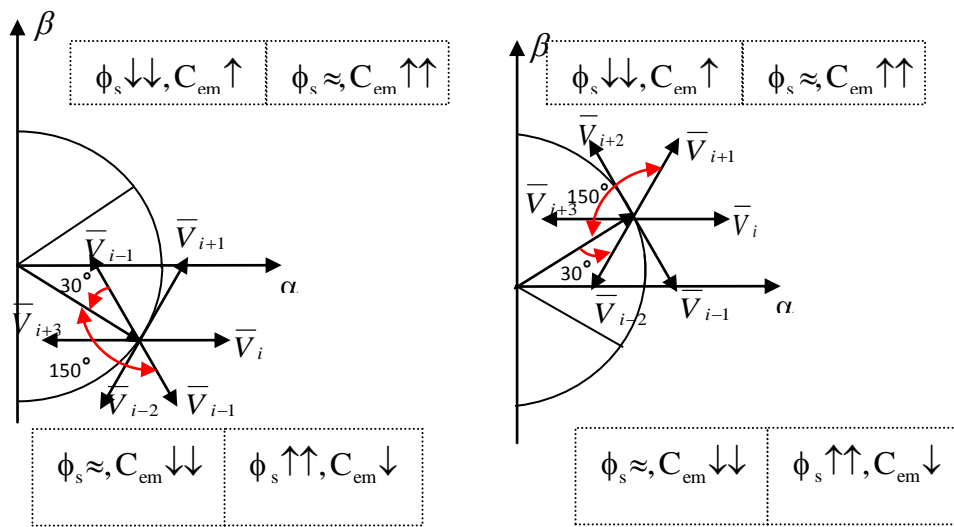
Le contrôle du vecteur tension  $V_s$  sélectionner est décrit sur la figure (II.8), et reste le même soit :

- Si  $\bar{V}_{i+1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si  $\bar{V}_{i+2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si  $\bar{V}_{i-1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si  $\bar{V}_0$  où  $\bar{V}_7$  est sélectionné le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.



**Figure (II.8) :** Sélection du vecteur de tension selon la zone N = 1

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur du flux dans la zone " i ". En début de la zone " i ", les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i-2}$  sont perpendiculaires au vecteur flux, par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position, les angles entre  $\bar{V}_{i-1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$  et le vecteur flux sont de  $(5\pi/6)$  et de  $(\pi/6)$ , respectivement. Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les variations des flux après l'application de ces deux vecteurs tension sont importantes et les changements de couple sont très faibles.



**Figure (II.9) :** Différents effets de vecteur tension au début et à fin de la zone

$\approx$ : Pas de changement important

La table (II.2) permet de choisir les vecteurs d'espace de l'onduleur en fonction de l'évolution voulue sur les deux grandeurs à contrôler, le flux statorique et le couple électromagnétique.

	$C_{em} \uparrow$	$C_{em} \downarrow$
$\phi_s \uparrow$	$\bar{V}_{i+1}$	$\bar{V}_{i-1}$
$\phi_s \downarrow$	$\bar{V}_{i+2}$	$\bar{V}_{i-2}$

**Tableau (II.2) :** Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans la zone  $N_i$

Le vecteur tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur de flux statorique. Le flux statorique et une grandeur difficilement mesurable. En effet, un capteur de flux s'avère très coûteux, relativement délicat et réduit la robustesse de l'ensemble, ces différentes raisons donnent la préférence aux techniques d'estimations. A présent que les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble, on peut élaborer les différents contrôleurs adaptés à notre système.

## II.3. 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. [16]

### II.3.1. 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:

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.21})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que :

$$\overline{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha}(t) = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta}(t) = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Cette technique est très simple et exige seulement la connaissance de la résistance statorique  $R_s$  où l'effet d'une erreur sur cette dernière est négligeable à haute fréquence [4].

On obtient les composantes  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$ , après l'application de la transformation de Concordia sur les tensions d'entrée mesurées  $v_{an}, v_{bn}$  et  $v_{cn}$  .[4]

Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_{dc}$ , et des états de commande  $(S_1, S_2, S_3)$  soit:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left( S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) \right) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_{dc} (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Les courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ , sont également obtenus à partir des courants réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  par la relation :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.26})$$

Le secteur  $S_i$  dans lequel se situe le vecteur  $\overline{\phi_s}$  est déterminé à partir des composantes  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ .

L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel lié au stator et le vecteur  $\overline{\phi_s}$  est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.27})$$

### II.3.2. Estimation du couple électromécanique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation : [19]

$$C_{em} = p (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.28})$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants.

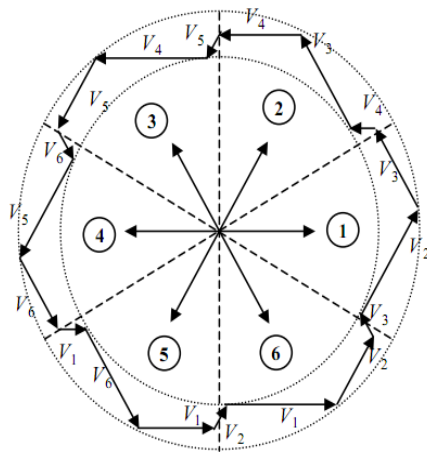
## II.4. Elaboration du vecteur de commande

### II.4.1. Elaboration du contrôleur de flux

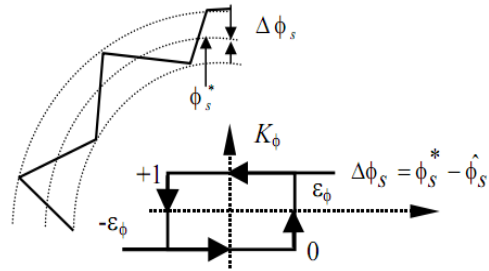
De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\overline{\phi_s}$  dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (II.10).

La sortie du contrôleur de flux, donnée par la grandeur booléenne  $Cflx$ , indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme le montre la figure (II.11).

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter  $|\phi_{s\text{réf}} - \phi_s| < \Delta\phi$ , avec  $\phi_{s\text{réf}}$  la consigne de flux et l'écart d'hystérésis du contrôleur. [20]



**Figure (II.10) :** Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude



**Figure (II.11) :** Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

### II.4.2. Elaboration du contrôleur de couple

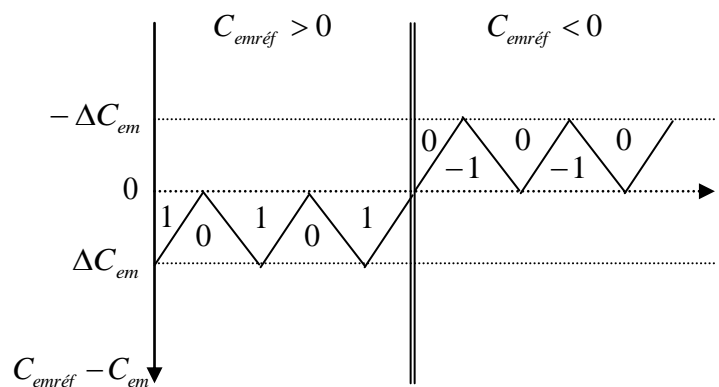
Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

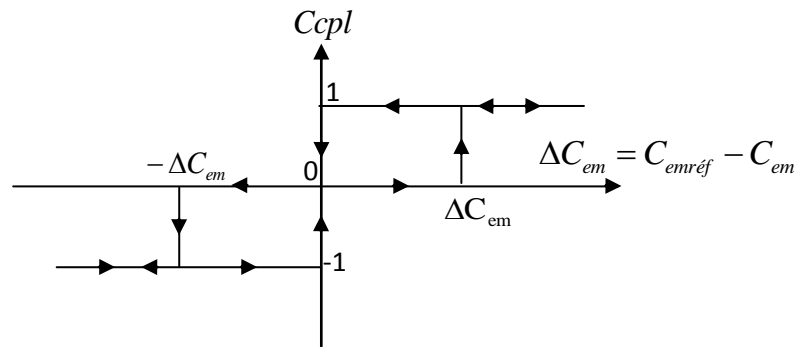
- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux.
- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

#### II.4.2.1. Comparateur à trois niveaux

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour couple positif, soit pour couple négatif. La figure (II.12) montre l'état de sortie logique  $C_{cpl}$  du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique  $C_{em}$  par rapport au signe du couple de référence  $C_{réf}$ .

Lorsque le couple doit être augmenté et que la consigne de couple est positive, la sortie du contrôleur  $C_{cpl} = 1$ . Inversement si elle est négative  $C_{cpl} = -1$ . Dans le cas où l'état de sortie du comparateur  $C_{cpl} = 0$ , le couple doit être diminué.





**Figure (II.12) :** Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis trois niveaux

Ainsi, on montre comment le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de respecter la condition  $|C_{emréf} - C_{em}| < \Delta C_{em}$ , avec l'écart d'hystérésis, comme le montre la figure (II.12). On s'est placé ici, dans le cas où la pulsation statorique  $\omega_s$  est positive et le vecteur flux statorique  $\bar{\phi}_s$  est en avance sur le flux rotorique  $\bar{\phi}_r$ .

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs  $\bar{V}_{i-1}$  et  $\bar{V}_{i-2}$ , si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique  $\bar{\phi}_r$  rattrape le flux  $\bar{\phi}_s$ , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur. Le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur. De plus, il permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter beaucoup moins souvent que les deux autres, sur une zone de déplacement du flux  $\bar{\phi}_s$ . L'onduleur peut donc avoir, en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur [20]

#### II.4.2.2. Comparateur à deux niveaux

Ce correcteur est plus simple, il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur, ce qui convient aux applications de type traction. Ainsi, seuls les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$  peuvent être appliqués pour faire évoluer le vecteur flux  $\bar{\phi}_s$ . Dans ce cas, le couple électromagnétique ne peut être diminué que par la sélection de vecteurs nuls. Donc, on aura un fonctionnement à deux quadrants.

Le changement de sens de rotation du moteur dans ce type de correcteur se fait par croisement des phases du moteur, car le sens de rotation du vecteur flux  $\bar{\phi}_s$  est unique. Il est à signaler que le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations pour une même largeur d'hystérésis de contrôle. [21]

## II.5. Stratégies de commutation dans la DTC

Pour une stratégie de commutation donnée, le contrôle direct du couple ainsi que l'ondulation du courant, la fréquence de commutation et la réponse du couple est assez différente à basses et à haute vitesse. Notre objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire par la combinaison des différentes stratégies de commutation pour élaborer la plus optimale en se basant sur les rapports mathématiques des vecteurs spatiaux de flux statorique, flux rotorique, le courant et la tension statorique. D'après le principe de la structure DTC, la sélection du vecteur tension adéquate, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du  $\phi_s$  et de  $C_{em}$ . En considérant le vecteur  $\bar{\phi}_s$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$  divisé en  $N = i$  secteur ( $i = 1, \dots, 6$ ), et pour augmenter son amplitude, les vecteurs  $\bar{V}_i, \bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i-1}$  peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de  $\bar{\phi}_s$  peut être obtenue par les vecteurs tensions  $\bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}$  et  $\bar{V}_{i+3}$ .

Le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement dû à la chute statorique  $R_s i_s$ . Bien sûr, le vecteur tension  $\bar{V}_s$  appliquée pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple. [22]

La table (II.03) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

	Augmentation	Diminution
$\phi_s$	$\bar{V}_i, \bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-1}$	$\bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}$ et $\bar{V}_{i+3}$
$C_{em}$	$\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i+2}$	$\bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i-2}$

**Tableau (II.3) :** Table de commutation généralisée

### II.5.1. Elaboration des tables de commande

#### II.5.1.1. Table de commande du flux

De façon générale, ce table de commande de flux résume les séquences de tension active à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.

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

**Tableau (II.4) :** Table de commande du flux

### II.5.1.2. Table de commande du couple

La table de commande du couple montre les séquences de tension actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

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

**Tableau (II.5) :** Table de commande du couple

### II.5.2. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls : [19]

#### II.5.2.1. Table de commutation avec les vecteurs tensions actifs

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'avu précédemment.

		$N$					
$C_{flx}$	$C_{cpl}$	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Tableau (II.6) :** Table de commutation avec les vecteurs tensions active

#### II.5.2.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radial l'affecte fortement. par conséquents, pour garder le flux  $\bar{\phi}_s$  dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exige. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. de l'autre coté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension  $R_s \bar{I}_s$ ).

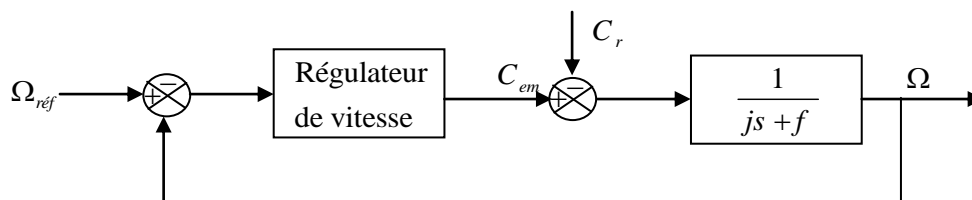
N		N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
Cflx	Ccpl						
1	1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
	0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>
0	1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
	0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>

**Tableau (II.7) :** Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles

Dans ce cas on n’exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l’avantage de la simplicité et permet d’éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l’a vu précédemment.

### II.6. Réglage de vitesse par un régulateur (PI)

Nous avons complété cette stratégie de commande en couple par une loi de commande en vitesse. Le couple de référence est imposé par le régulateur de vitesse comme l’indique la figure (II.13). [2]



**Figure (II.13) :** Structure générale d’un régulateur PI

Le contrôle de la vitesse de rotation est effectué à partir des caractéristiques mécaniques de la machine asynchrone. A partir de l’équation mécanique de la machine (I.13) la fonction de transfert en boucle ouverte G(S) liant la vitesse de rotation et le couple électromagnétique est donnée par :

$$\Omega = \frac{1}{J.s + f} (C_{em} - C_r) \tag{II.29}$$

De la figure (II.13) on trouve

$$\Omega = \frac{1}{J.s + f} \left( \frac{K_p.s + K_i}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J.s + f} . C_r \tag{II.30}$$

D’où :

$$\Omega = \frac{K_p.s + K_i}{J.s^2 + (K_p + f).s + K_i} \Omega_{ref} - \frac{s}{J.s^2 + (K_p + f).s + K_i} . C_r \tag{II.31}$$

La fonction de transfert en boucle fermée a  $C_r = 0$  :

$$G(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{J}.s + \frac{K_i}{J}}{s^2 + \left( \frac{K_p + f}{J} \right).s + \frac{K_i}{J}} \tag{II.32}$$

Le dénominateur de cette fonction de transfert est un système du deuxième ordre, assimilation avec la forme canonique  $s^2 + 2.\xi.\omega_n.s + \omega_n^2$ , on obtient le système suivant

$$\begin{cases} 2.\xi.\omega_n = \frac{K_p + f}{J} \\ \omega_n^2 = \frac{K_i}{J} \end{cases} \quad (II.33)$$

$$\begin{cases} K_p = 2.J.\xi.\omega_n - f \\ K_i = J.\omega_n^2 \end{cases} \quad (II.34)$$

### II.7. Schéma global du contrôle directe du couple

La figure (II.14) donne le schéma général du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. A chaque période d'échantillonnage  $\Delta t$ . On fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposée.

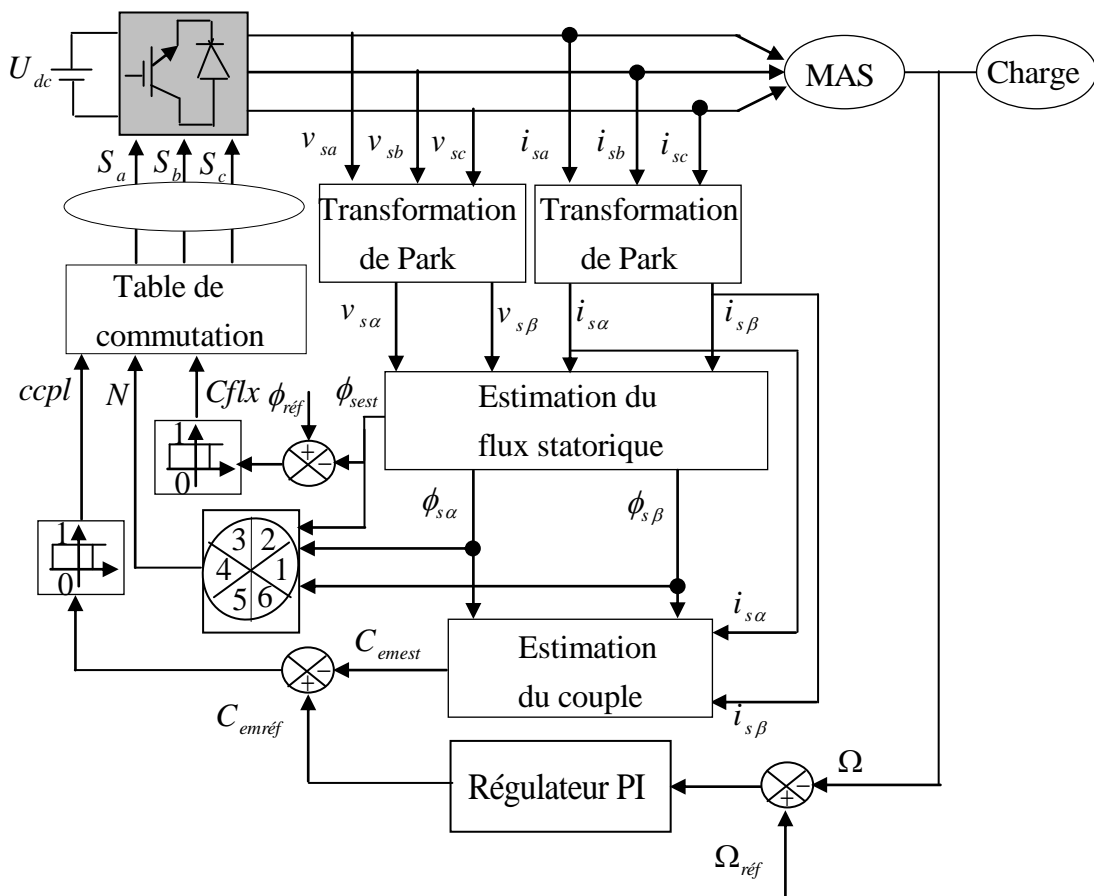


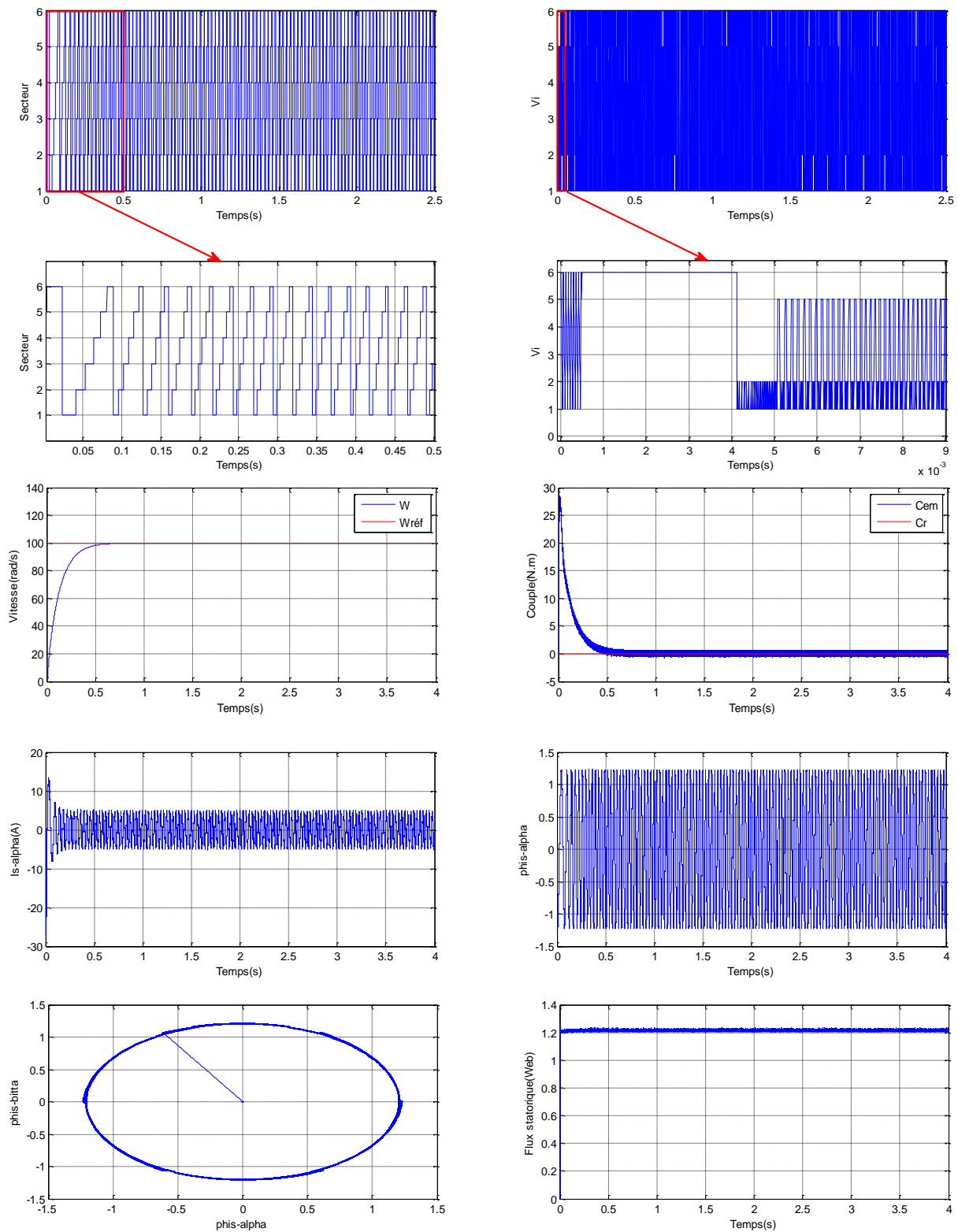
Figure (II.14) : Structure générale du contrôle direct du couple (DTC)

### II.8. Résultats de simulation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à une machine asynchrone, alimenté par un onduleur de tension triphasé, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de  $(10\mu s)$ .

