

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'enseignement Supérieur**  
**La Recherche scientifique**



**Université d'EL-Oued**  
**Faculté des Sciences et de la Technologie**

**Mémoire de Fin d'Etude**  
**En vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et de la Technologie**

**Filière : Génie Électrique**

**Spécialité: Commande électrique**

## **Thème**

**Commande DTC - Flou d'un Moteur**  
**Asynchrone (MAS)**

**Dirigé par :**

M.BABA ARBI Idriss.

**Réalisé par :**

DOUDI Ryad.

FRIDJAT Abderazzak

**Année universitaire 2019/2020**

## **Remerciements**

*Nous tenons à remercier Dieu Tout-Puissant pour la  
volonté,*

*la santé et la patience tout au long de ces cinq années*

*Aussi, nous tenons à remercier et à exprimer nos  
salutations à notre encadreur , **M.BABA ARBI**, qui  
ne nous à pas manqué avec quelque chose de grand  
ou de petit de près ou de loin.*

*Enfin, nous remercions tous ceux qui ont participé et  
notre bonheur, directement ou indirectement, à  
développer ce travail.*

*Tout comme nous n'oublions pas de remercier toutes  
les personnes qui ont cru en nous et en nos capacités  
et qui nous ont encouragés, que ce soit en tant  
qu'amis et en famille ou en tant qu'étudiants  
diplômés.*

## *Dédicace*

*Avant tout, je veux remercies le bon dieu, et  
l'unique qui m'offre le courage .  
et la volonté nécessaire pour affronter les différentes  
quoi de la vie,*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma **mère**.*

*A mon **père**.*

*A mes **frères** et mes **sœurs**.*

*A tous mes **cousins** et **cousines**.*

*A mes **tantes** et mes **oncles**.*

*A toute la famille **Doudi***

*A mes **amis** et mes **collègues** de la promotion 2020*

*« 2<sup>ème</sup> Master Commande électrique ».*

*Sans oublier mon binôme **Abderrazak**, pour son  
dévouement, sa patience et sa compréhension tout  
au long de ce projet et à sa famille en particulier sa  
chère **maman***

**D.RYAD**

## *Dédicace*

*Avant tout, je veux remercies le bon dieu, et  
l'unique qui m'offre le courage .  
et la volonté nécessaire pour affronter les différentes  
quoi de la vie,  
Je dédie ce modeste travail  
A ma mère.  
A mon père.  
A mes frères et mes sœurs.  
A toute la famille **Fridjat**  
A mes amis et mes collègues de la promotion  
2020  
« 2 ème Master Commande électrique ».  
Sans oublier mon binôme **Ryad***

**F. ABDERAZAK**

# *Sommaire*

## Sommaire

Introduction générale .....	01
-----------------------------	----

### Chapitre I : Modélisation et Simulation de La Machine Asynchrone

I.1. Introduction .....	02
I.2. Généralités sur La Machine Asynchrone .....	02
I.2.1. Définition .....	02
I.2.2. Constitution de La Machine Asynchrone .....	02
I.2.3. Principe de Fonctionnement de La Machine Asynchrone .....	03
I.2.4. Avantages et Inconvénients de La Machine Asynchrone.....	03
I.3. Hypothèses Simplificatrice .....	04
I.4. Description de La Machine Asynchrone .....	04
I.4.1. Mise en équations de la machine Asynchrone Triphasée .....	05
I.4.1.1. Équations électrique .....	05
I.4.1.2. Équations magnétiques .....	05
I.4.1.3. Équations mécaniques .....	06
I.4.2. Modèle de Park du moteur asynchrone .....	06
I.5. Transformation de Park .....	07
I.6. Choix du référentiel .....	08
I.6.1. Référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) .....	08
I.7. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère ( $\alpha, \beta$ ).....	09
I.8. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension .....	10
I.8.1. Structure de l'onduleur .....	10
I.8.2. Détermination des tensions de sortie de l'onduleur .....	11
I.9. Simulation du fonctionnement machine asynchrone sous Matlab/Simulink .....	12
I.9.1. Résultats de simulation .....	13
I.9.2. Interprétations des résultats .....	14
I.10. Conclusion .....	15

## Chapitre II : Commande DTC d'un MAS

II.1. Introduction .....	16
II.2 Principe de la commande directe de couple (DTC) .....	16
II.3 Contrôle du flux et du couple .....	17
II.3.1 contrôle du flux .....	17
II.3.2 Contrôle du couple .....	18
II.4. Stratégie de commande directe du couple (DTC) .....	19
II.5. Choix du vecteur de tension $V_s$ .....	19
II.5.1. Estimation du flux statorique .....	20
II.5.2. Estimation du couple électromagnétique .....	20
II.6. Elaboration du vecteur de commande .....	20
II.6.1 Le correcteur de flux .....	20
II.6.2. Correction de couple électromagnétique .....	21
II.7. Elaboration des tables de commutation .....	23
II.8. Structure générale du commande direct du couple (DTC) .....	24
II.9. Avantages et Inconvénients de la DTC .....	25
II.9.1. Avantages de la DTC .....	25
II.9.2. Inconvénients de la DTC .....	25
II.10. Simulation de la DTC de la MAS .....	26
II.10.1 Essai à vide et en charge .....	26
II.10.2 Inversion de sens de rotation .....	28
II.10.3 Changement de la référence de vitesse .....	29
II.11. Conclusion .....	31

## Chapitre III : Commande DTC Avec Régulateur PI-FLOU

III.1. Introduction .....	33
III.2. Historique Et Principe De La Logique Floue .....	33
III.3. Généralités sur la théorie du contrôle par la logique floue .....	33
III.3.1.Principe de la logique floue .....	33
III.3.2. Application De La Logique Floue .....	34
III.3.3. Ensemble ordinaire et ensemble floue .....	34
III.3.4. Variables linguistiques .....	34
III.3.5.Les fonctions d'appartenance .....	35
III.3.6. La formulation mathématique des fonctions d'appartenance .....	36
III.3.6.1. Fonction triangulaire .....	36
III.3.6.2. Fonction trapézoïdale .....	36
III.3.7.Opérateurs de la logique floue .....	37
III.3.7.1. Union (Operateur OU) .....	37
III.3.7.2. Intersection (Opérateur et) .....	37
III.3.7.3.Complémentation (Opérateur NON) .....	37
III.3.7.4. Implication floue .....	38
III.3.8.Règles floue .....	38
III.4. Structure générale d'un régulateur flou .....	39
III.4.1.Interface de fuzzification .....	39
III.4.2.Base de connaissances .....	40
III.4.3 Mécanisme d'inférence floue .....	40
III.4.4. Interface de déffuzification .....	40
III.5. Avantages et inconvénients du réglage par logique floue .....	41
III.5.1 Avantages .....	41
III.5.2 Inconvénients .....	41

---

III.6. La commande DTC Avec un régulateur PI-flou .....	42
III.6.1. La table des règles .....	43
III.6.2. Structure De La DTC Avec Régulateurs Flous PI De Vitesse .....	44
III.7. Simulation La commande DTC Avec le régulateur PI-flou .....	45
III.8. résultats de simulation .....	45
III.8.1. Essai a vide et en charge .....	45
III.8.2. Inversion de sens de rotation .....	47
III.8.3. Changement de référence de rotation .....	48
III.9. Etude comparative entre la Command DTC à régulateur PI et la DTC à régulateur PI-flou .....	50
III.9.1. Réponse pour une application de charge .....	50
III.9.2. Réponse pour une inversion de la vitesse .....	51
III.9.3. Réponse pour une augmentation de la vitesse de référence .....	53
III.10. Conclusion .....	55
Conclusion générale .....	56
Annex .....	57
Référence Bibliographiques .....	58

# *Liste des Symboles*

## Liste des Symboles

### Paramètres de Modélisation de La Machine

**R<sub>s</sub>** : Résistance statorique par phase

**R<sub>r</sub>** : Résistance rotorique par phase

**J** : Moment d'inertie des parties tournantes

**p** : Nombre de paires de pôles.

**C<sub>em</sub>** : Couple électromagnétique

**C<sub>r</sub>** : Couple résistant

**f<sub>s</sub>** : fréquence synchronisée

**[L<sub>s</sub>]** : Matrice d'inductances statoriques

**[L<sub>r</sub>]** : Matrice d'inductances rotoriques

**[M<sub>sr</sub>]** : Matrice des inductances mutuelles stator-rotor

**M<sub>sr</sub>** : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

**[A]** : Matrice de transition.

**[B]** : Matrice de commande.

**[T]** : Matrice de Clark.

**[P]** : Matrice de transformation de PARK.

**T<sub>r</sub>** : Constante de temps rotorique.

**T<sub>s</sub>** : Constante de temps statorique.

**K<sub>p</sub>** : Facteur de proportionnalité

**K<sub>i</sub>** : Facteur intégral.

**K<sub>d</sub>** : Facteur de dérivation

**ξ** : Coefficient D'amortissement

**f** : Coefficient de frottements visqueux

**f<sub>s</sub>** : fréquence synchronisée.

**F** : Coefficient de frottement.

**T<sub>e</sub>** : Période d'échantillonnage.

**PI** : Régulateur intégral-proportionnel.

**P** : Correcteur à action proportionnelle.

**I** : Correcteur à action intégrale.

## Repères

$a_s, b_s, c_s$  : trois phases du stator

$a_r, b_r, c_r$  : trois phases du rotor

$d, q$  : Les axes du référentiel de park

$\theta_r$  : L'angle du rotor entre  $a_r$  et  $d$

$\theta_s$  : L'angle du stator entre  $a_s$  et  $d$

$\theta$  : L'angle entre les axes  $a_s$  et  $a_r$

$(\alpha, \beta)$ : Axes fixés au stator.

$(x, y)$  : Axes fixés au rotor

## Grandeurs Electrique du Stator

$V_s a_r, b_r, c_r$  : Tension statorique des phases  $a_s, b_s$  et  $c_s$

$V_{sd}$  : Tension statorique sur l'axe  $d$

$V_{sq}$  : Tension statorique sur l'axe  $q$

$i_s a_s b_s c_s$  : Courant statorique des phase  $a, b, c$

$i_{sd}$  : Courant statorique sur l'axe  $d$

$i_{sq}$  : Courant statorique sur l'axe  $q$

## Grandeurs Magnétiques du Stator

$\Phi_s a_s b_s c_s$  : Flux statorique des phases  $a_s, b_s, c_s$

$\Phi_{sd}$  : Flux statorique sur l'axe  $d$

$\Phi_{sq}$  : Flux statorique sur l'axe  $q$

## Grandeurs électriques du Rotor

$V_r a_r b_r c_r$  : Tension rotorique des phase  $a_r, b_r, c_r$

$i_r a_r b_r c_r$  : Courant rotorique des phase  $a_r, b_r, c_r$

$V_{rd}$  : Tension rotorique sur l'axe  $d$

$V_{rq}$  : Tension rotorique sur l'axe  $q$

$i_{rd}$  : Courant rotorique sur l'axe d

$i_{rq}$  : Courant rotorique sur l'axe q

### **Grandeurs Magnétiques du Rotor**

$\Phi_r$   $a_r, b_r, c_r$ : Flux rotorique des phase  $a_r, b_r, c_r$

$\Phi_{rd}$  : Flux rotorique sur l'axe d

$\Phi_{rq}$  : Flux rotorique sur l'axe q

### **Grandeurs Mécaniques**

$\Omega$  : Pulsation mécanique

$\omega_s$  : Pulsation électrique statorique

$\omega_r$  : Pulsation électrique rotorique

### **Puissance**

$P_e$  : Puissance active de la MAS

$P_m$  : Puissance mécanique

$P_{jr}$  : Perte Joule rotorique

$P_{js}$  : Perte Joule statorique

$\eta$  : Rendement de la MAS

### **Symboles Techniques**

**DTC** : (Direct Torque Control) ou Commande Direct du Couple.

**IGBT** : Insulated Gate Bipolar Transistor

**MLI** : Modulation de Largeur d'Impulsion

**RLF** : Régulateur Logique Floue

**MAS** : Machine Asynchrone

# *Listes des tableaux*

## **Listes des tableaux**

### **Chapitre II : Commande Directe du Couple D'une Machine Asynchrone**

**Tableau (II.1) :** Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions .....24

**Tableau (II.2) :** Table de commutation définit par *Takahashi*.....25

### **Chapitre III : Commande DTC Avec Régulateur PI-FLOU**

**Tableau (III.1) :** Table des règles pour **Kp** et **Ki**.....44

# *Listes de figures*

## *Listes de figures*

### *Chapitre I : Modélisation et Simulation de La MAS*

<b>Figure (I.1)</b> : Machine asynchrone avec représentation du rotor et du stator	03
<b>Figure (I.2)</b> : Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	03
<b>Figure (I.3)</b> : Représentation électrique de la machine asynchrone	04
<b>Figure (I.4)</b> : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park	06
<b>Figure (I.5)</b> : Passage d'un repère (a, b, c) vers un repère (d, q).	07
<b>Figure (I.6)</b> : Structure d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux	11
<b>Figure (I.7)</b> : Schéma block de simulation de la machine asynchrone sous Matlab	12
<b>Figure (I.8)</b> : Résultats de simulation du fonctionnement machine asynchrone sous Matlab	13

### *Chapitre II : Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone*

<b>Figure (II.1)</b> : Evolution du flux statorique dans le plan ( $\alpha$ , $\beta$ )	19
<b>Figure (II.2)</b> : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension $V_s$	19
<b>Figure (II.3)</b> : Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs	21
<b>Figure (II.4)</b> : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.	22
<b>Figure (II.5)</b> : Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux	24
<b>Figure (II.6)</b> : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.	26

<b>Figure (II.7) :</b> Schéma bloc de la DTC	27
<b>Figure (II.8) :</b> Vitesse de rotation pour démarrage à vide suivie d'une application d'une charge de 10N.m à $t = 0.5$ s.	28
<b>Figure ( II.9) :</b> Courants statoriques pour démarrage à vide suivie d'une application d' une charge de 10N.m à $t = 0.5$ s.	29
<b>Figure (II.10) :</b> Couple électromagnétique pour démarrage à vide suivie d'une application d' une charge de 10N.m à $t = 0.5$ s.	29
<b>Figure (II.11) :</b> Vitesse de rotation pour une inversion du sens de rotation	30
<b>Figure (II.12) :</b> Courants statoriques pour une inversion du sens de rotation	30
<b>Figure (II.13) :</b> Couple électromagnétique pour une inversion du sens de rotation	31
<b>Figure (II.14) :</b> Vitesse de rotation pour une variation de la vitesse de référence.	31
<b>Figure (II.15) :</b> Couple électromagnétique pour une variation de la vitesse de référence	32
<b>Figure (II.16) :</b> Courants statoriques pour une variation de la vitesse de référence.	32

### ***Chapitre III : Commande DTC Avec Régulateur PI-FLOU***

<b>Figure (III.1) :</b> Différence entre ensemble booléen et ensemble flou.	34
<b>Figure (III.2) :</b> Représentation des fonctions d'appartenance de T	35
<b>Figure (III.3) :</b> Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes.	36
<b>Figure (III.4) :</b> Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.	36
<b>Figure (III.5) :</b> Différentes formes des fonctions d'appartenance.	36
<b>Figure (III.6) :</b> Schéma synaptique général d'un régulateur flou	39
<b>Figure (III.7) :</b> Structure du régulateur PI-flou .	42

<b>Figure (III.8) :</b> La fonction d'appartenance pour la variable d'entrée	42
<b>Figure (III.9) :</b> La fonction d'appartenance pour la variable de sortie	43
<b>Figure (III.10) :</b> Structure de la DTC avec régulateurs flous PI de vitesse	44
<b>Figure (III.11) :</b> Schéma block de simulation de la DTC par le régulateur PI- flou	45
<b>Figure (III.12) :</b> Résultats de simulation essai a vide et en charge pour la DTC flou PI	47
<b>Figure (III.13) :</b> Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation pour la DTC flou PI.	48
<b>Figure (III.14) :</b> Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence pour la DTC flou PI.	49
<b>Figure (III.15) :</b> Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.5$ s.	51
<b>Figure (III.16) :</b> Résultats de simulation pour une inversion de la vitesse.	53
<b>Figure (III.17) :</b> Résultats de simulation pour une augmentation de la vitesse de référence	54

## Résumé

Dans ce mémoire, une étude de simulation d'un système de commande d'un moteur asynchrone triphasé avec un contrôle direct du couple a été réalisé. deuxième étape a pour objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, alors un correcteur proportionnel intégral **PI** a été utilisé. Les performances obtenues pour la stabilité et le temps de réponse sont satisfaisantes. Néanmoins on remarque que la vitesse présente un rejet de perturbation à chaque consigne de charge, le couple présente des harmoniques et un dépassement flagrant surtout lorsque on change le sens de rotation de la vitesse et les paramètres du moteur s'avèrent très affectées quand la valeur du moment d'inertie varie.

Pour pallier à ces inconvénients, Troisième étape a été consacrée à la conception d'un régulateur **PI** floue pour remplacer le **PI** classique .

La troisième étape a prouvé l'efficacité de la commande de ce système par la technique de la logique floue car comparaison les résultats de simulation obtenus ont montré que le **PI** floue manifeste des performances statiques et dynamiques satisfaisantes, et une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et de la variation paramétrique.

### Mots clés

Moteur asynchrone, contrôle direct du couple **DTC**, correcteur classique **PI**, régulateur **PI** floue.

## ملخص

في هذه الأطروحة ، تم إجراء دراسة محاكاة لنظام تحكم لمحرك غير متزامن ثلاثي الأطوار مع تحكم مباشر في عزم الدوران. تهدف المرحلة الثانية إلى إلغاء الخطأ الثابت وتقليل وقت الاستجابة مع الحفاظ على استقرار النظام ، لذلك تم استخدام مصحح **PI** متكامل نسبي. الأداء الذي تم الحصول عليه من أجل الاستقرار ووقت الاستجابة مرضٍ. ومع ذلك ، نلاحظ أن السرعة تمثل رفضًا للاضطراب عند كل تعليمات تحميل ، ويعرض عزم الدوران التوافقيات وتجاوزًا واضحًا خاصةً عندما نغير اتجاه دوران السرعة وتتأثر معلمات المحرك بشدة عندما تكون القيمة تختلف لحظة القصور الذاتي.

- للتغلب على هذه العيوب ، تم تخصيص المرحلة الثالثة لتصميم منظم **PI** غير واضح ليحل محل **PI** الكلاسيكي.

أثبتت المرحلة الثالثة فاعلية التحكم في هذا النظام بتقنية المنطق الضبابي لأن مقارنة نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها أظهرت أن **PI** الضبابي يُظهر أداءً ثابتًا وديناميكيًا مرضيًا ، وقوة مثيرة للاهتمام مقابل الاضطرابات الخارجية وتغيير الإعدادات .

### كلمات مفاتيح

المحرك اللاتزامني ، إستراتيجية التحكم المباشر في العزم ، مصحح **PI** الكلاسيكي ، المنطق الضبابي

## Abstract

In this thesis, a simulation study of a control system of a three-phase asynchronous motor with direct torque control is performed. The second step aimed to cancel the static error and reduce the response time while maintaining the stability of the system, so a proportional integrated **PI** corrector was used. The performance obtained for stability and response time is satisfactory. However, we note that the velocity represents a rejection of turbulence at each loading instruction, and it displays torque harmonics and clear override especially when we change the direction of rotation of the speed and the motor parameters are strongly affected when the value varies the moment of inertia.

