

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique
Université A. MIRA-Bejaia
Faculté de Technologie
Département De Génie Electrique



MEMOIRE DE FIN DE CYCLE

En vue de l'obtention du diplôme de Master en
Electrotechnique

Option : Automatismes Industriels

Thème

Commande de la machine asynchrone
(Etude et Comparaison)

Réalisé par :

Mr. MEBARKI Mourad

Encadré par :

Mme. ABEDELLI Radia

Promotion 2017

Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

Ainsi, je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur madame Abdelli pour avoir d'abord proposée ce thème, pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de me donner ses conseils.

Je remercie également tous les membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail.

Enfin, mes remerciements à toute ma famille et toute personne ayant participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

*Avant tout, je tiens à remercier 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 en hommage à mon père
A ma mère.
A mes frères et mes sœurs.
A ma famille.
A mes amis et mes collègues de la promotion 2017 « 2^{ème} Master Automatismes industriels ».*

Mourad

Liste des figures
Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone

Fig.I.1 : Composition de la machine asynchrone.....	3
Fig.I.2 : Le stator de la machine asynchrone.....	4
Fig.I.3 : Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	5
Fig.I.4 : Construction d'un rotor bobiné.....	5
Fig.I.5 : Représentation des enroulements statoriques et rotorique.....	7
Fig.I.6 : Modèle de Park de la MAS.....	10
Fig.I.7 .Passage de repère abc vers $\alpha\beta$	13
Fig.I.7 : Schéma d'un onduleur triphasé.....	14

Chapitre II : Contrôle vectoriel à flux orienté.

Fig.II.1 : Orientation du flux rotorique sur l'axe 'd'.....	18
Fig.II.2 : Découplage par orientation du flux rotorique.....	20
Fig.II.3 : Schéma bloc de commande en utilisant une estimation de flux.....	20
Fig.II.4 : Schéma fonctionnel de la commande.....	22
Fig.II.5 : Régulateur PI.....	23
Fig.II.6 : Régulateur IP.....	23
Fig.II.7 : Allures de la vitesse et des couples (C_r et C_e).....	23
Fig.II.8 : Allures des courants statoriques.....	24
Fig.II.9 : Allure de la tension.....	24
Fig.II.10 : Allure des courants (I_{sd} et I_{sq}).....	24
Fig.II.11 : Allure de flux.....	25

Liste des figures
Chapitre III : Application de la logique floue au contrôle vectoriel

Fig. III.1 : Comparaison des logiques floue et classique.....	27
Fig. III.2 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.....	28
Fig. III.3 : Structure d'un régulateur flou.....	30
Fig. III.4 : Synoptique d'un régulateur flou selon MAMDANI.....	31
Fig. III.5 : Diagramme d'un régulateur flou.....	31
Fig. III.6 : Fonction d'appartenance des deux entrée.....	32
Fig. III.7 : Allures de la vitesse et des couples (C_r et C_e).....	33
Fig. III.8 : Allure de la tension.....	34
Fig. III.9 : Allure de flux.....	34

Chapitre IV : Commande directe du couple (DTC) de la machine

Fig. IV.1 : Représentation des différent vecteurs tensions.....	37
Fig. IV.2 : Evolution du vecteur flux statorique dans le plan (α , β).....	38
Fig. IV.3 : Choix de vecteur tension.....	39
Fig. IV.4 : Comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	41
Fig. IV.5 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux.....	42
Fig. IV.6 : Structure générale de la DTC.....	44
Fig. IV.7 : Allures de la vitesse et des couples (C_r et C_e).....	44
Fig. IV.8 : Allures des flux statoriques.....	45
Fig. IV.9 : Allures de courant et tension.....	45
Fig. IV.10 : Allure de flux estimé.....	45

Liste des figures**Chapitre V : Comparaison des résultats**

Fig.V.1 : Allures de la vitesse avec régulateurs (PI-flou et classique) et la DTC.....	48
Fig.V.2 : Zoom sur les allures de la vitesse (régime transitoire).....	48
Fig.V.3 : Zoom sur les allures de la vitesse (régime permanent).....	49
Fig.V.4 : Allures du couple avec régulateurs (PI-flou et classique) et la DTC.....	49
Fig.V.5 : Zoom sur les allures du couple (régime transitoire).....	50
Fig.V.6 : Allures du flux avec régulateurs (PI-flou et classique) et la DTC.....	50
Fig.V.7 : Zoom sur les allures du flux (régime transitoire).....	51
Fig.V.8 : Zoom sur les allures du flux (régime permanent).....	51

Liste des tableaux**Chapitre IV : Commande directe du couple (DTC)**

Tab.IV.1 : Position du vecteur flux statorique.....	40
Tab.IV.2 : Vecteurs tension à appliquer pour le contrôle du flux.....	42
Tab.IV.3 : Vecteurs tension pour le contrôle du couple électromagnétique.....	43
Tab.IV.4 : Vecteurs tension pour le contrôle du couple et du flux.....	43
Tab.IV.5 : La table de commutation.....	43

Liste des symboles

MAS : Machine Asynchrone.

$[V_{sabc}]$: Matrice des tensions statoriques (a, b, c) (V).

$[V_{rabc}]$: Matrice des tensions rotoriques (a, b, c) (V).

$[I_{sabc}]$: Matrice des courants statoriques (a, b, c) (A).

$[I_{rabc}]$: Matrice des courants rotoriques (a, b, c) (A).

R_s : Résistance statorique (Ω).

R_r : Résistance rotorique (Ω).

$[\varphi_{sabc}]$: Matrice des flux statoriques (Wb).

$[\varphi_{rabc}]$: Matrice des flux rotoriques (Wb).

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H).

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (H).

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre les phases statoriques et rotoriques (H).

L_s : Inductance propre d'une phase statorique (H).

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique (H).

M : Inductance mutuelle entre le stator et le rotor (H).

C_{em} : Couple électromagnétique (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω_r : Vitesse mécanique (tr/min).

J : Moment d'inertie (kg / m^2).

F : Coefficient de frottement (N.m.s/rd).

$[P(\theta)]$: Matrice de PARK.

Liste des symboles

$I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}$: Courants statorique et rotorique dans le repère de Park (d, q) (A).

$V_{dsr}, V_{qsr}, V_{osr}$: Tensions statoriques et rotoriques dans le repère de PARK (d, q) (V).

$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}$: Flux statorique et rotorique dans le repère de Park (d, q) (Wb).

ω_s : Pulsation statorique (rad/s).

ω_r : Pulsation rotorique (rad/s).

ω : Pulsation Propre (rad/s).

O: Indice homopolaire.

θ_s : Angle électrique qui représente la position de stator par rapport à l'axe d de Park (rad).

θ_r : Angle électrique qui représente la position de rotor par rapport à l'axe d de Park (rad).

θ_{sl} : Angle électrique entre la position de stator et rotor.

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}, V_{r\alpha}, V_{r\beta}$: Tensions statoriques et rotoriques dans le repère lié au stator (α, β) (V).

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}, I_{r\alpha}, I_{r\beta}$: Courants statoriques et rotoriques dans le repère lié au rotor (α, β) (A).

σ : Coefficient de dispersion.

P : Nombre de paires de pôles.

T_s : Constante de temps statorique (s).

T_r : Constante de temps rotorique (s).

(d, q) : Indice des deux axes directe et en quadrature de référentiel lié au champ tournant.

(α, β) : Indice des axes du référentiel lié au stator.

K_p : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur intégral.

Liste des symboles

μ_A : Fonction d'appartenance à un ensemble flou A.

μ_B : Fonction d'appartenance à un ensemble flou B.

$\mu_{A \cap B}$: Intersection des deux ensembles flous A et B.

$\mu_{A \cup B}$: Union des deux ensembles flous A et B.

$\mu_{\bar{A}}$: Fonction d'appartenance du complément d'un ensemble A.

e_Ω : L'erreur de vitesse.

Δe_Ω : Variation de l'erreur de vitesse.

$G_{\Delta e_\Omega}, G_{e_\Omega}$: Facteurs d'échelles.

NG : Négatif grand.

NP : Négatif petit.

EZ : Environ Zéro.

PP : Positif petit.

PG : Positif grand.

L_m : Inductance mutuelle.

DTC : Direct Torque Control.

C_e : Couple électromagnétique (N.m).

φ_s : Flux statorique (Wb).

φ_r : Flux rotorique (Wb).

φ_{s0} : Flux statorique à l'instant $t=0$ (Wb).

T_e : Période d'échantillonnage (s).

Liste des symboles

$\|\vec{\varphi}_s\|$: Module du flux statorique (Wb).

$\varphi_{s\alpha}$: Flux statorique alpha (Wb).

$\varphi_{s\alpha}$: Flux statorique alpha (Wb).

$\varphi_{s\alpha}$: Flux statorique alpha (Wb).

$\varphi_{s\beta}$: Flux statorique alpha (Wb).

φ_{sref} : Flux statorique de référence (Wb).

$cflx$: Variable booléenne du comparateur à hystérésis à deux niveaux.

ε_φ : Erreur sur la grandeur du flux.

$\Delta\varphi_s$: Bande d'hystérésis du correcteur flux (Wb).

C_{eref} : Couple électromagnétique de référence (N.m).

ΔC_e : Bande d'hystérésis du correcteur couple (N.m).

ε_c : Erreur sur la grandeur du couple.