➤ **Simulation à vide**

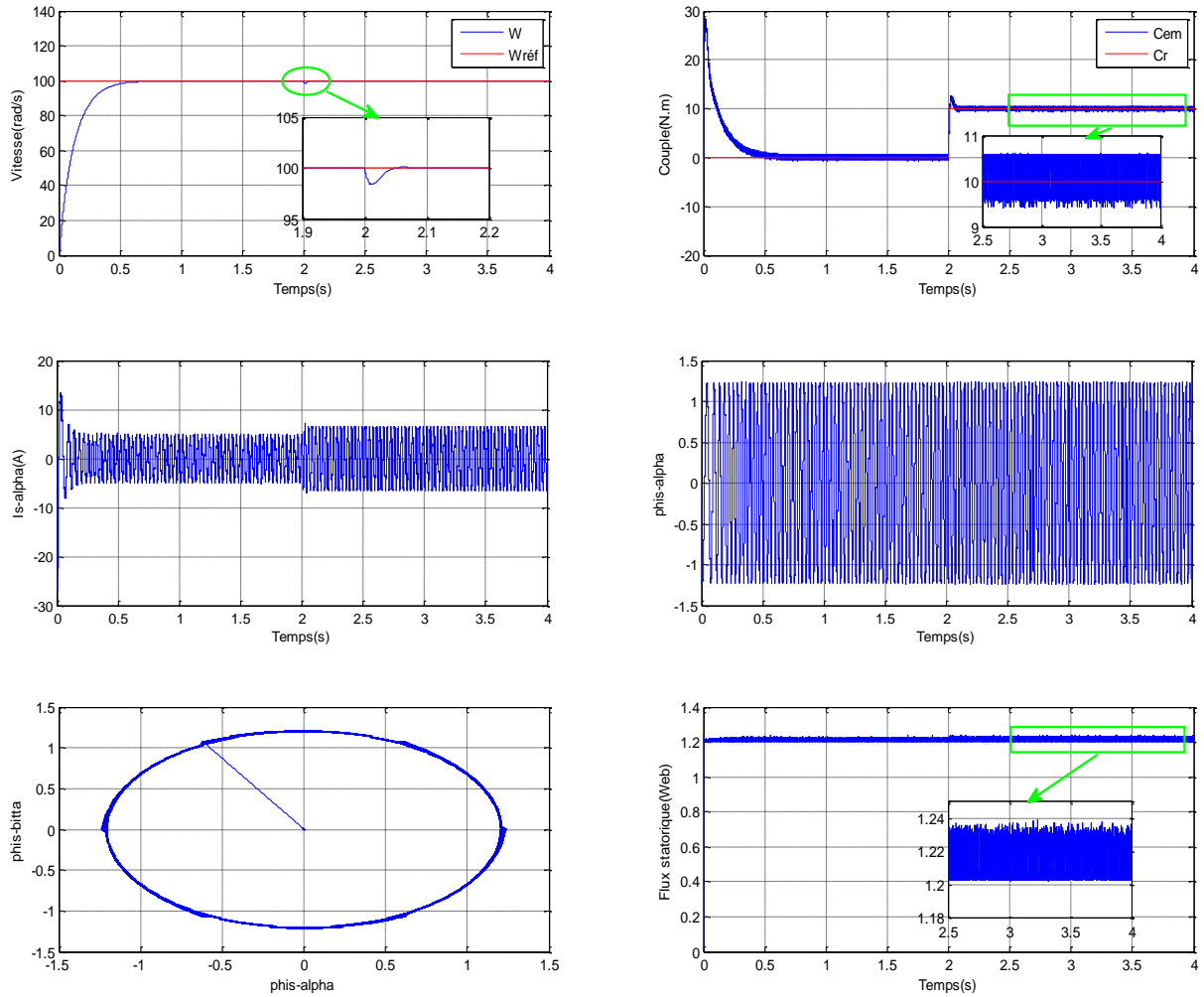
On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone avec contrôle directe du couple DTC schématisé par la figure (II.14), lors d'un démarrage à vide avec  $\omega_{réf} = 100rad / s$ .



**Figure (II.15) : Résultat de simulation à vide**

➤ **Simulation en charge**

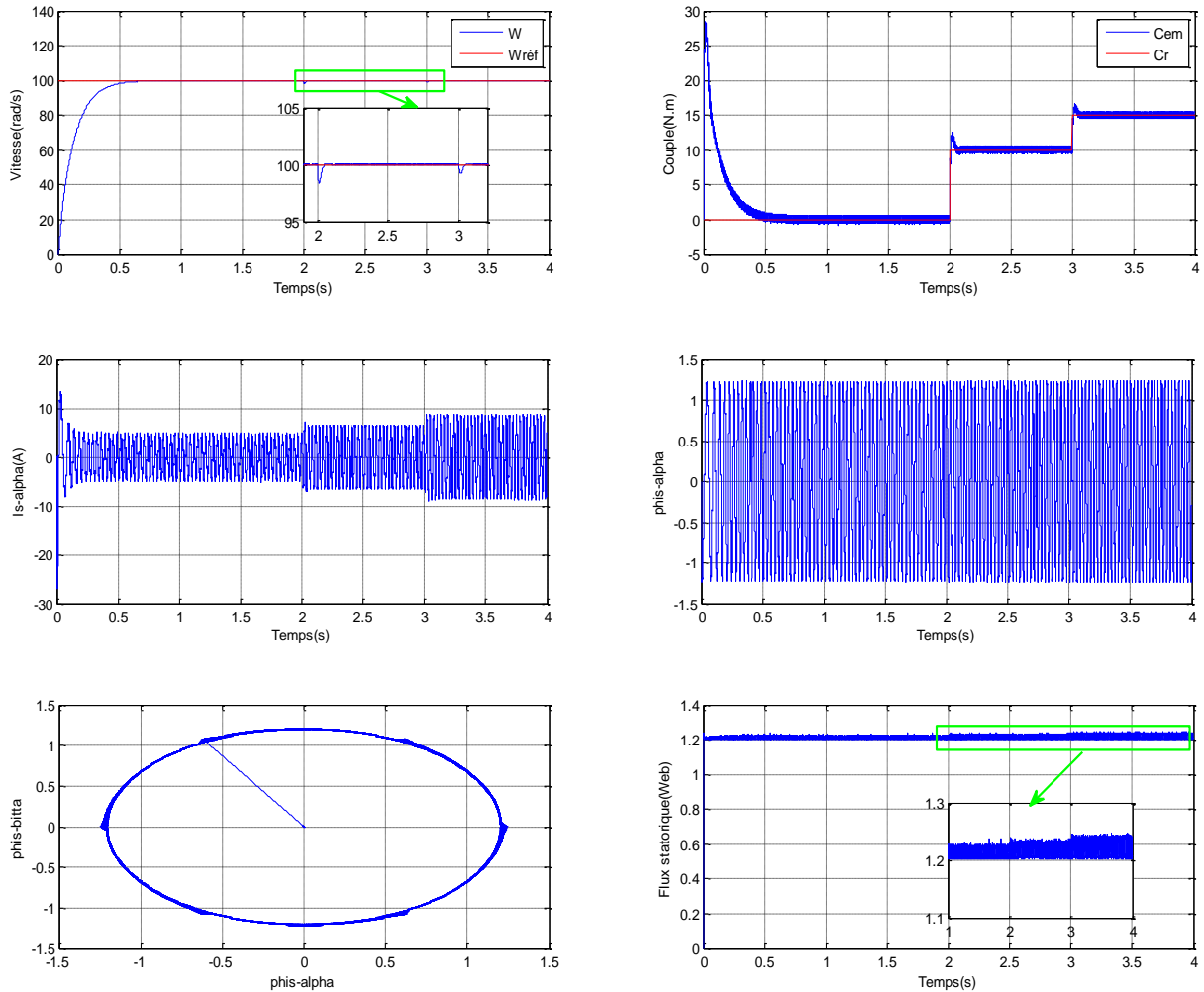
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple ( $C_r=10$  Nm) appliqué à l'instant ( $t=2$  sec). Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:



**Figure (II.16) :** Résultat de simulation en charge 10 N.m à l'instant  $t=2s$

➤ **Simulation avec variation de la charge**

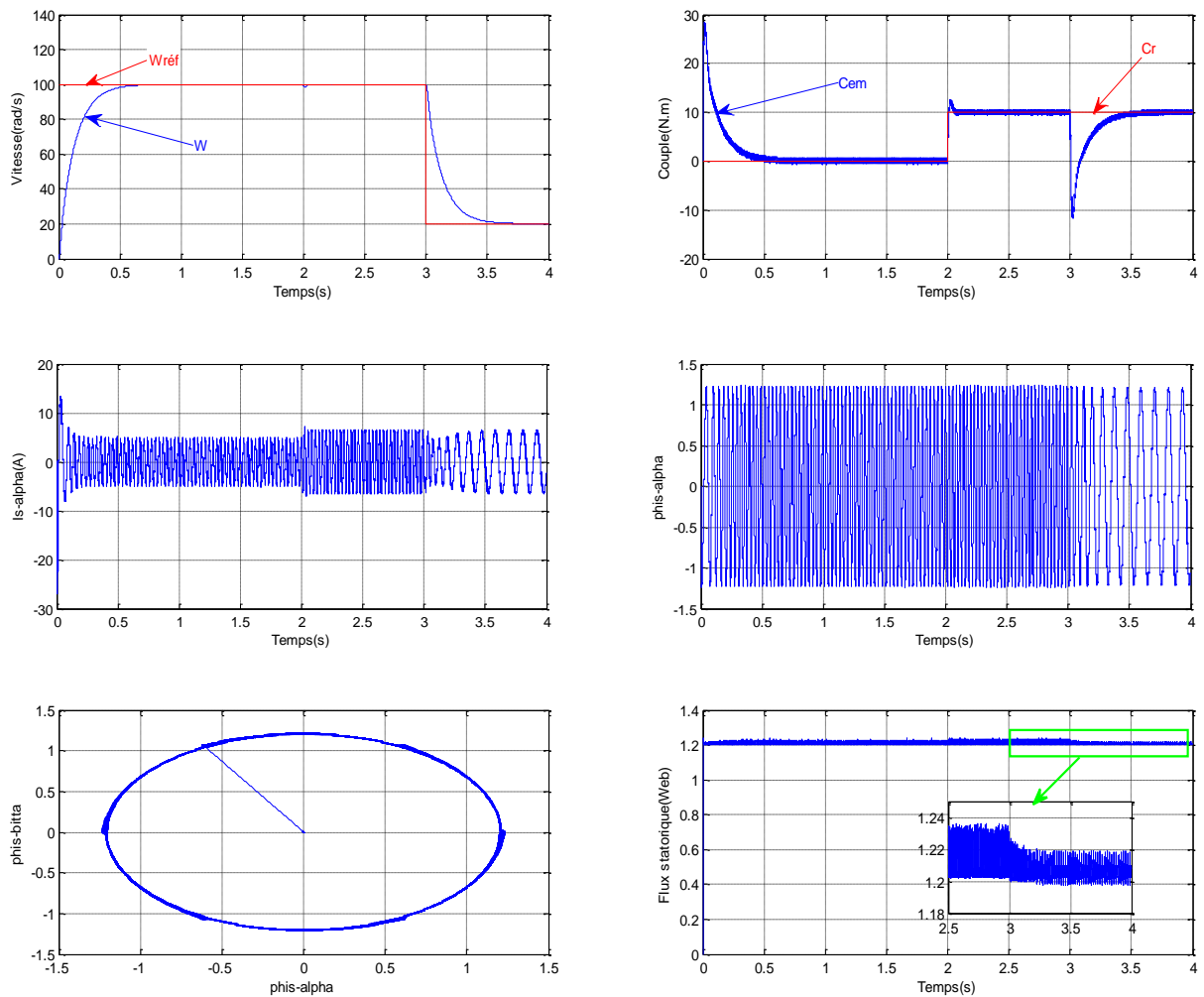
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm appliqué à l'instant  $t=2$ s et  $C_r=15$  Nm appliqué à l'instant  $t=3$ s. Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:



**Figure (II.17) :** Réponse du système pour les consignes de (10Nm à  $t=2$ s) et de (15Nm à  $t=3$ s)

➤ **Simulation en charge avec diminution de la vitesse**

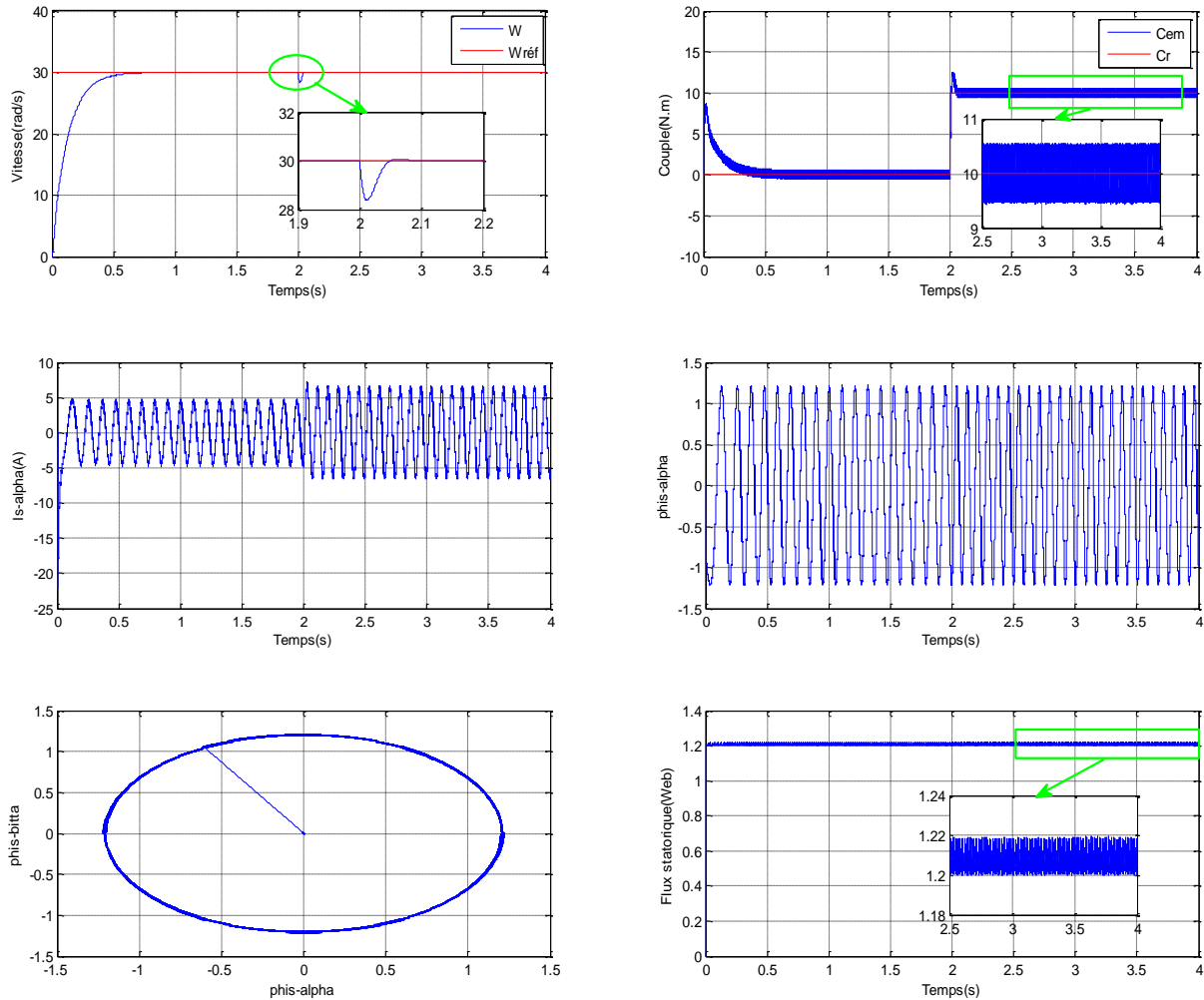
Pour réaliser ce test, on a diminué la vitesse de (100 rad/s) à (20 rad/s) progressivement à partir de ( $t=3s$ ). Les résultats de simulation sont illustrés par la figure suivante:



**Figure (II.18) :** Réponse du système pour diminué la vitesse de 20 rad/s à  $t=3s$

➤ **Simulation a basse vitesse**

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (30 rad/s) et un flux de (1.207 Wb). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm à l'instant  $t=2s$ . Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure (II.19).



**Figure (II.19) :** Réponse du système pour basse vitesse de 30 rad/s

**II.8.1. Interprétation des résultats**

La figure (II.15), nous observer que la vitesse répons sans dépassement et s'atteinte sa référence après quelque seconde.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint à une valeur maximale de (28.34 N.m) puis se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établie. Le courant d'une phase statorique à une allure sinusoïdale et présente des ondulations au démarrage. La tension de phase ( $V_{sa}$ ) est à une forme d'onde rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur. L'allure de l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé est de forme circulaire.

La figure (II.16), on vu que le couple suit la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence, ce qui montre que la commande (DTC) présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que le courant à une forme sinusoïdale est répond avec succès à ce type de test.

Les courbes de la figure (II.17) présentent le couple électromagnétique pour un échelon de consigne (10N.m) à l'instant ( $t=2s$ ) et un autre de (15 N.m) à l'instant ( $t=3s$ ). A travers cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit la valeur de la consigne. On observe aussi, sur la même figure la réponse de la vitesse à un échelon de (100rad/s) qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées.

La figure (II.18), La diminution de la vitesse de (100rad / s) à (20rad / s) , influe sur les courants, les flux et le couple électromagnétique.

Aussi le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence.

Le couple subit un pic lors de diminution de la vitesse puis regagne sa nouvelle valeur sans perte de contrôle. Le courant statorique répond aux variations du couple électromagnétique et de la vitesse.

La figure (II.19) on représente les mêmes résultats de la simulation de la figure (II.16) mais cette fois avec basse vitesse (30 rad/s). Ces résultats montrent que le couple électromagnétique atteint à une valeur maximale de (7 N.m).

### II.8.2. Robustesse vis à vis des variations paramétriques

Dans cette partie on présente les résultats de simulation de la robustesse de la commande de vitesse par un PI classique d'une machine asynchrone avec DTC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir.

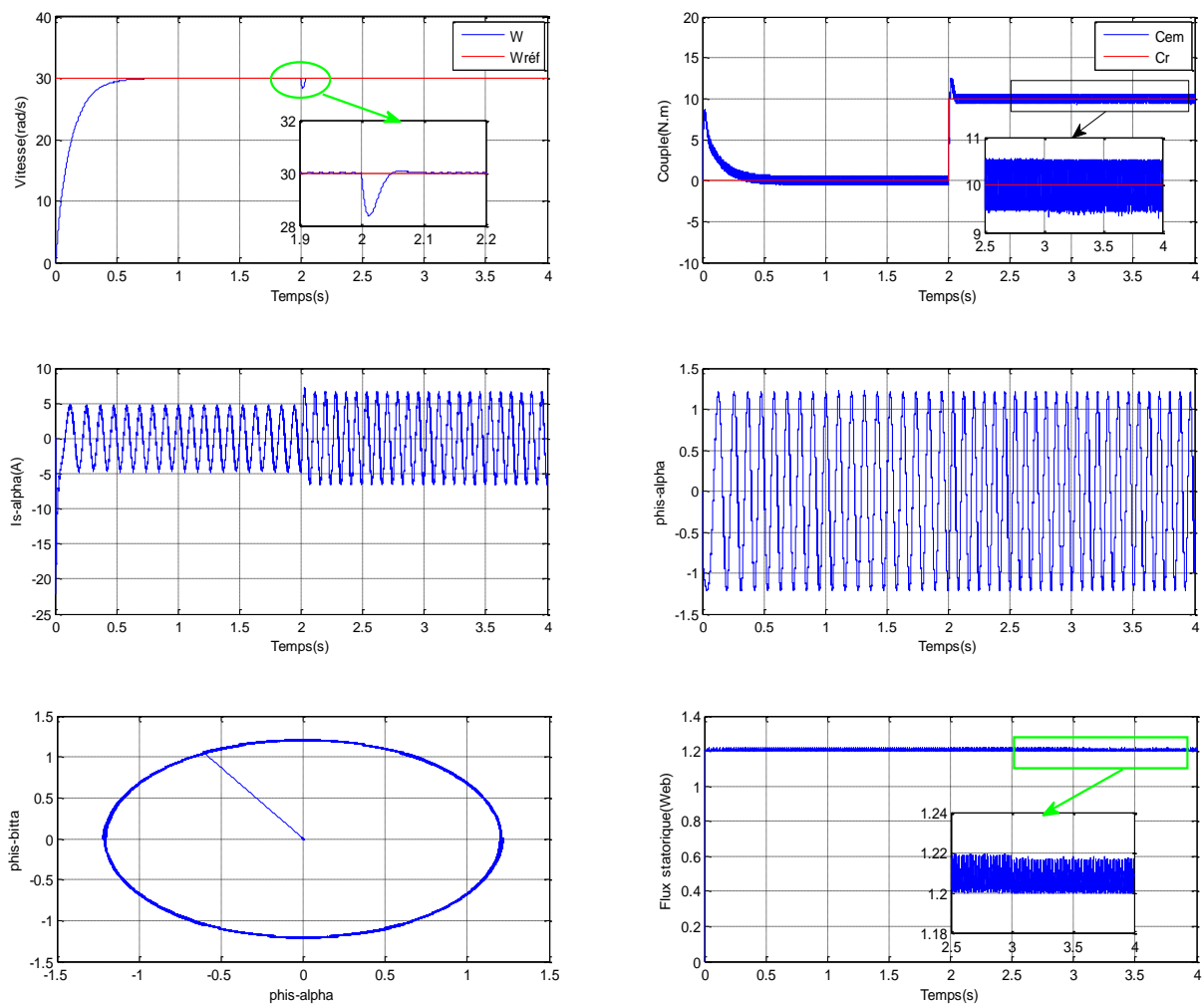
- l'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine.
- l'effet de la température sur les résistances en particulier.
- la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau.
- la variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le facteur de frottement...etc.

Pour ce faire, les performances de cette commande ont été établies par simulation pour le cas de la variation de la résistance statorique.

### II.8.2.1. Simulation a basse vitesse avec variation de la résistance statorique

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux. Il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs, [6].

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de la variation des paramètres électriques, nous avons simulé le système pour une augmentation de 150% de la résistance statorique nominale. Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure (II.20).



**Figure (II.20) :** Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 150%

#### ❖ Interprétation des résultats d'une variation de la résistance statorique

D'après les résultats obtenus que la variation de la résistance statorique affecte le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'instant  $t=3s$ , de même on constate clairement lors de la réponse du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$  sont illustrés par la figure ci-dessus, la déformation de la

trajectoire d'extrémité du flux .En effet, lorsque la bande d'hystérésis de flux augmente, le nombre de commutation du correcteur de flux diminue.

Les phénomènes d'ondulations relevés sur la progression du flux statorique sont dus à un décalage entre la force électromotrice  $E_s$  et le vecteur tension statorique  $V_{i+1}$ , correspondant à une zone  $N=i$ , sélectionné par les commandes en sortie de l'onduleur, ce décalage est fonction de la grandeur du terme résistif  $R_s i_s$  . L'extrémité du flux se déplace en réalité avec la pente  $\frac{d\phi_s}{dt} = V_s - R_s i_s = E_s$  , où  $E_s$  est la force électromotrice ce qui explique le fait qu'en début de la zone  $N=i$ , l'extrémité du vecteur flux statorique suit la variation de  $E_s$  . On note que l'amplitude du flux  $\phi_s$  progresse en ondulant chacune de ces ondulations correspondant à une zone de position  $N$  du vecteur flux ce qui entraîne un retard dans l'établissement de ce dernier. Les effets d'oscillation sont donc bien prononcés en début de la zone.

## II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord rappelé les principales commandes utilisées pour les machines électriques, à savoir les commandes en durée ou en MLI et les commandes en amplitude. La suppression de l'étage modulateur pour la commande DTC améliore les performances dynamiques car on agit en instantané et non plus en valeur moyenne. Nous avons montré l'apport de la loi de commande DTC pour le découplage entre le flux et le couple, entraînant d'excellentes performances dynamiques. Pour cette stratégie, deux régulateurs non linéaires à structures variables sont définis pour le flux statorique et pour le couple électromagnétique. Mais la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un problème pour cette stratégie.

Les stratégies de contrôle direct sont, basées sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique à partir du choix d'un ou plusieurs vecteurs tension menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique.

Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, on a utilisé un correcteur proportionnel intégral PI. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple observe un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système.

Pour palier à ces problèmes, la solution qu'on a envisagée consiste à utiliser un système de commande avec la technique de la logique floue.

## **CHAPITRE III**

# **COMMANDE DTC FLOUE DE LA MAS**

### III.1. Introduction

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par Mamdani. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables. Actuellement la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, telles que, la gestion, la médecine et la commande des systèmes. Dans ce dernier domaine d'application, on peut citer la commande des bras robotiques, des machines outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers ...etc. [23]

Dans la première partie de ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou.

On s'intéresse pour la deuxième partie au remplacement du régulateur classique (à hystérésis) du flux et du couple électromagnétique, au sein de la commande directe du couple, par un régulateur flou. Les régulateurs utilisés possèdent cinq ensembles flous par variable pour le cas du flux et du couple.

On s'intéresse pour la troisième partie au remplacement du régulateur PI classique de la vitesse par un régulateur flou PI.

Dans chaque cas, nous évaluons les performances propres au régulateur flou (précision de la régulation) et les performances réellement perçues (réduction des ondulations du couple).

Les performances des contrôleurs flous sont comparées par rapport aux régulateurs classiques.

### III.2. Historique de la logique floue

Les racines de la logique floue se trouvent dans le principe d'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20. Les physiciens ont introduit la troisième valeur  $\frac{1}{2}$  dans le système logique bivalent  $\{0,1\}$ . Pourquoi  $\frac{1}{2}$  ? Parce que c'est la valeur de vérité de tous les paradoxes. La logique classique interdit tous les paradoxes par ses axiomes.

Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs puis l'étendu à tous les nombres rationnels entre 0 et 1. Il a défini la logique floue comme une logique qui utilise la fonction générale de vérité qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 (faux) et 1 (vrai).

Dans les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a appelé imprécision l'incertitude de ces ensembles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance d'un ensemble floue. [24]

En 1965 Lotfi Zadeh a publié l'article "fuzzy sets" dans lequel il a développé la théorie des ensembles flous et introduit le terme fuzzy dans la littérature technique. C'est le début des tentatives de modélisation des systèmes par des relations floues. Les premières investigations de Zadeh étaient l'utilisation de la logique pour représenter une approche "système expert" au réglage automatique, où la règle de commande est remplacée par des règles floues. [24]

Les premiers résultats en commande floue ont été publiés par Mamdani et Assilian en 1975. Ce qui a encouragé différentes activités en Angleterre, au Danemark et en France.

Après 1980, les recherches s'arrêtent en Europe mais les japonais les reprennent. Leur industrie a lancé de nombreux produits basés sur la logique floue, notamment des appareils électroménagers et du matériel audio-visuel. Actuellement, la logique floue est considérée comme un outil de base au Japon.

### III.3. Définition

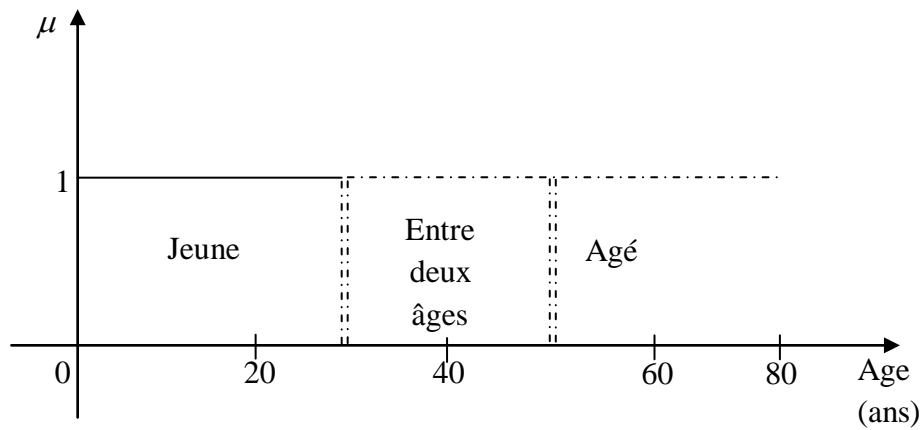
Le terme «logique floue » à deux aspects :

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

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

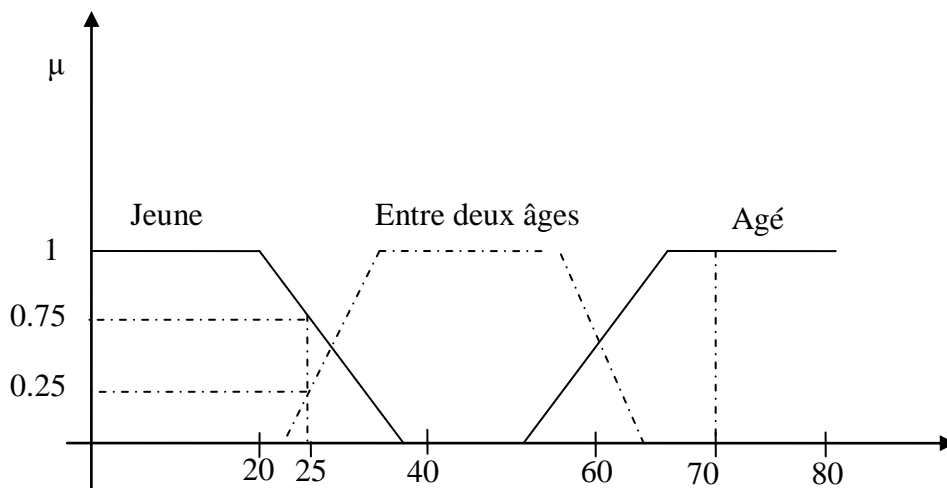
Pour le cas de la logique classique qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la figure (III.1). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ». [25]

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



**Figure (III.1) :** Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (III.2).



**Figure (III.2) :** Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue

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

### III.4. Principes de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système.

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue [26].

### III.5. Application de la logique floue

La logique floue est une technique utilisée en intelligence artificielle. Elle a été formalisée par Lotfi Zadeh en 1965 et utilisée dans des domaines aussi variés que l'automatisme (freins ABS), la robotique (reconnaissance de formes), la gestion de la circulation routière (feux rouges), le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie, analyse du cycle de vie), la médecine (aide au diagnostic), l'assurance (sélection et prévention des risques) et bien d'autres. [27]

### III.6. Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non appartenances est graduelle au lieu d'être brusque. Une définition plus mathématique peut être établie comme suit :

Si  $U$  est une collection d'objets ou de valeurs notés par " $u$ ", alors un ensemble flou  $A$  dans  $U$  est défini par l'ensemble des paires ordonnées : [28]

$$A = \{(u, \mu_A(u)) / u \in U\} \quad (\text{III.01})$$

Où  $\mu_A(u)$  est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée fonction d'appartenance. Elle caractérise l'ensemble flou  $A$  et fournit une mesure du degré d'appartenance d'un objet  $u$  de  $U$  dans l'ensemble flou  $A$ . Elle peut être notée comme suit :

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0,1] \\ u &\rightarrow \mu_A(u) \end{aligned}$$

$U$ : Peut contenir des valeurs continues ou discrètes.

Généralement,  $A$  s'écrit sous la forme :

$$A = \int \mu_A(u) / u \quad \text{Si } U \text{ est continu} \quad (\text{III.02})$$

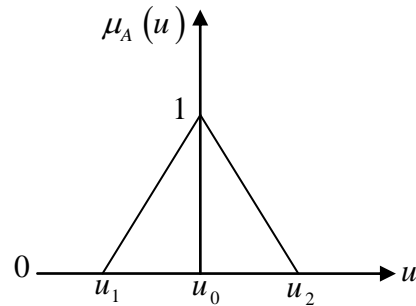
$$A = \sum_{u_i \in U} \mu_A(u_i) / u_i \quad \text{Si } U \text{ est discret} \quad (\text{III.03})$$

Dans ces équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points  $u \in U$  avec leur fonction d'appartenance  $\mu_A(u)$ .

Il existe différentes formes de fonctions d'appartenances dont on peut signaler quelques une : Les formes trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées.

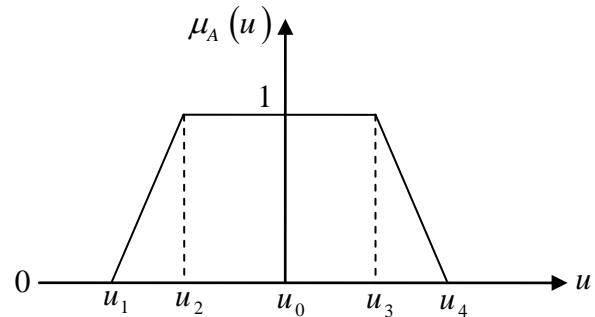
➤ **Triangulaire :**

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u_1 - u}{u_1 - u_0} & \text{Si } u \in [u_1, u_0] \\ \frac{u - u_2}{u_0 - u_2} & \text{Si } u \in [u_0, u_2] \end{cases}$$



➤ **Trapèze :**

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u - u_1}{u_2 - u_1} & \text{Si } u \in [u_1, u_2] \\ 1 & \text{Si } u \in [u_2, u_3] \\ \frac{u - u_4}{u_3 - u_4} & \text{Si } u \in [u_3, u_4] \end{cases}$$



**Exemple :**

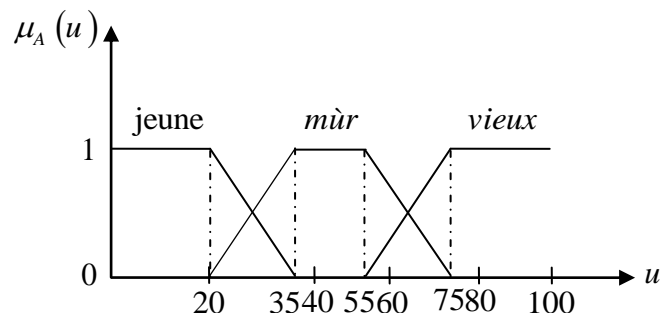
$$\mu_{jeune} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$\mu_{m\grave{u}r} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$u \rightarrow \begin{cases} \mu_{jeune}(u) = 1 & \text{Si } u \leq 20 \\ \mu_{jeune}(u) = \frac{35-u}{15} & \text{Si } 20 < u < 35 \\ \mu_{jeune}(u) = 0 & \text{Si } u \geq 35 \end{cases} \quad u \rightarrow \begin{cases} \mu_{m\grave{u}r}(u) = 0 & \text{Si } u \leq 20 \text{ ou } u \geq 75 \\ \mu_{m\grave{u}r}(u) = \frac{u-20}{15} & \text{Si } 20 < u < 35 \\ \mu_{m\grave{u}r}(u) = 1 & \text{Si } 35 \leq u \leq 55 \\ \mu_{m\grave{u}r}(u) = \frac{75-u}{15} & \text{Si } 55 < u < 75 \end{cases}$$

$$\mu_{vieux} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$u \rightarrow \begin{cases} \mu_{vieux}(u) = 0 & \text{Si } u \leq 55 \\ \mu_{vieux}(u) = \frac{u-55}{20} & \text{Si } 55 < u < 75 \\ \mu_{vieux}(u) = 1 & \text{Si } u \geq 75 \end{cases}$$



**III.7. Caractéristique d'un sous ensemble flou**

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou  $E_f$  de  $U$  les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de  $U$ . [25]

### III.7.1. Support

Le support de  $E_1$  est l'ensemble des éléments de  $U$  appartenant, au moins un peu à  $E_1$

Définition : le support de  $E_1$ , noté  $Supp(E_1)$ , est la partie  $U$  sur laquelle la fonction d'appartenance de  $E_1$  n'est pas nulle :

$$Supp(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\}$$

### III.7.2. Hauteur

La hauteur de  $E_1$  est le plus fort degré avec lequel un élément de  $U$  appartient à  $E_1$ .

Définition : la hauteur, notée  $h(E_1)$ , du sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(E_1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$$

On utilise souvent des sous ensemble flous normalisés. C'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de  $U$  appartenant de façon absolue (avec un degré 1) à  $E_1$ .

Définition : le sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  est normalisé si sa hauteur  $h(E_1)$  est égal à 1.

### III.7.3. Noyau

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de  $U$  typique de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue  $E_1$ . Dont l'ensemble est appelé le noyau de  $E_1$ .

Définition : le noyau de  $E_1$ , noté  $noy(E_1)$ , est l'ensemble des éléments de  $U$  pour lesquels fonction d'appartenance de  $E_1$  vaut 1.

$$noy(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$$

### III.7.4. Cardinalité

Lorsque  $U$  est fini, on caractérise également le sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de  $U$  appartiennent à  $E_1$ .

## III.8. Opérateurs de la logique floue

Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations intersection, union et complémentation qui sont traduites par les opérateurs ET, OU et NON. Ces opérateurs existent également en logique floue, mais sont adaptés aux spécificités de cette logique pour traiter les ensembles flous. Ainsi des opérateurs homologues à ceux de la logique booléenne sont créés en

essayant de respecter un certain nombre de propriétés et afin de retrouver les opérations de base existant en logique classique. [29][30]

Soient E et F, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours UD par leurs fonctions d'appartenance respectives  $\mu_E$  et  $\mu_F$ .

### III.8.1. Opérateur ET (Intersection floue)

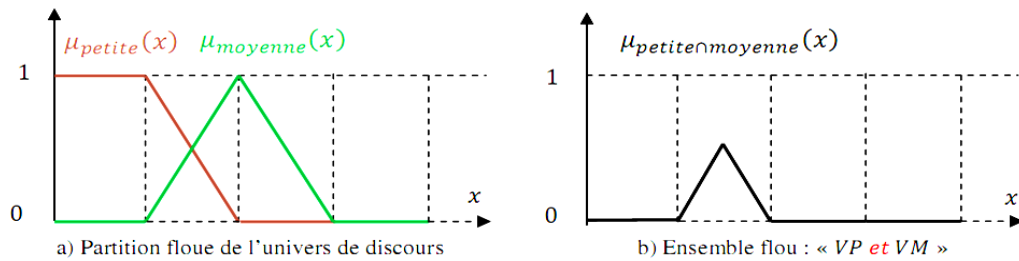
Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles E et F est défini par les éléments x de l'univers de discours UD qui appartiennent à E et à F.

Dans la logique floue, l'opérateur ET peut être exprimé par :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \min\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (III.04)$$

Ou bien :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \mu_E(x) \cdot \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad (III.05)$$



**Figure (III.3) :** Intersection des sous ensembles flous « petite » et « moyenne » pour la variable linguistique (Vitesse)

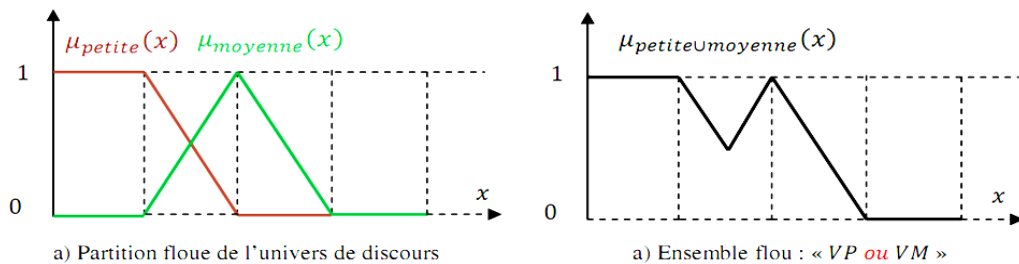
### III.8.2. Opérateur OU (Union floue)

Le sous-ensemble flou correspondant à l'union des sous-ensembles E et F est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par tous les éléments x de UD qui appartiennent ou bien à E ou bien à F, ce que l'on note  $(E \cup F)$ . L'opérateur OU est généralement réalisé par la formation du maximum, que l'on exprime comme suit :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \max\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (III.06)$$

Ou bien :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \mu_E(x) + \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad (III.07)$$



**Figure (III.4) :** Union des sous-ensembles flous «petite» et «moyenne» pour la variable linguistique (Vitesse)

### III.8.3. Opérateur NON (complémentation floue)

Comme l'illustre la figure (III.5), le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble E est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par les éléments x de UD qui n'appartiennent pas au sous-ensemble flou E. On peut exprimer ça par :

$$\mu_{\overline{E}}(x) = 1 - \mu_E(x) \quad \forall x \in UD \quad (\text{III.08})$$

Le complément flou représente l'opération NON de la logique classique au sens flou.

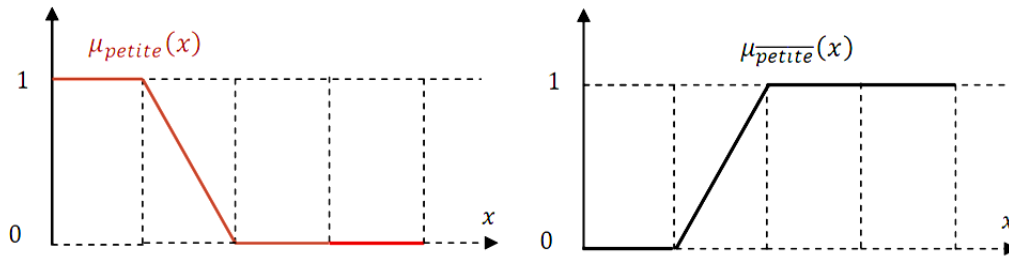


Figure (III.5) : Complémentation du sous-ensemble flou «petite»

### III.8.4. Autres réalisations pour les opérateurs ET et OU

#### III.8.4.1. Par opérations arithmétique

➤ ET = opérateur produit

$$\mu_{E \cap F}(x) = \mu_E(x) \cdot \mu_F(x) \quad (\text{III.09})$$

➤ OU = opérateur somme

$$\mu_{E \cup F}(x) = \frac{\mu_E(x) + \mu_F(x)}{2} \quad (\text{III.10})$$

#### III.8.4.2. Par opérations arithmétiques

➤ ET flou

$$\mu_{E \cap F}(x) = \gamma \min[\mu_E(x), \mu_F(x)] + \frac{1-\gamma}{2} [\mu_E(x) + \mu_F(x)] \quad (\text{III.11})$$

Avec le facteur

$$\gamma \in [0,1]$$

➤ OU flou

$$\mu_{E \cup F}(x) = \gamma \max[\mu_E(x), \mu_F(x)] + \frac{1-\gamma}{2} [\mu_E(x) + \mu_F(x)] \quad (\text{III.12})$$

✓ Opérateur min-max

$$\mu_{E \cup F}(x) = \gamma \min[\mu_E(x), \mu_F(x)] + (1-\gamma) \max[\mu_E(x), \mu_F(x)] \quad (\text{III.13})$$

✓ Opérateur  $\gamma$

$$\mu_{E \cup F}(x) = [\mu_E(x) \cdot \mu_F(x)]^{1-\gamma} \cdot \{1 - [1 - \mu_E(x)][1 - \mu_F(x)]\}^\gamma \quad (\text{III.14})$$

Le premier facteur contient l'opérateur produit pondéré avec l'exposant  $1-\gamma$ . Par contre, le deuxième facteur est la somme algébrique pondérée avec l'exposant  $\gamma$ .

### III.8.5. Tableau récapitulatif

Appellation	ET	OU	NON
Zadeh	$\min(x, y)$	$\max(x, y)$	$1-x$
Probalistique	$x y$	$x + y - x y$	$1-x$
Lukasiewicz	$\max(x + y - 1, 0)$	$\min(x + y, 1)$	$1-x$
Hanacher ( $\beta > 0$ )	$x y / (b + (1-b)(x + y - x y))$	$(x + y + x y - (1-b) x y) / (1 - (1-b) x y)$	$1-x$
Weber	$x$ si $y = 1$ $y$ si $x = 1$ $0$ sinon	$x$ si $y = 0$ $y$ si $x = 0$ $1$ sinon	$1-x$

Tableau (III.1) : Opérateurs de base de la logique floue

## III.9. Inférences a plusieurs règles floues

En général, la prise de la décision dans une situation floue définissant une loi de commande est le résultat d'une ou plusieurs règles floues appelées aussi inférences, liées entre elles par des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc. [27]

En automatique, les variables d'état représentant les entrées du système de contrôle sont mesurées ou estimées. En associant des variables linguistiques comprenant des subdivisions d'ensembles flous, et en interprétant mathématiquement des règles mentales ou floues en termes de ces variables d'état de la forme :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action, la logique floue fonctionne suivant le principe suivant: Plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée pour les sorties doit être respectée.

Après avoir fuzzifier (c'est à dire transformer en variables linguistiques) les variables d'entrée et de sortie, il faut établir les règles liant les entrées aux sorties. En effet, il ne faut pas perdre le but final qui consiste à chaque instant, à analyser l'état ou la valeur des entrées du système pour déterminer l'état ou la valeur de toutes les sorties.

On peut générer une action ou prendre une décision en affectant une valeur floue à la variable linguistique de la variable de sortie, qui est transformée en une valeur numérique précise dans la phase finale.

Généralement, les algorithmes de commande comprennent plusieurs règles floues et la décision ou l'action est formulée ainsi :

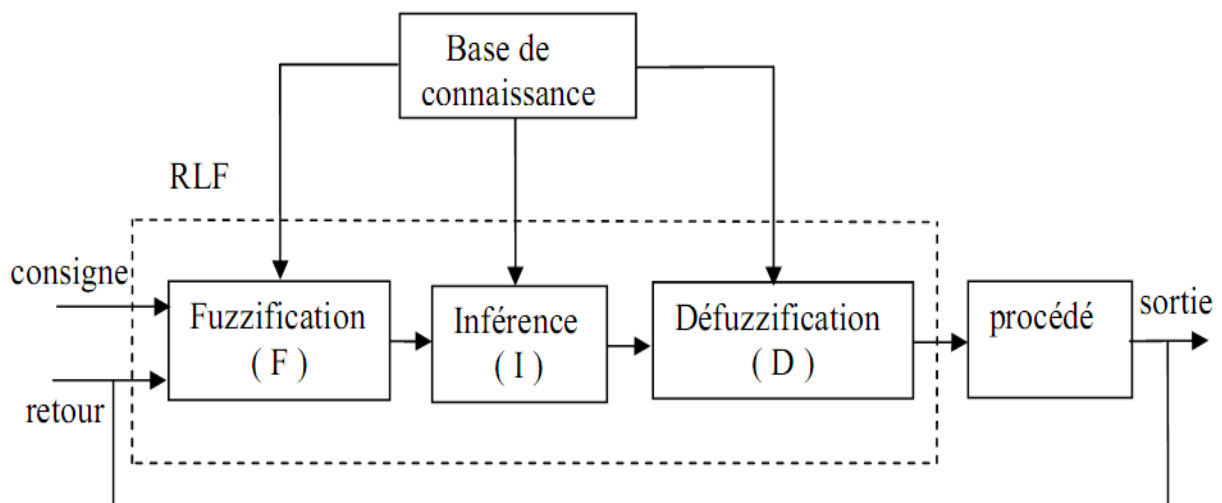
Action ou opération = {Si condition 1 ET condition 1' ALORS opération 1 OU;  
Si condition 2 ET condition 2' ALORS opération 2 OU;  
Si condition m ET condition m' ALORS opération m}

### III.10. Régulateur par logique floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue [31].

La configuration de base d'un régulateur flou logique RLF comporte quatre blocs principaux :

- fuzzification
- base de connaissance
- inférence
- défuzzification



**Figure (III.6) :** Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit :

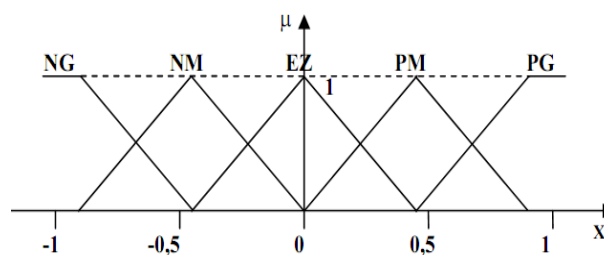
- 1) Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes
  - établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées
  - effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables

- 2) Le bloc base de connaissance est composé de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Il permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles du régulateur flou.
- 3) Le bloc inférence est le cœur du régulateur RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.
- 4) Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :
  - établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie.
  - effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

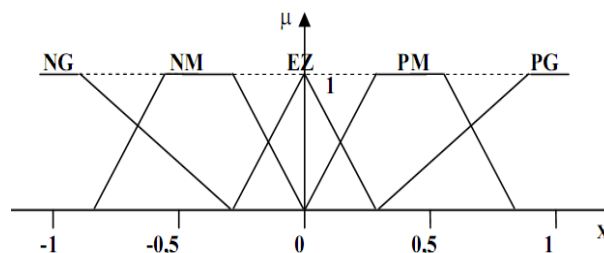
### III.10.1. Fuzzification

Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique floue utilise des grandeurs mesurés à l'aide d'organes de mesure de types analogiques.

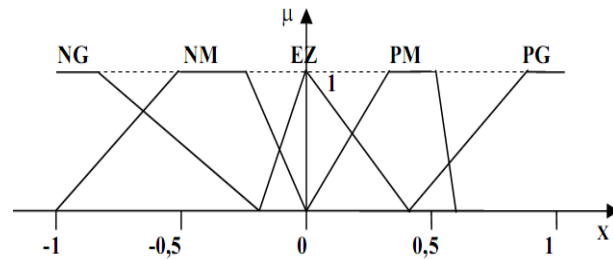
Les fonctions d'appartenances peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes figure (III.6). Il faut éviter les chevauchements figure (III.7.a) et les lacunes figure (III.7.b) entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui entraîne une instabilité de réglage [27]. En général on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenances. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée.