- To overcome these shortcomings, Third step was devoted to design an inconspicuous **PI** regulator to replace the **PI** classic .

The third step demonstrated the effectiveness of controlling this system with fuzzy logic technology because the comparison simulation results obtained showed that the fuzzy **PI** exhibits stable performance, satisfactory dynamic, and interesting strength against external disturbances and changing settings

### Key Words

Induction machine , direct torque control, classic **PI** corrector , fuzzy logic controller.

# ***Introduction générale***

## **Introduction générale**

Les industries modernes demandent de plus en plus des systèmes de commande performants des moteurs à courant alternatif qui ils sont la partie principale des entraînements. La commande est dédiée pour la vitesse de rotation et couple électromagnétique.

Le moteur asynchrone "**MAS**" qui est un exemple des moteurs à courant alternatif, a prouvé un succès important pendant les vingt dernières années en remplaçant de plus en plus les moteurs à courant continu et les moteurs synchrones. Plusieurs études ont été réalisées pour la mise en œuvre des techniques de commande performantes du **MAS** notamment avec le progrès achevé dans les domaines de l'électronique numérique et l'électronique de puissance.

La commande vectorielle qui est utilisée pour les moteurs électriques alternatifs synchrones et asynchrones, a rencontrée des limitations et des débilités vis-à-vis aux incertitudes paramétriques des moteurs par exemple la résistance statorique et rotorique au cours de fonctionnement.

Donc nous sommes obligés de faire appel à des commandes plus robustes vis-à-vis les incertitudes des mesures et les perturbations externes. La commande dite "commande directe de couple (**DTC**)" est un exemple de ces techniques de commande, ce qui est le sujet de notre travail.

L'objectif de notre étude est d'introduire la commande floue pour obtenir les paramètres nécessaire du régulateur proportionnel intégrale **PI** utilisé implicitement dans la commande **DTC** d'un moteur asynchrone.

Le présent mémoire est scindé en trois chapitres:

Dans le premier chapitre et tout au début nous présentons des notions générales sur les machines asynchrones, structure, principe de fonctionnement et modélisation mathématique.

Le deuxième chapitre est consacré pour la commande directe de couple du moteur à induction dans des différent mode de fonctionnement.

Dans le troisième chapitre on présente une combinaison entre la commande **DTC** et la commande floue d'un moteur asynchrone, avec une étude comparative entre les deux techniques **DTC** et **DTC-Floue**. Pour clôturer notre mémoire nous avons donné à la fin une conclusion générale.

## *Chapitre I*

# *Modélisation et Simulation de La Machine Asynchrone*

## I.1. Introduction

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels pour sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme l'élément de base des actionneurs électriques performants [1].

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire [1] .

Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone aussi son modèle mathématique triphasé, sa transformation dans le système diphasé et la modélisation de son alimentation. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation du moteur asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du via un convertisseur [2].

## I.2. Généralités sur La Machine Asynchrone

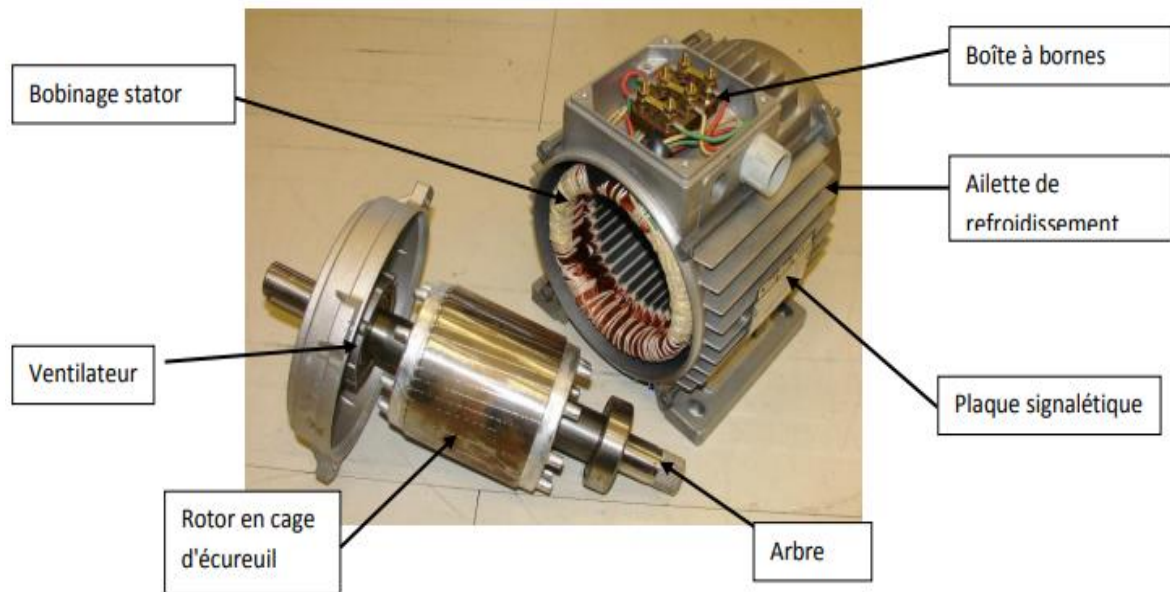
### I.2.1. Définition

Egalement connue sous le nom de la machine à induction par les anglo-saxons, c'est une machine à courant alternatif qui comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium comportant des encoches dans les quelles on place les enroulements. Le stator est fixe on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation et est en court-circuit. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par l'entre fer [3].

### I.2.2. Constitution de La Machine Asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants voir la **figure(I.1)**

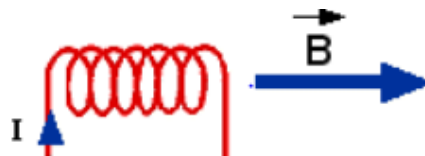
- ❖ Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer
- ❖ Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- ❖ Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous-ensemble [5].



**Figure (I.1) :** Machine Asynchrone Avec Représentation du Rotor et du Stator

### I.2.3. Principe de Fonctionnement de La Machine Asynchrone

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique  $B$ . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant  $I$ . C'est une grandeur vectorielle [2].



**Figure (I.2) :** Principe de Fonctionnement de La Machine Asynchrone

### I.2.4. Avantages et Inconvénients de La Machine Asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Structure simple.</li> <li>✓ Robuste et facile à construire.</li> <li>✓ Coût réduit.</li> <li>✓ Absence d'un système bagues balais</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☒ Non découplage naturel.</li> <li>☒ Non linéarités.</li> </ul>

### I.3. Hypothèses Simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [9] [4] :

- ✚ L'entrefer constant
- ✚ L'effet d'encoche négligé
- ✚ Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'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.

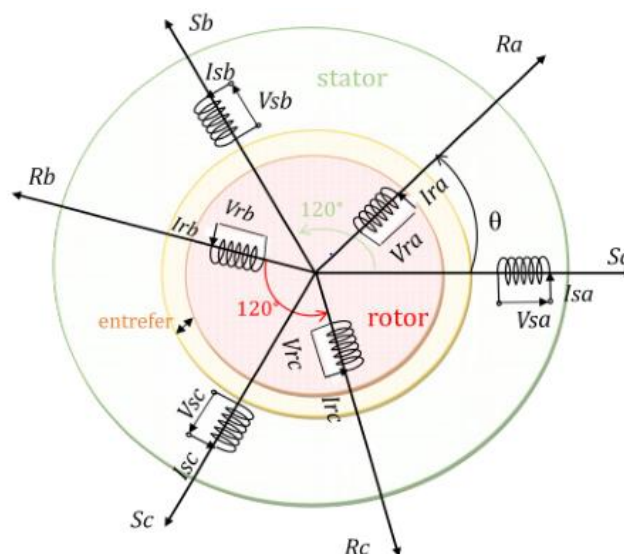
Parmi les conséquences importantes des ces hypothèses on peut citer [4]

- ✚ Les inductances propres sont constantes,
- ✚ Le flux magnétique est fonction linéaire du courant,
- ✚ L'invariance des résistances statoriques et rotoriques,
- ✚ Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques

### I.4. Description de La Machine Asynchrone

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) décalées entre elles par un angle de  $2\pi/3$  et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés. Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine (Théorème de Ferraris)

Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant. Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent [6].



**Figure (I.3) :** Représentation électrique de la machine asynchrone

### I.4.1. Mise en Equations de La Machine Asynchrone Triphasée

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit:

#### I.4.1.1. Équations Électriques

$$\begin{cases} [v_s] = \frac{d}{dt} [\Psi_s] + R_s [i_s] \\ [v_r] = \frac{d}{dt} [\Psi_r] + R_s [i_r] \end{cases} \quad (1.1)$$

où  $[v_s] = (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})^T$  et  $[v_r] = (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc})^T$  représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques, respectivement.

$[i_s] = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})^T$  et  $[i_r] = (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})^T$  sont les vecteurs des courants traversant ces phases.

$[\Phi_s] = (\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc})^T$  et  $[\Phi_r] = (\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc})^T$  correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques.

#### I.4.1.2. Équations Magnétiques

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous la forme matricielle condensée s'écrivent :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (1.2)$$

avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} = [M_{rs}]^T$$

$\theta_r$  : angle entre la phase  $a$  du stator et celle du rotor. ( $\Omega = \frac{d\theta_r}{dt}$ )

$L_s, (L_r)$  : inductance propre d'une phase statorique (rotorique),

$M_s (M_r)$  : inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques).

$M_{sr}$  : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.

### I.4.1.3. Équations Mécaniques

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (1.3)$$

avec  $C_{em}$ ,  $C_r$ ,  $f_r$ ,  $J$  : le couple électromagnétique, le couple résistant, le coefficient de frottement et le moment d'inertie, respectivement.

Nous aboutirons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique.

Afin de surmonter cette difficulté, on considère les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statorique et rotorique.

### I.4.2. Modèle de Park du Moteur Asynchrone

La transformation de PARK est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

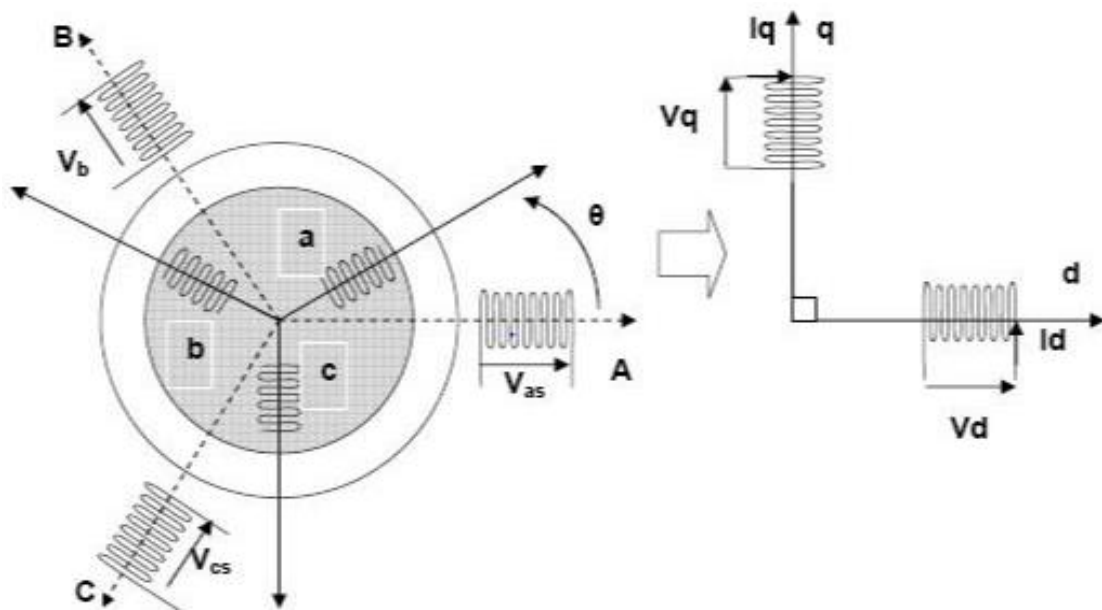
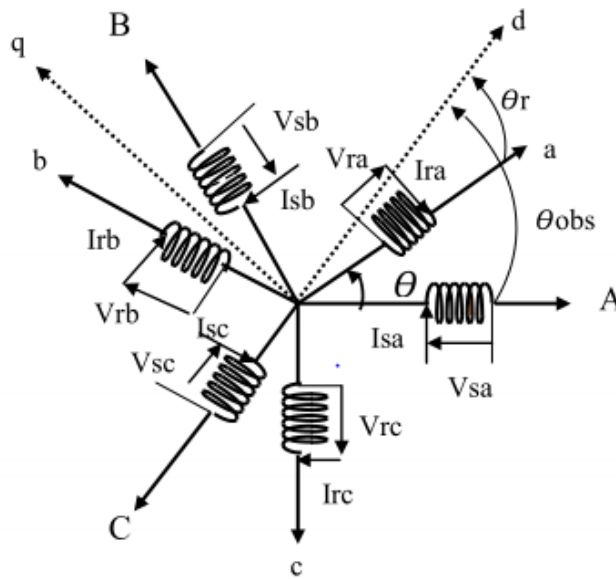


Figure (I.4) : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

### I.5. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes **d** et d'après la **Figure (I.5)**, c'est l'angle  $\theta_t$  qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle  $\theta_s$  pour les grandeurs du rotor. On transforme donc l'enroulement triphasé statorique (a, b, c) et l'enroulement triphasé rotorique (a, b, c) en trois enroulements orthogonaux (d, q, o), direct, quadrature et homopolaire, respectivement [6].



**Figure (I.5) :** Passage d'un repère (a, b, c) vers un repère (d, q).

La transformation de Park est la même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit pour les courants par exemple

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$\theta$ : étant l'angle entre la phase *a* du stator et l'axe *d* du référentiel.

Les courants, tensions et flux dans le nouveau repère sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

La transformation  $[A]$  peut s'effectuer à partir de deux transformations successives :

la première transforme l'enroulement triphasé en un enroulement équivalent bipolaire dans un repère fixe  $(\alpha, \beta, o)$ . **Figure (I.5)**. Elle est donnée par :

$$[A_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

– la deuxième consiste en une rotation des axes du repère  $(\alpha, \beta)$  d'un angle quelconque  $\theta$  pour donner le référentiel tournant. Elle est donnée par :

$$[A_2] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

## I.6. Choix du Référentiel

Ce qui rend la transformation de Park attrayante est que l'orientation du repère  $(d, q)$

peut-être quelconque. Il existe trois choix, le repère  $(d, q)$  lié au stator, au rotor ou au champ tournant selon l'objectif de l'application [7]:

- ✓ Le repère d'axes  $(d, q)$  fixe lié au stator (repère stationnaire). Les grandeurs électriques évoluent au régime permanent à la pulsation stationnaire  $\omega_s$ . Cette méthode est généralement utilisée dans l'étude des observateurs  $(d, q = \alpha, \beta)$
- ✓ Le repère d'axe  $(d, q)$  lié au rotor. Les grandeurs électriques évoluent au régime permanent à la pulsation  $\omega_r$ .
- ✓ Le repère d'axe  $(d, q)$  lié au champ tournant. En régime permanent les grandeurs du modèle sont continués. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

### I.6.1. Référentiel Lié au Stator $(\alpha, \beta)$

Dans notre étude on a opté pour le référentiel lié au stator, car il est le plus adéquat pour travailler avec les grandeurs instantanées, ce repère est caractérisé par [7] :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\Omega \quad (1.8)$$

**$\omega_s$**  : est la pulsation statorique

**$\omega$**  : est la pulsation rotorique

**$\omega_{sl}$**  : est la pulsation du glissement

**$\Omega$**  : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par :  $\omega_s - p\Omega$

Le système d'équation qui modélise la machine asynchrone dans le repère fixe devient

alors :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

## I.7. Forme d'état du Modèle de La MAS dans Le Repère $(\alpha, \beta)$

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques [5 ].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où

$\mathbf{X}$  : vecteur d'état.

$\mathbf{U}$  : vecteur de commande.

$\mathbf{A}$  : matrice d'évolution du système.

$\mathbf{B}$  : matrice de commande du système.

$\mathbf{C}$  : matrice de sortie.

$\mathbf{T}_s = L_s/R_s$  : constante de temps statorique.

$\mathbf{T}_r = L_r/R_r$  : constante de temps rotorique.

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$  : Coefficient de dispersion.

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{I.14})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

On utilisera ce modèle d'état dans les simulations de la commande directe du couple (DTC).

## I.8. Alimentation de La Mas Par Un Onduleur de Tension

Le réglage de la vitesse de la MAS se réalise par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées. Cette source n'est autre qu'un onduleur alimenté par une tension continue constante [8].

### I.8.1. Structure de L'onduleur

Pour modéliser l'onduleur de tension présenté par la **Figure (I.6)**, on considère son alimentation comme une source de tension parfaite supposée être constituée de deux générateurs de force électromotrice égale à  $E/2$ . Il est à noter que les interrupteurs d'un même bras ne doivent jamais être fermés simultanément. Chaque interrupteur n'est donc enclenché qu'une seule fois par période, c'est à dire que si :  $S_j = 1$ , alors  $S_j' = 0$  avec  $j = a, b, c$ .

- ✓  $S_j = 1$  : interrupteurs haut fermés et interrupteurs bas ouverts.
- ✓  $S_j' = 1$  : interrupteurs haut ouverts et interrupteurs bas fermés.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- ✓ la commutation des interrupteurs est instantanée,
- ✓ la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- ✓ la charge est équilibrée liée en étoile avec neutre isolé.

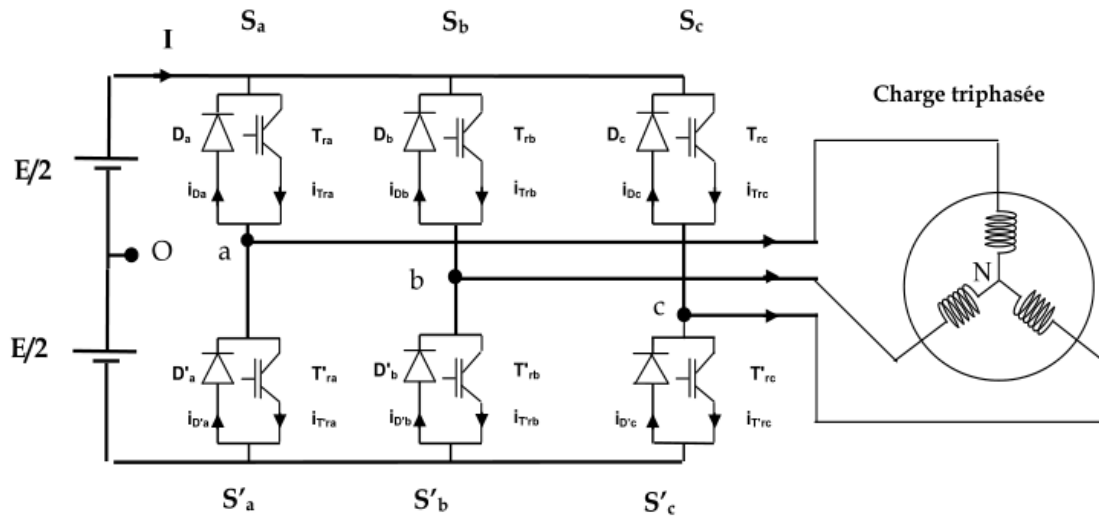


Figure (I.6) : Structure d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux

La commutation entre les interrupteurs est supposée instantanée et les chutes de tension à leurs bornes sont considérées négligeables.