$Ccpl$: Variable du comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone	
I.1 : Introduction	3
I.2 : Description et principe de fonctionnement de la machine à cage	3
I.2.1 : Machine asynchrone à cage d'écureuil	4
I.2.1 : Machine asynchrone à rotor bobiné	5
I.2.3 : Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage	6
I.3 : Modélisation de la machine asynchrone	6
I.3.1 : Hypothèses simplificatrices	6
I.3.2 : Mise en équation du modèle de la machine asynchrone dans le repère abc	6
I.3.2.1 : Equations électriques dans le repère (abc)	7
I.3.2.2 : Equations magnétiques dans le repère (abc)	8
I.3.2.3 : Equation mécanique dans le repère (abc)	8
I.3.3 : Modélisation de la machine dans le repère (d, q)	9
I.3.3.1 : Equations électriques dans le repère de Park	10
I.3.3.2 : Equations magnétiques dans le repère de Park	11
I.3.3.3 : Equations mécaniques dans le repère de Park	11
I.3.4 : Choix du référentiel	11
I.4 : Mise sous forme d'équations différentielles	12
I.5 : Transformation de Concordia	13

I.6 : Description et modélisation de l'onduleur de tension.....	14
I.6.1. Description de l'onduleur de tension.....	14
I.6.2. Hypothèses simplificatrices.....	14
I.6.3. Modélisation de l'onduleur de tension.....	15
I.7 : Conclusion.....	16
 Chapitre II : Contrôle vectoriel à flux orienté	
II.1.Introduction.....	18
II.2.Principe de la commande à flux rotorique orienté.....	18
II.3.Orientation du flux rotorique.....	19
II.4.Détermination du flux.....	20
II.4.1.Commande avec estimation du flux.....	20
II.5.Controle vectoriel par la méthode directe.....	21
II.6.Choix du régulateur.....	22
II.7.Simulation et interprétation des résultats.....	23
II.7.1.Simulation.....	23
II.7.2.Interprétation des résultats.....	25
II.8.Conclusion.....	26
 Chapitre III : Application de la logique floue au Contrôle vectoriel à flux orienté.	
III .1. Introduction	27
III .2. Principe fondamental de la logique floue.....	27

III .3. La notion d'ensembles flous.....	28
III .3.1. Ensembles flous.....	28
III .3.1.1. Définition.....	28
III .3.1.2. Variables linguistiques.....	28
III.3.1.3. Fonction d'appartenance.....	28
III.4. Opérations sur les ensembles flous.....	29
III.5. Contrôleur floue.....	29
III.5.1. Constitution d'un régulateur flou.....	29
III.5.1.1. Base des règles.....	30
III.5.1.2. Logique de prise de décision.....	30
III.5.1.3. Interface de fuzzification.....	30
III.5.1.4. Interface de défuzzification.....	30
III.6. Le CV avec le régulateur flou.....	31
III.6.1. Régulateur de type MAMDANI.....	31
III.6.2. Table de décision.....	32
III.7. Simulation et interprétation des résultats.....	33
III.6.1. Simulation.....	33
III.6.2. Interprétation des résultats.....	35
III.7. Conclusion.....	35

Chapitre IV : Commande directe du couple, Direct Torque Contrôle (DTC).

IV.1. Introduction.....	36
IV.2. Principe du contrôle direct du couple (DTC).....	36
IV.3. Stratégie de la commande DTC.....	37
IV.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple).....	37
IV.4.1. Contrôle de flux statorique.....	38
IV.4.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	39
IV.5. Choix du vecteur tension V_s	39
IV.6. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique.....	40
IV.6.1. Estimation du flux statorique.....	40
IV.6.2. Estimation du couple électromagnétique.....	41
IV.7. Correction du flux et du couple.....	41
IV.7.1. Correction du flux statorique.....	41
IV.7.2. Correction du couple électromagnétique.....	41
IV.8. Tables de commutation.....	42
IV.8.1. Table de commande du flux statorique.....	42
IV.8.2. Table de commande du couple électromagnétique.....	43
IV.9. Structure de la commande DTC.....	43

IV.10. Simulation et interprétation des résultats.....	44
IV.10.1. Simulation.....	44
IV.10.2. Interprétation des résultats.....	46
IV.11. Avantages et inconvénients de la DTC.....	46
IV.11.1. Avantages de la DTC.....	46
IV.11.2. Inconvénients de la DTC.....	46
IV.12. Conclusion.....	47
Chapitre V : Comparaison des résultats obtenus.	
V.1. Introduction.....	48
V.2. Etude comparative entre CV à PI-flou et à PI-classique et la DTC.....	48
V.2.1. Présentation comparative entre les résultats de simulation.....	48
V.2.1.1. La vitesse.....	48
V.2.1.1. Le couple.....	49
V.2.1.1. Le flux.....	50
V.2.2. Discussion et comparaison des résultats.....	52
V.3. Conclusion.....	52
Conclusion générale	53

Introduction générale

Introduction générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles.

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée dans les opérations à vitesse variable.

De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage.

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

L'objectif de ce mémoire est de donner une comparaison entre les différentes techniques de commande classiques en général, et en particulier la commande directe du couple d'une machine asynchrone et le contrôle vectoriel à flux orienté.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour le découplage entre le flux et le couple. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénient.

La commande directe du couple (DTC : direct torque control) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande vectorielle.

Ce mémoire a été structuré comme suit :

Dans le premier chapitre de ce travail, on présente les principaux éléments de constitution de la machine asynchrone à cage suivi par la modélisation dans le repère de Park, ainsi la modélisation de l'onduleur de tension.

Le deuxième chapitre, sera consacré à l'étude de la commande de la machine asynchrone. Principalement, on adopte le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté (FOC). Et après une description générale de la commande vectorielle traitant le principe et les différentes variantes de cette commande. Ainsi on a une simulation de programme sous Matlab/Simulink.

Le troisième chapitre, sera dédié à la présentation de quelques généralités sur la logique floue, ainsi les contrôleurs flous, pour enfin aboutir au contrôleur PI-flou, dans le but d'apporter une amélioration à la stratégie de contrôle vectoriel à flux orienté.

Dans le quatrième chapitre, on présente le principe de la commande directe du couple, avec une simulation et discussion des résultats obtenus.

Le dernier chapitre, on va faire une étude comparative entre le contrôle vectoriel à flux orienté avec un régulateur PI classique et le contrôle vectoriel avec un régulateur PI flou, ainsi la DTC.

Le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi on présente des perspectives pour les travaux de recherche d'avenir.

Chapitre I

Modélisation De la
machine Asynchrone

I.1.Introduction

La machine asynchrone est connue pour être la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à sa fabrication. En effet, par sa simplicité de conception et d'entretien, la machine asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention le siècle dernier. Cependant, cette simplicité s'accompagne d'une forte complexité physique liée aux interactions électromagnétiques existant entre le stator et le rotor [1].

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone, en utilisant la transformée de PARK, et celle de Concordia.

I.2.Description et principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage

+ Description

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, constituée d'une carcasse intégrant un circuit ferromagnétique statorique. La vitesse du rotor n'égale pas celle du stator à cause du glissement. Dans la machine asynchrone il y'a transfère de l'énergie de stator au rotor ou inversement.

+ Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée de deux parties, la partie fixe (stator), une partie mobile (rotor) et les organes mécaniques comme la montre la figure ci-dessous:

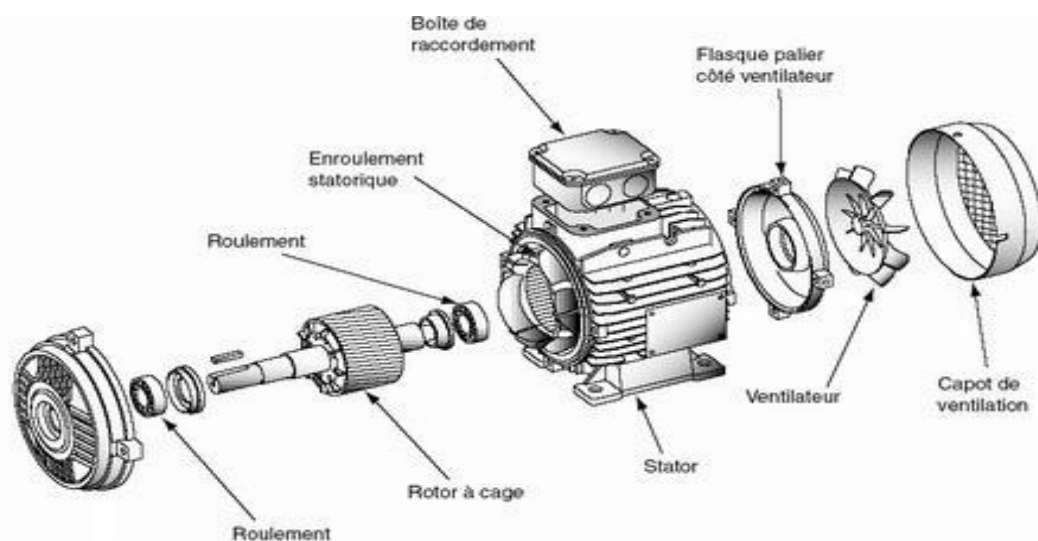


Fig.I.1.Composition de la machine asynchrone.

- **Le stator (partie statique) :**

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- un noyau en fer feuilleté pour canaliser le flux magnétique.
- les enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau.

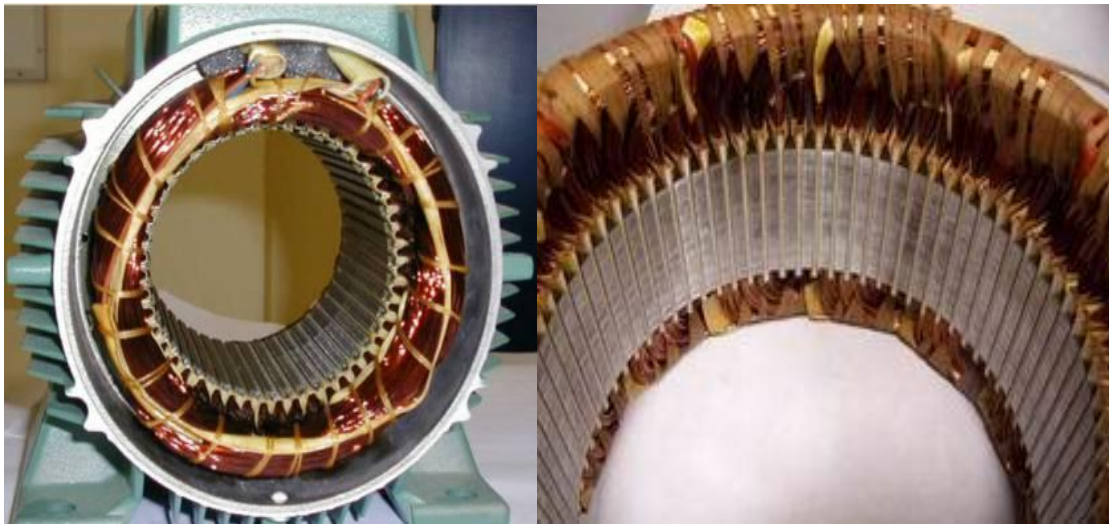


Fig.I.2.Le stator de la machine asynchrone.

- **Le rotor (partie mobile) :**

Il est séparé du stator par un entrefer très court. Et on distingue deux types de machines asynchrone :

I.2.1.Machine asynchrone à cage d'écureuil :

L'enroulement du rotor est constitué de barres d'aluminium, reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Cet ensemble forme une cage d'écureuil, il est peu coûteux et très robuste.