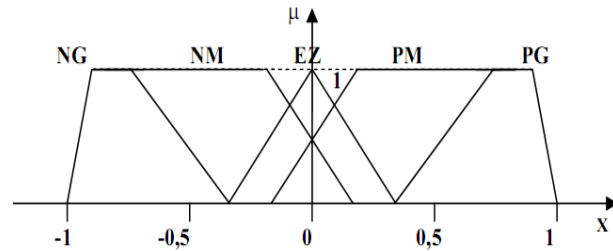
a. Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes



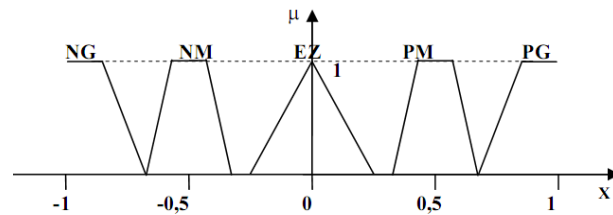
b. Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes



c. Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

**Figure (III.7) :** Différentes formes pour les fonctions d'appartenance

a. Formes avec chevauchement trop important



b. Formes avec lacunes (chevauchement insuffisant)

**Figure (III.8) :** Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée

### III.10.2. Base de connaissance

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme « SI-ALORS ». [2]

### III.10.3. Inférences (déductions floues)

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. [2]

Pour le réglage par logique floue, il est utilisé en général une des méthodes suivantes :

- **MÉTHODE D'INFÉRENCE MAX-MIN (MÉTHODE DE MAMDANI):** La méthode d'inférence min-max, utilise l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.

- **MÉTHODE D'INFÉRENCE MAX-PRODUIT (MÉTHODE DE LARSEN):** La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur « ET » par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.
- **MÉTHODE DE SUGENO :** L'opérateur « ET » est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

### III.10.4. Défuzzification

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou. Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs méthodes existent, les plus couramment utilisées sont : [24]

Méthode du centre de gravité

Méthode de moyenne de maximum

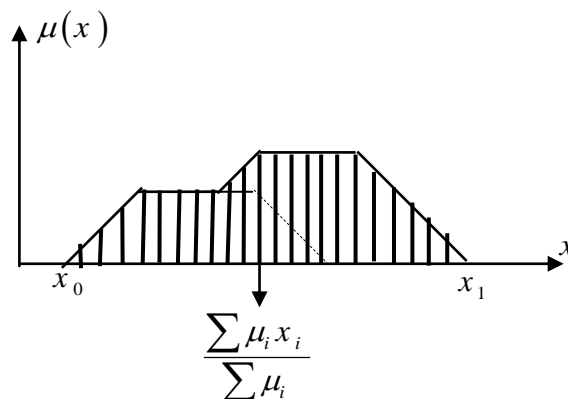
Méthode de moyenne pondérée

#### III.10.4.1. Méthode du centre de gravité

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

$$u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x \mu(x) dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x) dx} \quad (\text{III.15})$$

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



**Figure (III.9) :** Défuzzification par le centre de gravité

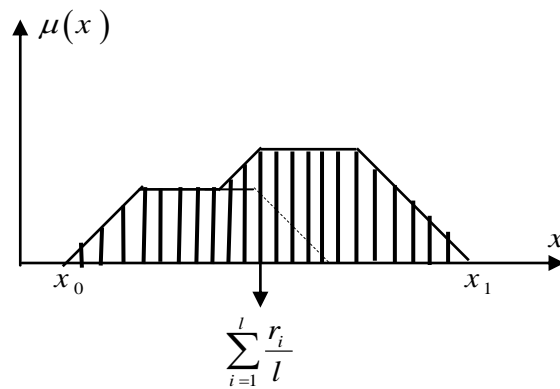
Lorsque la fonction  $\mu(x)$  est discrétisée figure (III.8), le centre de gravité est donné par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \tag{III.16}$$

Où  $n$  est le nombre des niveaux de quantisation,  $x_i$  la valeur de sortie pour les niveaux  $i$  et  $\mu_i$  sa valeur d'appartenance.

**III.10.4.2. Méthode de moyenne de maximum**

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



**Figure (III.10) :** Défuzzification par la méthode moyenne de maximum

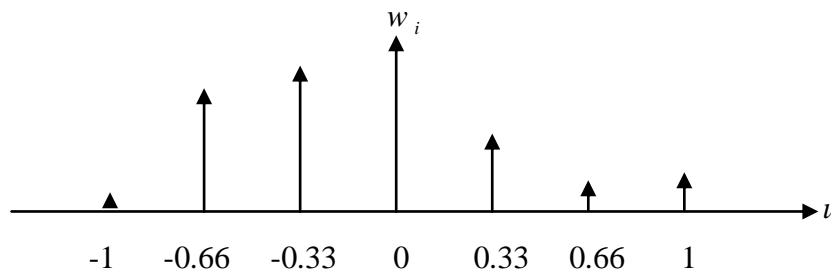
Si la fonction est discrétisée, comme montré à la figure (III.9), la valeur défuzzifiée est donnée par :

$$u = \sum_{i=1}^l \frac{r_i}{l} \tag{III.17}$$

Où  $l$  est le nombre de valeurs quantifiées  $r$  pour lesquelles l'appartenance est maximale [24].

**III.10.4.3. Méthode de moyenne pondérée (sugeno)**

Cette méthode est utilisée lorsque les sorties sont définies comme fonctions linéairement dépendantes d'entrées. En générale, la partie conséquente de la règle est :



**Figure (III.11) :** Interprétation géométrique de la méthode de sugeno

Si  $\mu_i$  est le poids d'activation de la règle  $i$ , la valeur précise de la commande est :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \tag{III.18}$$

Où  $n$  est le nombre de règles activées. [24]

### III.11. Architecture d'une commande floue

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automate est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir: gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramenée à un système asservi, voir figure (III.12). [28]

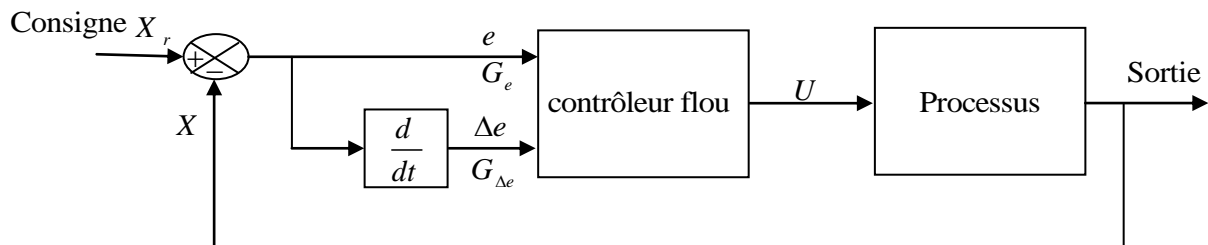


Figure (III.12) : Architecture d'une commande floue

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle ou de normalisation" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure.

L'erreur et la variation de l'erreur  $\Delta e$  sont normalisées comme suit:

$$\begin{cases} X_e = G_e \cdot e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \end{cases} \tag{III.19}$$

### III.12. La DTC avec des régulateurs flous

#### III.12.1. Régulateur de flux et de couple à cinq ensembles

##### III.12.1.1. Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés comme suit :

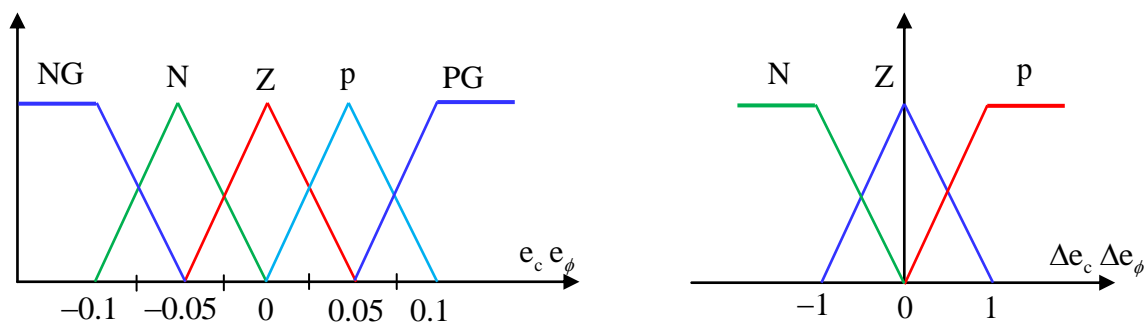
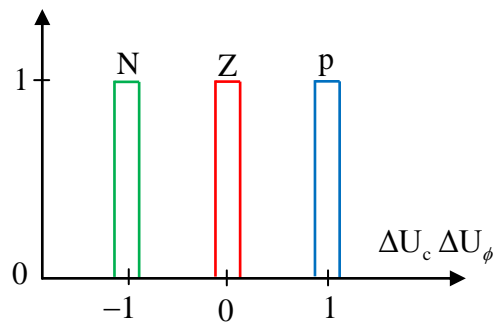


Figure (III.13) : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée

Les classes sont nommées: N pour Négative, Z pour Zéro ou nulle, P pour Positif, PG pour positif grand, et NG pour négatif grand.



**Figure (III.14) :** La fonction d'appartenance pour la variable de sortie

Ce qui est intéressant dans cette étape de fuzzification, c'est la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours. [2]

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrée. Elles relient le signal de sortie aux signaux d'entrée par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience ou le savoir-faire prise par un opérateur humain.

**III.12.1.2. La table de règles**

Dans cette table nous citons les règles floues provenant de la connaissance du processus par les experts.

Dans notre cas pour le contrôle du flux par exemple :

{Si  $e_\phi$  est p (positif), et sa variation  $\Delta e_\phi$  et P (positif), alors la commande  $\Delta U_\phi$  est P (positive)}.

Pour le contrôle du couple électromagnétique:

{Si  $e_c$  est PG (positif grand), et sa variation  $\Delta e_c$  et P (positif), alors la commande  $\Delta U_c$  est P (positive)}.

On fait la même chose pour les autres règles, on obtient la table suivante:

$\Delta e \backslash e$	NG	N	Z	P	PG
N	N	N	Z	Z	Z
Z	N	Z	Z	Z	P
P	Z	Z	Z	P	P

**Tableau (III.2) :** Table des règles pour le contrôleur du flux et du couple

**III.12.1.3. Défuzzification**

Nous utilisons pour la défuzzification la méthode des hauteurs pondérées, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, nous choisissons des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres, et nous aboutissons à une simplification de la détermination de l'abscisse du centre de gravité. [2]

On utilise cette méthode pour les deux régulateurs du flux et du couple.

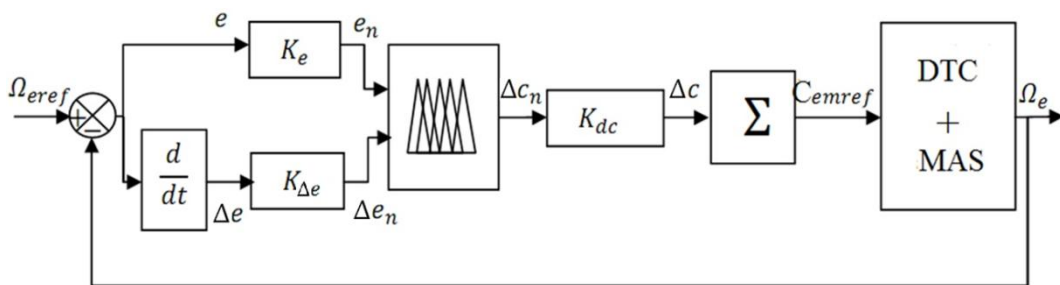
### III.12.2. La DTC avec un régulateur flou PI de vitesse

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse de la machine asynchrone. Il s'agit d'une poursuite d'un profil de vitesse d'une non-linéarité forte, ce qui nous oblige à la commander à l'aide d'un régulateur non-linéaire tel que le régulateur à logique floue (RLF) afin d'obtenir un système de commande de haute performance. [12]

#### III.12.2.1. Structure de base d'une commande floue PI

L'observation du processus montre que les grandeurs significatives pour le contrôle sont l'erreur de vitesse et la variation de cette erreur. On adoptera donc, pour les entrées du correcteur flou, ces deux grandeurs caractéristiques notées  $e$  et  $\Delta e$ . Quant à sa sortie elle représente l'incrément du signal de commande à appliquer au processus à commander, celui-ci correspondant à la valeur du couple de référence  $C_{emref}$ . Cette configuration, analogue à celle d'un PI conventionnel, est souvent qualifiée de PI flou.

La configuration de la boucle de vitesse est illustrée par la figure (III.14).



**Figure (III.15) :** Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse

Avec :

$$e : \text{L'erreur, elle est définie par : } e(k) = \Omega_{eref}(k) - \Omega_e(k) \quad (\text{III.20})$$

$$\Delta e : \text{La variation de l'erreur : } \Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (\text{III.21})$$

$\Delta c$  : L'incrément de la commande à la sortie du régulateur

$k_e, k_{\Delta e}$  et  $k_{\Delta c}$  des gains associés à  $e, \Delta e$  et  $\Delta c$  respectivement.

On les appelle "facteurs d'échelle", ils permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou [29].

#### III.12.2.2. Choix des fonctions d'appartenance et des sous ensembles flous

Le choix des formes trigonométriques des fonctions d'appartenances est représenté sur les figures (III.16) et (III.17).

Afin de réaliser un réglage fin et précis nous avons choisi un nombre de sous ensembles flous égal à sept pour les variables  $e$  et  $\Delta e$  et pour la variable  $\Delta c$  un nombre égal à neuf. Ces sous ensembles sont symbolisés de la manière suivante:[32]

TPG : Très Positif Grand

PG : Positif Grand

PM : Positif Moyen

PP : Positif Petit

EZ : Egal Zéro

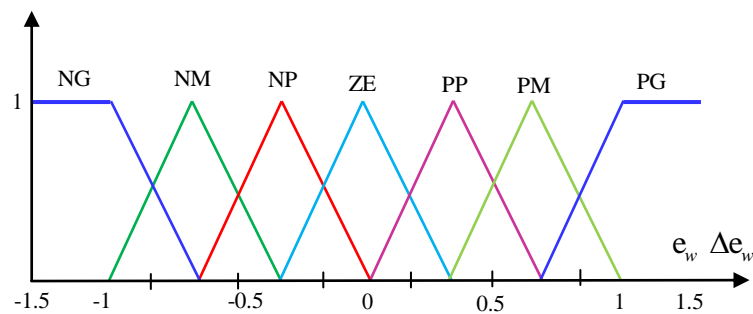
NG : Négatif Grand

NM : Négatif Moyen

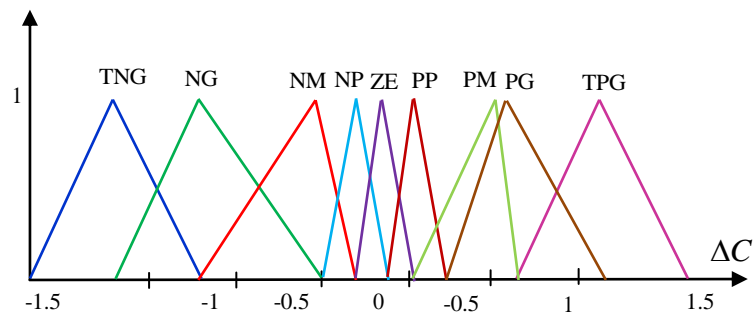
NP : Négatif Petit

TNP : Très Négatif Petit

Les courbes de distribution des fonctions d'appartenance sont présentées dans la figure ci-dessous:



**Figure (III.16) :** Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée



**Figure (III.17) :** La fonction d'appartenance pour la variable de sortie

### III.12.2.3. Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [23]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante : [33]

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	TNG	TNG	TNG	NG	NM	NP	ZE
NM	TNG	TNG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	TNG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	TPG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	TPG	TPG
PG	ZE	PP	PM	PG	TPG	TPG	TPG

Tableau (III.3) : Table de calcul de la variation de la commande

III.12.2.3. Défuzzification

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail.

III.12.3. Schéma global du système avec régulateurs flous

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone pour la commande DTFC. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (III.18). Ce schéma est similaire à celui de la figure (II.14) du deuxième chapitre, sauf que le régulateur PI classique et hystérésis est remplacées par un régulateur flou.

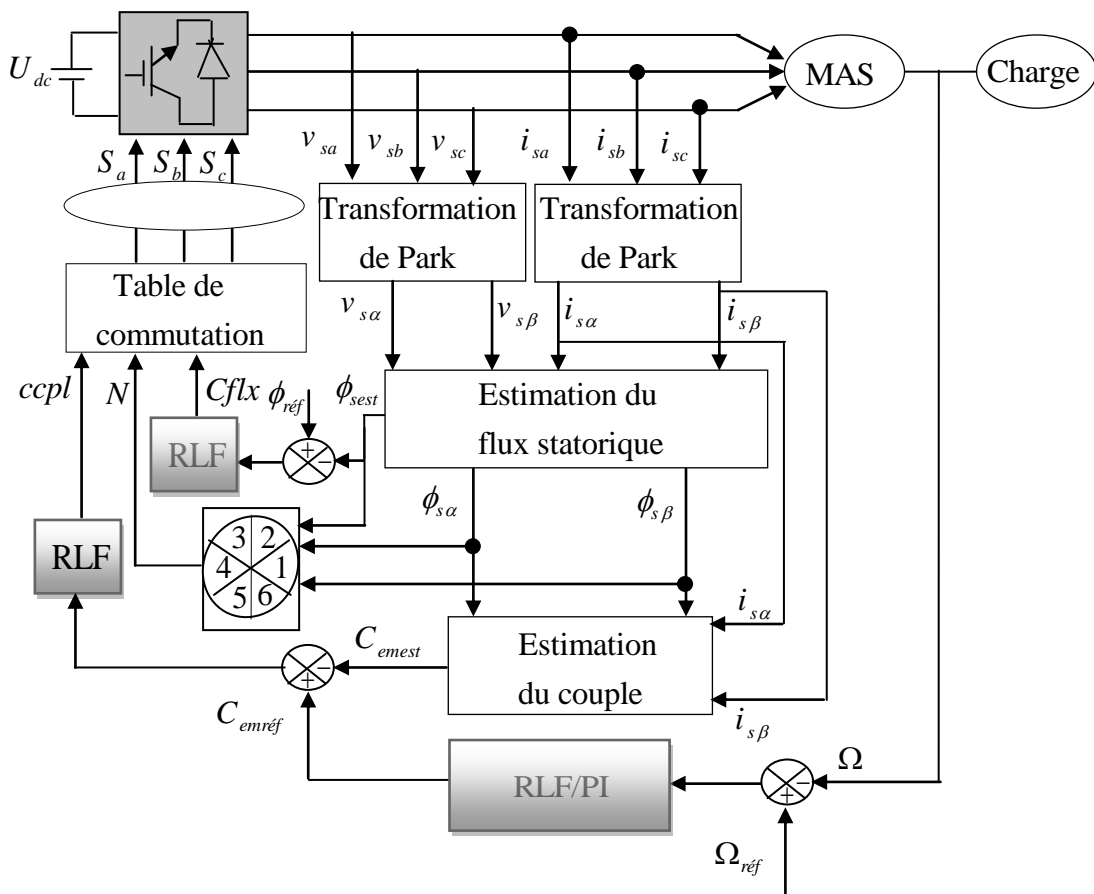


Figure (III.18) : Structure de réglage par un RLF de la DTC de la machine asynchrone

### III.13. Résultats de simulation

Dans cette partie, on va illustrer les résultats de simulation de la commande de vitesse par une hystérésis floue d'une machine asynchrone. Tout ce qui a été simulé dans le deuxième chapitre dans le cas d'une hystérésis classique sera aussi simulé dans le cas du régulateur flou et présenté dans cette section.

#### III.13.1. Cas des régulateurs à hystérésis (flux, couple) flous et PI classique(vitesse)

##### ➤ Simulation à vide

On a simulé le comportement dynamique du système d'entraînement représenté par la figure (III.18), pour une vitesse de référence  $\omega_{réf} = 100 \text{ rad/s}$ , lors d'un démarrage à vide. Cela permet d'établir les caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone illustrées par la figure suivante :

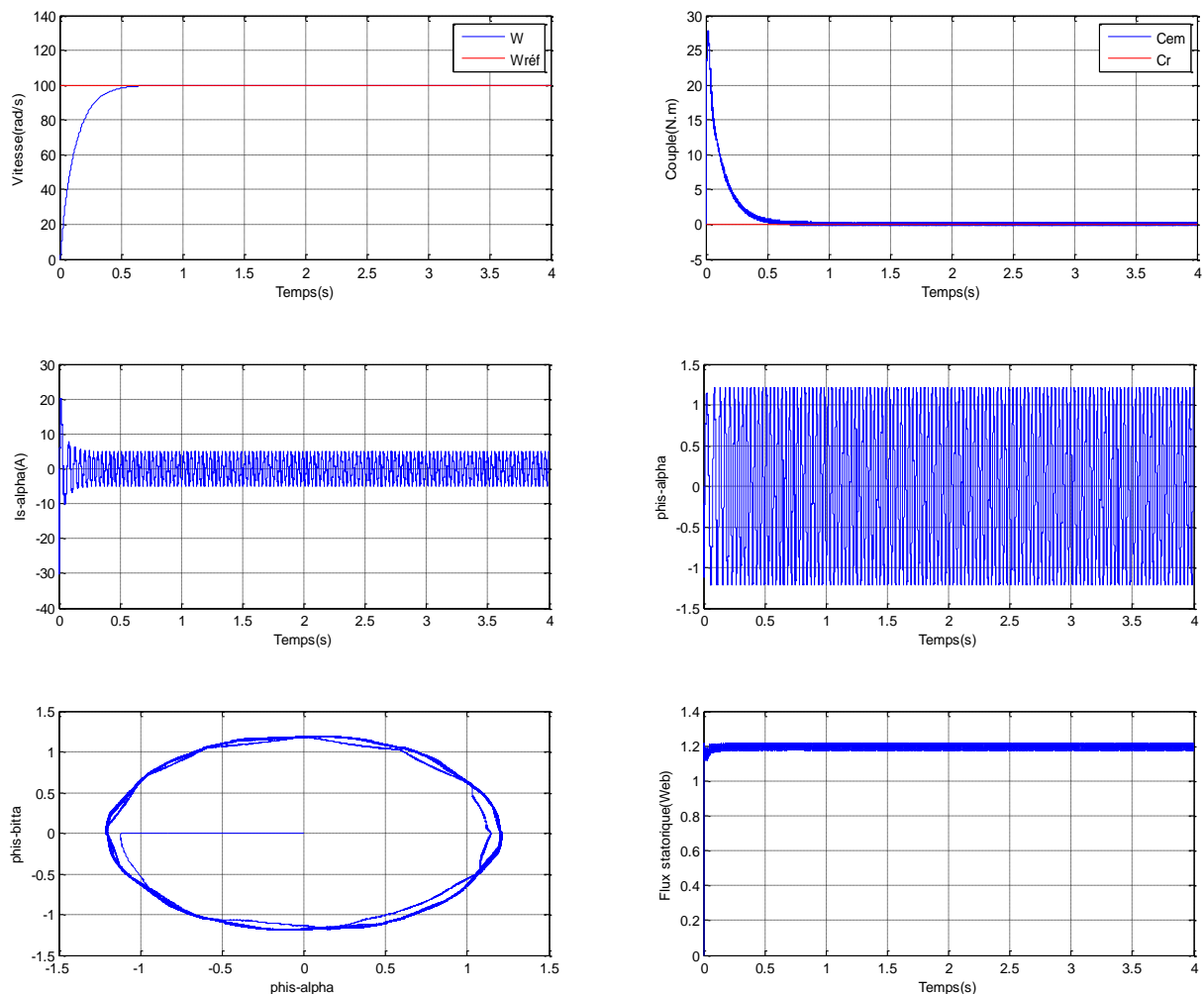
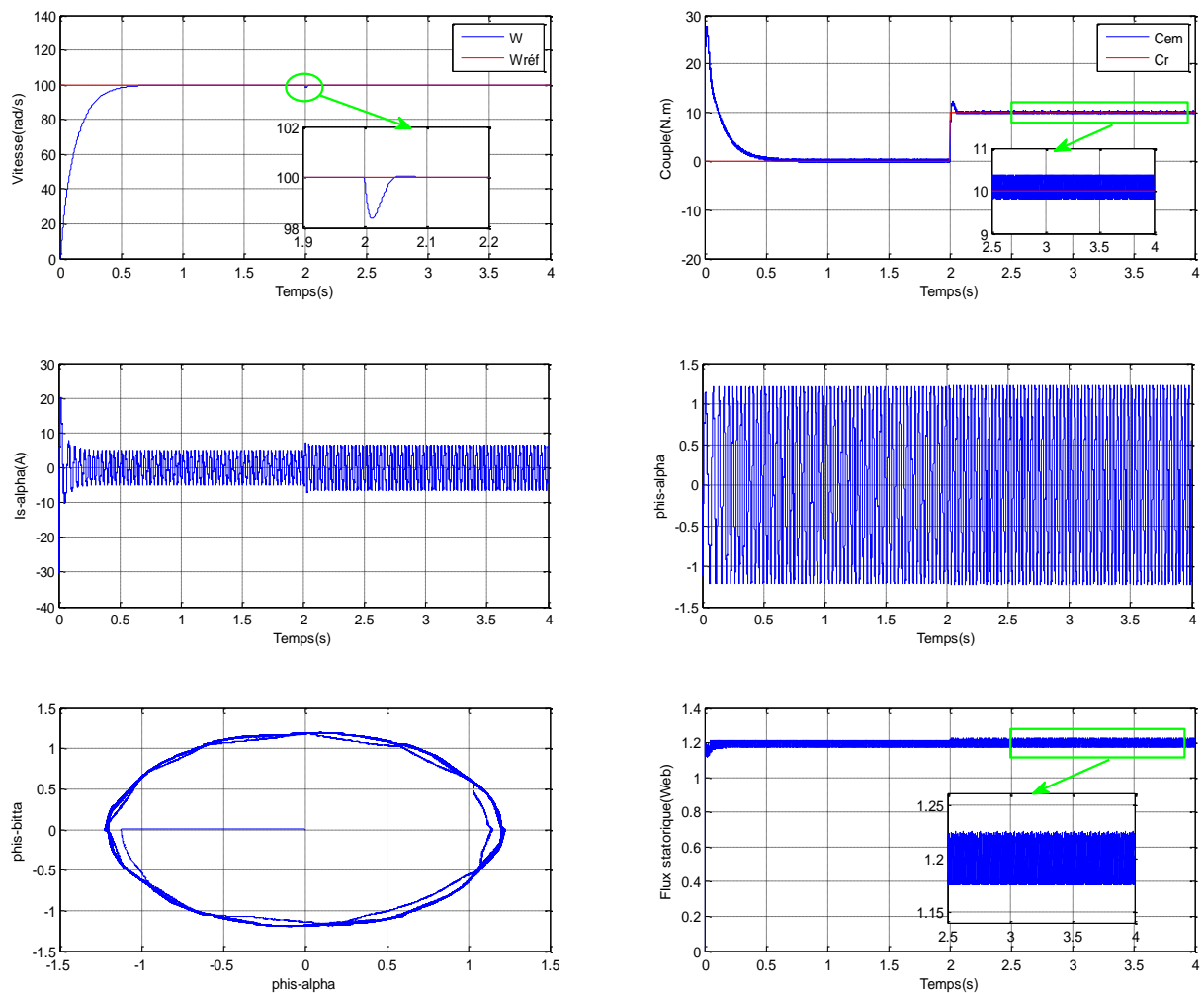