### I.8.2. Détermination des Tensions de Sortie de L'onduleur

Pour simplifier l'étude de ce type d'onduleur, les différentes tensions côté continu sont référencées par rapport au milieu **O** de la source continue à l'entrée de l'onduleur. Les tensions de référence pour les trois phases sont les tensions simples référencées par rapport au point neutre **N**. Les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$  peuvent être exprimées d'une part en fonction des tensions d'entrée de l'onduleur  $U_{ao}$ ,  $U_{bo}$  et  $U_{co}$  et d'autre part en fonction des tensions de phases  $U_{an}$ ,  $U_{bn}$  et  $U_{cn}$  :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \text{ et/ou } \begin{cases} U_{ab} = U_{an} + U_{nb} = U_{an} - U_{bn} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{nc} = U_{bn} - U_{cn} \\ U_{ca} = U_{cn} + U_{na} = U_{cn} - U_{an} \end{cases} \quad (I.16)$$

De plus, la charge connectée à l'onduleur est triphasée équilibrée, on a donc la relation :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.17)$$

Les relations précédentes permettent de déduire le système d'équations suivant reliant les tensions de phase aux bornes de la charge aux tensions d'entrée de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (I.18)$$

Les tensions simples peuvent s'exprimer en fonction de l'état des interrupteurs. En effet, les tensions  $\mathbf{Vao}$  ,  $\mathbf{Vbo}$  et  $\mathbf{Vco}$  peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ao} = \frac{E}{2}(S_a - S'_a) = \frac{E}{2}(2S_a - 1) \\ U_{bo} = \frac{E}{2}(S_b - S'_b) = \frac{E}{2}(2S_b - 1) \\ U_{co} = \frac{E}{2}(S_c - S'_c) = \frac{E}{2}(2S_c - 1) \end{cases} \quad (I.19)$$

Ainsi l'onduleur peut être modélisé par une matrice symétrique assurant le passage continu-alternatif :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

La commande de l'onduleur de tension triphasé est effectuée en utilisant huit possibilités pour le vecteur tension statorique et chaque possibilité correspond à un état de fonctionnement de l'onduleur de tension [8]

### I.9. Simulation du Fonctionnement MAS Sous Matlab/Simulink

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par une source de tension sinusoïdale de valeur maximale **220V**, et de fréquence **50Hz**.

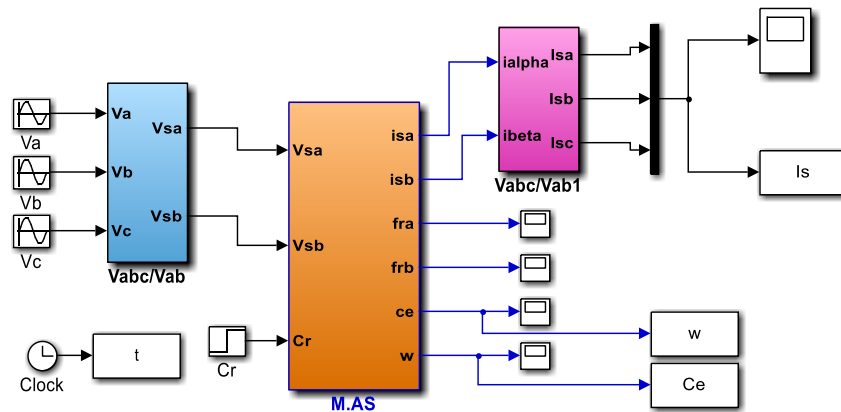


Figure (I.7) : Schéma block de simulation de la machine asynchrone sous Matlab

I.9.1. Résultats de simulation

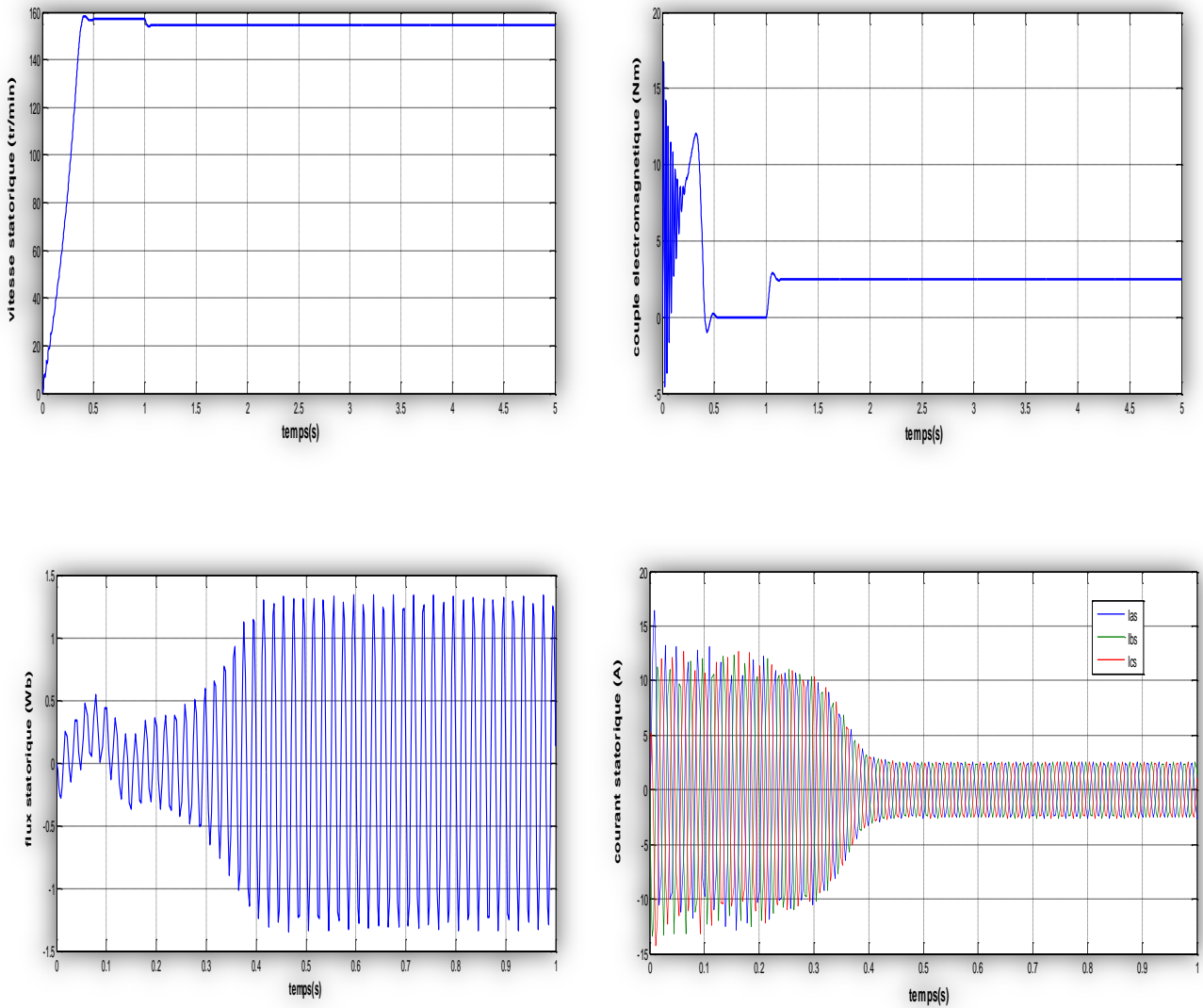


Figure (I.8) : Résultats de simulation du fonctionnement machine asynchrone sous Matlab

### I.9.2. Interprétations des Résultats

La simulation a été effectuée sous environnement MATLAB/SIMULINK sur le comportement d'une machine asynchrone triphasée. Les paramètres de la machine utilisés sont ( $C_r = 10 \text{ Nm}$  à  $t = 1\text{s}$ )

- ✚ La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ **0.4s**. La vitesse rotorique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. A l'instant  $t = 1\text{s}$ , l'application de la charge nominale se poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement
- ✚ La valeur du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des pulsations très importantes dues au régime transitoire; après **0.1s** le couple tend vers zéro. A l'instant  $t = 1\text{s}$  nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r = 10 \text{ N.m}$ ) nous constatons que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.
- ✚ Le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à **3 fois** environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est excessif, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant  $t=0.4\text{s}$ , on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge).
- ✚ Pour l'évolution du flux statorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du flux statorique prend des petites oscillations puis elle se stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.

## **I.10. Conclusion**

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation avec les différents modèles dynamiques.

Cette modélisation est basée sur un ensemble des hypothèses simplificatrices dans le but de simplifier le system et faciliter l'étude.

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

## *Chapitre II*

# *Commande DTC d'une MAS*

## II.1. Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control 'DTC') a été introduite par monsieur 'Takahashi' au milieu des années 80. Récemment, cette technique est la plus utilisée dans l'industrie et a placé parfaitement d'autres types de commande, et particulièrement, la commande par orientation de flux (Field Oriented Control 'FOC'), car cette technique présente un inconvénient majeur lié avec la forte sensibilité aux variations dans les paramètres essentielles dans les machines asynchrones triphasées [10].

Ce type de commande est basé sur la détermination "directe" de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de commander l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, de la commande DTC était fortement basée sur le "sens physique" et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutation) [11].

Dans ce chapitre on exposera les principes de base de la commande directe du couple (DTC) à base de régulateur à hystérésis. Ainsi que la structure générale et la modélisation et les résultats de simulation en fin l'interprétation des résultats.

## II.2. Principe de La Commande Directe de Couple (DTC)

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la MAS, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation [12].

Dans une commande DTC, il est conseillé de travailler avec des fréquences de calcul plus élevées pour avoir des réductions dans les oscillations du couple générées par les régulateurs à hystérésis.

Les propriétés générales de la commande directe du couple sont représentées dans les points suivants:

- ❖ Une commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux.
- ❖ Une commande indirecte des courants et des tensions statoriques.
- ❖ Une estimation du couple et de flux à partir des grandeurs électriques.
- ❖ L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- ❖ Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- ❖ L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.

- ❖ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude de ces bandes.
- ❖ Une trajectoire circulaire du flux statorique dans le plan biphasé.

Cela conduit à un contenu harmonique riche en augmentant les pertes, les bruits acoustique set des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques[10].

## II.3. Contrôle du Flux et du Couple

### II.3.1 Contrôle du Flux

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, l'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est donné par:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (\text{II.1})$$

On obtient :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.2})$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_s]$  et si on considère que  $V_s > R_s I_s$  donc l'équation (II.3) en discret peut s'écrire :

$$\phi_{s\alpha}(k+1) = \phi_{s\alpha}(k) + V_s T_s \quad (\text{II.3})$$

Donc :

$$\Delta \phi_s = V_s T_s \quad (\text{II.4})$$

Où :

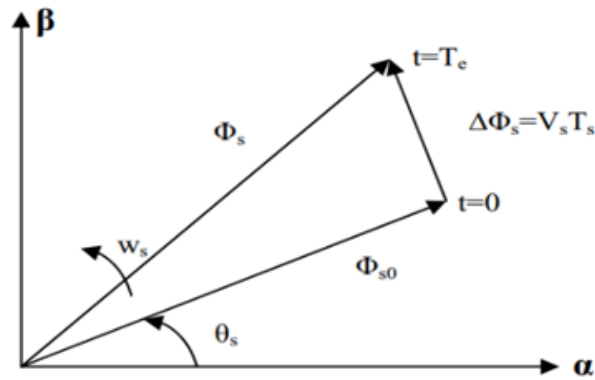
$\phi_{s\alpha}(k)$  : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel

$\phi_{s\alpha}(k+1)$  : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant

$\Delta \phi_s = (\phi_s(k+1) - \phi_s(k))$  : vecteur variation de flux statorique.

$T_s$  : période d'échantillonnage

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux  $\phi(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré sur la figure (II.1).



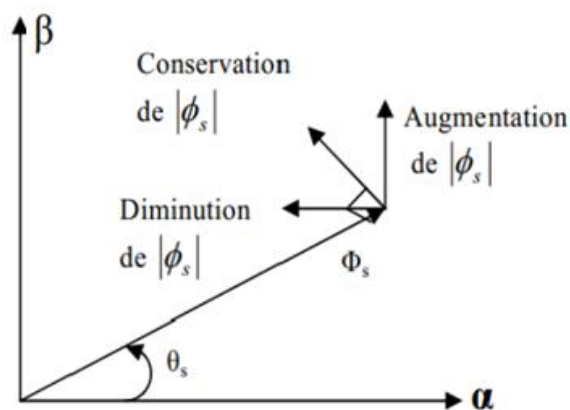
**Figure (II.1) :** Evolution du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de  $\phi_s$  et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position  $\phi_s$ .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_s$ , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux  $\phi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\phi_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_s$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d\phi_s}{dt}$ , Ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$  [6].

Sur la Figure (II.2) on représente trois directions possible de vecteur flux  $\phi_s$  ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est son amplitude conserve sa valeur.



**Figure (II.2) :** Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension  $V_s$

### II.3.2 Contrôle du Couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$$C_e = K(\overline{\varphi_s} \wedge \overline{\varphi_r}) = K|\overline{\varphi_s}||\overline{\varphi_r}| \sin \theta \quad (\text{II.5})$$

L'angle  $\theta$  est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales. Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes [13], [14] :

- ❖ Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles
- ❖ Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion  $\sigma$  dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit  $|\varphi_s| \sin \theta$ .

Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle  $\theta$ .

## II.4. Stratégie de Commande Directe du Couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant [13] :

- ✚ Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  ( $T_e \leq 50\mu s$ )
- ✚ A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne
- ✚ On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique
- ✚ on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ✚ On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit

## II.5. Choix du Vecteur de Tension $V_s$ [7]

La variation désirée du module du flux statorique  $\varphi_s$ , le sens de rotation de ce dernier ainsi que l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique, déterminent le choix du vecteur de tension  $V_s$ .

En se positionnant dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, on peut délimiter l'espace de  $\varphi_s$  en le décomposant en six zones appelées secteurs comme illustré dans la figure (II.3). L'axe  $\alpha$  est choisi confondu avec l'axe de phase « a » statorique. Quand le flux  $\varphi_s$  se trouve dans la zone ( $i=1\dots 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant d'un des huit vecteurs tensions suivants :

- ✓ Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  **croît** et  $C_e$  **croît**.
- ✓ Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  **croît** et  $C_e$  **décroit**.
- ✓ Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  **croît** et  $C_e$  **croît**.
- ✓ Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  **croît** et  $C_e$  **décroit**.

- ✓ Si V 0 ou V 7 est sélectionné, alors la rotation du flux  $\varphi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\varphi_s$  reste inchangée.

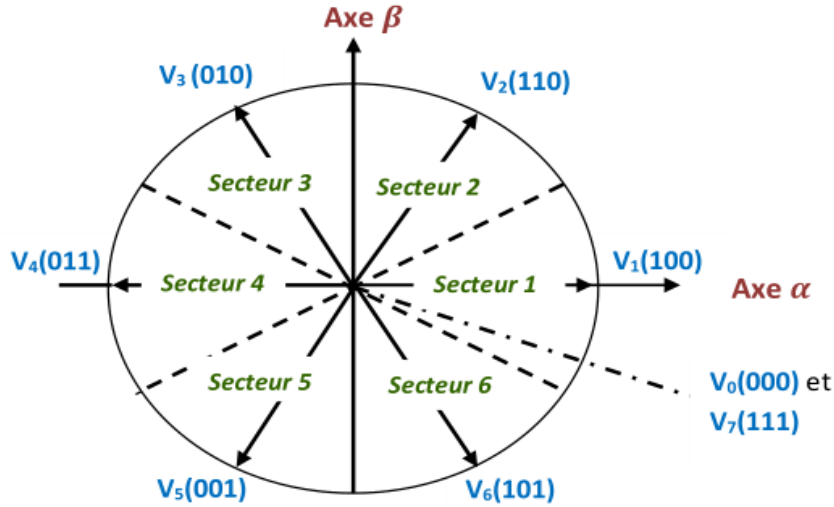


Figure (II.3) : Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs

### II.5.1. Estimation du Flux Statorique [16][17]

La projection de l'expression du flux statorique exprimé dans l'équation (II.6) sur l'axe  $(\alpha, \beta)$  est donné par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (II.6)$$

Les composantes du vecteur tension sont obtenues à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et les états des interrupteurs. En appliquant la transformé de Clarke nous obtenons:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{2}{3} E \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{2}{3} E \left( \frac{\sqrt{3}}{2} S_b - \frac{\sqrt{3}}{2} S_c \right) \end{cases} \quad (II.7)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (II.8)$$

La position du vecteur flux statorique s'écrit :

$$\theta_s = \mathbf{arctg} \left( \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \right) \quad (II.9)$$

Ces équations représentent les étapes de calculs nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique.

### II.5.2. Estimation du Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (II.10)$$

A Partir de cette équation, on remarque l'estimateur du couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$  et courant  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$ .

## II.6. Elaboration du Vecteur de Commande

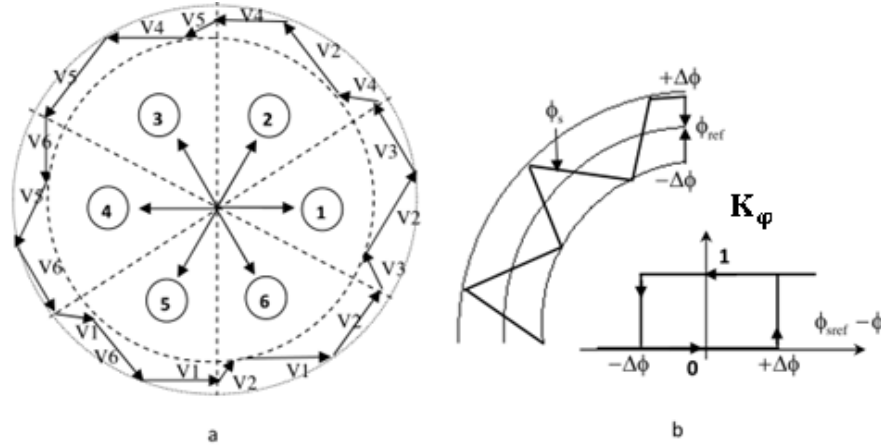
### II.6.1 Le Correcteur de Flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (II.4). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne ( $K_\phi$ ), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $K_\phi=1$ ) ou diminuée ( $K_\phi=0$ ) de façon à maintenir [11].:

Pour cela on a un correcteur à deux niveaux. La sortie du correcteur, est :

$$|\varphi_{s\text{ref}} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \quad (II.11)$$

Avec : ( $\varphi_{s\text{ref}}$ ) la consigne de flux et ( $\Delta\varphi_s$ ) la largeur d'hystérésis du correcteur .



Figure(II.4) : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\bar{\phi}_s}{dt} > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\bar{\phi}_s}{dt} < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{cases} \quad (II.12)$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\varphi_s$  entre le flux de référence  $\varphi_{ref}$  et le flux estimé  $\widehat{\varphi}_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II.4.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur

$K_\varphi = +1$  pour augmenter le flux ( $K_\varphi = 0$  pour le réduire) ; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique  $\varphi_s$ . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux  $\varphi_s$ . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [1].