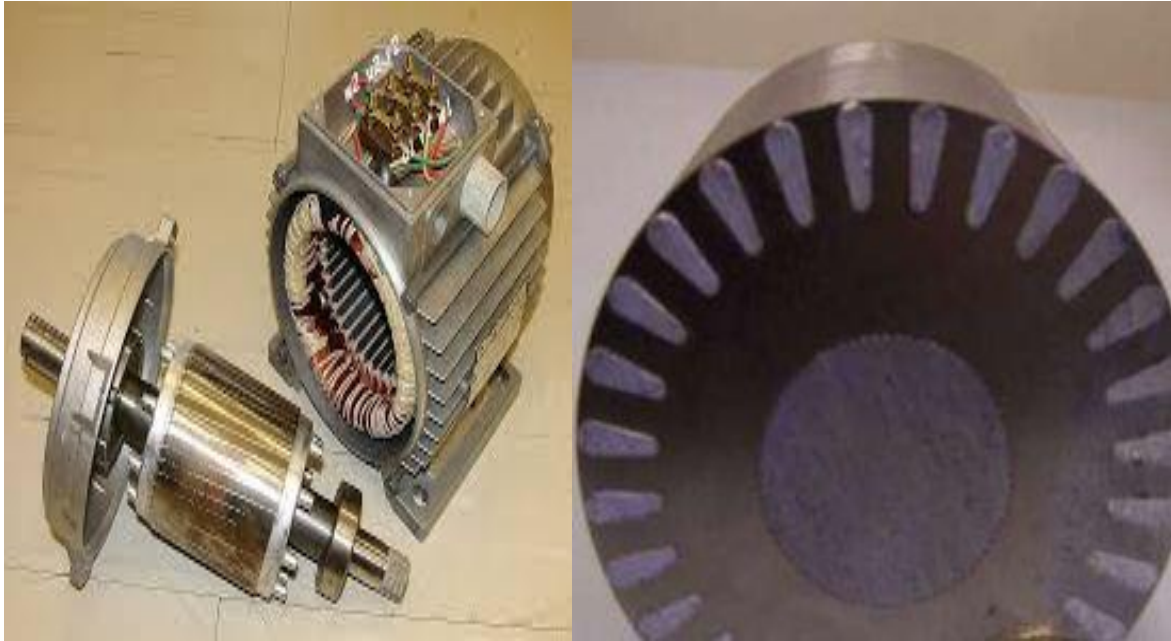


Fig.I.3.Machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.2.2.Machine asynchrone à rotor bobiné:

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique [4].

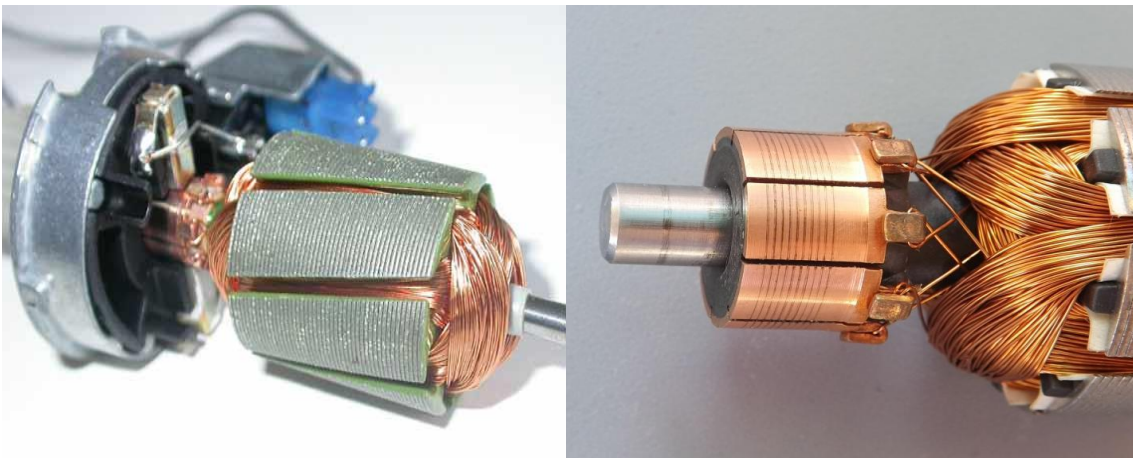


Fig.I.4.Construction d'un rotor bobiné.

I.2.3.Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme N_s . La cage qui constitue le rotor est donc soumise à des variations de flux (champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît alors et crée des courants rotoriques qui sont responsables de l'apparition d'un couple

qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation du flux. Le rotor se met donc à tourner pour suivre le champ tournant statoriques [2].

I.3.Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation d'une machine asynchrone est une étape essentielle dans la simulation et la réalisation. Le modèle adopté devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique [3].

I.3.1.Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone on va admettre les hypothèses suivantes [4]:

- ✓ L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- ✓ Entrefer constant, l'effet des encoches est négligeable.
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale.
- ✓ La parfaite symétrie de la machine.
- ✓ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (les pertes par hystérésis et courants de Foucault sont négligeables).
- ✓ On néglige l'effet de peau.
- ✓ La constance des résistances statoriques et rotoriques par rapport à la température.

I.3.2.Mise en équation du modèle de la machine asynchrone dans le repère abc

Les trois phases rotoriques et statoriques sont représentées dans le schéma ci-dessous, ou les trois bobines rotoriques sont court-circuitées sur elles même. θ Est l'angle électrique entre la phase du stator et le rotor.

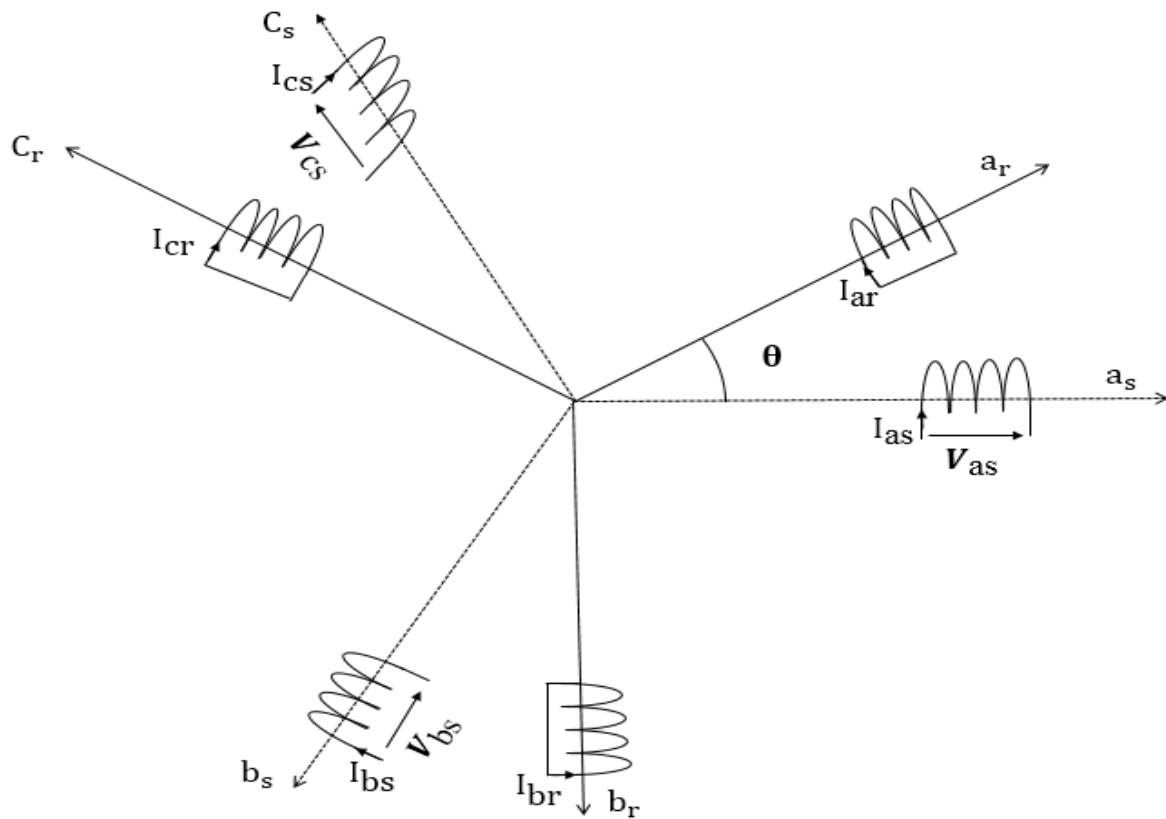


Fig.I.5.Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.

I.3.2.1. Equations électriques dans le repère abc

L'écriture matricielle suivante résume les trois phases statoriques et rotoriques :

$$[V_{sabc}] = R_s [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (I.1)$$

$$[V_{rabc}] = R_r [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (I.2)$$

Les grandeurs $[V_{sabc}]$, $[I_{sabc}]$, $[\varphi_{sabc}]$ sont des vecteurs définis comme suit :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; [\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Avec :

$[V_{sabc}]$: Vecteur tension des phases statorique.

$[I_{sabc}]$: Vecteur courant des phases statorique.

$[\varphi_{sabc}]$: Vecteur flux des phases statorique.

Et celles de rotor sont :

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec:

$[V_{rabc}]$: Vecteur tension des phases rotoriques.

$[I_{rabc}]$: Vecteur courant des phases rotoriques.

$[\varphi_{rabc}]$: Vecteur flux des phases rotoriques.

Les résistances de stator et rotor sont définies comme suit :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}. \quad (I.5)$$

I.3.2.2. Equations magnétiques dans le repère abc

Les relations entre les courants et les flux sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & \vdots & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & \vdots & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & \vdots & M_3 & M_2 & M_1 \\ \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots \\ M_1 & M_2 & M_3 & \vdots & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & \vdots & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & \vdots & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.7)$$

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique (H).

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique (H).

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H).

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (H).

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre les phases statoriques et rotoriques (H).

I.3.2.3. Equation mécanique dans le repère abc

L'équation mécanique de la machine est :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + F \Omega_r \quad (I.8)$$

Avec :

J : Moment d'inertie (kg / m^2).

F : Le coefficient de frottement (N.m.s/rd).