Figure (III.19) : Résultat de simulation à vide

➤ **Simulation en charge**

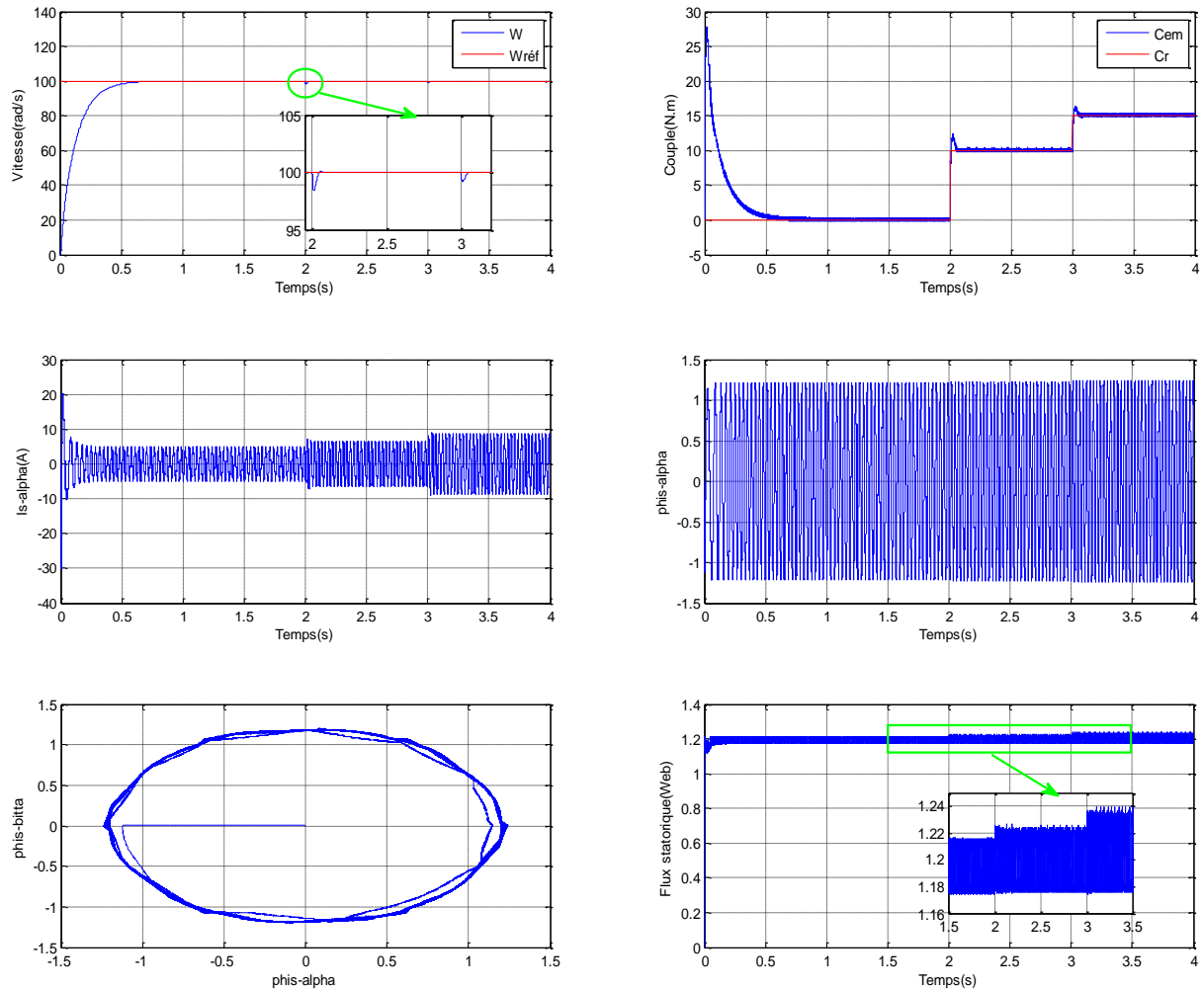
On a simulé aussi le comportement du système entraîné lors de l'application d'un couple de charge de 10 N.m à l'instant ( $t=2$  s). Les résultats obtenus sont représentés par ci-dessous:



**Figure (III.20) :** Résultat de simulation en charge (10 N.m) à l'instant  $t=2$  s

➤ **Simulation avec variation de la charge**

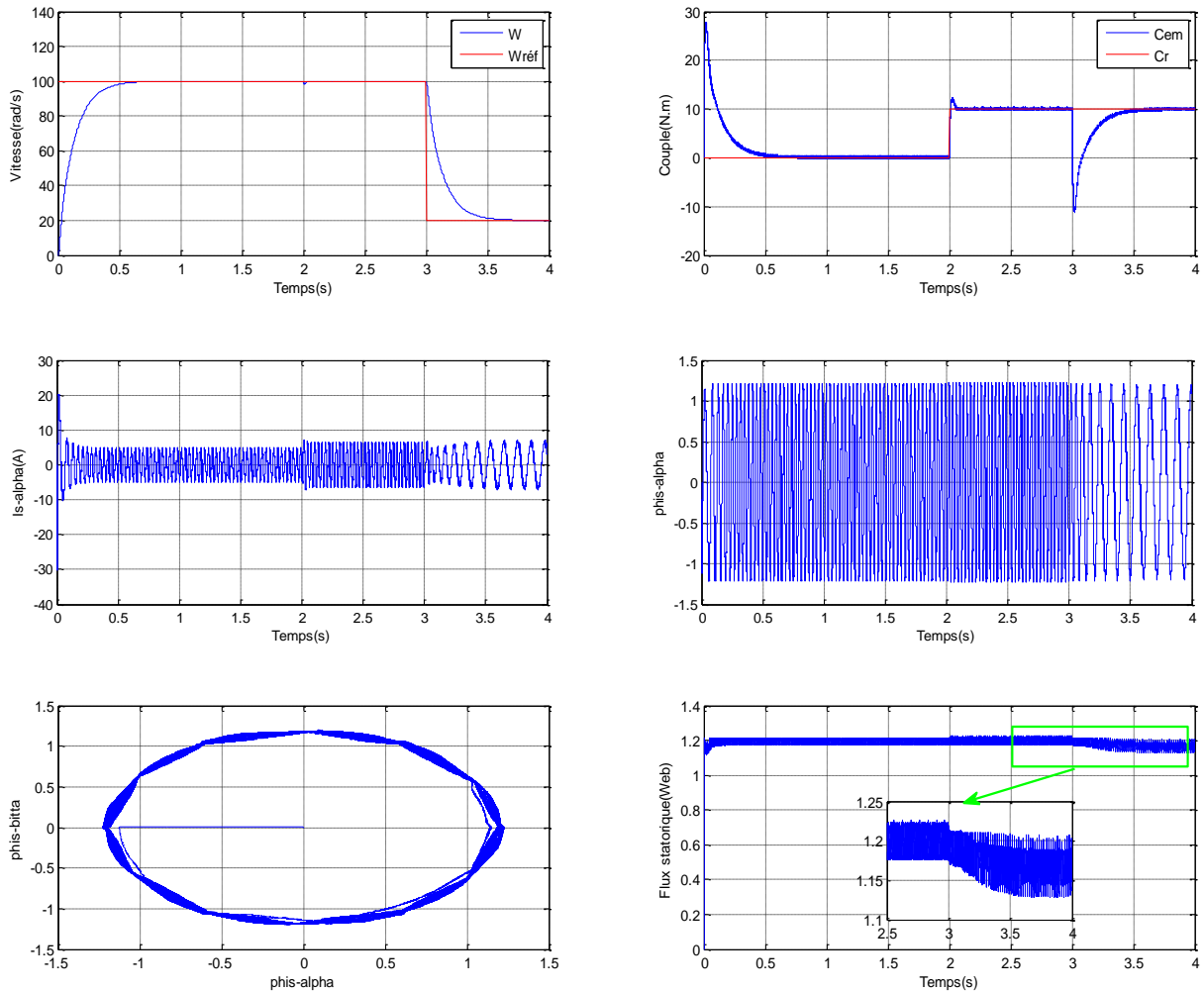
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple ( $C_r=10$  Nm) appliqué à l'instant ( $t=2$  s) et  $C_r=15$  Nm appliqué à l'instant ( $t=3$  s). Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:



**Figure (III.21) :** Réponse du système pour deux consignes de 10 N.m à  $t=2$  s et de 15 Nm à  $t=3$ s

➤ **Simulation en charge avec diminution de la vitesse**

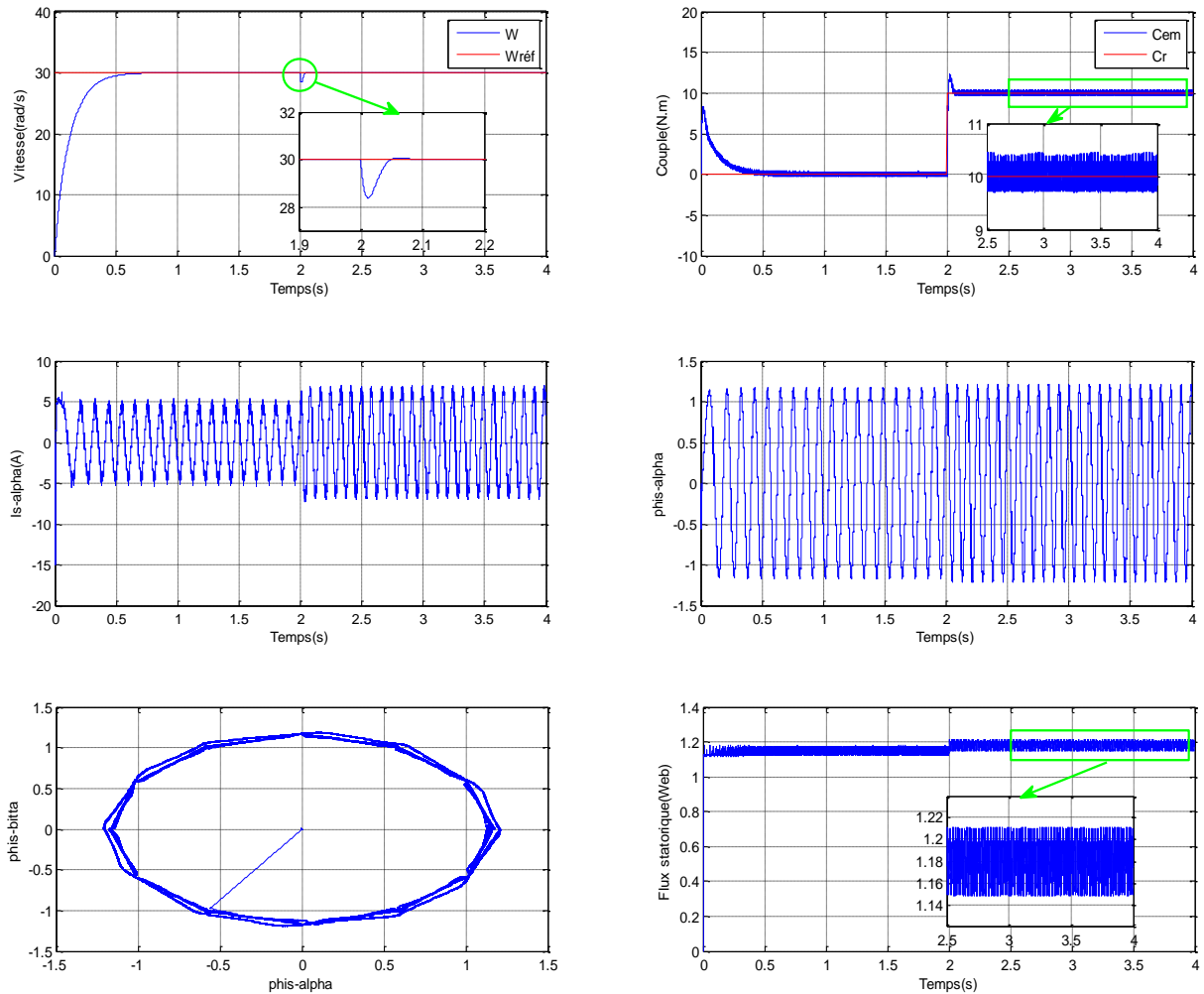
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm appliqué à l'instant ( $t=2$  s), aussi diminuée la vitesse (20 rad/s) à l'instant ( $t=3$  s). Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:



**Figure (III.22) :** Réponse dynamique suite à une diminution de vitesse (100 rad/s) à (20 rad/s)

➤ **Simulation a basse vitesse**

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (30 rad/s) et un flux de (1.207 Wb). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm à l'instant  $t=2$  s. Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure (III.23).

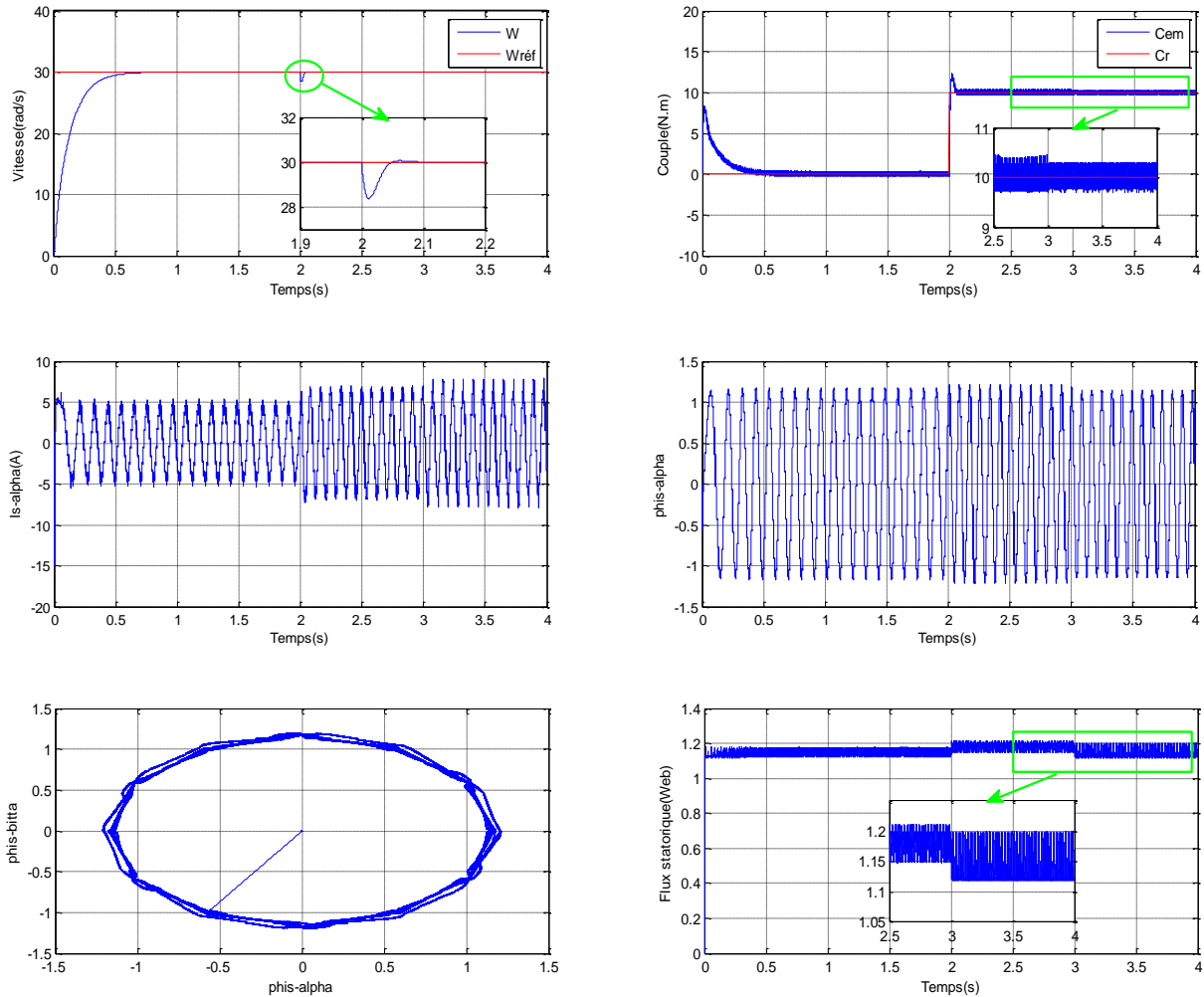


**Figure (III.23) :** Réponse du système en charge  $C_r=10$  Nm pour basse vitesse de (30 rad/s)

➤ **Simulation a basse vitesse avec variation de la résistance statorique**

Dans le but de tester la robustesse de la commande par la logique floue, nous allons étudier l'influence des variations paramétriques sur les performances du réglage de vitesse. Nous considérons des variations sur la résistance statorique. Pour cela, on fait varier la résistance statorique de 150%.

Les résultats obtenus sont représentés par ci-dessous:



**Figure (III.24) :** Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 150%

**III.13.1.1. Interprétation des résultats**

On remarque pour les résultats de simulation avec des régulateurs à hystérésis flous et PI classique on obtient les mêmes résultats que celle de la simulation avec des régulateurs à hystérésis classique et PI classique on sauf que pour:

La figure (III.22), La diminution de la vitesse de (100rad/s) à (20rad/s), influe sur les flux et le couple électromagnétique.

Le couple subit un pic lors de diminution de la vitesse puis regagne sa nouvelle valeur sans perte de la figure (III.24) on représente les mêmes résultats de la simulation de la figure (III.20) mais cette fois avec une petite variation sur le flux statorique.

### III.13.2. Cas des régulateurs à hystérésis (flux, couple) classique et PI floue(vitesse)

#### ➤ Simulation à vide

On a simulé le comportement dynamique du système d'entraînement représenté par la figure (III.18), pour une vitesse de référence  $\omega_{réf} = 100 \text{ rad/s}$ , lors d'un démarrage à vide. Cela permet d'établir les caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone illustrées par la figure suivante :