### II.6.2. Correction de Couple électromagnétique

On définit l'erreur sur le couple, noté  $\varepsilon_{c_e}$ , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée.

$$\varepsilon_{c_e} = \left| c_{e_{ref}} - c_e \right| \quad (\text{II.13})$$

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :



$$\left| c_{e_{ref}} - c_e \right| \leq \Delta c_e \quad (\text{II.14})$$

Avec:

$c_{e_{ref}}$  : est le couple de référence.

$\Delta c_e$  : est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

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

#### A . Comparateur à Deux Niveaux :

Ce correcteur est caractérisé par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux  $\varphi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement opérée par l'application de vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du flux  $\varphi_s$  [6].

#### B . Comparateur à Trois Niveaux:

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne

$K_{c_e}$ . figure (II.5) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $K_{c_e}=1$ ), pour une consigne positive et ( $K_{c_e}=-1$ ), pour une consigne négative, ou diminuée ( $K_{c_e}=0$ ). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-2}$  ou  $V_{i-1}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart  $\Delta C_e$  entre le couple électromagnétique de référence  $C_{e_{ref}}$  et celui estimé  $\widehat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur  $K_{c_e}=1$  pour augmenter le couple,  $K_{c_e}=-1$ , pour le réduire et dans le cas  $K_{c_e}=0$ , pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{c_e}$  autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [18].

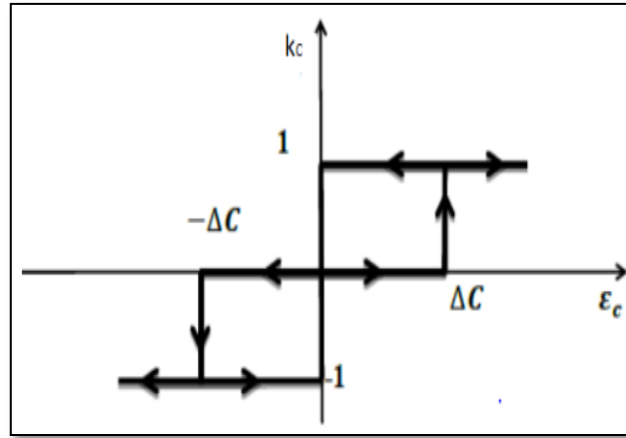


Figure (II.5) : Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{si} & \Delta C_e > \varepsilon_{c_e} & \text{alors } K_{c_e} = 1 \\
 \text{si} & 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{c_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } K_{c_e} = 0 \\
 \text{si} & 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{c_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } K_{c_e} = 1 \\
 \text{si} & \Delta C_e < -\varepsilon_{c_e} & \text{alors } K_{c_e} = -1 \\
 \text{si} & -\varepsilon_{c_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } K_{c_e} = 0 \\
 \text{si} & -\varepsilon_{c_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } K_{c_e} = -1
 \end{array} \right. \quad (II.15)$$

## II.7. Élaboration des Tables de Commutation

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables  $K_{c_e}$  et  $K_{\phi}$  et le secteur du flux statorique. L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs  $V_{i+1}$ ,  $V_{i+2}$ ,  $V_{i-2}$ ,  $V_{i-1}$  qui

peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur Si est montrée sur le tableau suivant :

Vecteur $V_k$	$V_{i+1}$	$V_{i+2}$	$V_{i-1}$	$V_{i-2}$
$\Phi_s$				
$C_e$				

**Tableau II.1:** Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère

l'exemple où  $K_\phi = 1$ ,  $K_{c_e} = 1$ ,  $N_i = 1$ . Le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux

On dispose des six tensions actives, sur **Tableau II.2**, nous voyons que les tensions  $V_1, V_2$  et  $V_6$  ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que  $V_2, V_3$  et  $V_4$  ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle  $\theta$  et donc le couple.

On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension  $V_2$  est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple.

On choisit une séquence nulle toutes les fois où  $K_{c_e} = 0$ , c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre  $V_0$  et  $V_7$  est fait pour réduire la fréquence de commutation.

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par *Takahashi* [6].

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
$k_\phi = 1$	$k_{c_e} = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2	3 Niveaux
	$k_{c_e} = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	Niveaux	
	$k_{c_e} = -1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$		
$k_\phi = 0$	$k_{c_e} = 1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2	3 Niveaux
	$k_{c_e} = 0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	Niveaux	
	$k_{c_e} = -1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$		

**Tableau II.2:** Table de commutation défini par *Takahashi*



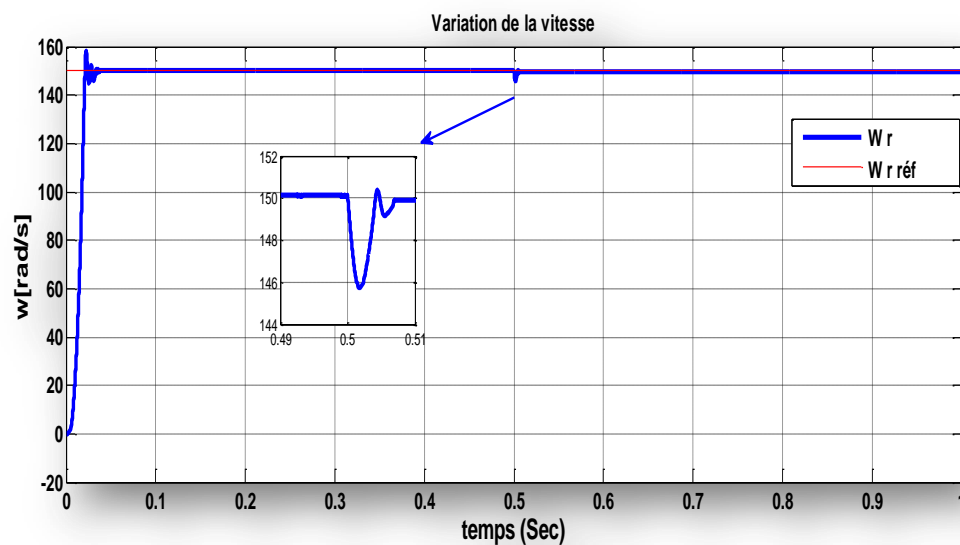


### II.10.1 Essai à Vide et en Charge

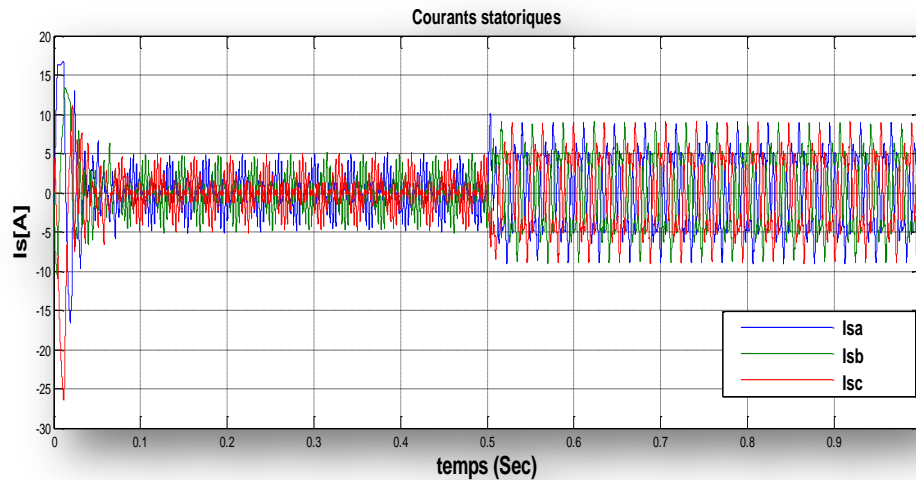
On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de **150 (rad/s)**. Les figures (II.8, II.9 et II.10) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse bon. Après l'application de la charge à l'instant **t=0.5s (Cr = 10 Nm)**, une faible diminution de la vitesse est notée qui reprend par la suite sa valeur de référence. En ce qui concerne le couple, on remarque qu'au démarrage il atteint un pic puis il s'annule, jusqu'à application du couple de charge où il suit parfaitement sa valeur de consigne.

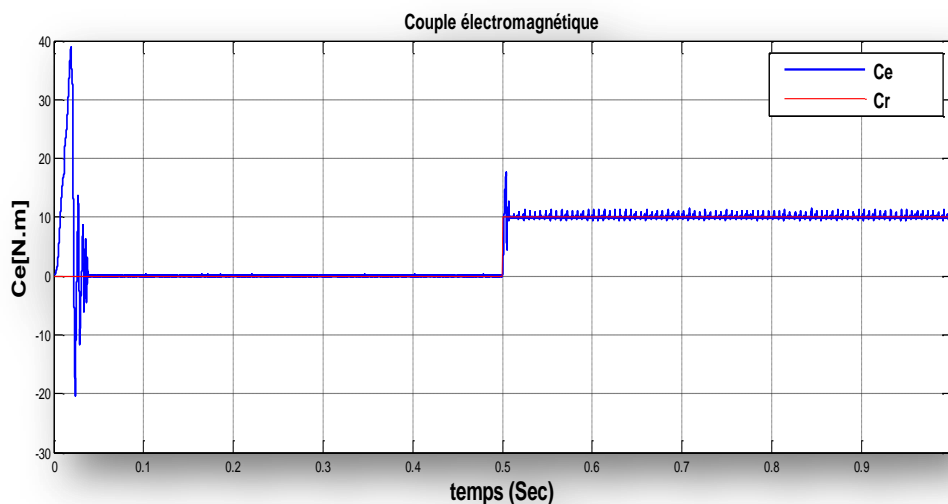
On note aussi ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande direct du couple DTC.



**Figure (II.8) :** Vitesse de rotation pour démarrage à vide suivie d'une application d'une charge de 10N.m à  $t = 0.5$  s.



**Figure ( II.9) :** Courants statoriques pour démarrage à vide suivie d'une application d' une charge de 10N.m à  $t = 0.5$  s.



**Figure (II.10) :** Couple électromagnétique pour démarrage à vide suivie d'une application d'une charge de 10N.m à  $t = 0.5$  s.

### II.10.2 Inversion de Sens de Rotation

Les figures (II.11, II.12 et II.13) présentent les résultats de simulation de l'inversion de sens de rotation. Pour réaliser ce test, on inverse le sens de rotation de la vitesse de  $\omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$  à  $\omega_{ref} = -150 \text{ rad/s}$  à  $t=0.5$  sans charge. Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II.11) que la poursuite en vitesse s'effectue et suit parfaitement la valeur de la référence, de même pour le couple sauf que lui subit un dépassement à l'instant  $t=0.5$  (l'instant d'inversion de la vitesse) avant de se stabiliser.

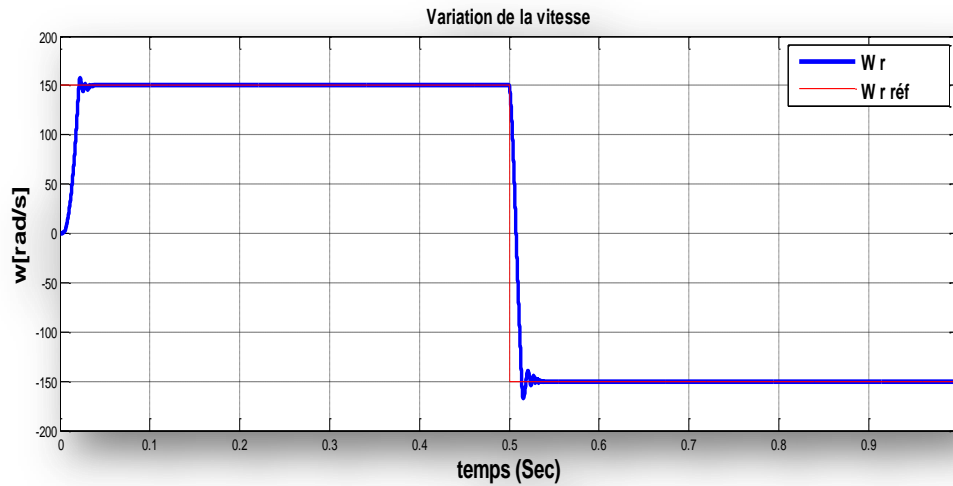


Figure (II.11) : Vitesse de rotation pour une inversion du sens de rotation

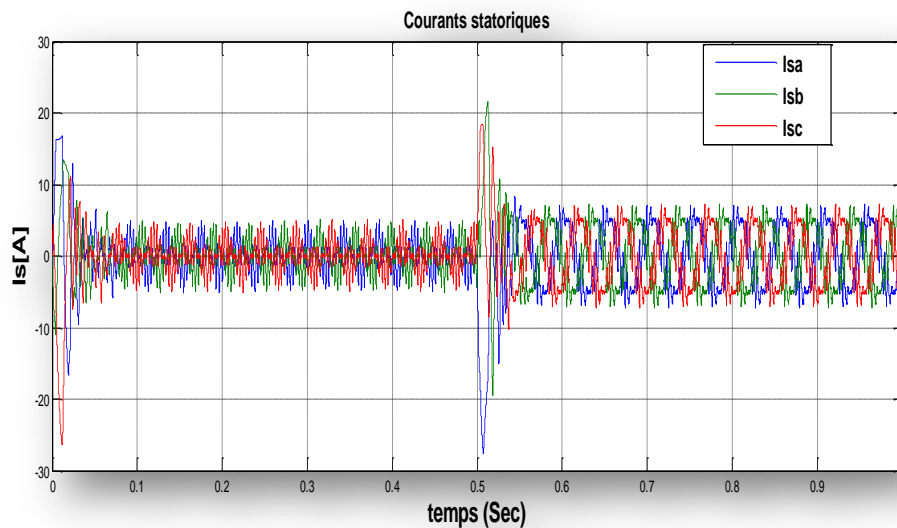
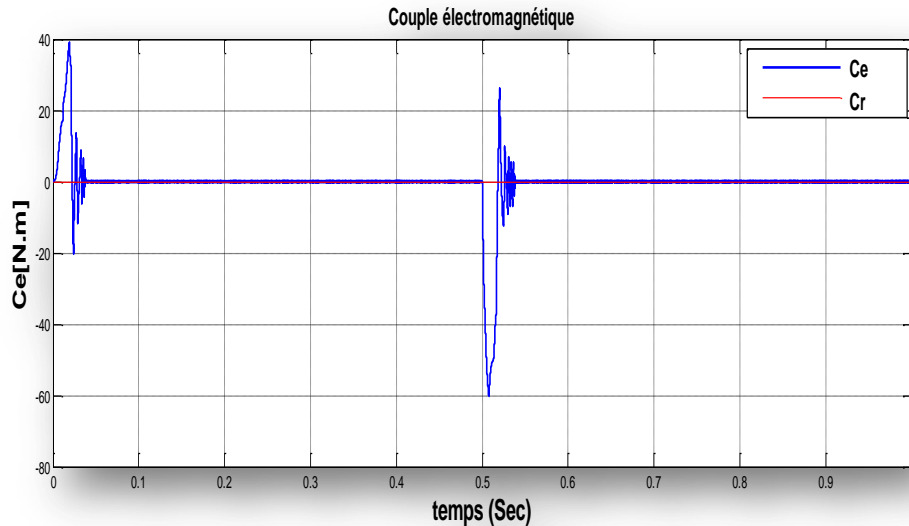


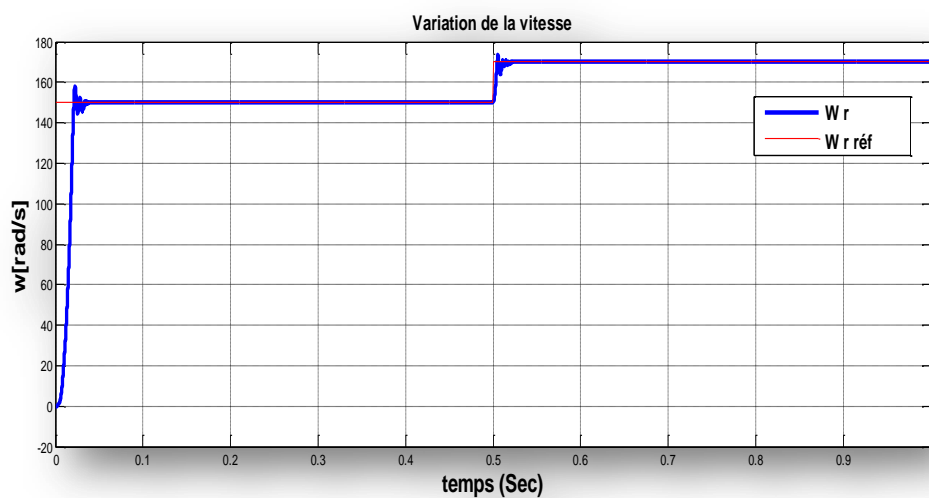
Figure (II.12) : Courants statoriques pour une inversion du sens de rotation



**Figure (II.13) :** Couple électromagnétique pour une inversion du sens de rotation

### II.10.3 Changement de la référence de vitesse

Les figures (II.14, II.15 et II.16) présente les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de  $\omega_{ref} = 150$  (rad/s) à  $\omega_{ref} = 170$  (rad/s) à l'instant  $t=0.5$  s. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement et linéairement sa nouvelle référence, Le couple subit un pic de transition lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur, Le courant statorique suit cette variation.



**Figure (II.14) :** Vitesse de rotation pour une variation de la vitesse de référence.

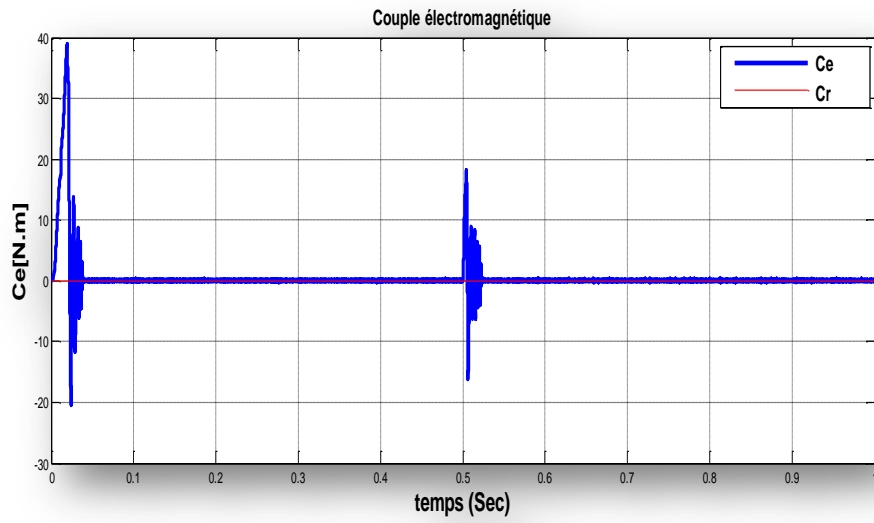


Figure (II.15) : Couple électromagnétique pour une variation de la vitesse de référence.