I.3.3. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère dq

La transformation de Park suivie d'une rotation, permet de passer du repère (abc) vers le repère mobile (d, q). On applique cette transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), pour simplifier les équations [5].

$$\begin{bmatrix} V_{dsr} \\ V_{qsr} \\ V_{osr} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} V_{asr} \\ V_{bsr} \\ V_{csr} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Où $[P(\theta)]$ est la matrice de Park

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

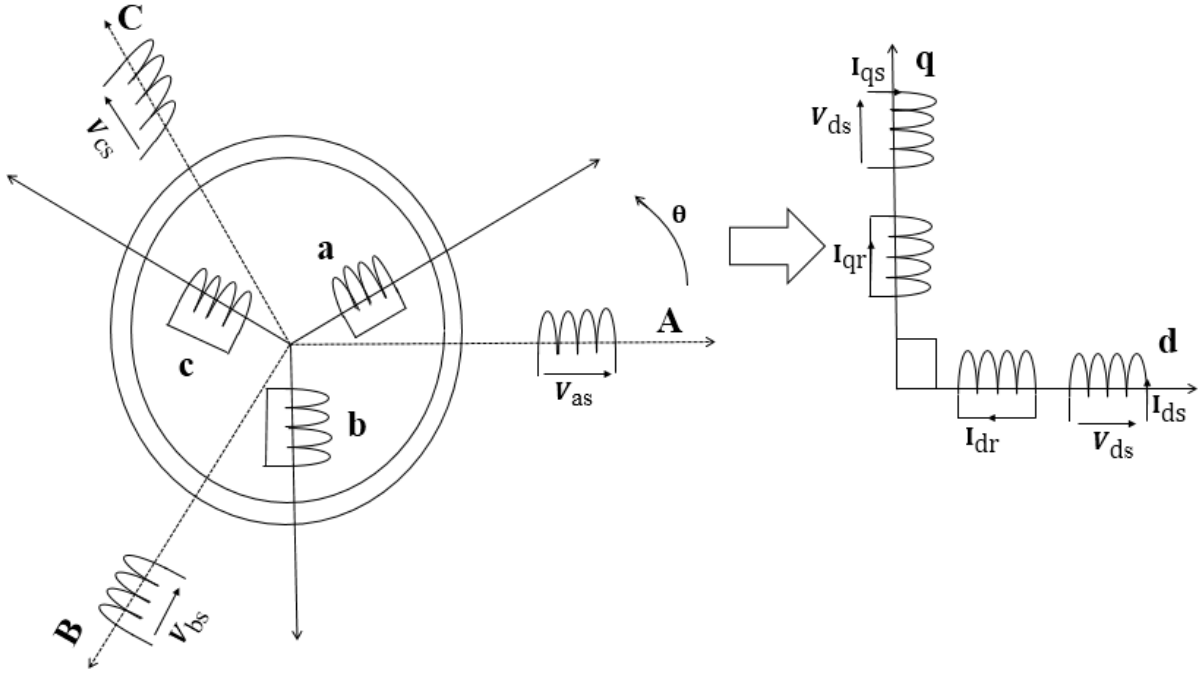


Fig.I.6.Modèle de Park de la MAS.

I.3.3.1. Equations électriques dans le repère de Park

Les équations électriques, de la machine asynchrone dans le système biphasé obtenues en appliquant la transformée de Park sont comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = 0 \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (I.11)$$

$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s$: Pulsation des grandeurs statoriques (rad/s).

$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r$: Pulsation des grandeurs rotoriques (rad/s).

I.3.3.2. Equations magnétiques dans le repère de Park

Les équations magnétiques des flux statoriques et rotoriques sont:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \end{cases} \quad (I.12)$$

Avec: $M_{sr} = \frac{3}{2}M$.

I.3.3.3. Equations mécaniques dans le repère de Park

L'équation du couple électromagnétique s'exprime par la relation suivante:

$$C_{em} = P (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (I.13)$$

L'équation mécanique générale s'écrit:

$$C_{em} - C_r - F\Omega_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (I.14)$$

J : Moment d'inertie (kg / m^2).

F : Le coefficient de frottement ($\text{N} \cdot \text{rad/s}$).

Ω_r : Vitesse de rotation de la machine.

C_r : Couple résistant;

I.3.4. choix du référentiel

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon :

✚ Référentiel lié au stator

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation [6].

✚ Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée comme constante [6].

✚ Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ magnétique créé par les enroulements statoriques. Il est utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple.

I.4.Mise sous forme d'équations d'état:

L'équation d'état suivante représente le modèle de la machine asynchrone sous une forme matricielle :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt}, \quad \dot{X} = [A]. [X] + [B]. [U]$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr} T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

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

I.5. Transformation de Concordia :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$. La transformation de Concordia conserve la puissance mais pas les amplitudes.

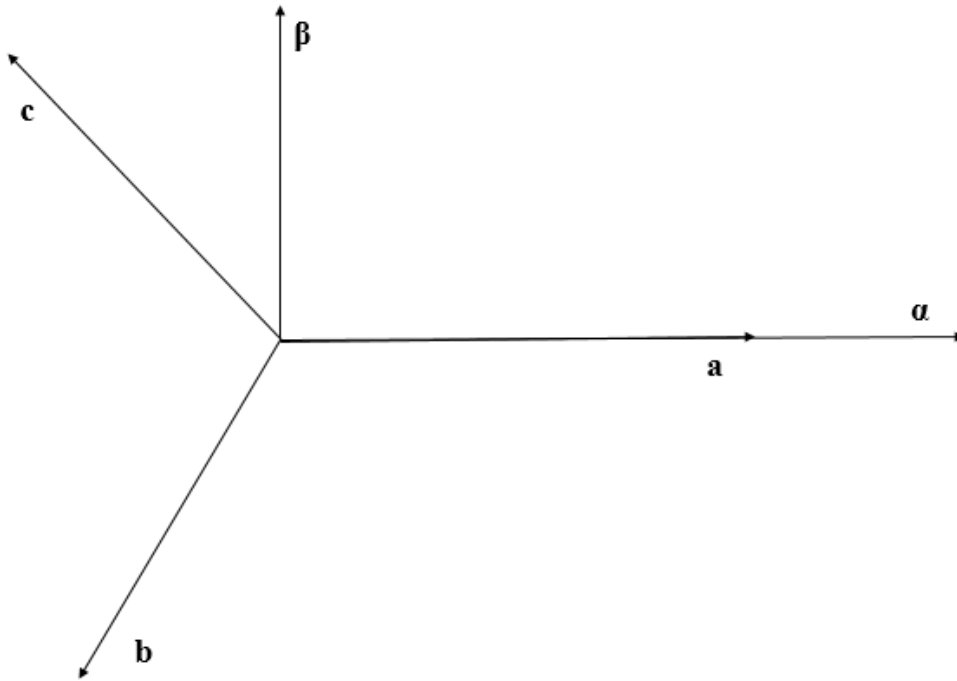


Fig.I.7.Passage de repère abc vers $\alpha\beta$.

$$[x_{\alpha\beta}] = T_{23}[x_{abc}]$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

I.6. Description et modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO (Gate Turn Off) pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine un système de tensions alternatives réglables en fréquences et en valeur efficace grâce à des lois appropriées de commande des semi-conducteurs [7].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne suivante:

- $S_{a,b,c}=1$: Interrupteur de demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c}=0$: Interrupteur de demi-bras bas (a, b ou c) ouvert.

I.6.1. Description de l'onduleur de tension

La figure ci-dessous montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée supposée équilibrée [8] :

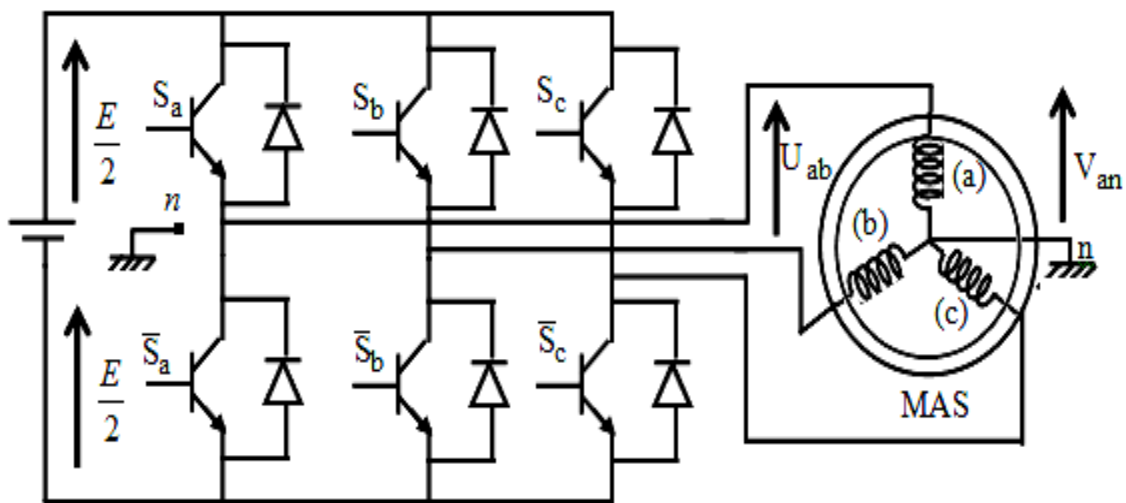


Fig.I.8. Schéma d'un onduleur triphasé.

I.6.2. Hypothèses simplificatrices

On considère les hypothèses simplificatrices suivantes [9]:

- ✚ la commutation des interrupteurs est instantanée.
- ✚ la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ✚ la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

I.6.3. Modélisation de l'onduleur de tension

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée de la figure (I.8) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.18)$$

U_{ao} , U_{bo} , U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.19)$$

u_{an} , u_{bn} , u_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.20)$$

La substitution de (I.20) dans (I.19) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I.21)$$

En remplaçant (I.21) dans (I.19), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (I.22)$$

On peut écrire le système d'équation (I.23), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.23)$$

I.7.Conclusion

Ce premier chapitre, nous a permis la description et la présentation de la machine asynchrone ainsi que la modélisation des deux sous ensembles, moteur asynchrone et convertisseur statique représenté pour notre cas par un onduleur de tension.

On a présenté un modèle mathématique de la machine asynchrone en faisant recours à des hypothèses simplificatrices à cause de la complexité de notre système.

Le modèle de Park nous a permis de transformer le système décrit par six équations d'état à un autre plus simple de quatre équations.

La transformation de Concordia permet le passage de système triphasé vers le système biphasé.

Chapitre II

Contrôle vectoriel à flux
orienté

II.1.Introduction

Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard [10]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [11]. Par ailleurs la commande vectorielle a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée où le couple et le courant sont imposés d'une façon indépendante.

Dans ce chapitre en va aborder le contrôle vectoriel à flux orienté consiste à l'étude de contrôle vectoriel avec un PI classique et la simulation avec le Matlab/Simulink.

II.2.Principe de la commande à flux rotorique orienté

Le principe de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y'a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle commandant le courant. Notre objectif est d'orienter le flux. Donc on souhaite qu'il n'ait qu'une composante suivant l'axe d par exemple, il faut alors annuler la composante du flux φ_{rq} suivant l'axe q.

L'expression du couple de la machine asynchrone est donnée par la relation suivante:

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} I_{sq} \quad (II.1)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \\ \varphi_{rd} = \varphi \end{cases}$$

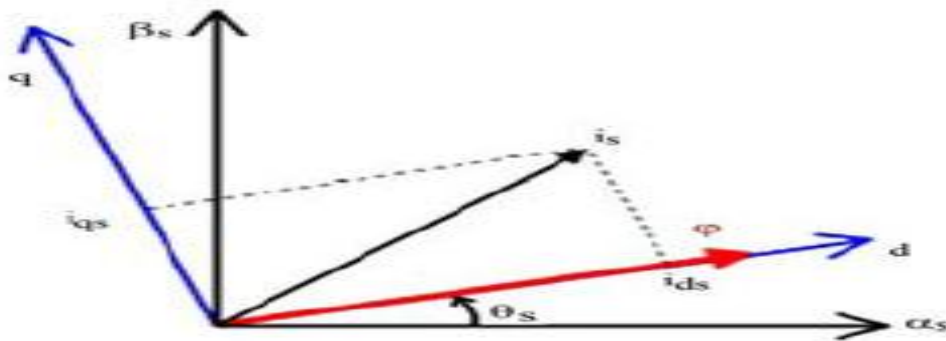


Fig.II.1.Orientation du flux rotorique sur l'axe "d".