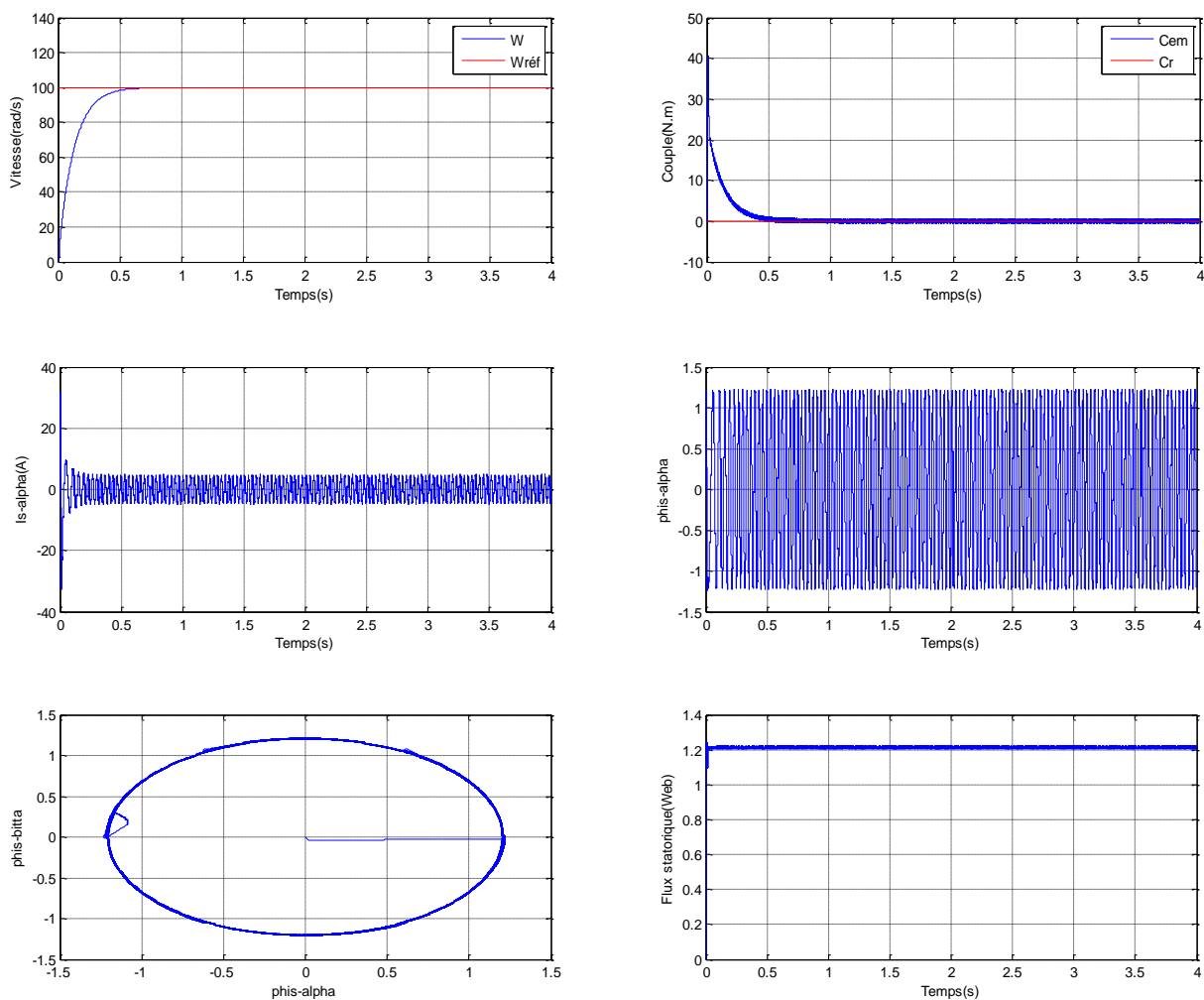
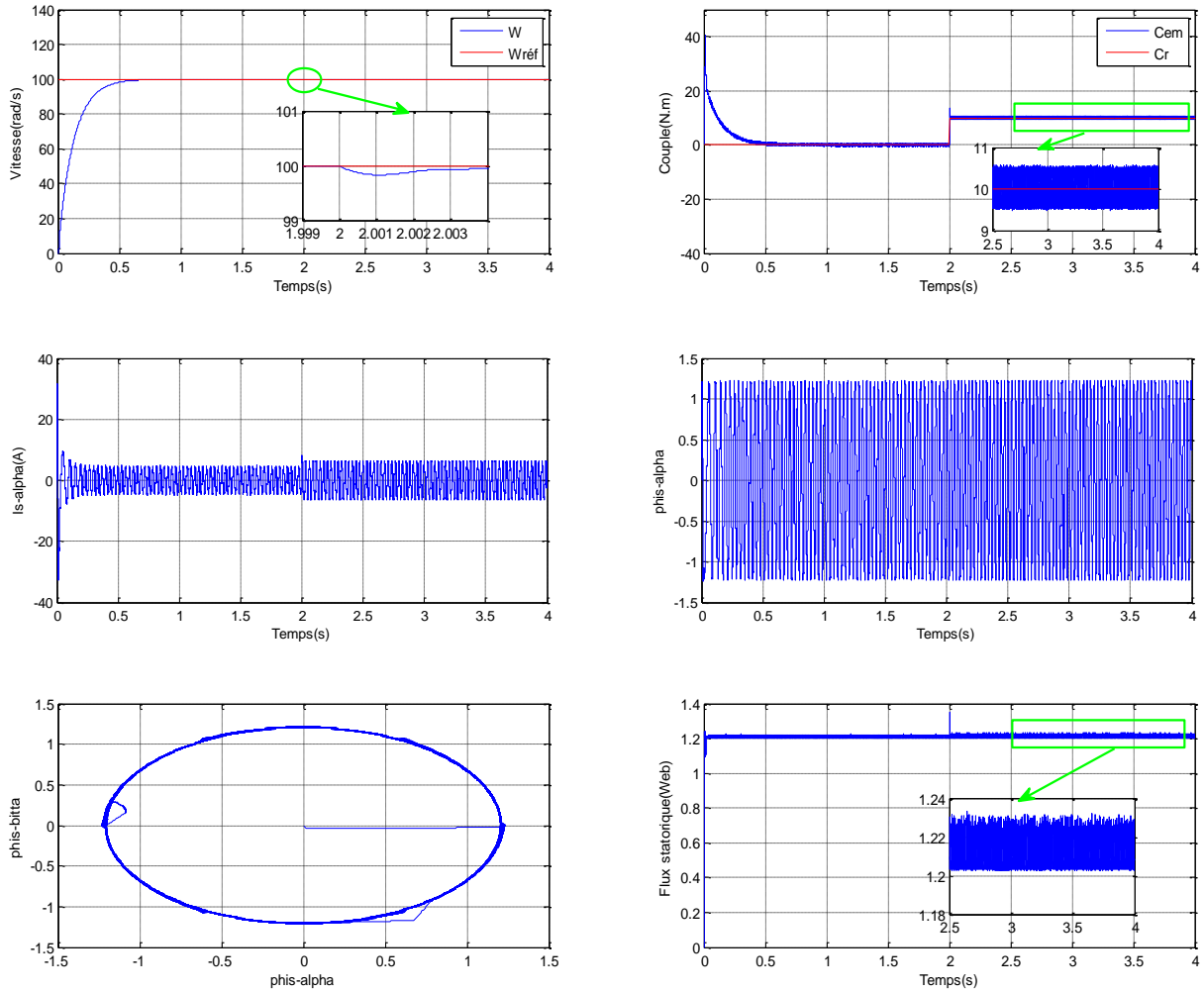


Figure (III.25) : Résultat de simulation à vide

➤ **Simulation en charge**

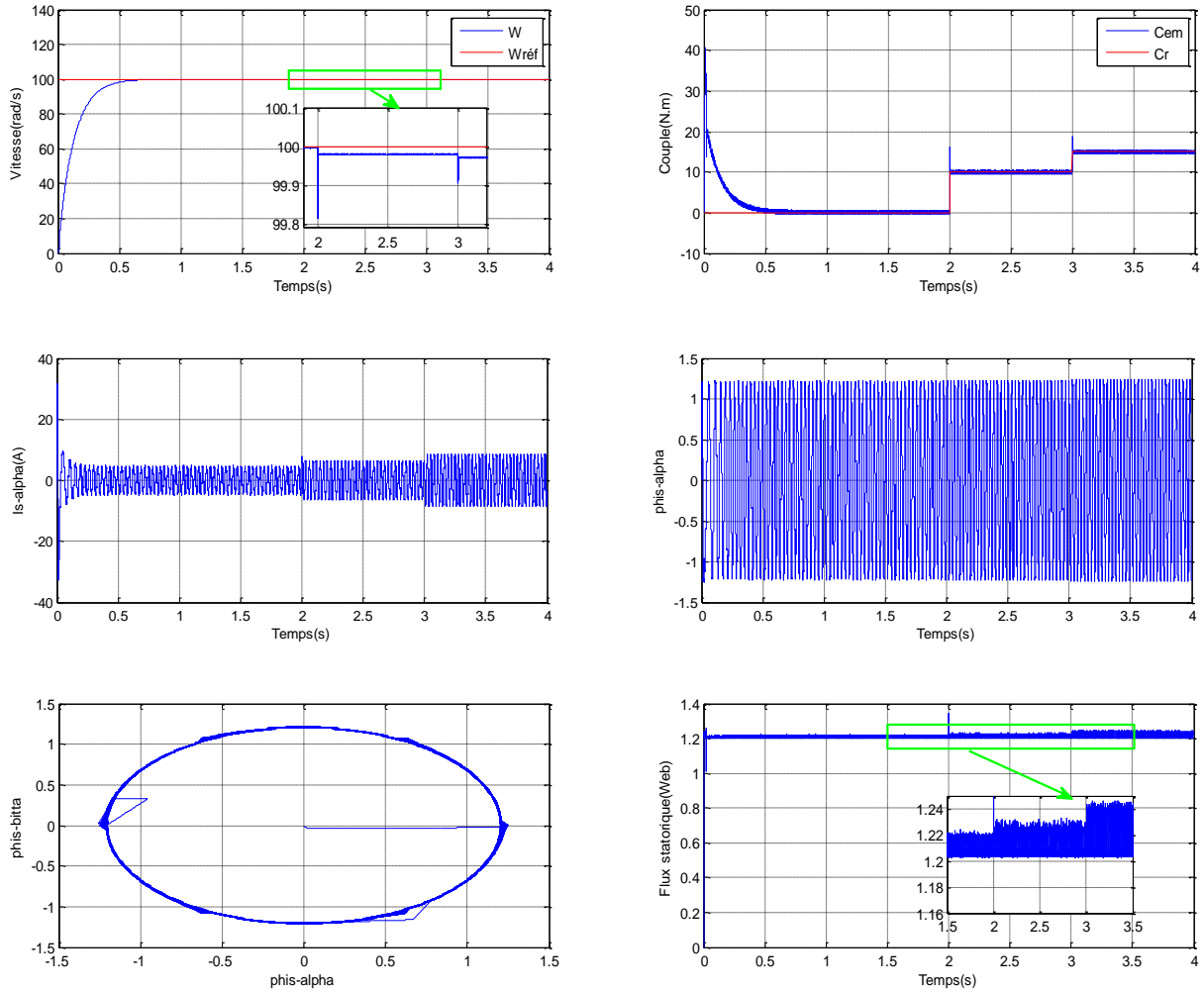
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm appliqué à l'instant  $t=2$  sec. Les résultats de simulation représentent par la figure suivante:



**Figure (III.26) :** Résultat de simulation en charge 10 N.m à l'instant  $t=2$  s

➤ **Simulation avec variation de la charge**

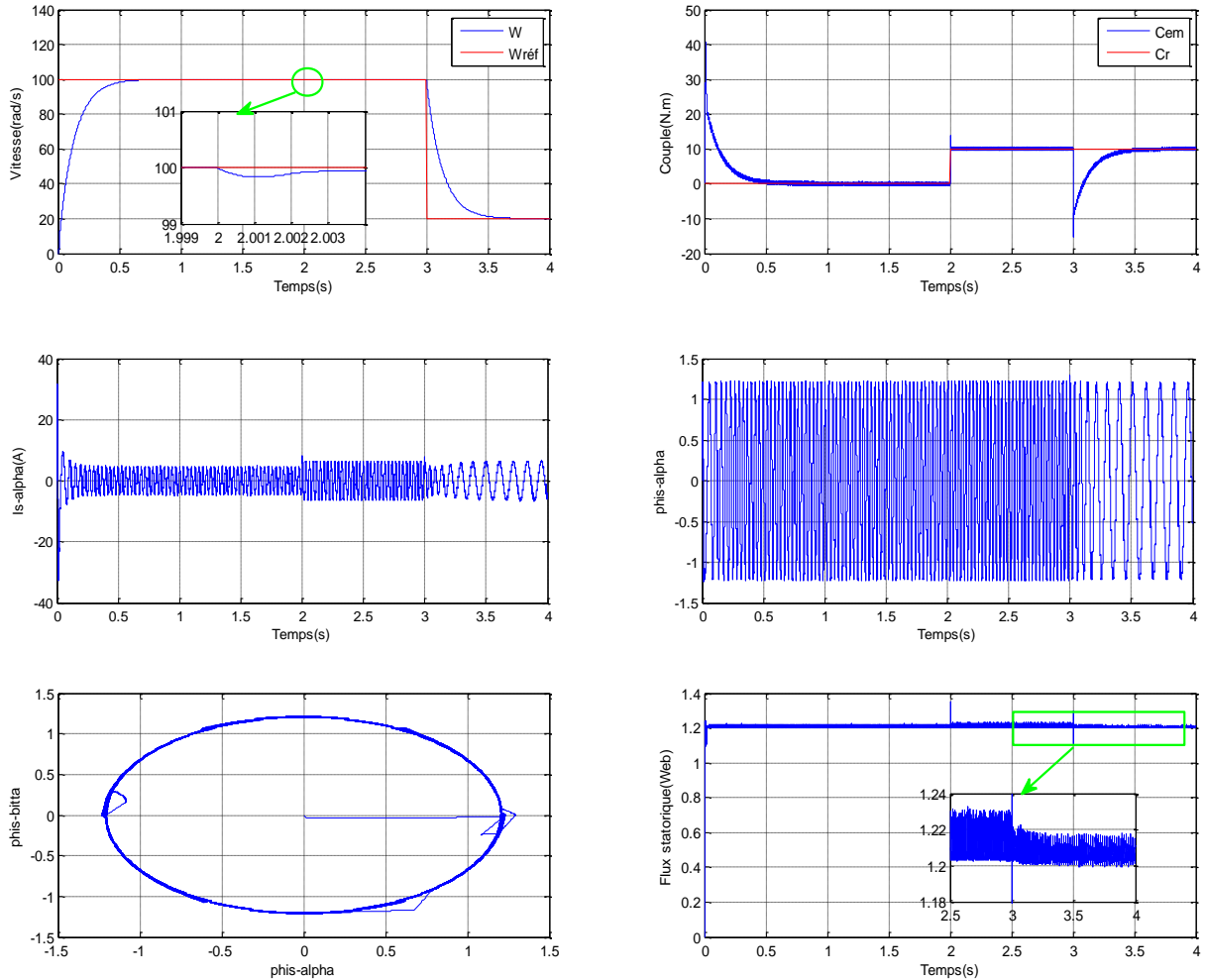
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm appliqué à l'instant  $t=2$  s et  $C_r=15$  Nm appliqué à l'instant  $t=3$  s. Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:



**Figure (III.27) :** Réponse du système pour deux consignes de 10 Nm à  $t=2$  s et de 15 Nm à  $t=3$ s

➤ **Simulation en charge avec diminution de la vitesse**

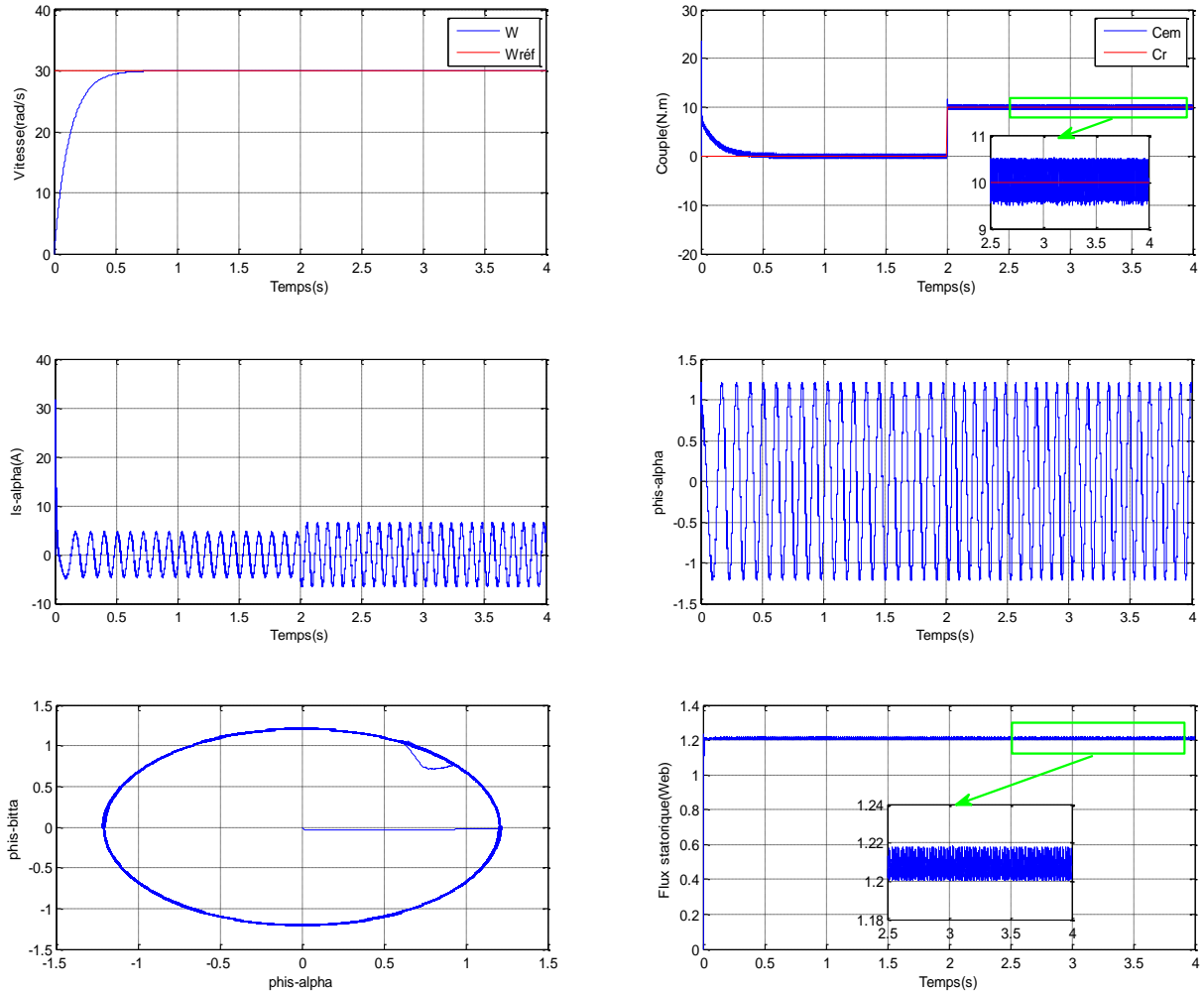
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm appliqué à l'instant  $t=2$  s, aussi diminuée la vitesse (20 rad/s) à l'instant  $t=3$  s. Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:



**Figure (III.28) :** Réponse du système pour diminuée la vitesse de 20 rad/s à  $t=3$ s

➤ **Simulation a basse vitesse**

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (30 rad/s) et un flux de (1.207 Wb). Suivi par un échelon de couple ( $C_r=10$  Nm) à l'instant ( $t=2s$ ). Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure (III.29).

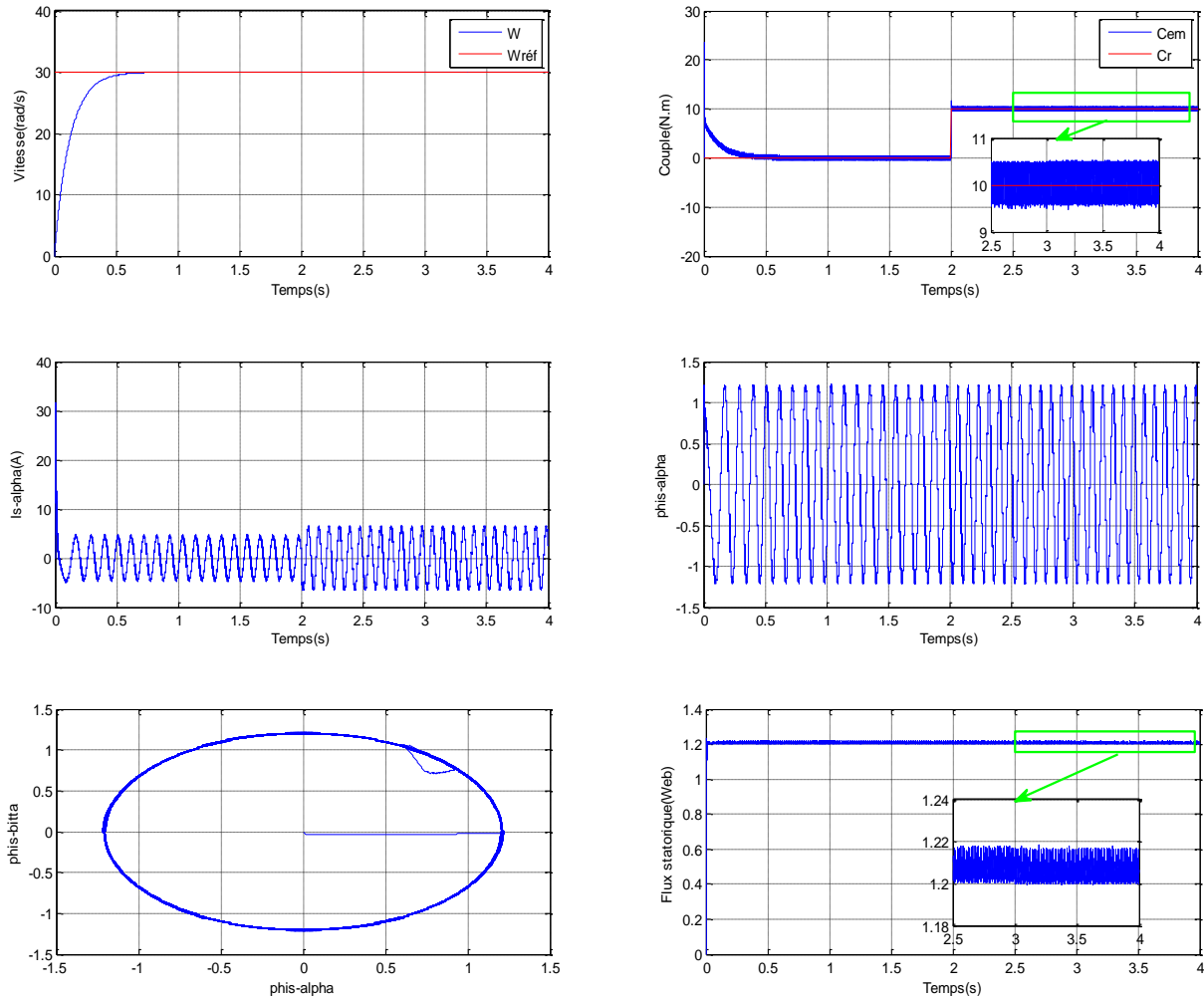


**Figure (III.29) :** Réponse du système en charge  $C_r=10$  Nm pour basse vitesse de 30 rad/s

### ➤ Simulation a basse vitesse avec variation de la résistance statorique

Dans le but de tester la robustesse de la commande par la logique floue, nous allons étudier l'influence des variations paramétriques sur les performances du réglage de vitesse. Nous considérons des variations sur la résistance statorique. Pour cela, on fait varier la résistance statorique de 150%.

Les résultats obtenus sont représentés par ci-dessous:



**Figure (III.30) :** Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 150%

#### III.13.2.1. Interprétation des résultats

On remarque pour les résultats de simulation avec des régulateurs à hystérésis classique et PI flous on obtient très bonne résultats que celles précédant surtout aux niveaux de flux statorique

Et nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne. On observe aussi, sur la même figure la réponse de la vitesse à un échelon de (100rad/s) qui montre que la DTC PI flous présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC PI flous est moins sensible au couple de charge, ce qui évident par le rejet rapide de perturbation.

Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales parfaites.