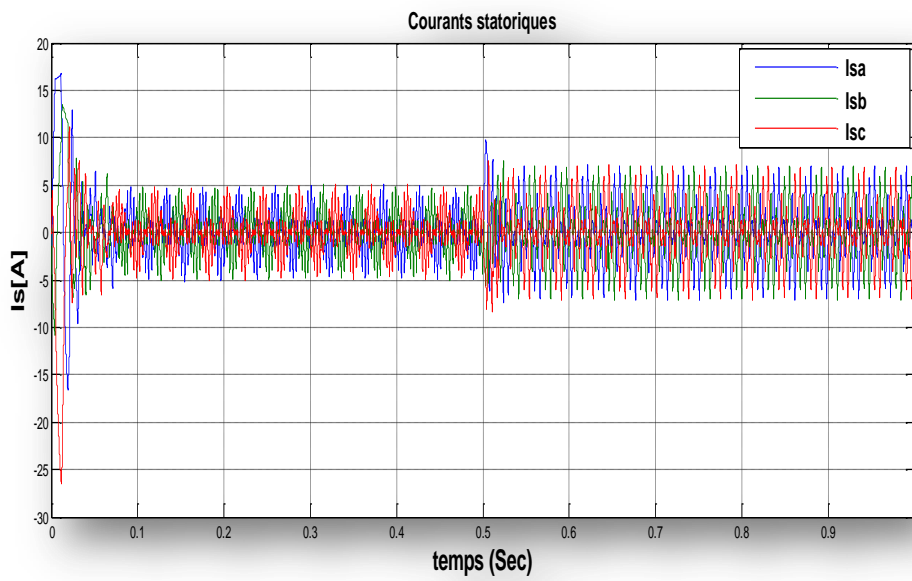


Figure (II.16) : Courants statoriques pour une variation de la vitesse de référence.

## **II.11.Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe du comportement de la commande directe du couple de la machine asynchrone, ainsi on a présenté les résultats de simulation du contrôle direct du couple de la machine.

La simulation a donnée des résultats généralement acceptables pour des différents modes de fonctionnement de la machine asynchrone.

## *Chapitre III*

# *Commande DTC Avec Régulateur PI-FLOU*

### III.1. Introduction

A travers ce chapitre nous allons exposer en premier lieu les fondements et principes de la logique floue suit auxquels nous allons introduire les bases et constituants du régulateur flou.

En deuxième lieu, nous traiterons en détail l'application de la régulation par logique floue à la commande direct du couple avec la présentation et discussion des résultats de simulations suite aux quels nous proposons une amélioration des performances de notre commande par l'incorporation d'un régulateur PI-flou afin de corriger l'effet de non linéarité inhérente au contrôleur flou lors des variations de la vitesse du moteur avec la présentation des résultats de simulations [16] .

### III.2. Historique et Principe de La Logique Floue

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur Lotfi A. ZADEH . On pourrait dire que la logique floue constitue des approches qui ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent "naturelles", et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement d'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées 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 [19].

Nous examinerons plus précisément la régulation ainsi que son optimisation. Le but de ce chapitre est de présenter un bref rappel sur, les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue.

### III.3. Généralités Sur La Théorie du Contrôle Par La Logique Floue

#### III.3.1.Principe de La Logique Floue

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes , c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeur intermédiaires «vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [20].

### III.3.2. Application de La Logique Floue

Au cours des années soixante dix, différentes équipes de recherche ont contribué à faire connaître cette nouvelle technique, de ces recherches ont découlé divers concepts nouveaux tels que : langage flou, système flou, relation floue...etc. Parallèlement aux travaux sur la recherche, différentes applications industrielles ont été menées, la plus importante est sans doute celle menée dans les années quatre vingt par Hitachi consistant à faire la commande automatisée du métro de Sendaï (ville située à 300 Km de Tokyo), ce dispositif géré par un ordinateur utilisant des algorithmes flous a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie, de plus la conduite était tellement douce [21].

### III.3.3. Ensemble Ordinaire et Ensemble Floue

En logique binaire, la fonction d'appartenance  $\mu_B$  caractérisant l'appartenance  $x$  de l'univers de discours  $X$  à un ensemble classique  $A$  prend uniquement les valeurs 0 et 1 :

$$\mu_A : X \rightarrow \{0,1\} \quad (\text{III.1})$$

Un ensemble flou peut être vu comme une généralisation du concept d'ensemble classique. Dans la théorie des ensembles flous, les valeurs de la fonction d'appartenance

$\mu_B(x)$  sont comprises entre l'intervalle  $[0,1]$ .

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1] \quad (\text{III.2})$$

L'exemple de la figure suivant illustre la différence entre ensemble booléen et un ensemble flou (Température) :

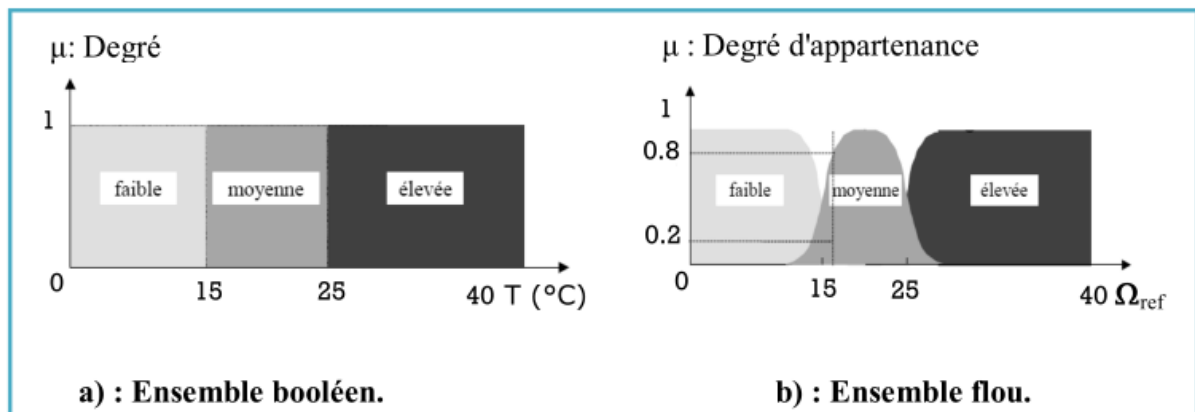


Figure (III.1) : Différence entre ensemble booléen et ensemble flou.

### III.3.4. Variables Linguistiques

Les variables linguistiques sont des variables dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés en langage naturel et non pas des nombres.

Elle sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue.

Une variable linguistique  $x$  est généralement caractérisé par un triplet  $\{x, T(x), X\}$  où  $x$  désigne le nom de la variable,  $X$  son univers de discours, et  $T(x)$  son ensemble de valeurs linguistique. Par exemple, si la vitesse est considérée comme variable linguistique définie dans un domaine  $X = [-100, 100]$ , ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :

$T(\text{vitesse}) = \{\text{Négative grande (NG), Négative petite (NP), Environ zéro (ZE), positive petite (PP), positive grande (PG)}\}$  Ces valeurs linguistiques sont considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées en figure (III.2) [22].

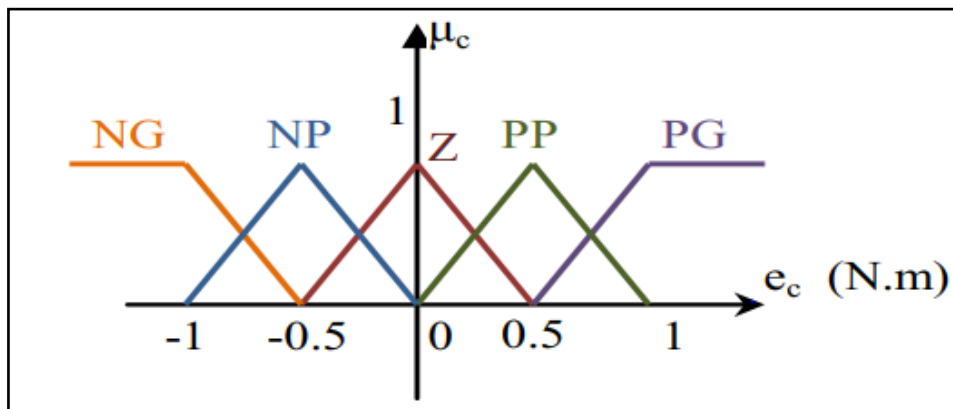


Figure (III.2) : Représentation des fonctions d'appartenance de T

$$T(\text{vitesse}) = \{\text{NG, NP, ZE, PP, PG}\}$$

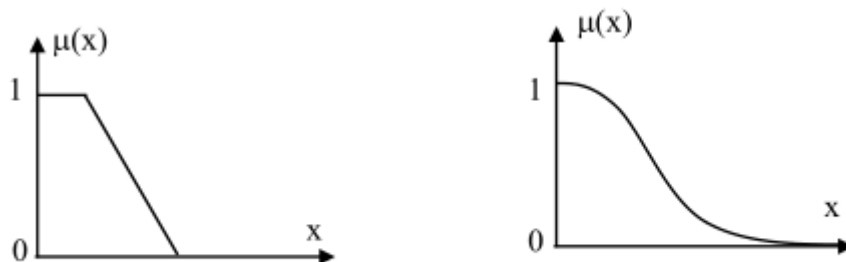
### III.3.5. Les Fonctions D'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par  $\mu_A(x)$ . L'argument  $x$  se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice  $B$  indique l'ensemble concerné [10].

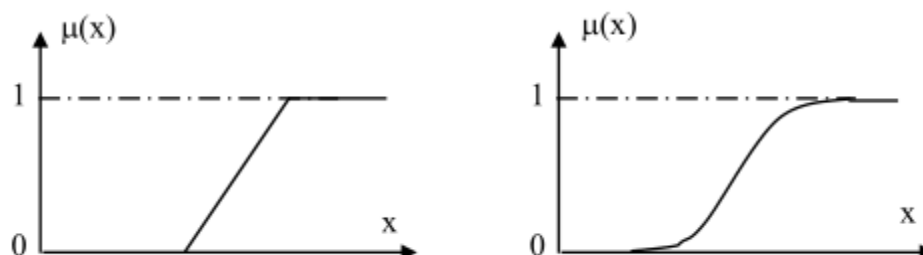
Les fonctions d'appartenance peuvent être linéaires ou gaussiennes avec différentes formes :

- ✚ Monotones (Croissantes ou décroissantes), comme il est montré sur la figure (III.3) et (III.4);
- ✚ Triangulaire (figure (III.5.a)) ;
- ✚ Trapézoïdales (figure (III.5.b)) ;
- ✚ En forme de cloche (Gaussienne), comme il est montré sur la figure (III.5.c).

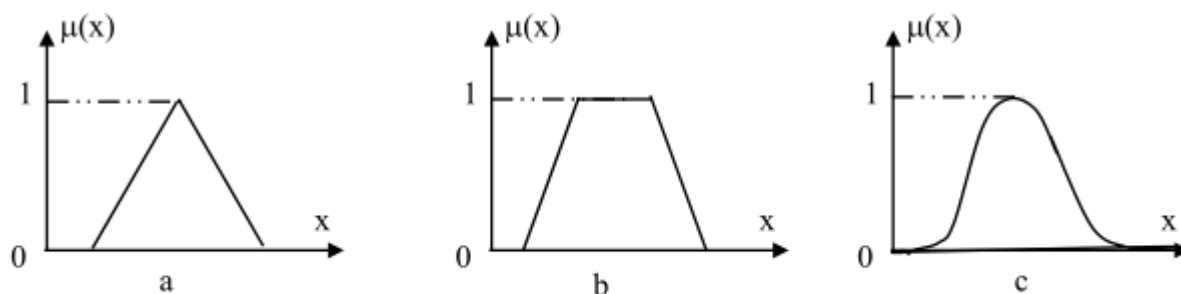
Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdales ou triangulaires.



**Figure (III.3) :** Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes.



**Figure (III.4) :** Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.



**Figure (III.5) :** Différentes formes des fonctions d'appartenance.

### III.3.6. La Formulation Mathématique des Fonctions D'appartenance [23]

On présente ici seulement les deux fonctions triangulaire et trapézoïdale.

#### III.3.6.1. Fonction Triangulaire

L'allure de cette fonction est définie par trois paramètres  $\{a, b, c\}$  avec :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right); 0\right) \quad (\text{IV.4})$$

#### III.3.6.2. Fonction Trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètres  $\{a, b, c, d\}$  :

$$\text{Avec : } \mu(\mathbf{x}) = \max \left( \min \left( \frac{x-a}{b-a}; 1; \frac{d-x}{d-c} \right); 0 \right) \quad (\text{IV.5})$$

### III.3.7. 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**, **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.

Soient p et m, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours X par leurs fonctions d'appartenance respectives  $\mu_p$  et  $\mu_m$  [24].

#### III.3.7.1. Union (Opérateur OU): [15]

L'union de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué d'éléments de X affecté du plus grand de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble flou  $C = A \cup B$ , tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_C(\mathbf{x}) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.7})$$

#### III.3.7.2. Intersection (Opérateur et)

L'intersection de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué d'éléments de X affecté du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble  $D = A \cap B$ , tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_D(\mathbf{x}) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.8})$$

#### III.3.7.3. Complémentation (Opérateur NON)

La fonction d'appartenance  $\mu_B$  du complément d'un ensemble flou A est défini pour tout  $x \in X$  par :

$$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.9})$$

### III.3.7.4. Implication Floue

On considère une règle floue portant la forme suivante « Si V est A alors W est B », construite à partir de deux variables linguistiques (V,X,TV) et (W,Y,TW). L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité entre les propositions floues élémentaires « V est A » et « W est B » à partir des valeurs de la prémisse d'une part et celle de la conclusion d'autre part.

$$\mu_R(\mathbf{x},\mathbf{y}) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.10})$$

Afin de connaître le degré de vérité de la proposition floue, il est impératif de définir l'implication floue. Les opérateurs les plus fréquents en commande floue sont les implications de MAMDANI, et de LARSEN.

#### a. Implication de MAMDANI

$$\mu_R(\mathbf{x},\mathbf{y}) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.11})$$

#### b. Implication de LARSEN

$$\mu_R(\mathbf{x},\mathbf{y}) = (\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.12})$$

### III.3.8. Règles Floues

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférences. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc. Ces règles peuvent avoir la forme suivante [24] :

**Si** condition une **ET/OU** si condition deux **ALORS** décision ou action.  
A titre d'illustration, on prend l'exemple suivant :

**Si** l'erreur de vitesse est nulle '**ET**' si la variation de l'erreur de vitesse est nulle **ALORS** garder un couple de référence constant.

Généralement, la décision ou l'action dépendant de deux variables linguistiques est donnée par :

Action ou opération = {Si condition 1 ET 1' ALORS opération 1 OU

Si condition 2 ET 2' ALORS opération 2 OU

Si...

Si condition m ET m' ALORS opération m}

### III.4. Structure Générale d'un Régulateur Flou

L'objectif d'une commande floue est de traiter des problèmes de commande de processus, le plus souvent à partir des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [11].

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue (**RLF**) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais il 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 [10].

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

- fuzzification,
- base de connaissance,
- inférence
- défuzzification

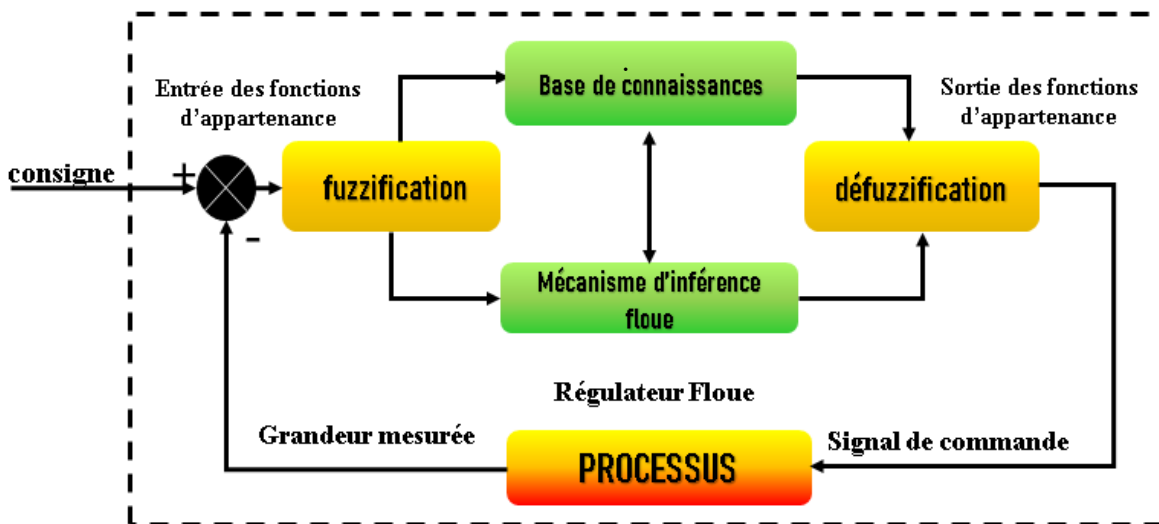


Figure (III.6) : Schéma synaptique générale d'un régulateur flou.

#### III.4.1. Interface de Fuzzification

La fuzzification est le premier traitement qui entre en compte dans la structure d'un système flou. Elle consiste à donner un degré d'appartenance à une valeur réelle d'entrée en fonction des ensembles flous. Dans un système flou, il faut rendre floues (fuzzifier) les entrées et les sorties du système. Pour le système flou, la fuzzification des variables est une étape importante du processus de mise en œuvre. Les caractéristiques de cette étape sont habituellement déterminées par des experts ou des opérateurs qualifiés travaillant sur le processus et recourant le plus souvent à leurs connaissances. De plus, les performances du système flou seront influencées par la fuzzification.

Les étapes de la fuzzification consistent à :

- \* Etablir les variables linguistiques;
- \* Établir les quantificateurs flous (nombre de valeurs linguistiques);
- \* Attribuer une signification numérique à chaque quantificateur flou : fonction d'appartenance [25].

#### III.4.2. Base de Connaissances

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

- ☒ D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
- ☒ La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles: **Si** (Condition) **Alors** (Conséquence) [24].

#### III.4.3 Mécanisme D'inférence Floue

Le bloc d'inférence est le cœur du contrôleur, il possède l'aptitude à simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence. A partir de la base de règle et des sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification de l'entrée, le mécanisme d'inférence calcul le sous-ensemble relatif à la commande du système [24] .

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [26] :

- ✚ **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.4.4. Interface de Défuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées :

✓ **Méthode du centre de gravité :**

C'est la méthode de défuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur [27].

$$dU_n = \frac{\int x\mu_R(x)dx}{\int \mu_R(x)dx} \quad (1.6)$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

✓ **Méthode du maximum**

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale.

La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales) [24]

✓ **Méthode de la moyenne des maxima**

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale [24]

### III.5. Avantages et Inconvénients du Réglage Par Logique Floue [28]

#### III.5.1 Avantages

- ✓ Le modèle mathématique non requis [29].
- ✓ La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- ✓ La maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe.
- ✓ L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non linéaire).
- ✓ L'emploi possible aussi pour des processus rapides (grâce à des processus dédiés).
- ✓ La disponibilité de systèmes de développement efficaces.
- ✓ La disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour micro-processeur ou PC (solution logiciel), soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors, solution matérielle).

#### III.5.2 Inconvénients

- ☒ Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage.
- ☒ Les règles doivent être disponibles.
- ☒ L'approche artisanale et non systématique [29].
- ☒ Aucune méthode formelle pour l'ajustement [29].
- ☒ L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- ☒ La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférences contradictoires possible).