II.3. Orientation du flux rotorique

Reprenons le modèle de Park de la machine :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt}$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt}$$

$$V_{rd} = R_r I_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = 0$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = 0$$

$$\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd}$$

$$\varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq}$$

$$\varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd}$$

$$\varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq}$$

$$\text{Avec : } M_{sr} = \frac{3}{2} M$$

En imposant $\varphi_{rq}=0$ les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent : $\varphi_{rd}=\varphi_r$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r + \sigma L_s \omega_s I_{sd} \\ \varphi_r = \frac{M_{sr} I_{sd}}{T_r p + 1} \\ \omega_r = \frac{M_{sr} I_{sq}}{T_r \varphi_r} \\ C_e = p \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r I_{sq} \end{array} \right.$$

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

La figure suivante représente le découplage par orientation du flux rotorique :

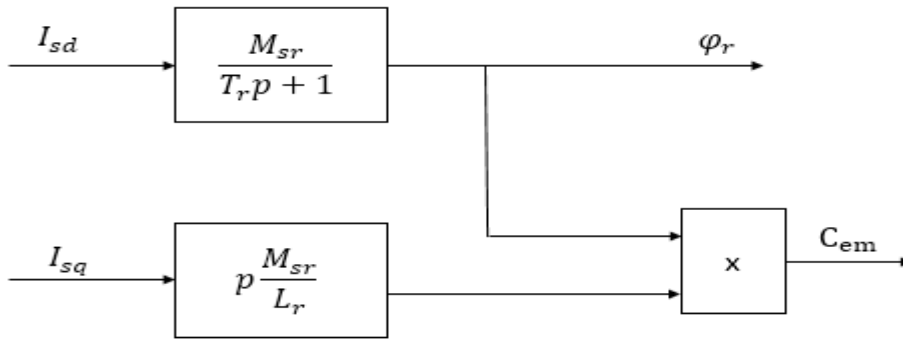


Fig.II.2.Découplage par orientation du flux rotorique.

II.4.Détermination du flux rotorique

Nous avons le choix entre deux types de commande, directe et indirecte, la première consiste à déterminer la position et le module du flux, la seconde consiste à estimer le flux à l'aide de modèles mathématiques ainsi que sa position, et nous optons pour la seconde vue les avantages qu'elle offre.

II.4.1.Commande avec estimation de flux

Cette méthode consiste à estimer le flux à partir des grandeurs d'entrées (vitesse et tension) et d'un modèle de la machine. Et le schéma bloc du flux est représenté par la figure suivante :

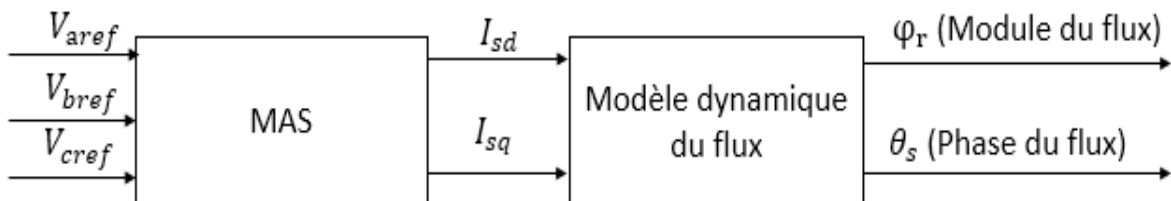


Fig.II.3.Schéma bloc de commande en utilisant une estimation de flux.

Pour obtenir les composantes I_{sd} et I_{sq} des courants statoriques, il faut capter les courants I_{sa} et I_{sb} , I_{sc} et d'appliquer ensuite la transformation de Park avec :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II.3})$$

Les équations suivantes permettent d'estimer le flux et sa position :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_{sr}}{T_r} I_{sd} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

II.5. Contrôle vectoriel par la méthode directe :

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux à tout instant puis régulé par une boucle de contre-réaction [12,13]. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés [13,14]. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiel tournant $S(d,q)$ est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande [14,15]. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication [13,16]. Pour cette raison une deuxième méthode est celle de l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures classiques (courants, tensions, vitesse).

L'équation suivante permet le passage du repère de Park (d, q) au repère statorique (a, b, c)

$$\begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

On peut passer de repère (a, b, c) au repère (d, q) :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Pour effectuer les deux transformations, il faut connaître la position du flux. En insérant un capteur de position, la position du flux est donnée par l'équation suivante :

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl} \quad (\text{II.7})$$

D'après cette équation on peut déduire le modèle mathématique suivant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_r + \frac{L_{sr}}{T_r} \frac{I_{sq\text{réf}}}{\Phi_{r\text{réf}}} \quad (\text{II.8})$$

Dans notre cas le processus est multivariable à deux entrées de réglages et deux sorties comme le montre les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} + \omega_s \sigma L_s I_{sd} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le schéma fonctionnel du contrôle est illustré sur la figure suivante :

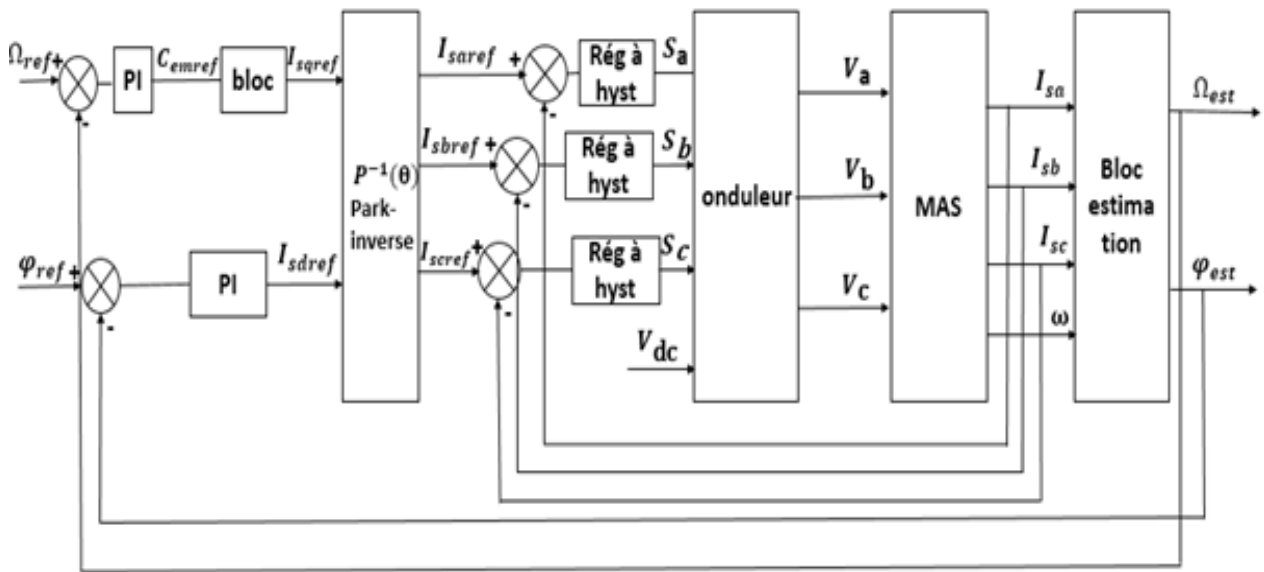


Fig.II.4.Schéma fonctionnel de la commande.

II.6.Choix de régulateur

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence. Il peut être de type PI ou les actions proportionnelle et intégrale sont mises en parallèle. Ou de type IP ou les actions sont mises en série.

La structure du régulateur PI ne donne pas de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de la vitesse (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation). [10], [17].

Ceci nous amené à prendre une structure IP.

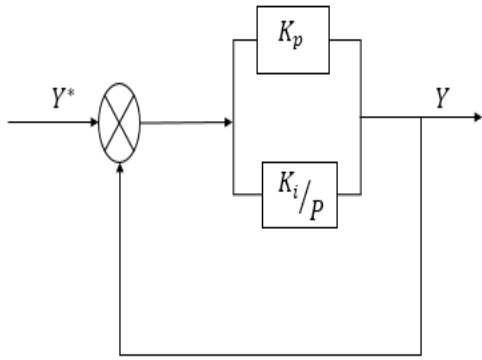


Fig.II.5.Régulateur PI.

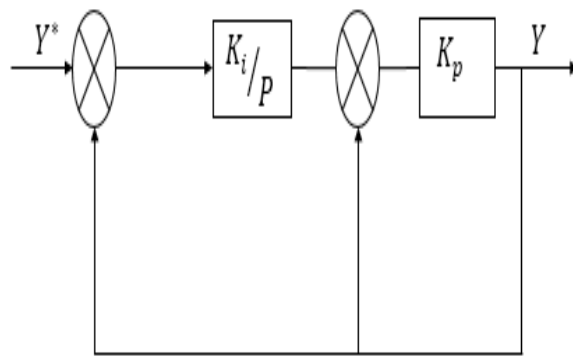


Fig.II.6.Régulateur IP.

II.7.Simulation et interprétation des résultats

II.7.1.Simulation

Les résultats de simulation de la commande vectorielle à flux orienté en utilisant un PI classique sont présentés dans les figures suivantes :

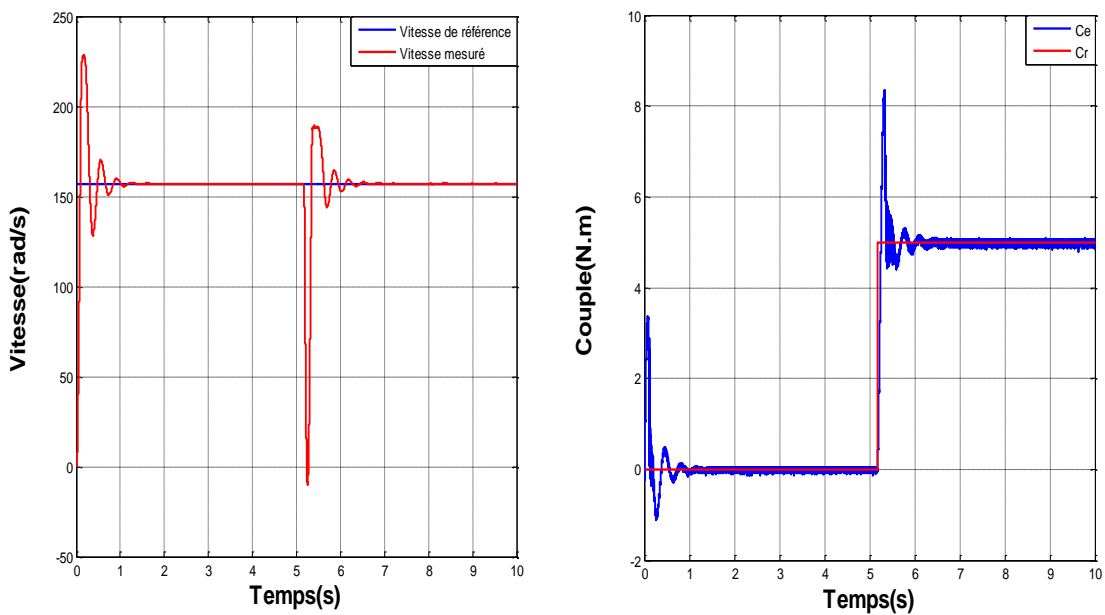


Fig.II.7.Allures de la vitesse et des couples (C_r et C_e).