### III.13.3. Cas des régulateurs à hystérésis (flux, couple) floue et PI floue

#### ➤ Simulation à vide

On a simulé le comportement dynamique du système d'entraînement représenté par la figure (III.18), pour une vitesse de référence  $\omega_{réf} = 100 \text{ rad/s}$ , lors d'un démarrage à vide. Cela permet d'établir les caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone illustrées par la figure suivante :

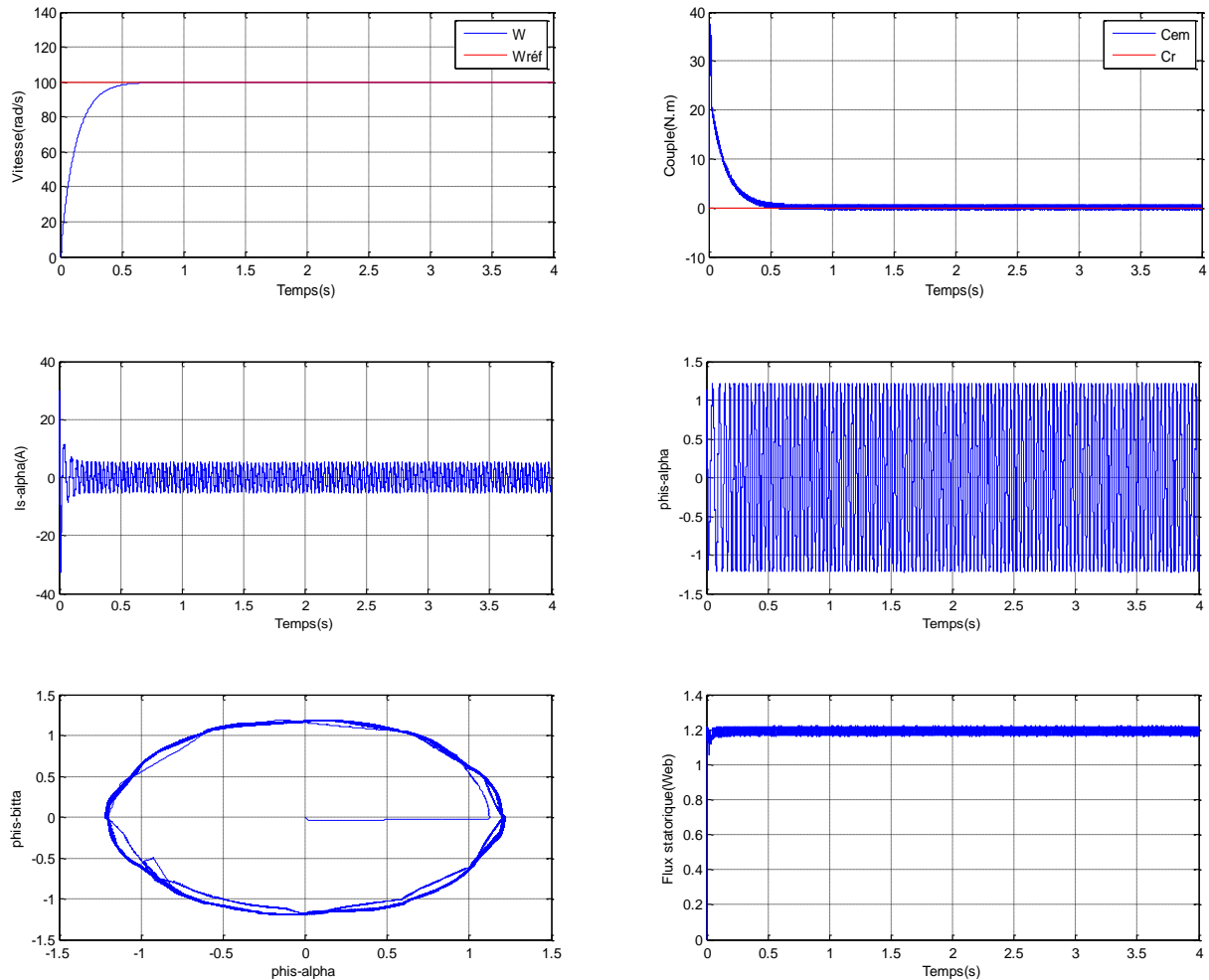
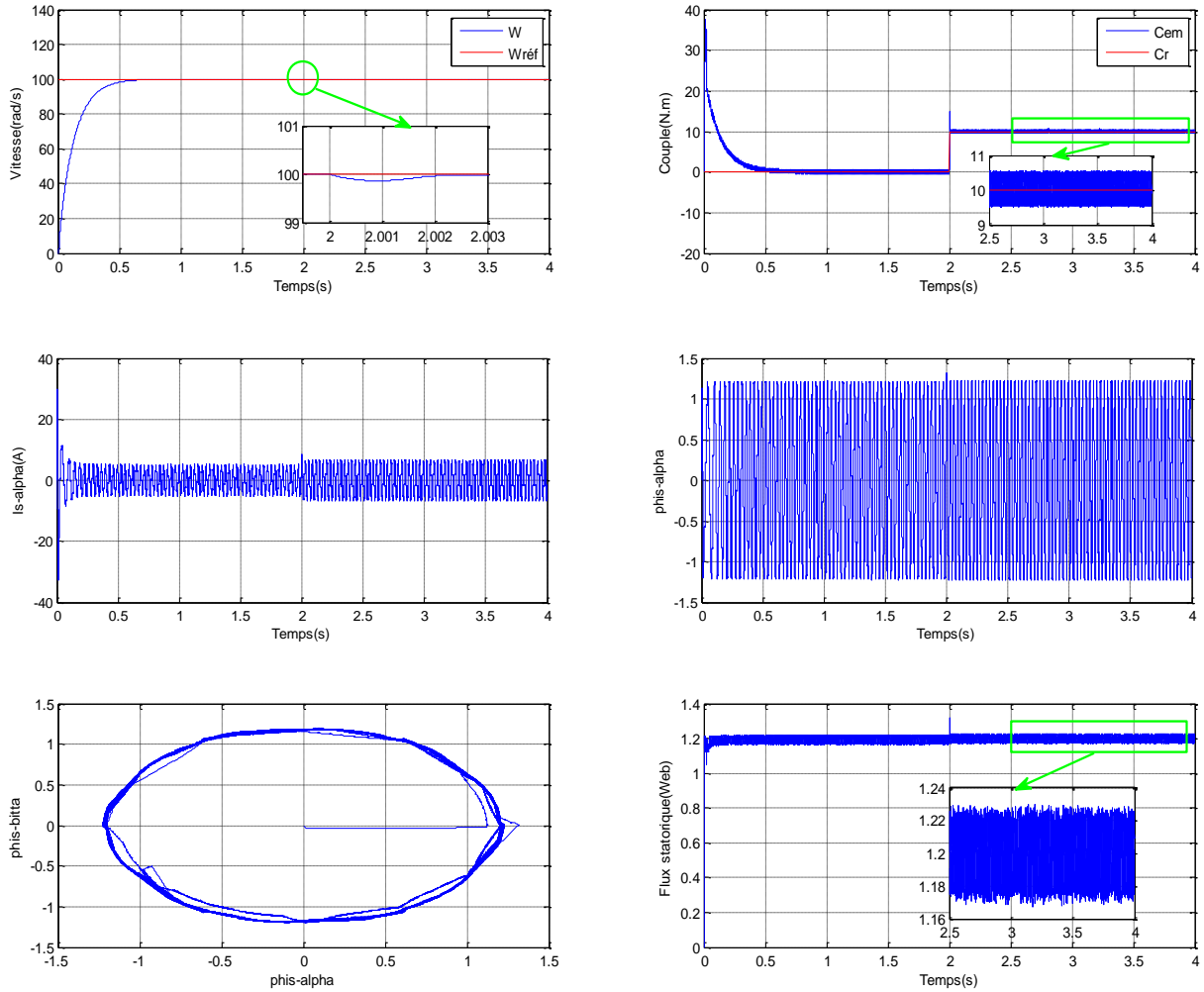


Figure (III.31) : Résultat de simulation à vide

➤ **Simulation en charge**

Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm appliqué à l'instant  $t=2$  sec. Les résultats de simulation représentent par la figure suivante:



**Figure (III.32) :** Résultat de simulation en charge (10 N.m) à l'instant  $t=2$  s

➤ **Simulation avec variation de la charge**

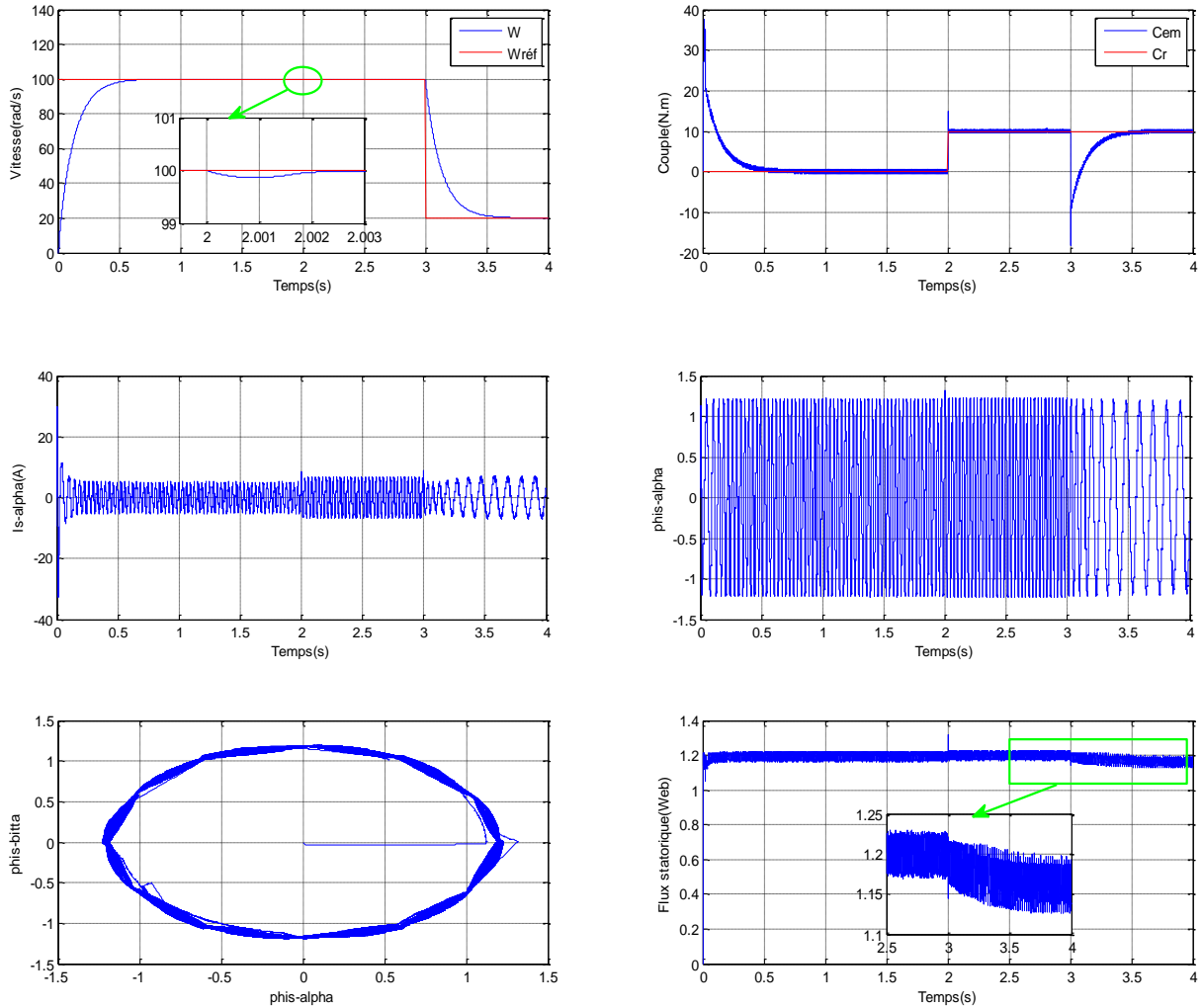
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm appliqué à l'instant  $t=2$  s et  $C_r=15$  Nm appliqué à l'instant  $t=3$  s. Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:



**Figure (III.33) :** Réponse du système pour deux consignes de 10 N.m à  $t=2$  s et de 15 Nm à  $t=3$ s

➤ **Simulation en charge avec diminution de la vitesse**

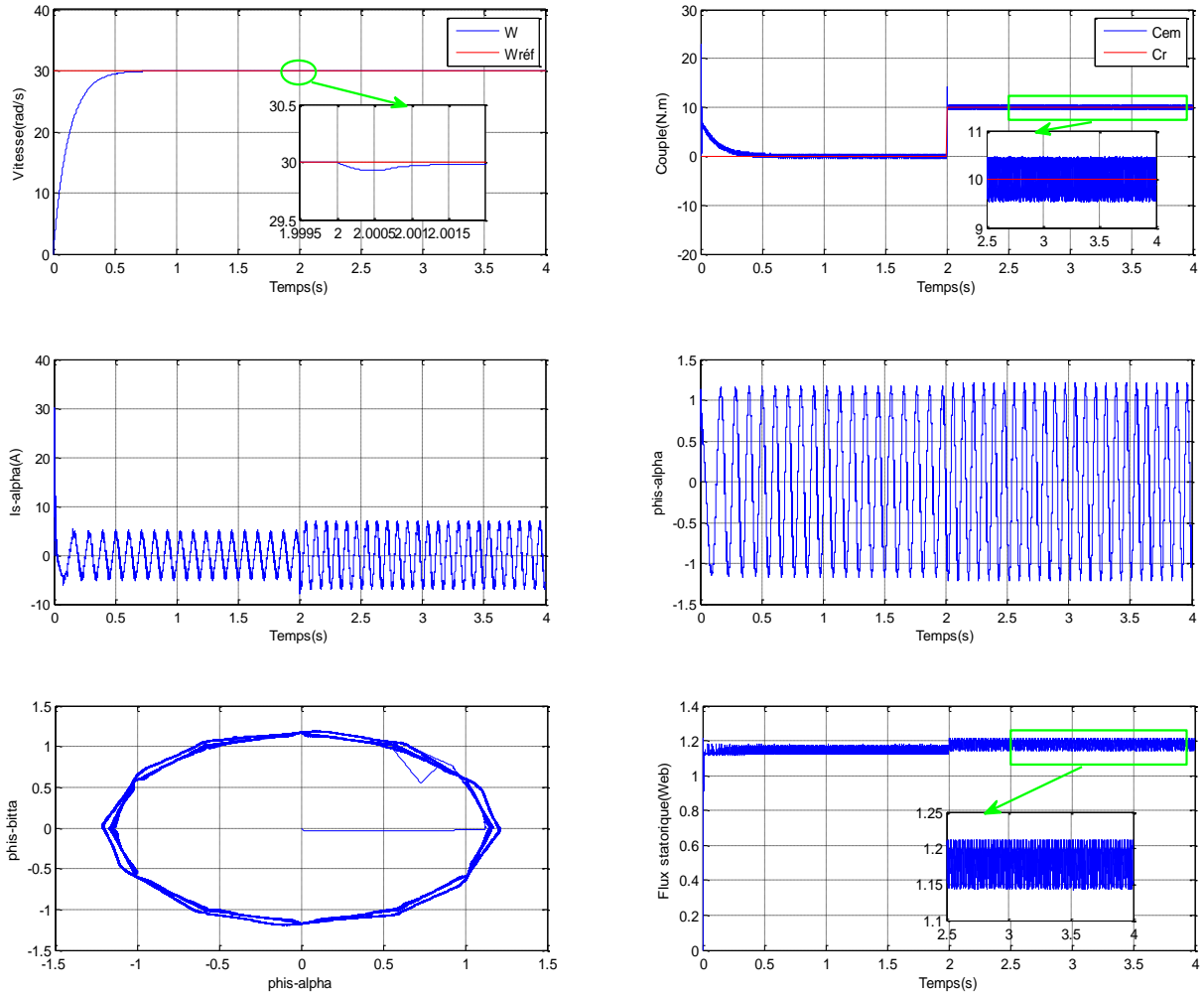
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s). Suivi par un échelon de couple  $C_r=10$  Nm appliqué à l'instant  $t=2$  s, aussi diminuée la vitesse (20 rad/s) à l'instant  $t=3$  s. Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:



**Figure (III.34) :** Réponse du système pour diminué la vitesse de 20 rad/s à  $t=3$ s

➤ **Simulation a basse vitesse**

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (30 rad/s) et un flux de (1.207 Wb). Suivi par un échelon de couple ( $C_r=10$  Nm) à l'instant ( $t=2s$ ). Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure (III.35).

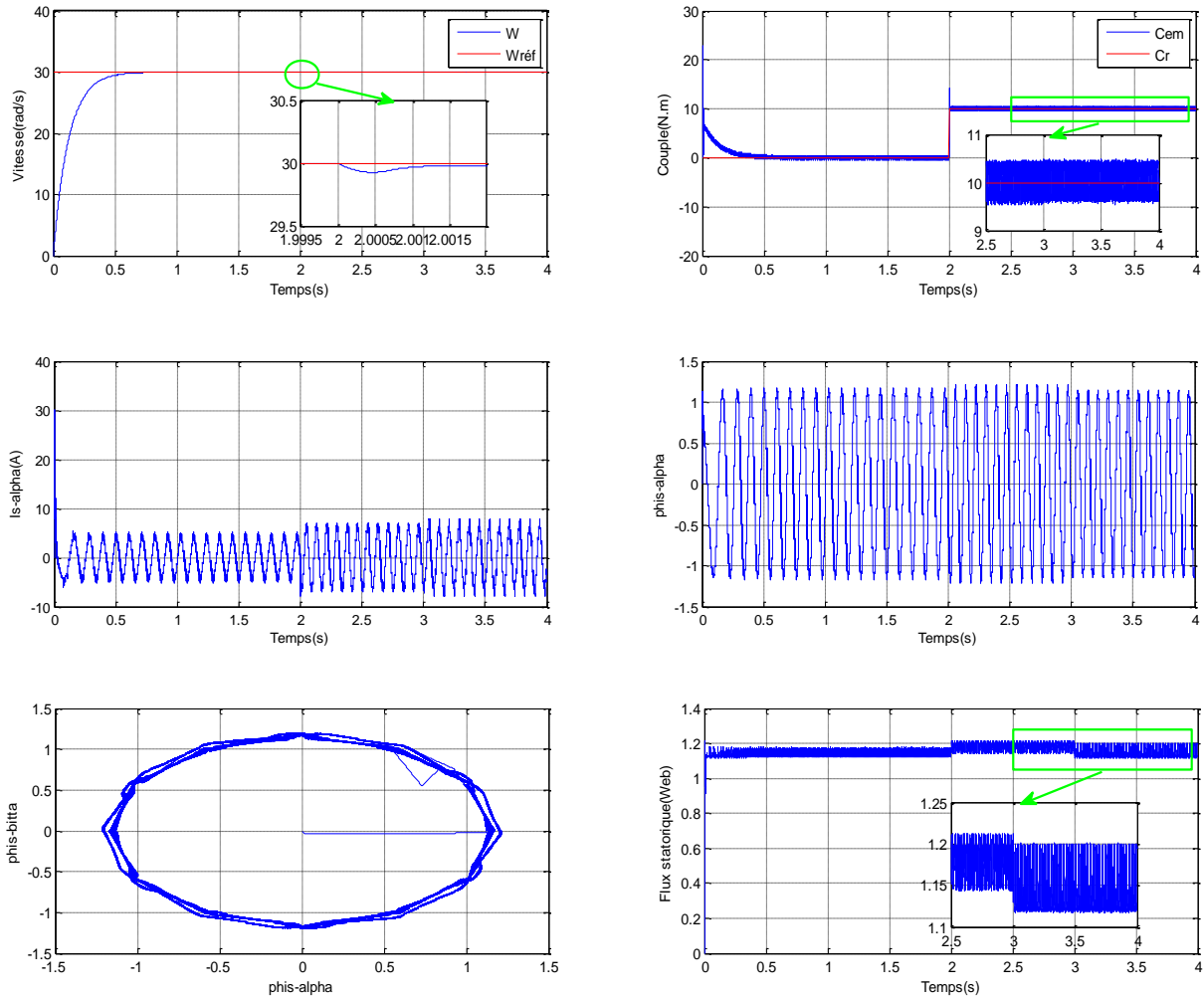


**Figure (III.35) :** Réponse du système pour basse vitesse de 30 rad/s

➤ **Simulation a basse vitesse avec variation de la résistance statorique**

Dans le but de tester la robustesse de la commande par la logique floue, nous allons étudier l'influence des variations paramétriques sur les performances du réglage de vitesse. Nous considérons des variations sur la résistance statorique. Pour cela, on fait varier la résistance statorique de 150%.

Les résultats obtenus sont représentés par ci-dessous:



**Figure (III.36) :** Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 150%

**III.13.3.1. Interprétation des résultats**

On obtient les mêmes résultats mais à travers cette simulation, nous nous apercevons que la vitesse suit parfaitement la valeur de la consigne.

### **III.14. Conclusion**

Dans ce chapitre reparté en deux, on présente dans la première partie l'utilisation de la technique de logique floue, pour la régulation du flux statorique et du couple électromagnétique au lieu des régulateurs à hystérésis. Les résultats de simulation confirment que la DTFC de machine à induction réalise une commande précise du flux statorique et du couple. Comparé à la DTC conventionnel, les ondulations du couple et du flux sont considérablement améliorées.

La deuxième partie de ce chapitre, basé sur la DTC du moteur à induction, propose d'employer le régulateur flou de vitesse (régulateur flou PI) comme régulateur de vitesse dans le système de DTC. En plus, l'introduction du régulateur flou PI de vitesse améliore la précision d'observation du flux statorique, qui augmente les performances du système entier et fournit une nouvelle méthode pour développer une DTC à rendement élevé.

## **CHAPITRE IV**

# **ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE DTC ET DTC FLOUE**

## IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons procéder à une comparaison entre les performances des deux techniques de commande: DTC et DTC floue en régimes dynamiques et statiques. En régime permanent, et pour des grandeurs de références, les ondulations du courant et du couple seront évaluées et comparées pour différentes valeurs de la vitesse et de la charge. En régime transitoire, le but attendu c'est d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique (rapidité sans dépassement).

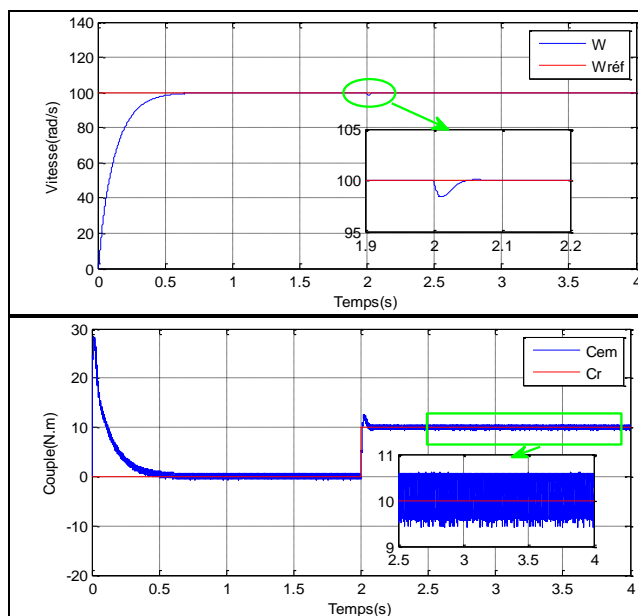
L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de commande.

Pour les taches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisé pour une même vitesse de cosigne (100rad/s), un même couple de charge statique (10 N.m), et un même flux statorique (1.207Wb).

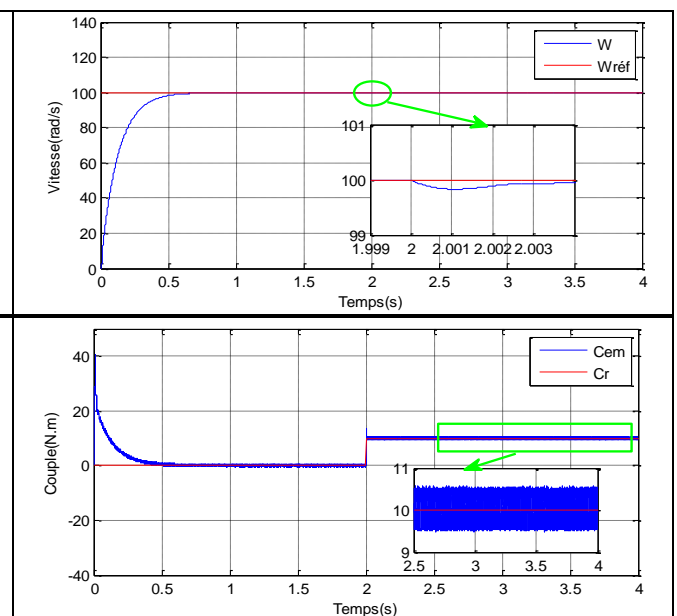
## IV.2. Introduction d'un couple de charge

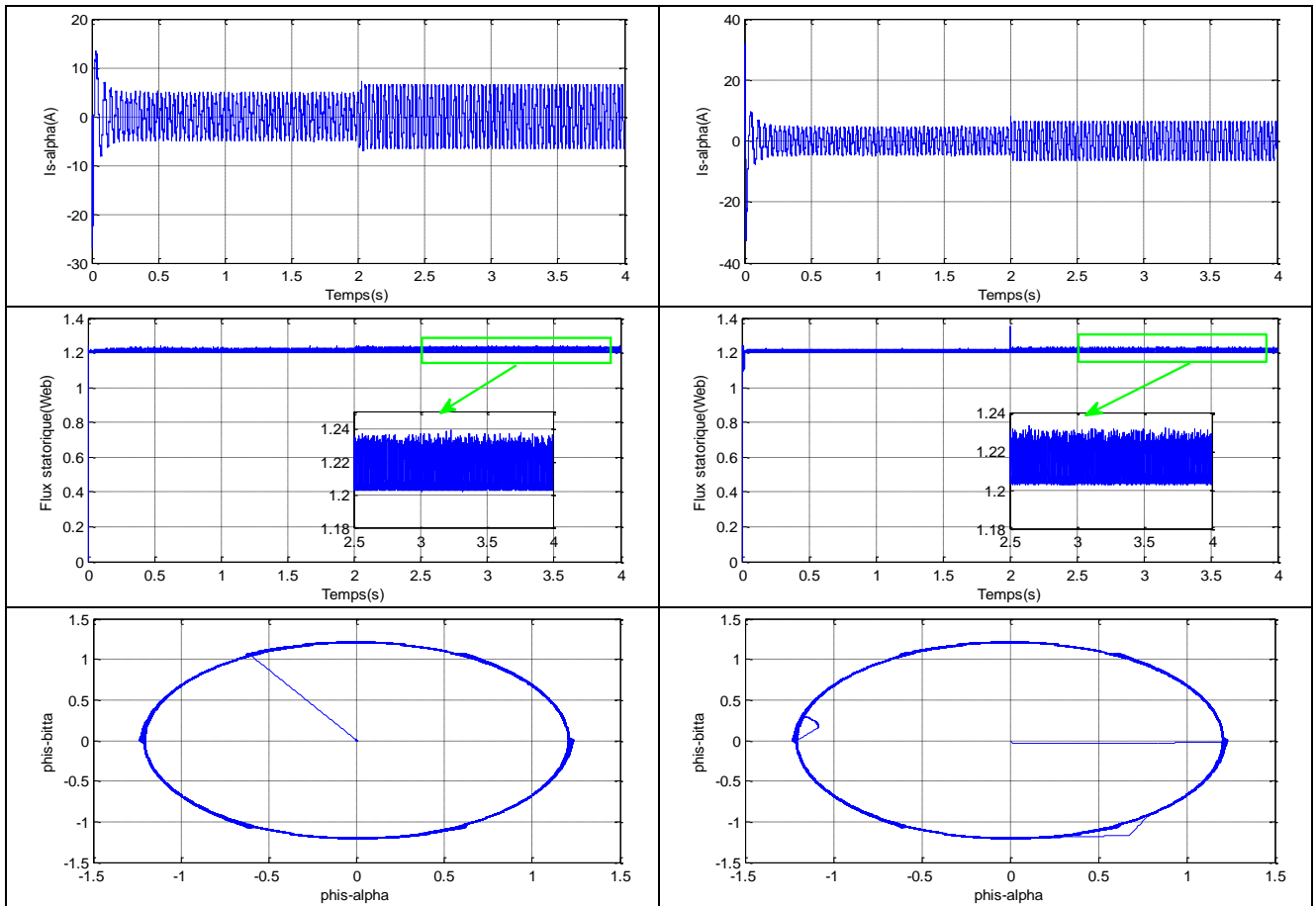
Après un démarrage à vide, nous avons appliqué un couple de charge ( $C_r=10$  Nm) à l'instant ( $t=2$  s) pour une référence de vitesse (100 rad/s). La figure (IV.1) représente les résultats de simulation des deux commandes DTC et DTC floue.