### III.6. La commande DTC Avec Un régulateur PI-flou

Cette partie établit un régulateur flou PI de la vitesse, qui applique les principes et la méthode de logique floue pour ajuster le coefficient proportionnel  $K_p$  et le coefficient intégral  $K_i$  du régulateur PI à chaque instant, et obtient finalement le système pour s'adapter à différentes variations de vitesse [26].

Et étant donné que l'objectif recherché est d'avoir une commande plus robuste comparativement celle d'un PI classique, on a opté pour le régulateur PI-flou qui est moins sensible aux variations des paramètres, et dans le but de résoudre le problème de la constance des gains par rapport au PI classique [16].

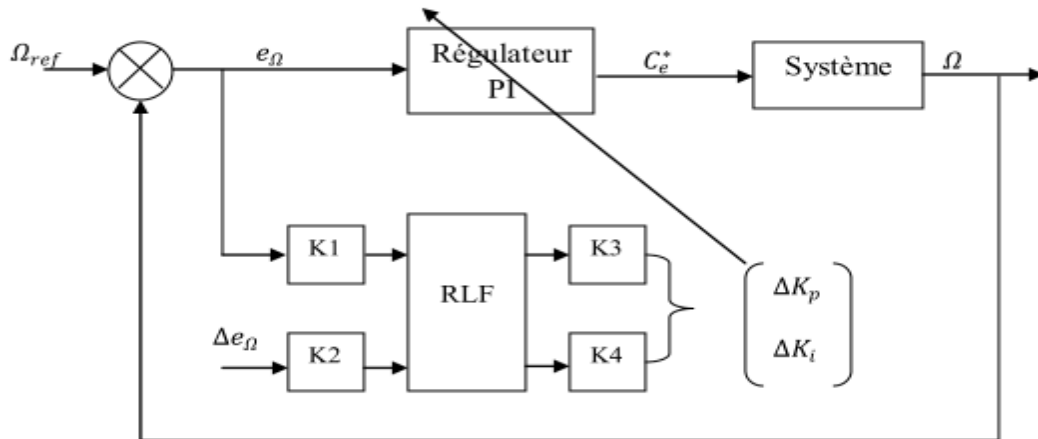


Figure (III.7) : structure du régulateur PI-flou .

La répartition des fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie sur l'univers de discours proposée est montrée ci-dessous [30][16].

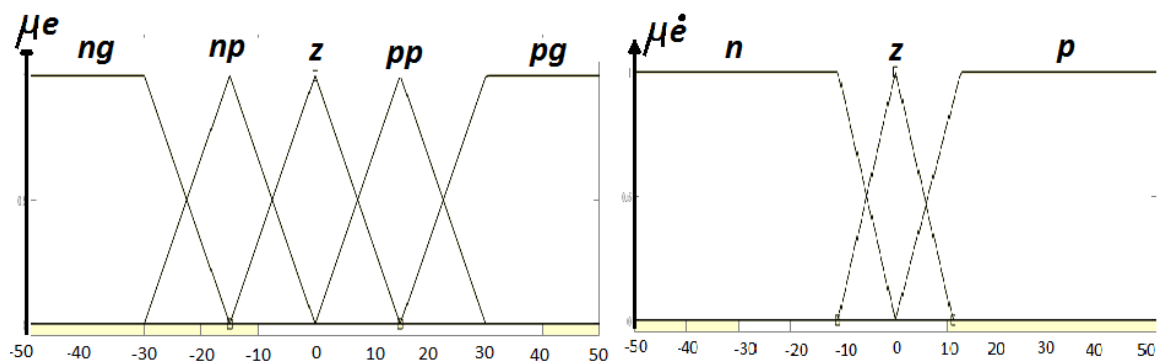


Figure (III.8) : La fonction d'appartenance pour la variable d'entrée

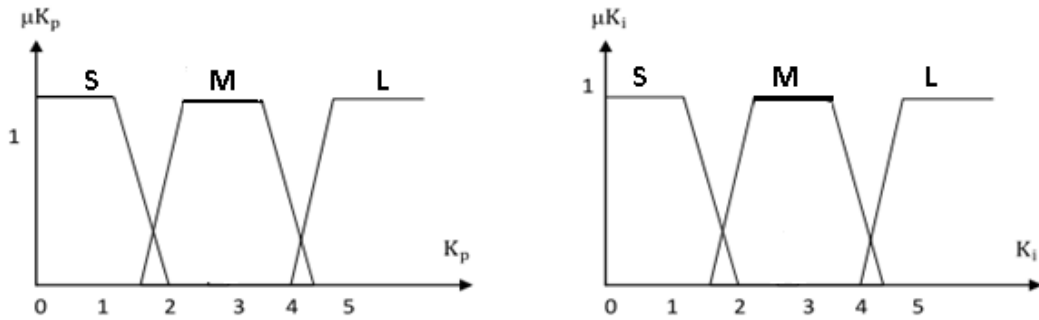


Figure (III.9) : La fonction d'appartenance pour la variable de sortie

Sept ensembles flous sont proposés pour l'erreur de vitesse  $e_\Omega$ , et trois ensembles pour sa variation  $\Delta e_\Omega$ .

Les cinq classes de  $e_\Omega$  sont nommées {ng (négative grand), np (négative petite), z (zéro), pp (positive petite), pg (positive grande)}. Comme la variation de  $\Delta f_\Omega$  très rapide pour la DTC, donc il n'est pas nécessaire de la subdivisée, ses 3 classes sont nommées {n (négative), z (zéro), p (positive)}.

### III.6.1. La table des Règles [30][16]

Quand l'erreur de vitesse est grande relativement, une grande valeur devrait également être assignée au  $K_p$  pour accélérer la réponse de vitesse du système, mais  $K_i$  doit prendre une valeur tout à fait petite ou même un zéro afin d'empêcher la saturation intégrale et le dépassement distinct de vitesse.

Quand l'erreur de vitesse est moyenne, le  $K_p$  doit prendre une valeur relativement petite et  $K_i$  doit prendre une valeur moyenne, afin de diminuer le dépassement et assurer la réponse rapide de vitesse.

Quand l'erreur de vitesse est relativement petite, le système fonctionne habituellement dans l'état d'équilibre, ainsi un  $K_p$  moyen et un grand  $K_i$  devraient être assignés pour diminuer l'erreur statique et pour assurer la stabilité du système.

Selon les principes ci-dessus, des règles floues de commande de  $K_p$  et de  $K_i$  à différents états peuvent facilement être acquis comme montré dans le « Tableau.III.2 ».

Kp , Ki		e				
		ng	np	z	pp	pg
ė	n	S	S	M	S	M
	z	P	M	P	P	M
	p	M	S	S	M	M

Tableau (III.1) : Table des règles pour Kp et Ki .

III.6.2. Structure de La DTC Avec Régulateurs Flous Pi De Vitesse

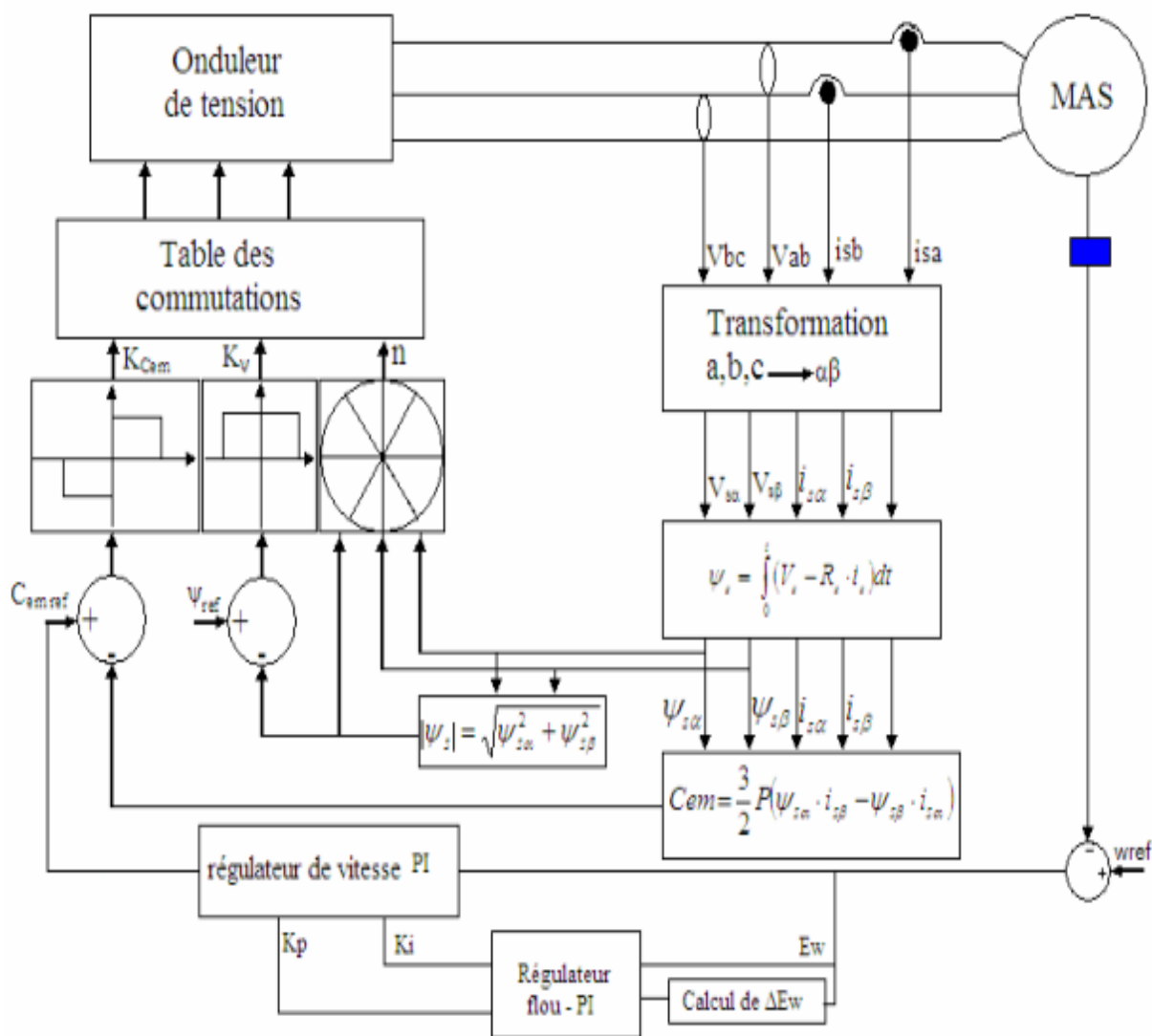


Figure (III.10) : Structure de la DTC avec régulateurs flous PI de vitesse

### III.7. Simulation La Commande DTC Avec Le Régulateur PI-flou

Dans cette partie nous allons tester les performances de la commande DTC avec un régulateur PI-flou, par les différents modes de fonctionnement, a vide et en charge et aussi avec l'inversion de sens de rotation et ses influence sur les allures de la vitesse et du couple électromagnétique.

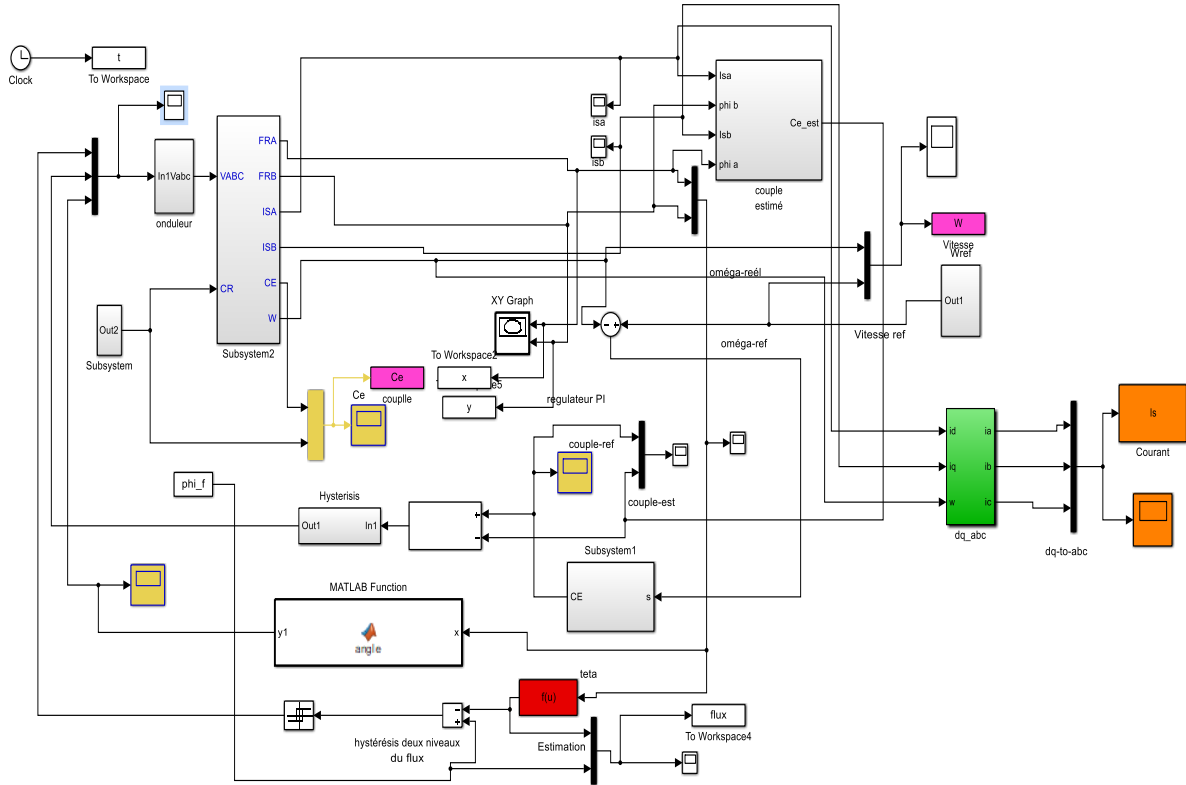


Figure (III.11) : Schéma block de simulation de la DTC par le régulateur PI- flou

### III.8. Résultats de Simulation

#### III.8.1.Essai à Vide et en Charge

On a simulé le comportement du système d’entraînement représenté par le schéma de bloc de la figure (III.11) pour  $\omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ ,

Au démarrage la vitesse augmente en prenant une forme presque linéaire en fonction de temps, puis elle atteint sa valeur de référence à  $t = 0.17\text{s}$  sans dépassement.

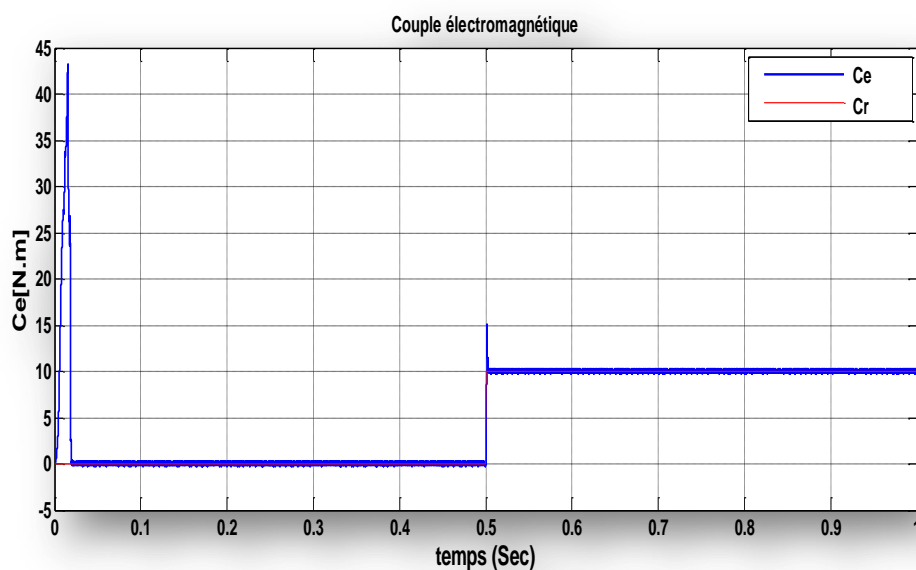
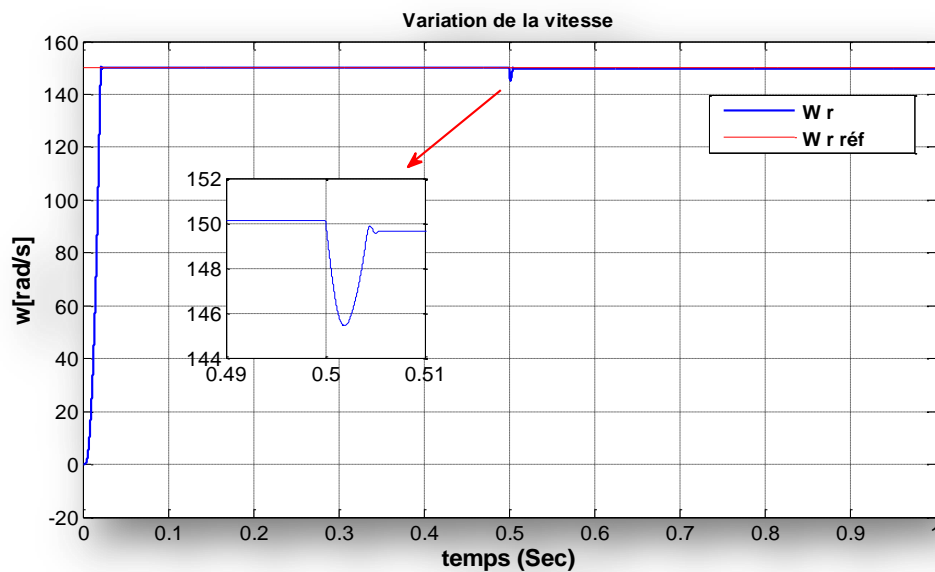
Le couple marque un pic et se stabilise sur la consigne nulle au bout d’un temps de l’ordre de  $t=0.15\text{s}$ .le module du flux statorique s’établit à sa valeur de référence avec une légère ondulation au démarrage qui est très visible dans le plan  $(\alpha,\beta)$ .

Pour tester la robustesse du réglage de la machine asynchrone par un PI flou, on a introduit un couple de charge de  $10\text{N.m}$  à l’instant  $t=0.5\text{s}$  et pour examiner davantage ce test on a utilisé un échelon de consigne de  $10\text{N.m}$  à  $t=0.5$ . nous remarquons sur l’allure de la vitesse, l’instant ou cette dernière baisse et regagne sa référence est très court, et n’est

presque pas visible. Cela confirme l'apport de l'amélioration à la commande DTC avec le régulateur PI-flou concernant la régulation de vitesse

On constate que la vitesse atteint sa référence  $\omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$  sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés contrairement à ce qu'on a observé lors du réglage par un PI classique.

En ce qui concerne le couple électromagnétique, en effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre les consignes de charges introduites et présente une diminution remarquable des harmoniques. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.