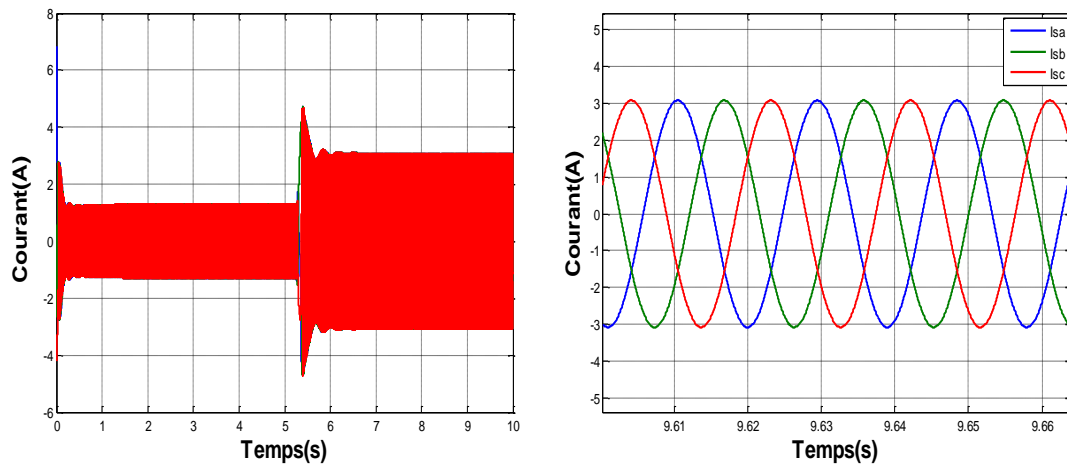


Fig.II.8.Allures des courants statoriques.

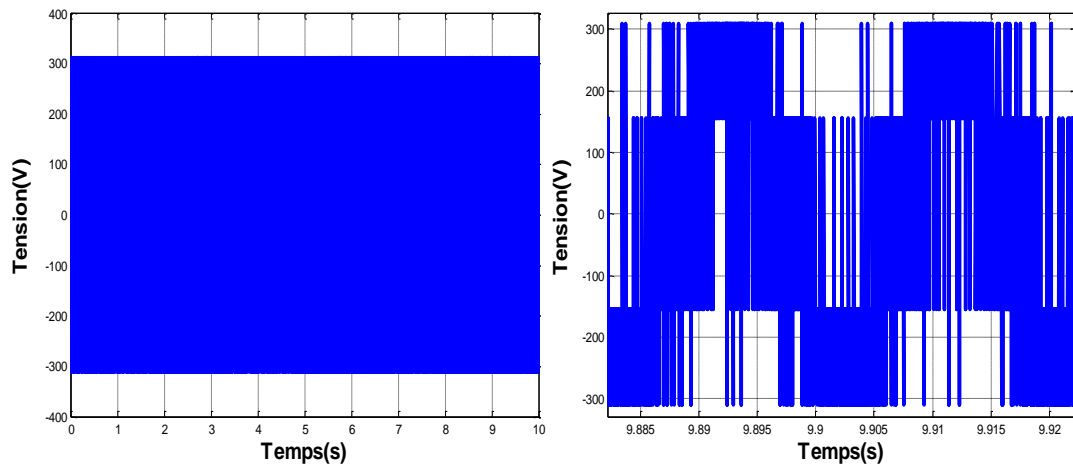


Fig.II.9.Allures de la tension.

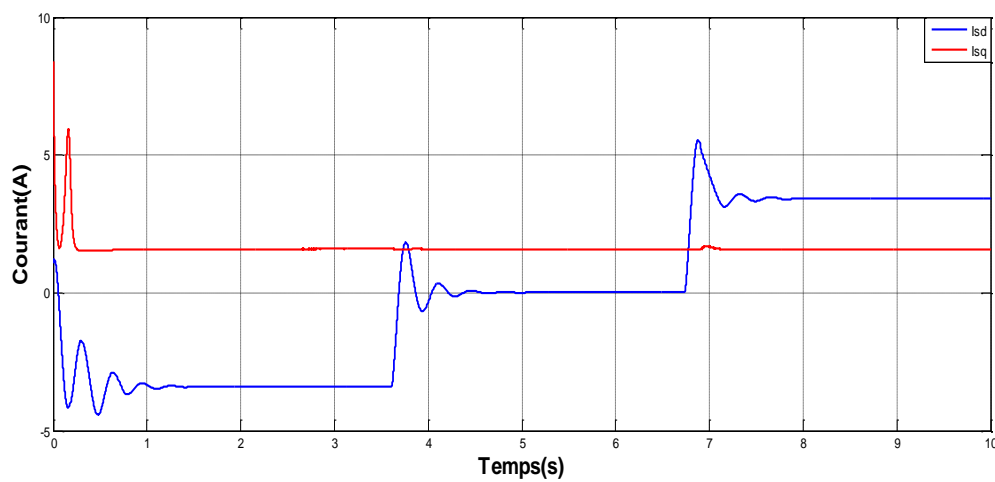


Fig.II.10.Allures des courants (I_{sd} et I_{sq}).

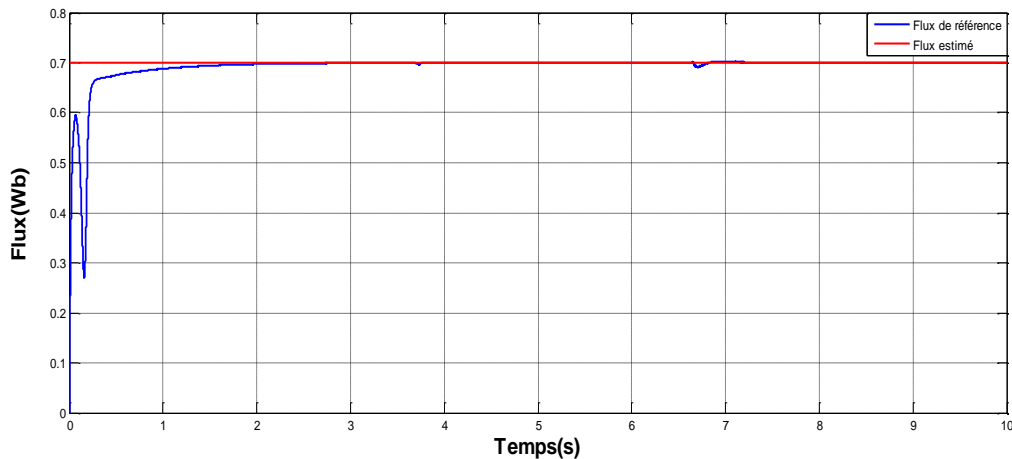


Fig.II.11.Allure de Flux.

II.7.2. Interprétation des résultats

A l'aide de Simulink on a obtenu les résultats de la simulation de la commande indirecte à flux orienté illustrés dans les figures précédentes.

La figure «II.7», lors de l'application de couple de -5 N.m à l'instant $t=0\text{s}$ la vitesse augmente légèrement, mais elle revient vers sa valeur de référence 157rd/s . Le couple électromagnétique quant à lui atteint sa valeur maximale de 0.5 N.m au démarrage puis rétablis à une valeur pratiquement égale à celle du couple résistant. Pour chaque valeur du couple résistant, le couple électromagnétique à tendance à suivre la valeur imposée par ce dernier.

La figure «II.8» représente les courants statoriques dont leurs allures sont sinusoïdales.

La figure « II.9», montre les composantes de la tension. La composante en tension à une allure rectangulaire correspondante au découplage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

La figure «II.10», montre les allures des courants statoriques dans le repère (d, q). Le courant suivant d est sensible à la variation de couple de charge.

D'après la figure «II.11» qui montre l'évolution de flux estimé dans le repère (d, q) on remarque bien que le flux augmente lentement jusqu'à qu'il se stabilise à sa valeur de référence de 0.7 Wb avec un temps de montée moyen de 3s .

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle et on a choisis l'orientation de flux rotorique. L'orientation suivant l'axe direct du repère d'observation (d, q), a eu pour but d'obtenir un modèle de contrôle réduit et découplé, semblable à celui de la machine à courant continu, à excitation indépendante.

Chapitre III

**Application de la logique
floue au contrôle vectoriel à
flux orienté**

III.1.Introduction à la logique floue

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh [ZAD 65] en 1965. C'est une technique pour le traitement de connaissances imprécises et incertaines. Elle permet de prendre en considération des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou des expressions du langage naturel, telle que faible, élevée, rapide, lent, grand, petit.

III.2. Principe fondamental de la logique floue

Afin de mettre en évidence l'idée de base de la logique floue et les principales notions utilisées, je présente un exemple explicatif qui est celui de classification des véhicules selon leurs vitesses sur trois ensembles :

R=rapide, M=moyenne, L=lente. [18], [19]

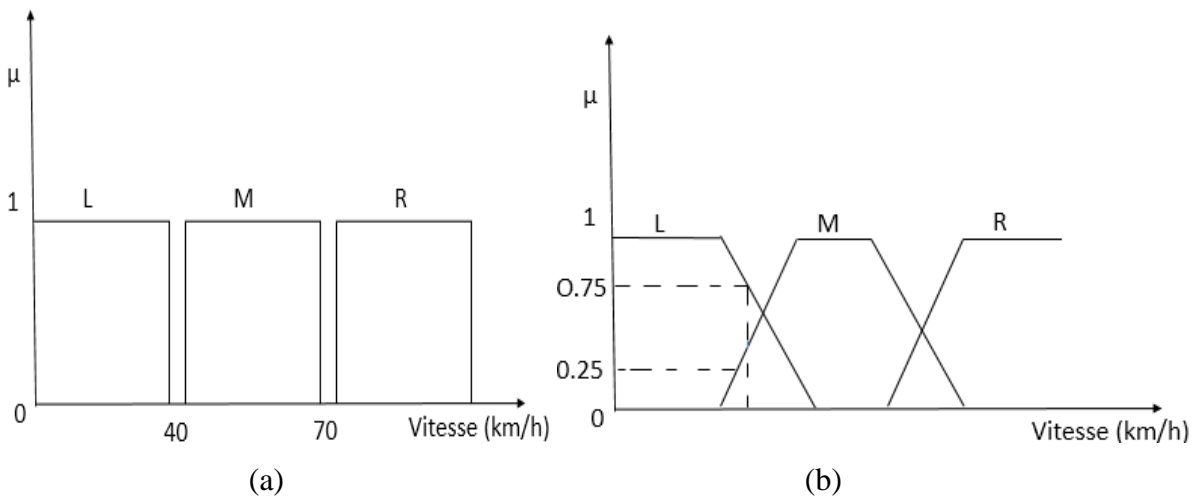


Fig.III.1. Comparaison des logiques floue et classique.