(A) DTC avec régulateur PI classique



(B) DTC avec régulateur PI floue





**Figure (IV.1) :** Réponse de la DTC et DTC floue en charge  $C_r=2$  Nm à l’instant  $t=2$ s

L’implantation de la commande est réalisée en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Deux cas sont à réaliser: DTC et DTC floue. La validation est faite pour la commande avec boucle de vitesse. Le but est de choisir la meilleure réponse qui nous donne une meilleure qualité d’établissement du couple dans les deux cas de contrôles. D’après les résultats obtenus, les figures (IV.1), on remarque que le temps d’établissement du couple, dans le cas de la commande DTC floue, est rapide par rapport à la commande DTC. Notre choix s’est porté sur les résultats de la commande DTC floue étant donné qu’elle fournit la meilleure réponse.

### IV.3. Test de robustesse a l'inversement de la vitesse

La figure (IV.2) représente la vitesse, le couple et le courant du moteur asynchrone triphasé dans le cas en charge ( $C_r = 10 \text{ N.m}$ ), pour une référence de vitesse ( $100 \text{ rad/s}$ ), suivi à l'instant ( $t = 3\text{s}$ ) d'une inversion de vitesse dans les deux types de commande.

(A) DTC avec régulateur PI classique

(B) DTC avec régulateur PI floue

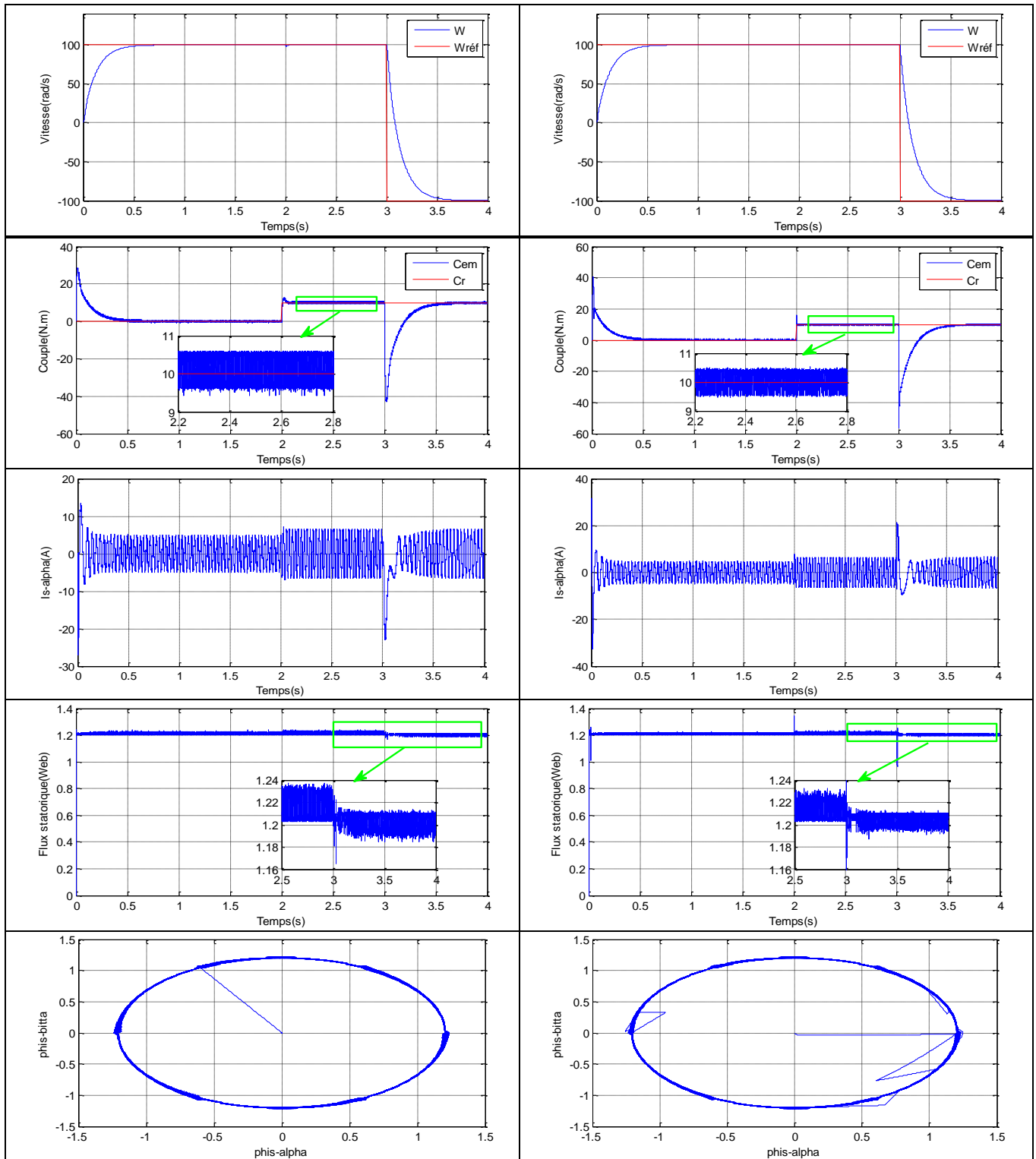


Figure (IV.2) : Comparaison au niveau de l'inversement de la vitesse

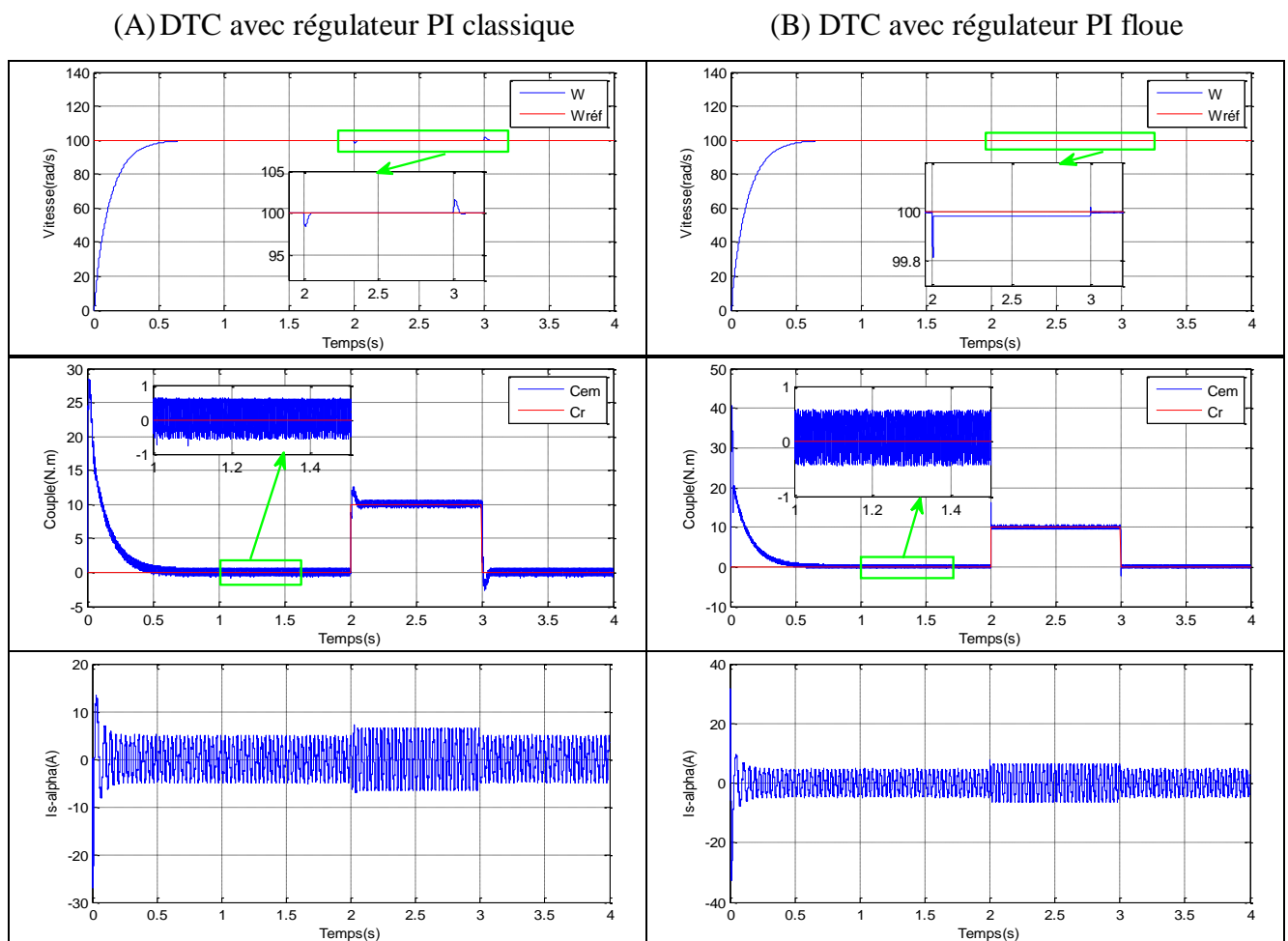
La vitesse ( $\omega = 100, -100 \text{ rad/sec}$ ), le temps d'établissement du couple, dans le cas de la commande DTC Flou, est rapide par rapport à la commande DTC. Notre choix s'est porté sur les résultants de la commande directe du couple floue étant donné qu'elle fournit la meilleure réponse figure IV.

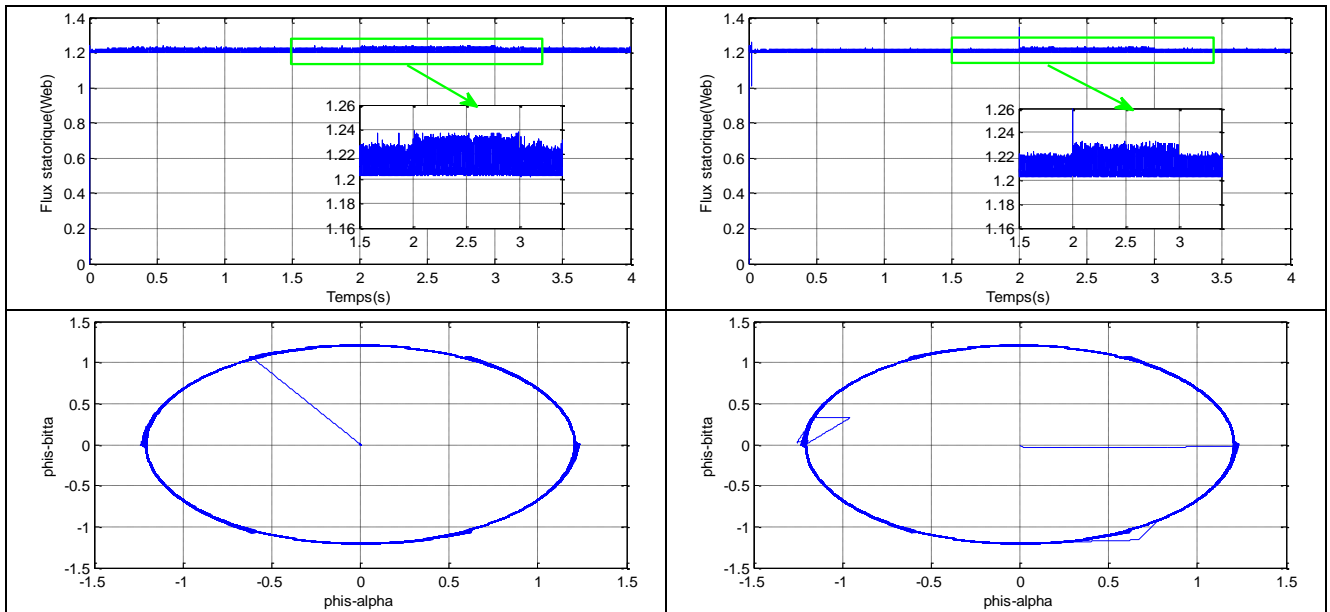
Les résultats obtenus, en général, pour la commande DTC floue et la commande directe du couple sont nettement plus proches les uns aux autres. On notera pourtant que la convergence est sensiblement plus rapide dans le cas de la commande DTC floue.

D'autre part, les résultats de la figure (IV.2) montrent que le couple obtenu par le (DTC floue) diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la DTC est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation.

### IV.4. Variation de la charge

La figure (IV.3) représente la vitesse, le couple et le courant dans le cas de la machine asynchrone pour une référence de vitesse (100rad/s).





**Figure (IV.3) :** Réponse du système pour la variation de la charge

A l'instant ( $t=2$  s) on applique un couple ( $C_r=10$  N.m), puis rejoint le couple de référence ( $t=3$ s), on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation pour le régulateur floue. Pour le réglage par PI le couple électromécanique ne répond instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une déformation.

## IV.5. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre, une étude comparative à des résultats obtenus par les deux commandes (commande DTC et la commande DTC floue). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...).

On conclure d'après ce chapitre que le réglage par DTC floue présente une meilleure robustesse que celle de la commande DTC, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur du moteur asynchrone triphasé (robustesse, fiabilité), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

# **CONCLUSION GENERALE**

## Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de cette mémoire a permis de développer une structure de commande des machines asynchrones, peu sensibles aux variations paramétriques. Cette structure de commande appelée contrôle direct du couple DTC, se présente comme une alternative aux commandes vectorielles basées sur l'orientation du flux rotorique. Ces dernières jusqu'alors très largement répandues, toutefois cette technique de commande présente relativement une certaine sensibilité liée aux variations paramétriques et dépendantes du modèle de connaissance de la machine, ainsi la robustesse de l'algorithme de la commande vectorielle est remise en cause. Pour réaliser des réponses à dynamique élevée et un contrôle fin du couple, la machine doit être alimentée par des courants sinusoïdaux, ceci peut être effectué à l'aide d'un onduleur de tension contrôlé, ou on utilise des techniques d'hystérésis. Cependant, certaines de ces structures délivrent des fréquences de commutation élevées et des dépassements de la bande d'hystérésis. Dans cette thèse, nous examinons une technique à hystérésis qui permet de réduire considérablement la fréquence de commutation et minimise ainsi les pertes d'une part et les dépassements de la bande d'autre part, ainsi la DTC s'avère une technique prometteuse avec la résistance du stator représentant le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du flux et du couple. L'objectif principal de ce travail consiste à proposer des méthodes de contrôle permettant d'améliorer les défaillances de la DTC classique. Pour cela on a développé le modèle mathématique du moteur asynchrone utilisé par la commande directe du couple ainsi que l'onduleur à deux niveaux. Les résultats de simulations ont montré une grande robustesse contre les variations paramétriques, les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, cette commande est sans doute une solution satisfaisante aux problèmes de robustesse et de dynamique, néanmoins le contrôle de la résistance statorique est fortement recommandé.

Deux stratégies envisageables pour le contrôle du couple dans le cadre de la commande DTC, contrôleur à simple bande, et à double bande. La stratégie à double bande d'hystérésis du couple a été considérée avantageuse par rapport à la stratégie à simple bande parée qu'elle nécessite une seule table de commande pour tout point de fonctionnement du moteur, malgré que la stratégie à simple bande a l'avantage des pertes par commutation faibles par rapport au double bande.

Afin de développer et améliorer cette technique de commande, on s'intéresse à étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes tels que la logique floue qu'on peut associer à cette commande, deux techniques de contrôle flou sont appliquées. Dans la première on remplace le régulateur à hystérésis par un contrôleur flou ce qui améliore les performances de la commande, pour la deuxième on remplace le régulateur conventionnel PI de la vitesse par un régulateur flou PI.

Du fait que la résistance statorique constitue le paramètre clé du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, la substitution d'un régulateur flou pour le contrôle de ce paramètre se trouve intéressante et dans certaines conditions de fonctionnements très importante.

En perspective, ce travail peut être complété par un banc d'expérimentation afin de valider les conclusions et de confronter les résultats de simulation des chapitres deux et quatre à la réalité et ainsi faire appel à d'autres techniques tenant compte des problèmes rencontrés dans les systèmes plus complexes, il est possible également d'améliorer les performances des régulateurs flous en combinant les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques pour avoir un régulateur adaptatif, robuste et stable.

Étude de la réduction du coût du dispositif de commande afin d'intégrer la commande DTC dans un produit final avec un coût raisonnable.

Faire une étude approfondie concernant la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension en quantifiant et adaptant la fréquence imposée par le régulateur à hystérésis.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE: COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

**Proposé et dirigé par: -Dr. BELHAMDI Saad**

**Présenté par : -HADIBI Ali**

**Thème :**  
**Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone**  
**- Apport de la Logique Floue-**

**Résumé:**

La présente thèse traite les différentes contributions apportées par l'usage des techniques de la logique floue quant à l'amélioration des performances de la commande directe du couple (DTC) utilisées dans un entraînement à motorisation asynchrone. Ces améliorations concernent la robustification de la première contre les dérives paramétriques et la réduction des taux d'ondulations sur le couple pour la seconde.

**Mots clés :**

Machine asynchrone, Onduleur triphasé, DTC, logique flou, DTC flou.

# **ANNEXE**

## Les paramètres de la machine asynchrone : [21]

Symboles	Description	Valeurs	Unités
$V_n$	Tension nominale	220/380	<b>V</b>
$I_n$	Courant nominal	3.64 (Y) et 6.31 ( $\Delta$ )	<b>A</b>
<b>F</b>	Fréquence	50	<b>Hz</b>
$\eta$	Rendement nominal	0.78	
$R_s$	Résistance statorique	4.85	<b><math>\Omega</math></b>
$R_r$	Résistance rotorique	3.805	<b><math>\Omega</math></b>
$L_s$	Inductance statorique	0.274	<b>H</b>
$L_r$	Inductance rotorique	0.274	<b>H</b>
<b>M</b>	Inductance Mutuelle	0.258	<b>H</b>
<b>j</b>	Inertie du moteur	0.031	<b>Kg.m<sup>2</sup></b>
<b>f</b>	Coefficient de frottement	0.00114	<b>N.m.s/rad</b>
<b>p</b>	Nombre de paires de pôles	2	
$P_n$	Puissance nominale	1.5	<b>Kw</b>
$w_n$	Vitesse nominale	157	<b>rad/s</b>
$C_n$	Couple nominal	10	<b>N.m</b>

# **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] : **BOUHAFNA Sebti** « Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2013.
- [2] : **NABTI KHALIL** « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [3] : **AMEUR AISSA** « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [4] : **Abdelhamid RAHAL, Mustapha FEDJIRI** « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2004.
- [5] : **ACHOUR Abdelmalak, AICHOUCHE Azedine** « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2005.
- [6] : **SAHRAOUI Mebarek** « Commandes non linéaires de la machine asynchrone » Mémoire de master de l'université de M'sila, 2013.
- [7] : **CHIKOUCHE Hadjer** « Commande hybride avec observation d'une machine asynchrone » Mémoire de master de l'université de M'sila, 2012.
- [8] : **LADGHEM CHICOUCHE Brahim, MOKHTARI Raouf** « Etude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension multi-niveaux » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2005.
- [9] : **BELKAIBECH Ali, MAALMI Ali** « commande a base d'un régulateur RST de la machine a induction » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2006.
- [10] : **MAOUCHE Saïd** « Commande par Backstepping des machines asynchrones en tenant compte des défauts » Mémoire de master de l'université de M'sila, 2013.
- [11] : **SALEM Khalifa** « Commandes robustes d'un moteur asynchrone -étude comparative-» Mémoire de master de l'université de M'sila, 2013.

- [12] : **Himer Hamza Toufik** « Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone » Mémoire de master de l'université de M'sila, 2012.
- [13] : **BRAHIMI Mohamed El Amine, BABAHAZMI Azmi** « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur a cage » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2008.
- [14] : **CHEBLI Salah** « Modélisation et optimisation des performances de la commande d'un moteur asynchrone » Mémoire de master de l'université de M'sila, 2012.
- [15] : **Zekkour Abdelhamid** « Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2010.
- [16] : **Chikhi Abdesslem** « Conception d'une commande floue directe du couple (FDTC) de la machine asynchrone basée sur la SVM » Thèse de doctorat, Université de Batna, 2013.
- [17] : **DAILY YACINE**, « Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2007.
- [18] : **Abderrahim ZEMMIT** « Commandes en Tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA)» Mémoire de master de l'université de M'sila, 2013.
- [19] : **ALI CHEBABHI, NEDJM EDDINE ROUABAH, EL HASSEN GUERBAI** « application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une MAS » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2009.
- [20] : **Dr A. Meroufel** « Contrôle de la machine asynchrone » Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbés, 2009.
- [21] : **ZAIMEDDINE RABAH** « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux » Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique 10 Avenue. Pasteur, El-Harrach, Alger, ALGERIE, 2007.

[22] : **BOUDJLEL Ilyes, HADJEB Sofiane, TELLI Abdelwahab** « la commande "DTC" de la machine asynchrone par "RNA" en utilisant la Co-simulation sur "FPGA" » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2010.

[23] : **Elbia Youcef** « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2009.

[24] : **MERABET Elkhier, BELAYALI Abbas** « Commande par logique floue d'une machine asynchrone a double stator » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2005.

[25] : **Sabrina FAID, Sara BOURAHLI** « Commande par la logique floue de la machine synchrone a aimants permanents » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2005.

[26] : **AOUFI SALIHA, HAMDI PACHA FATIMA** « Commande par logique floue d'une machine synchrone a aimants permanents » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2010.

[27] : **FERROUDJ ABDELMALEK** « Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2011.

[28] : **Laamayad Tahar** « Commande Optimale d'une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2008.

[29] : **TOUAL Belkacem** « Modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2010.

[30] : **Lotfi BAGHLI** « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » Thèse de doctorat, Université. Henri Poincaré, Nancy-I, 1999

[31] : **Chikhi Abdesselem** « Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2008.

[32] : **A.Mechernene, M.Zerikat and M.Hachlef** « Fuzzy speed regulation for induction motor associated with field-oriented control » Laboratory of Automatic and Analyzes Systems Electrical oran, Algeria Volume 2,December 2008,pp. 804-817.

[33] : **F. Kadri** « Commande DTC par Logique Floue d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM » article, Université Kasdi MERBAH, OUARGLA, ALGERIE, ICSIP 09 May 2-4 2009 Guelma, Algeria