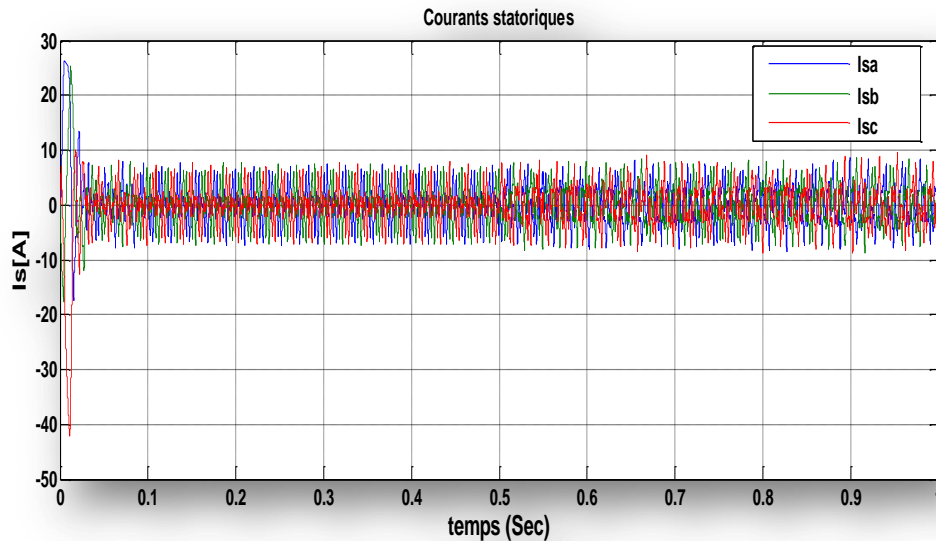
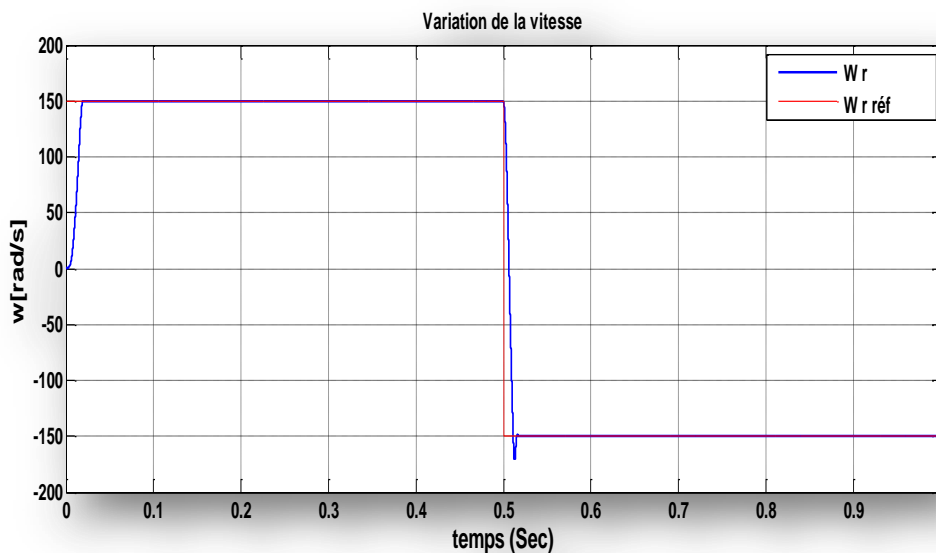
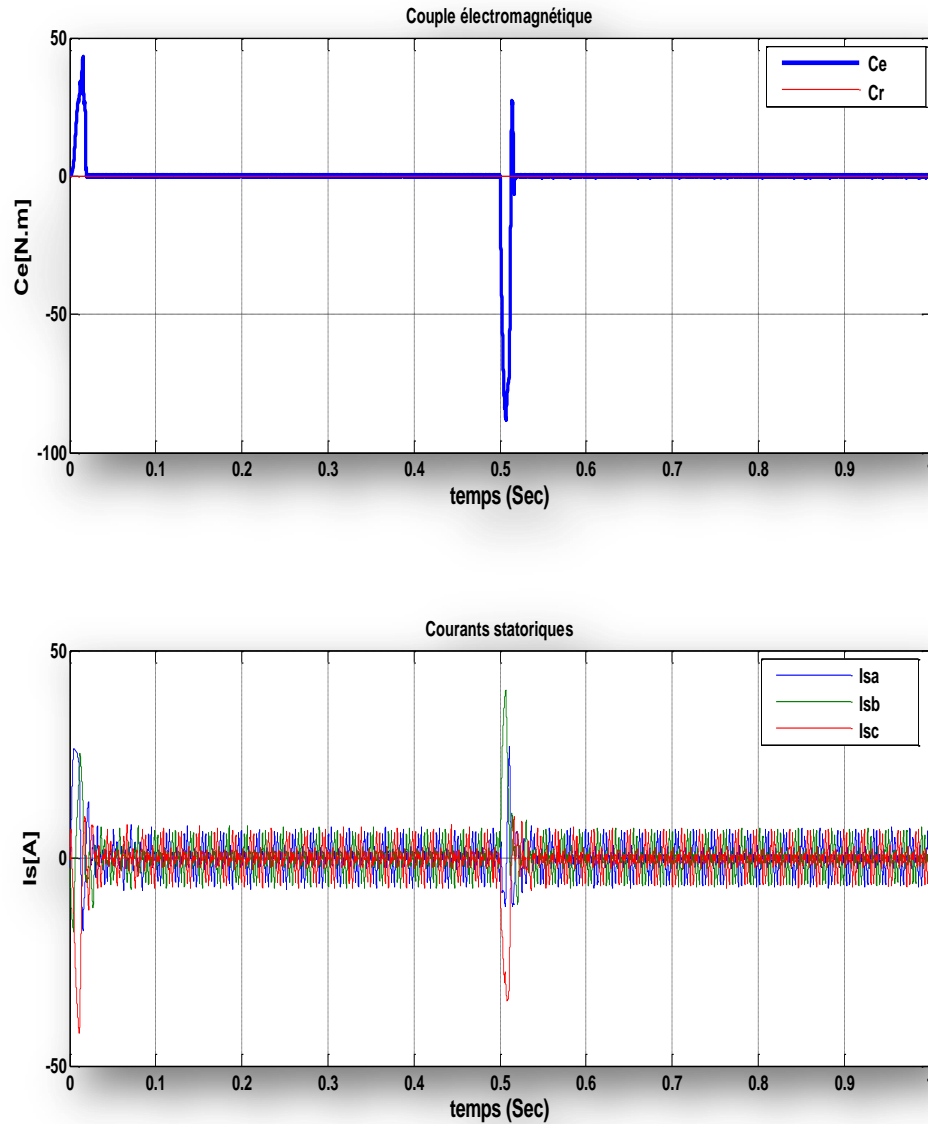


Figure (III.12) : Résultats de simulation essai a vide et en charge pour la DTC flou PI

### III.8.2. Inversion de Sens de Rotation :

La figure (III.13) illustre clairement la robustesse du régulateur PI flou plus particulièrement pour la réponse de vitesse vis-à-vis d'une inversion importante de la référence de celle-ci de **150 rad/s** à **-150 rad/s**. cependant le couple électromagnétique marque un pic au démarrage et un autre inverse à l'instant du changement du sens de rotation de la vitesse mais le temps du freinage au démarrage dans le sens inverse se déroule en un temps court relativement à celui obtenu par un PI classique .les allures des courants et du flux statorique présentent de légères ondulations à l'instant d'inversion du sens de rotation de la vitesse .





**Figure (III.13) :** Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation pour la DTC flou PI.

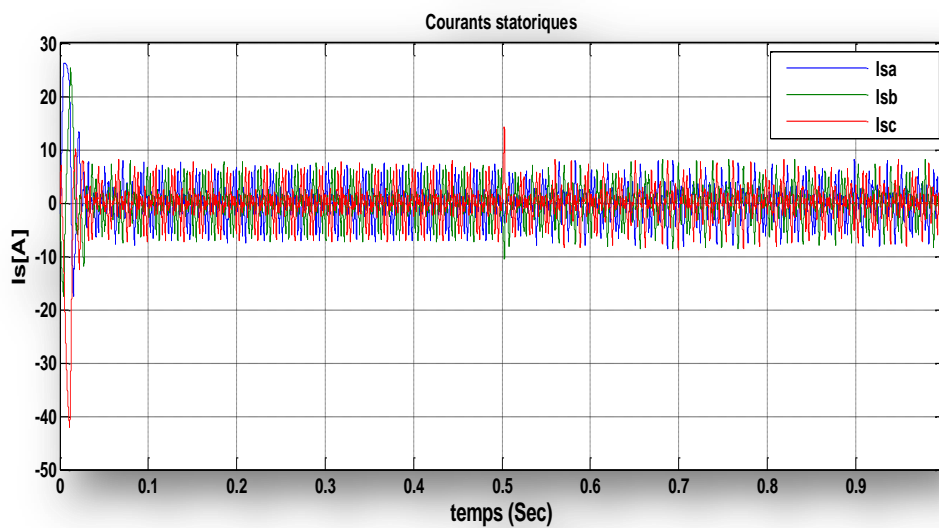
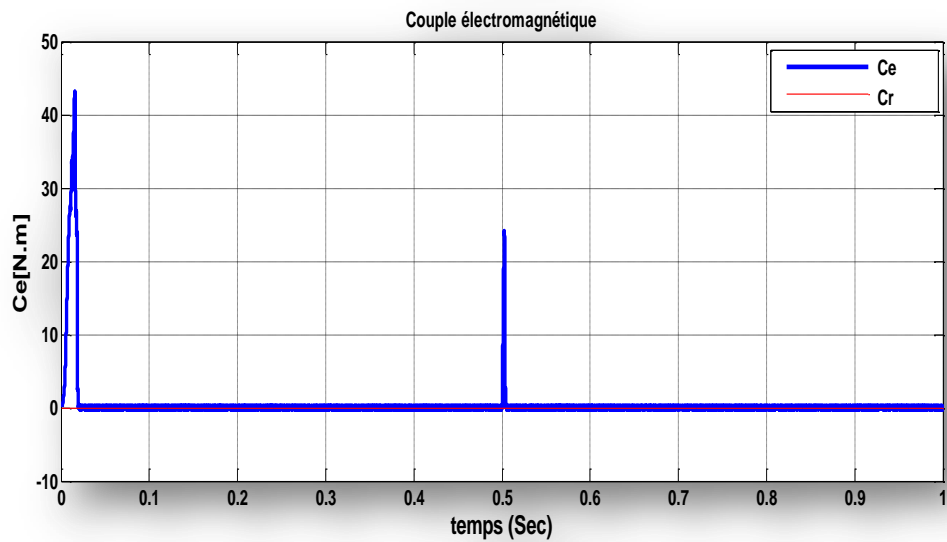
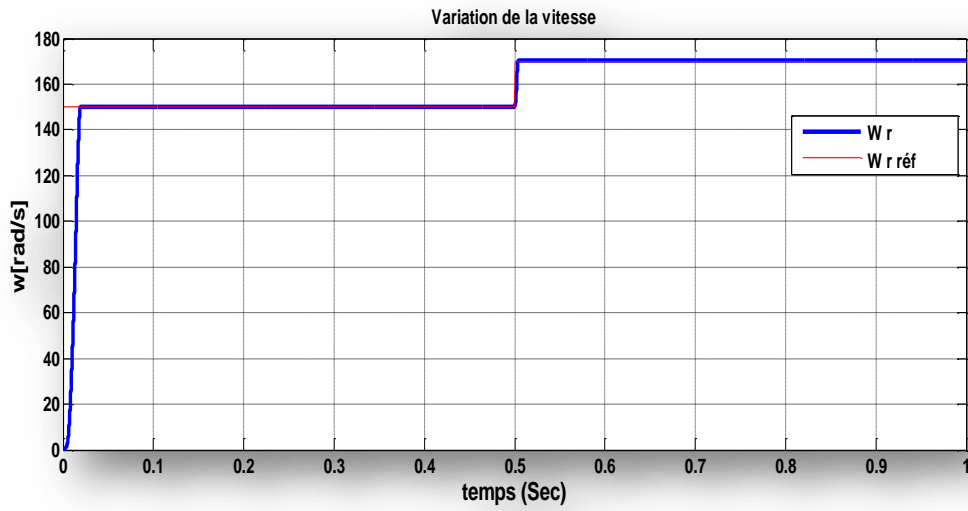
### III.8.3.Changement de Référence de Rotation

La figure (III.14) présente les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de  $\omega_{ref}=150$  (rad/s) à  $\omega_{ref}=170$  (rad/s) à l'instant  $t=0.5$  s.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement et linéairement sa nouvelle référence,

On remarque aussi que la vitesse est passée à sa référence  $\omega_{ref}=170$  (rad/s) sans dépassement

Le couple subit un pic de transition lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur .



**Figure (III.14) :** Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence pour la DTC flou PI.

### III.9. Etude Comparative Entre la Command DTC à Régulateur PI et la DTC à Régulateur PI-flou:

#### III.9.1. Réponse Pour Une Application de Charge:

La figure (III.15) représente la vitesse et le couple et les courants de la machine asynchrone dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de **150 rad/s**. A l'instant  $t=0.5$  s , on applique un couple de charge de **10 N.m**.

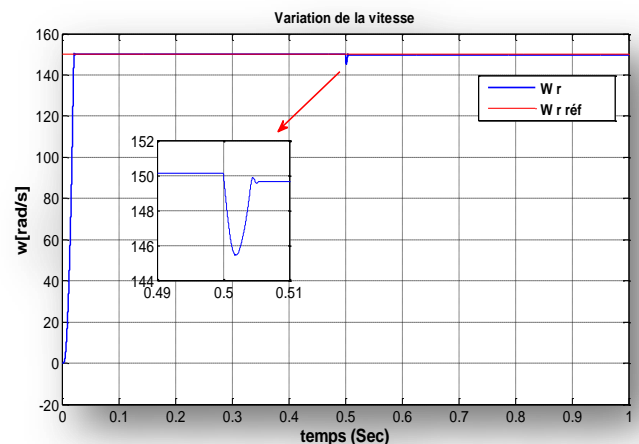
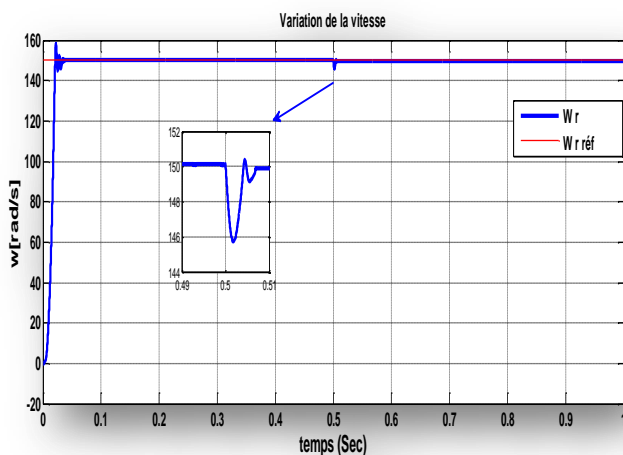
On observe les allures de vitesse pour les deux commandes, la différence est bien visible du point de vue de la rapidité du système et l'insensibilité à l'application du couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement sa référence pour DTC flou PI.

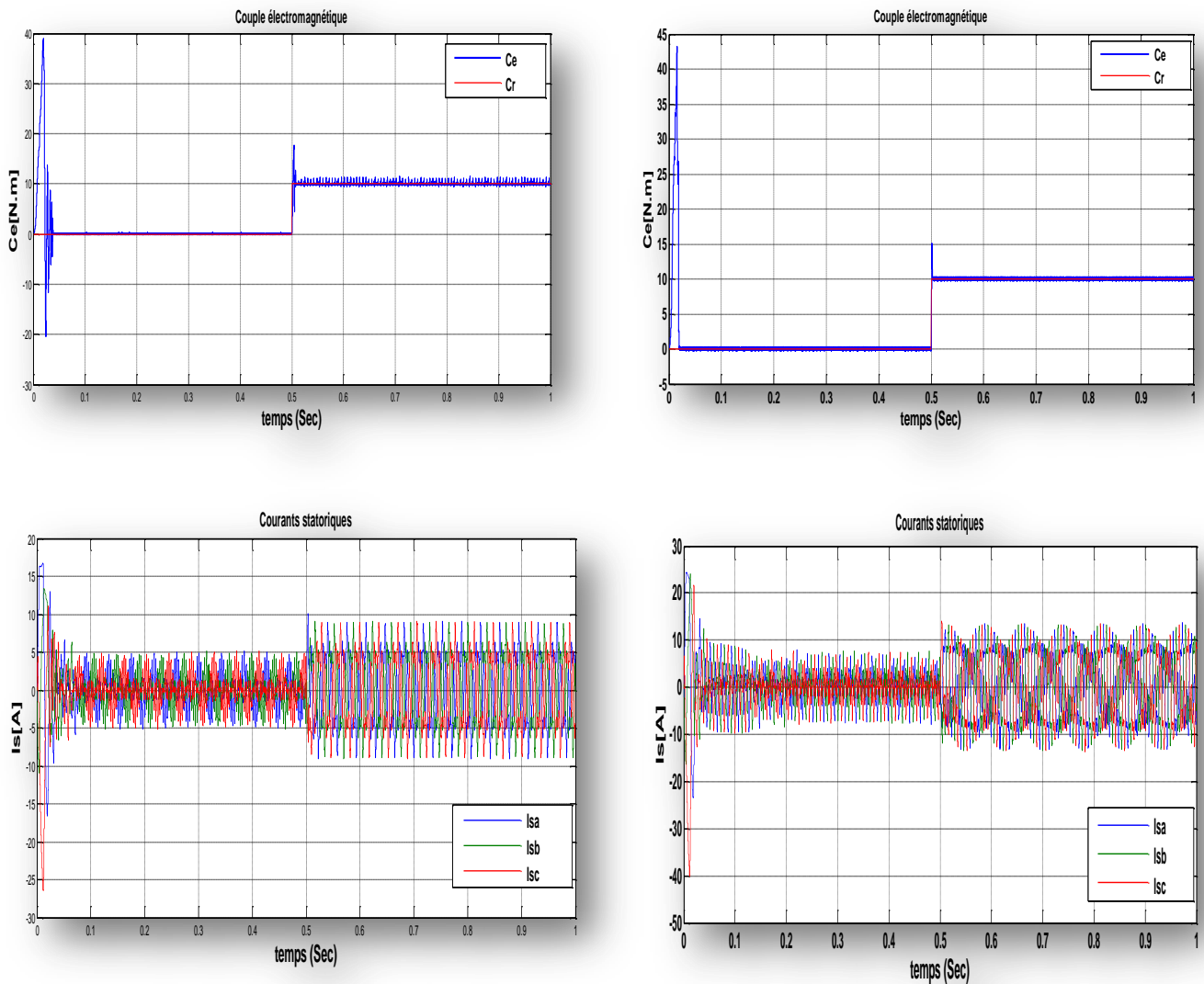
Pour les couples ,le résultat obtenu par la DTC avec PI-flou, présente moins d'ondulations et annule le pic par rapport à la DTC classique, à propos du couple de démarrage, il est plus important avec la logique floue, mais cela ne présente aucun inconvénient car le couple de démarrage peut atteindre jusqu'à 7 fois le couple nominal.

Pour le courant, on remarque qu'il est moins bruité et plus proche a une forme régulière (sinusoïdale) pour la DTC flou PI par rapport au DTC conventionnelle.