La figure (III.1.a) représente un découpage de type booléen qui entraîne des effets pervers car : une vitesse inférieure à 40 km/h est traduite 'L' mais pour une vitesse supérieure à 70 km/h, on passe à 'R', donc y a pas de passage progressive comme la pratique.

Dans la deuxième figure (III.1.b), on remarque que les vitesses variables peuvent prendre des valeurs dans l'intervalle [0,1], on parle donc de fonction d'appartenance μ .

Une voiture qui se déplace à une vitesse de 33km/h, appartient à l'ensemble 'L' avec un facteur d'appartenance $\mu=0,75$ et l'ensemble 'M' avec un degré d'appartenance $\mu=0,25$.

III.3. La notion d'Ensembles flous

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe.

III.3.1. Ensembles flous

III.3.1.1. Définition

Un ensemble flou 'A' est défini sur l'univers de discours 'X' par sa fonction d'appartenance.

$A: X \rightarrow [0,1]$ A : représente le nom de l'ensemble.

$x \rightarrow \mu(x)$ x : le nom de l'élément.

Un ensemble flou A peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées :

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) / x \in X \} \quad (\text{III.1})$$

III.3.1.2. Variables linguistiques

On utilise des expressions floues pour la description d'un procédé ou phénomène et parmi ces expressions on trouve:

- ✓ Rapide, lente, chaud, froid.
- ✓ Petit, grand.

Ces expressions forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue. Les systèmes basés sur la logique floue utilisent la connaissance humaine sous forme de règles « si-alors ».

III.3.1.3. Fonction d'appartenance :

Les formes des fonctions d'appartenance les plus utilisées sont soit triangulaire ou bien trapézoïdale à cause de leurs simplicités.



Fig.III.2. Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Cependant, il existe d'autres formes : cloche, exponentielle, cosinus, gauss. [18], [20]

III.4. Opérations sur les ensembles flous :

A et B sont deux ensembles flous dans X ayant respectivement μ_A et μ_B Comme fonction d'appartenance. L'union, l'intersection et le complément des ensembles flous sont définis à l'aide de leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(X)$ et $\mu_B(X)$ comme dans la théorie des ensembles classique [32] [33].

Les opérateurs les plus utilisées en logique floue sont :

❖ L'opérateur 'ET'

Correspond à l'intersection de deux ensembles A et B. Il est réalisé par la fonction 'Min' :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.2})$$

❖ L'opérateur 'OU'

Correspond à l'union de deux ensembles. Il est réalisé par la fonction 'Max' :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.3})$$

❖ L'opérateur 'NON'

$$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.4})$$

III.5. Contrôleur floue :

La logique floue est appliquée dans la commande et son but est de gérer un processus selon la consigne en effectuant des actions sur les grandeurs physiques.

IL peut reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique [20].

III.5.1. Constitution d'un régulateur floue :

Il est composé de :

- D'une interface de FUZZIFICATION, ou il y'a transformation des grandeurs mesurées en grandeurs floue.
- D'une interface de DEFUZZIFICATION, elle détermine une action précise à partir des descriptions floues et variable de sortie.
- D'une logique de prise de décision.
- D'une base des règles.

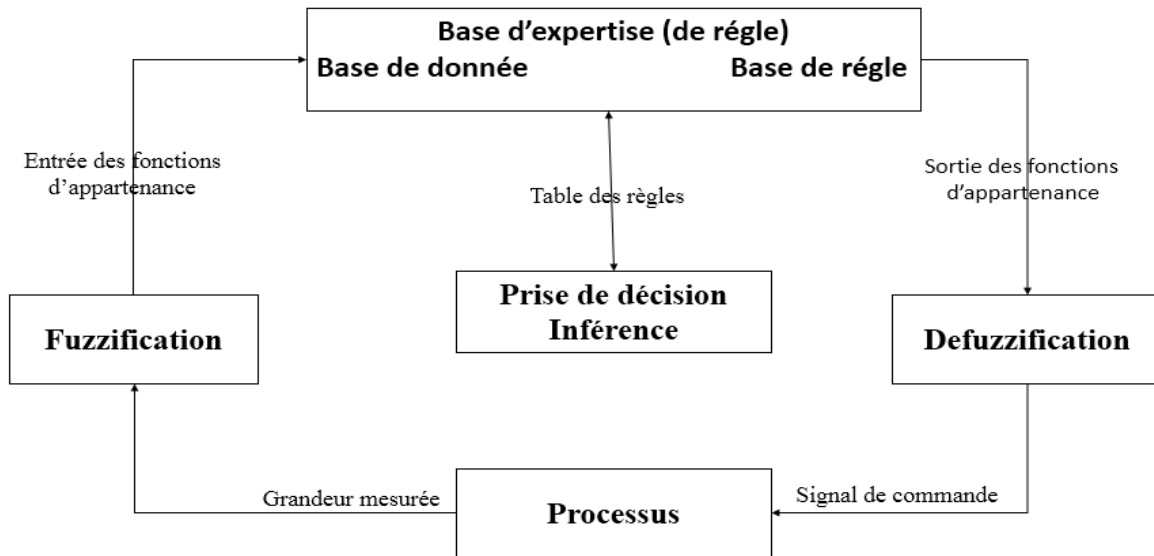


Fig.III.3.Structure d'un régulateur floue.

III.5.1.1.Base des règles :

Ces règles permettent la détermination du signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrées, elles sont sous la forme « si-alors ».

III.5.1.2.Interface de prise de décision (Inférence Floue):

Elle permet de simuler la prise de décision de l'être humain on basant sur les concepts flous et les règles d'inférence.

III.5.1.3.Interface de fuzzification [21]

L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus important que d'autres.

III.5.1.4.Interface de défuzzification [21]

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.
- Méthode par valeur maximum.
- Méthode des hauteurs pondérées.
- Méthode de moyenne des maxima.

III.6. Le CV avec le régulateur flou :

III.6.1. Régulateur de type MAMDANI :

MAMDANI a présenté pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et il a conçu le premier contrôleur flou. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision [22].

La structure de régulateur flou proposé par MAMDANI est comme sur la figure suivante :

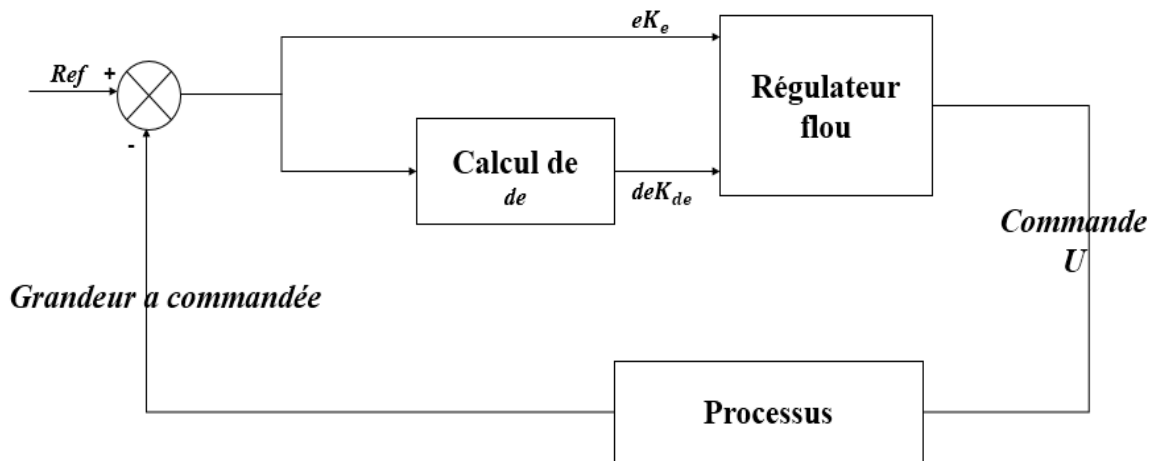


Fig.III.4.Synoptique d'un régulateur floue selon MAMDANI.

On trouve en entrée et en sortie de régulateur des gains 'facteurs de normalisation' qui permettent de changer la sensibilité de régulateur sans changer la structure. L'erreur e et la variation de l'erreur de sont définies comme suite :

$$\begin{cases} X_e = K_e \cdot e \\ X_{de} = K_{de} \cdot de \end{cases} \quad (III.5)$$

Dans tout ce qui suit nous nous intéressons au régulateur de flux et de la vitesse.

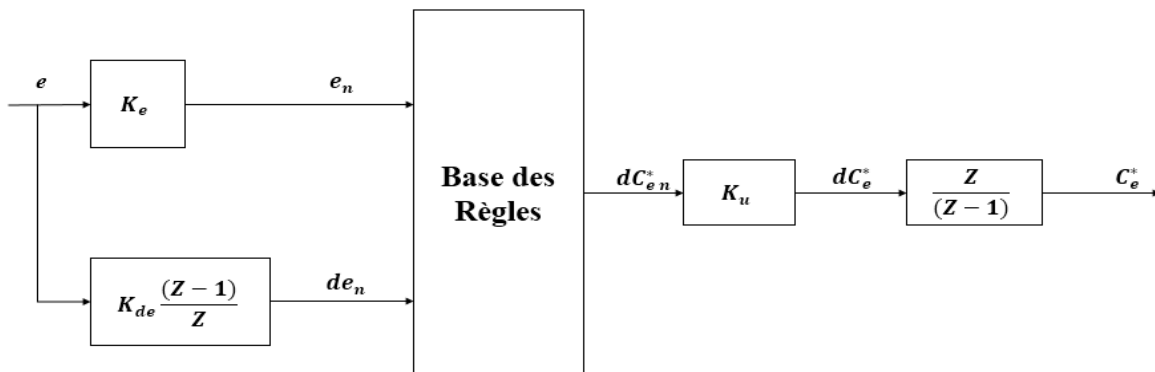


Fig.III.5.Diagramme d'un régulateur flou [23].