**DTC**

**DTC-FLOU**



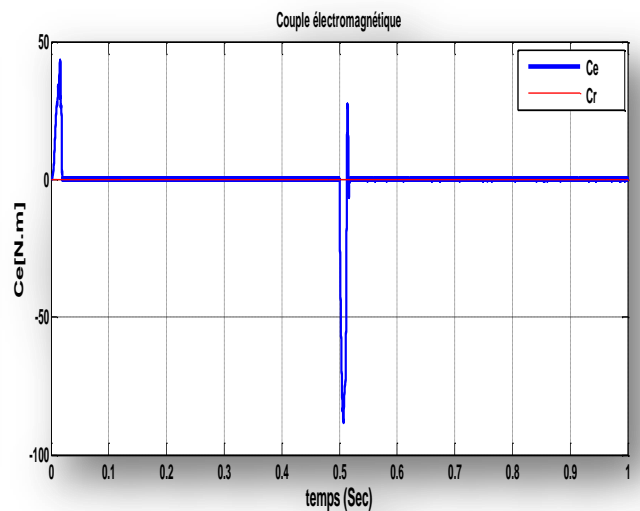
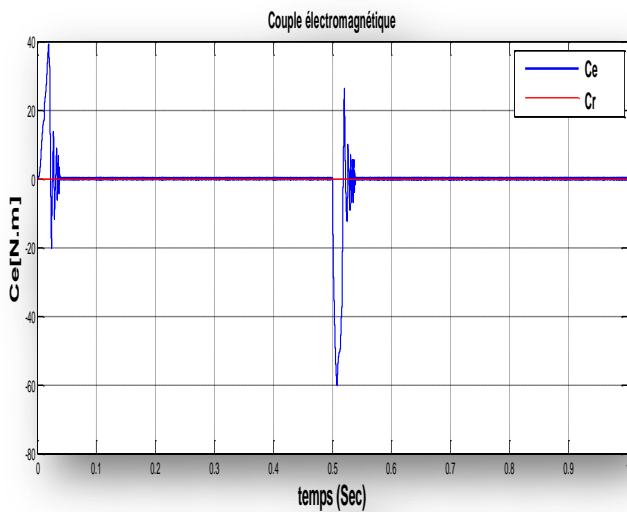
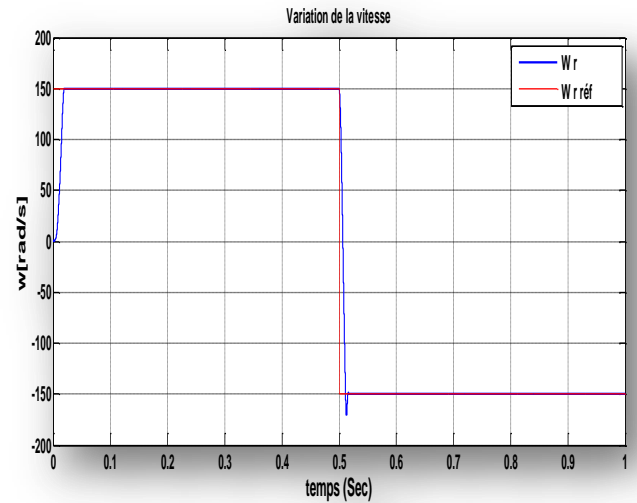
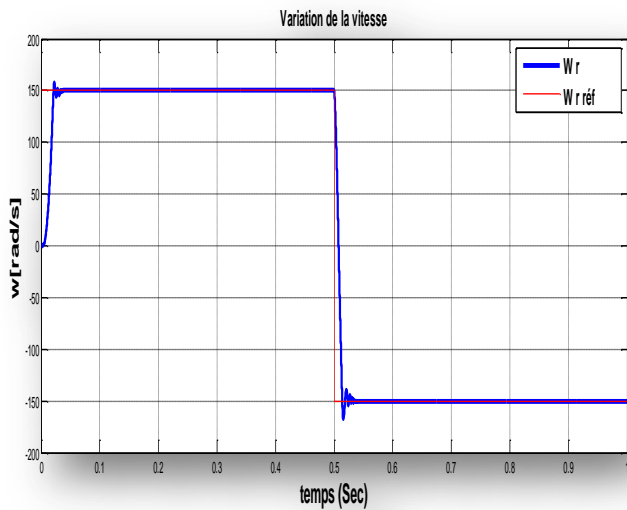


**Figure (III.15) :** Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 10 N.m à  $t = 0.5$  s.

### III.9.2. Réponse Pour Une Inversion de La Vitesse

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande. En effet, la référence doit être suivie sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur. Figure (III.16) représente la vitesse et le couple de la MAS dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de **150 rad / s**, suivi, à l'instant  **$t=0.5$  s**, d'une inversion de la vitesse à **-150 rad / s**.

on remarque bien que les deux vitesses et les couples suivent la consigne, mais avec un temps de réponse meilleur avec la logique floue, pour les courants, On constat que la réponse à l'inversion de vitesse est presque instantanée pour la commande DTC avec le régulateur PI-flou. Cela montre que la DTC flou PI est beaucoup plus robuste par rapport à la DTC conventionnelle.



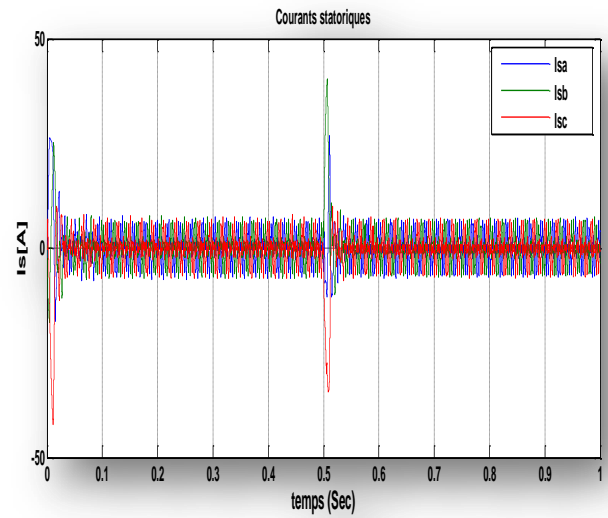
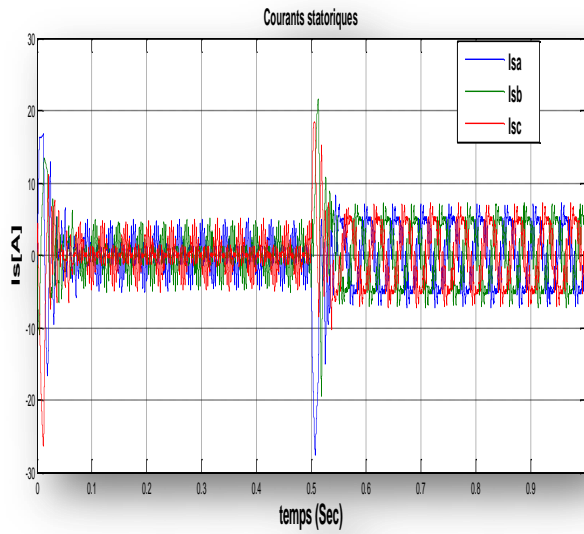
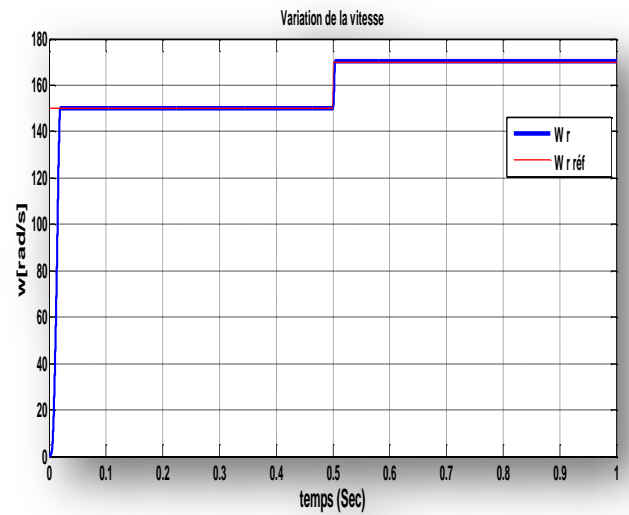
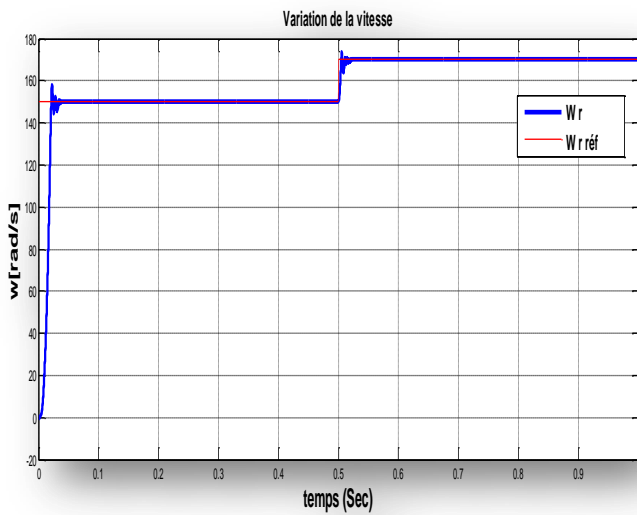


Figure (III.16) : Résultats de simulation pour une inversion de la vitesse.

### III.9.3. Réponse Pour Une Augmentation de La Vitesse de Référence



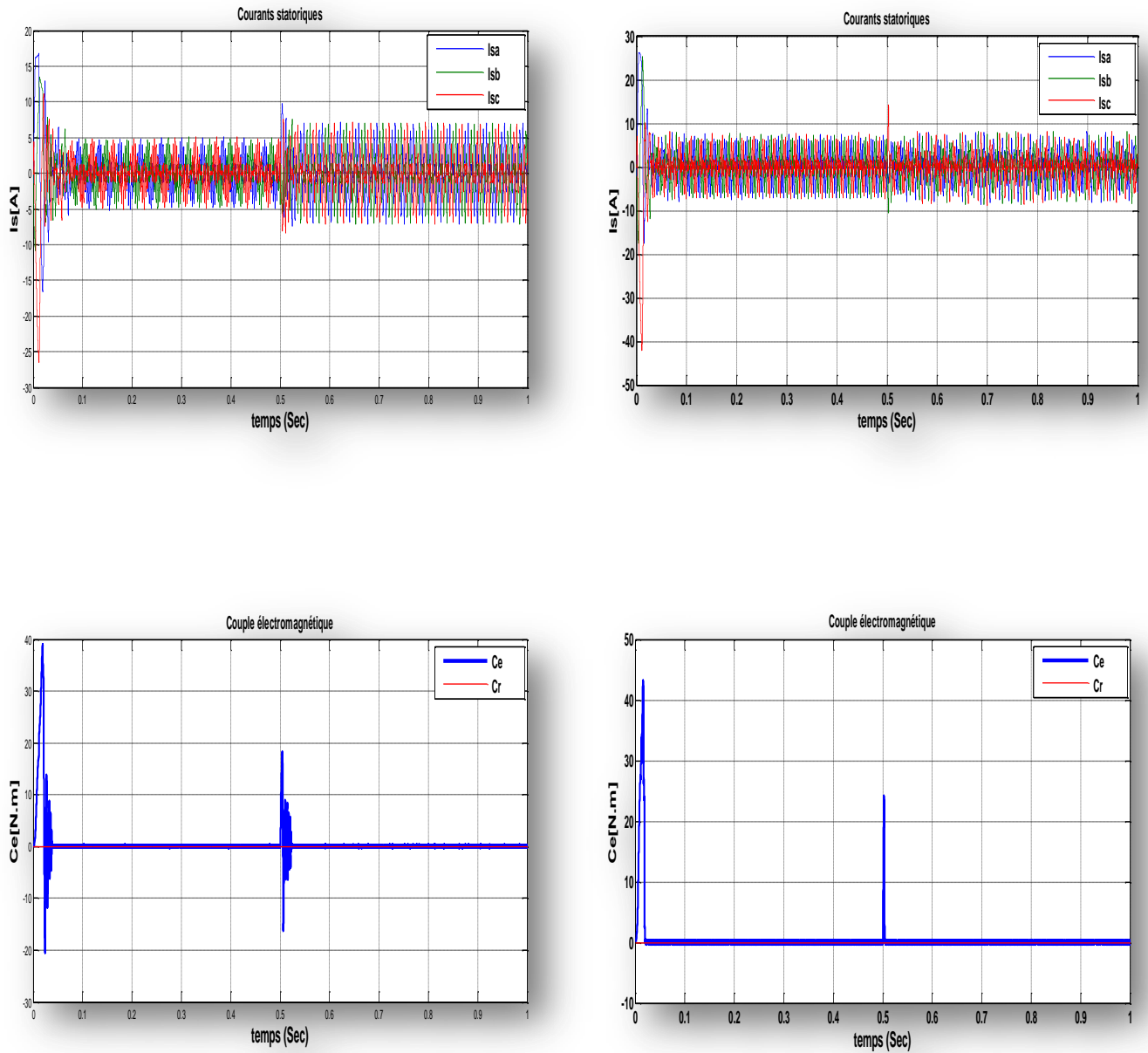


Figure (III.17) : Résultats de simulation pour une augmentation de la vitesse de référence

### III.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les principes de la commande par logique floue de la machine asynchrone, en commençant par rappeler les concepts de base sur lesquels repose la théorie de la logique floue. Par la suite nous nous sommes intéressées aux étapes de conception et simulation d'un régulateur PI flou afin d'introduire ce dernier dans la commande direct du couple tout en remplaçant le régulateur PI classique par un régulateur PI flou dans le but d'améliorer la dynamique de la commande DTC.

Effectivement, du fait qu'on a étudié les résultats des simulations, on constate que régulateur PI flou annule les effets de perturbation et suit parfaitement les consignes avec un temp de réponse important sans provoquer des dépassements, d'où on confirme que le réglage par la logique floue fournit des performances élevées.

En fin, en comparant avec la commande DTC classique , la DTC-Flou est plus robuste dans les différents modes de fonctionnement du moteur (à vide, en charge, inversion de la vitesse et augmentation de la vitesse de référence), avec une réponse rapide.

# *Conclusion générale*

## Conclusion générale

Dans notre étude que nous avons présenté comment on peut améliorer les performances de la commande directe du couple appliquée à une machine asynchrone afin de réaliser une régulation de vitesse , en introduisant la logique floue.

On a commencé par la présentation de la commande **DTC** d'une machine asynchrone où la commande a été élaborée à base d'un régulateur **PI** en montrant la robustesse de la commande pour les différents tests dans l'environnement MATLAB/SIMULINK tels que le fonctionnement à vide, en charge et l'inversement du sens de rotation.

Puis nous avons donné des généralités sur la théorie de la commande par logique floue, ce qui est utilisée par la suite pour déduire les paramètres du régulateur **PI** qui est utilisé implicitement dans de la **DTC** c'est-à-dire le régulateur **PI** sera un régulateur **PI-flou**.

On a réalisé les mêmes tests sur les modes de fonctionnement de la **MAS** avec les mêmes paramètres via la technique **DTC** avec régulateur **PI-flou**, où des améliorations dans les résultats de simulation on été trouvées.

Finalement, nous avons faire une étude comparative des résultats de simulation obtenus entre la **DTC** avec régulateur **PI** classique et celle avec régulateur **PI-Flou**.

# Annex



# ***Bibliographiques***

## **Références Bibliographiques**

- [1] **M.I.Messai et M.M.Redouani**, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone», Mémoire de master, université d'Eloued 2014.
- [2] **Dj.Chekima** , «Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue», Mémoire de master, université d'Eloued 2014.
- [3] **CHAHMI Abdelghani**, « Identification paramétrique de la machine dédiée au diagnostic », thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf Oran, soutenue le 26/02/2017.
- [4] **A. Rahal et M.F Edjiri**, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [5] **A.Tamma et A. Zerig**, «Amélioration des performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone» , Mémoire de master, université d'Eloued 2016
- [6] **M.N .Hasseni**, «Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone», Mémoire de master, Université de Biskra 2018.
- [7] **A.Oubraham et F.Ramtani** , «Contribution à la commande directe du couple d'une machine asynchrone avec un régulateur PI adaptatif par logique floue.»,Mémoire de master, Université A.Mira-Bejaia 2018
- [8] **S.Gdaim**, " Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes ", thèse de doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, Soutenue le 26/12/2013.
- [9] **R. Abdessemed et M. Kadjoudj** « Modélisation des machines électriques » presse de l'université de Batna.
- [10] **ML.Zegai**, «Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux » thèse de doctorat, université Mohmed Boudiaf Oran, Soutenu le 01/07/2013.
- [11] **A.Acher** «command direct de couple DTC de la machine asynchrone à base de contrôleur a la logique floue » Mémoire de master, Université de setif 2011
- [12] **R.Aroui et Y.Ait mabrouk** «Commande directe du couple d'une Machine Asynchrone » ,Mémoire de master, Université A.Mira-Bejaia 2019

- [13] **K.Akouchi** «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » ,Mémoire de master, universite badji mokhtar- annaba 2007.
- [14] **Bernard de Fornel** « Techniques de l'ingénieur » D3 623
- [15] **A.Oubraham et F.Ramtani** «Contribution à la commande directe du couple d'une machine asynchrone avec un régulateur PI adaptatif par logique floue» ,Mémoire de fin de d'etude , Université A.Mira-Bejaia 2019
- [16] **H.Allaoua et B. Allaoua** «Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue» ,Mémoire de master, Université de Bejaia 2014.
- [17] **J. BELHADJ**, «Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone » Thèse  
Doctorat Toulouse, 2001.
- [18] **R. Kechida**, «Utilisation du Contrôle Direct du Flux Statorique et du Filtre de Kalman en  
en  
Vue du Contrôle Direct du Couple (DTC) d'un Moteur Asynchrone : Application au Diagnostic des Défauts», Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, Algérie,  
2010
- [19] **L. VERONIQUE**, «Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à  
à  
la  
commande multi variable» , thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de Toulouse, 1997
- [20] **R.Doumi** , «Command PI floue d'une machine asynchrone double étoile » , Mémoire de Master , université Mohamed Boudiaf – Msila , 2019.
- [21]**A. Chikhi** , «Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue » , Mémoire de Magister , Université de Batna 2008.
- [22] **N.Meziani et G.Challal** «commande par la logique floue d'une machine asynchrone » ,Mémoire de fin d'étude , Université A.Mira-Bejaia 2014.
- [23] **N. Melki** , «Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile» , Mémoire de Master , université Mohamed Boudiaf – Msila , 2016.
- [24] **H. Mesai Ahmed et K.Nadir**, «Commande de la machine asynchrone à double alimentation – apport des techniques de l'intelligence artificielle» , Mémoire de Master , universite djillali liabes de sidi-bel-abbes, 2017.
- [25] **Dr. Mohamed Assaad HAMIDA**, Introduction à la commande par logique floue, cours, 2014.
- [26] **K. Nabti**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue» , Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine,2006.

[27] **L.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, Soutenu le 14 /01/ 1999.

[28] **Y.Bekakra** «Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées» Mémoire de Magister En Electrotechnique, Centre Universitaire d'El-oued, 14 / 06 / 2010

[29] **R. Mahadoui**, “Diagnostic industriel par neuro-flou -application à un système de production,” Thèse de magister de l’université de Batna 2008.

[30] **Yang J, Huang. Jin**, “ Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed pi regulator ”, Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, 2005.