Les entrées du régulateur par logique floue se calcul avec les équations suivantes :

✚ Pour la vitesse

$$\begin{cases} e_{\Omega}(t) = \Omega^*(t) - \Omega(t) \\ de_{\Omega} = e_{\Omega}(t) - e_{\Omega}(t - 1) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

✚ Pour le flux

$$\begin{cases} e_{\varphi}(t) = \varphi^*(t) - \varphi(t) \\ de_{\varphi} = e_{\varphi}(t) - e_{\varphi}(t - 1) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

La figure suivante montre les cinq ensembles des variables d'entrée (e et de) de régulateur flou :

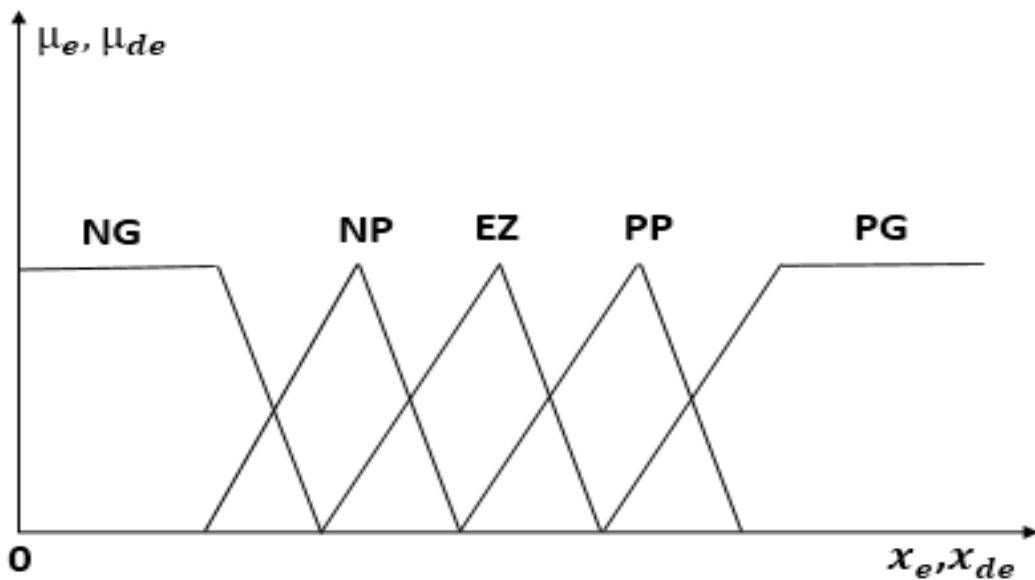


Fig.III.6.fonction d'appartenance des deux entrées.

A chacune de ces classes est associée une fonction d'appartenance. Elles sont notées comme suit :

NG : Négatif Grand

NP : Négatif Petit

EZ : Environ Zéro

PP : Positif Petit

PG : Positif Grand.

III.6.2. Table de décision

Pour adapter l'algorithme flou à chaque situation, tout en assurant une bonne stabilité du système. Une table de décision basée sur l'erreur et la variation de l'erreur est établie.

de e	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NG	EZ
NP	NM	NP	NP	EZ	PM
Z	NG	NP	EZ	PP	PG
PP	NP	EZ	PP	PM	PG
PG	EZ	PP	PG	PG	PG

Table.III.1 : Table de décision.

III.7. Simulation et interprétation des résultats

III.7.1. Simulation

Les résultats de simulation du la commande vectoriel à flux orienté en utilisant un PI flou sont présentés dans les figures suivantes :

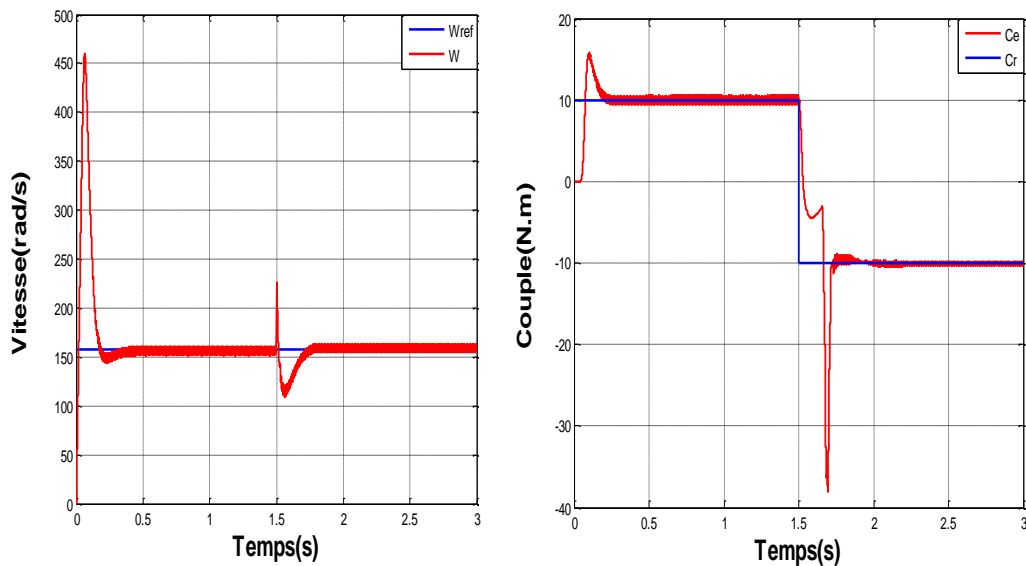


Fig.III.7. Allures de la vitesse et des couples (C_r et C_e).

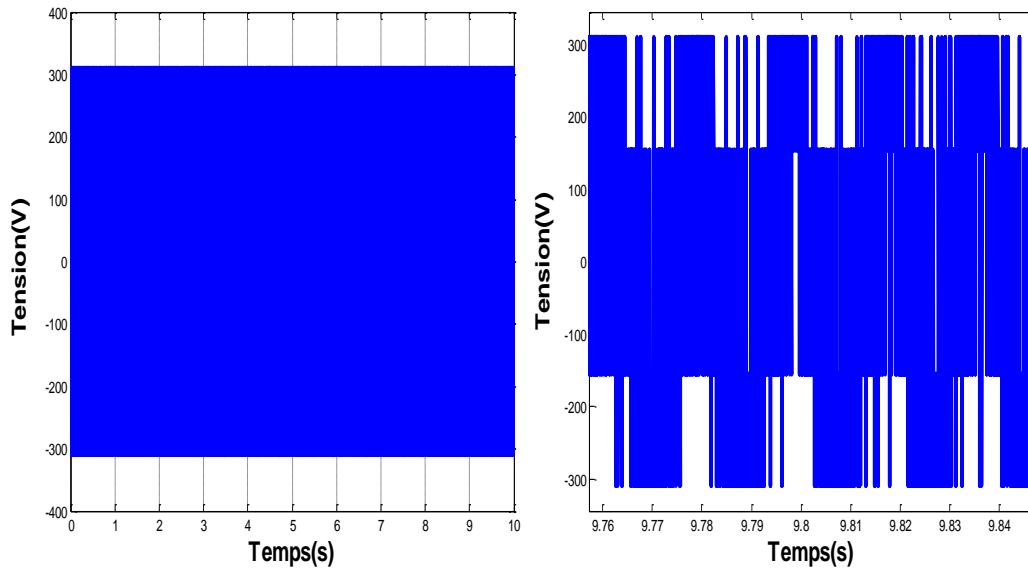


Fig.III.8.Allure de la tension.

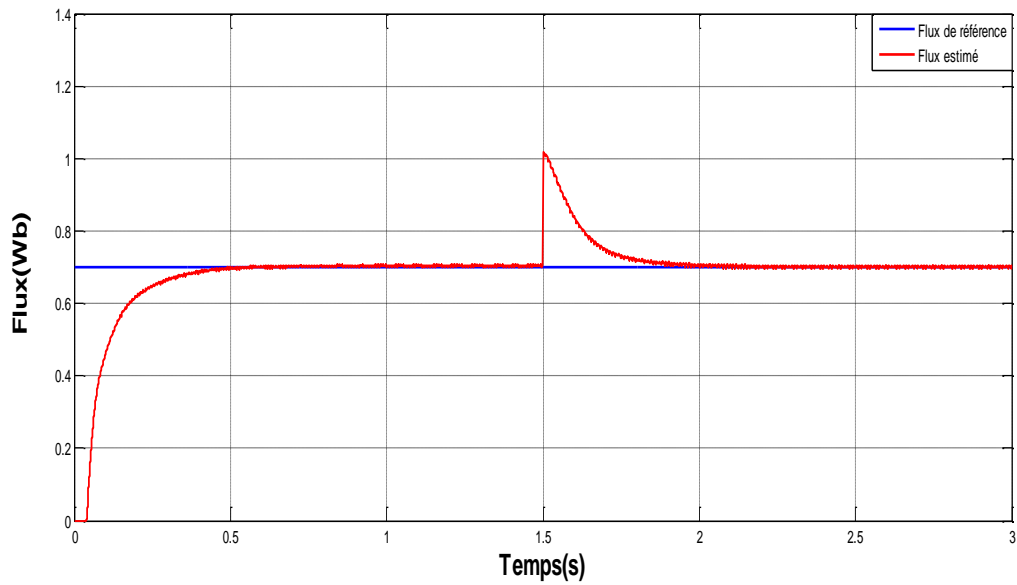


Fig.III.9.Allure de flux.

III.7.2. Interprétation des résultats

En comparant les résultats trouvés avec ceux obtenus avec la commande classique (régulateur PI), on remarque une amélioration des performances surtout du point de vue rapidité et robustesse

La figure «III.7» montre une amélioration dans le temps de montée de la vitesse, il devient plus rapide (environ 0.15s). Selon la figure de couple, l'effet de la perturbation du couple de charge en régime permanent est presque nulle (au moment de l'application de la charge le régulateur flou est caractérisé par une variation plus petit et un temps de réponse plus court par rapport au régulateur PI classique).

La figure «III.9», montre les composantes de la tension. La composante en tension à une forme d'onde d'allure rectangulaire correspondante au découplage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

La figure «III.10», montre l'évolution de flux estimé ou on constate bien qu'il y'à une amélioration dans le temps de réponse de flux (environ 0.5s) par rapport au PI classique.

III.8. Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de présenter la stratégie de commande avec la logique floue. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette commande appliquée à la machine asynchrone. Elle se caractérise par :

- Un temps de montée appréciable.
- Un dépassement négligeable.
- Une bonne poursuite de la consigne.
- La robustesse

Chapitre IV

La commande directe du couple
de la machine asynchrone

DTC

IV.1.Introduction

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *Takachachi* et *Depenbrok* est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [24]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [24]. La DTC ou (direct torque contrôle) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [25].

Dans ce chapitre, on va présenter le principe de contrôle direct du couple de la machine asynchrone. Ainsi la simulation de notre modèle de commande sous Matlab.

IV.2.Principe du contrôle direct du couple (DTC).

Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, on appliquant les différents vecteurs tension de l'onduleur. Le flux statorique et le couple électromagnétique sont commandés par des comparateurs à hystérésis. Il faut 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 optimal pour l'appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

L'équation (III.1) nous permet d'obtenir les huit tensions de l'onduleur :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (IV.1)$$

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- ✚ Le flux statorique réel dans le moteur.
- ✚ Le couple réel qu'il développe.
- ✚ La position du secteur.

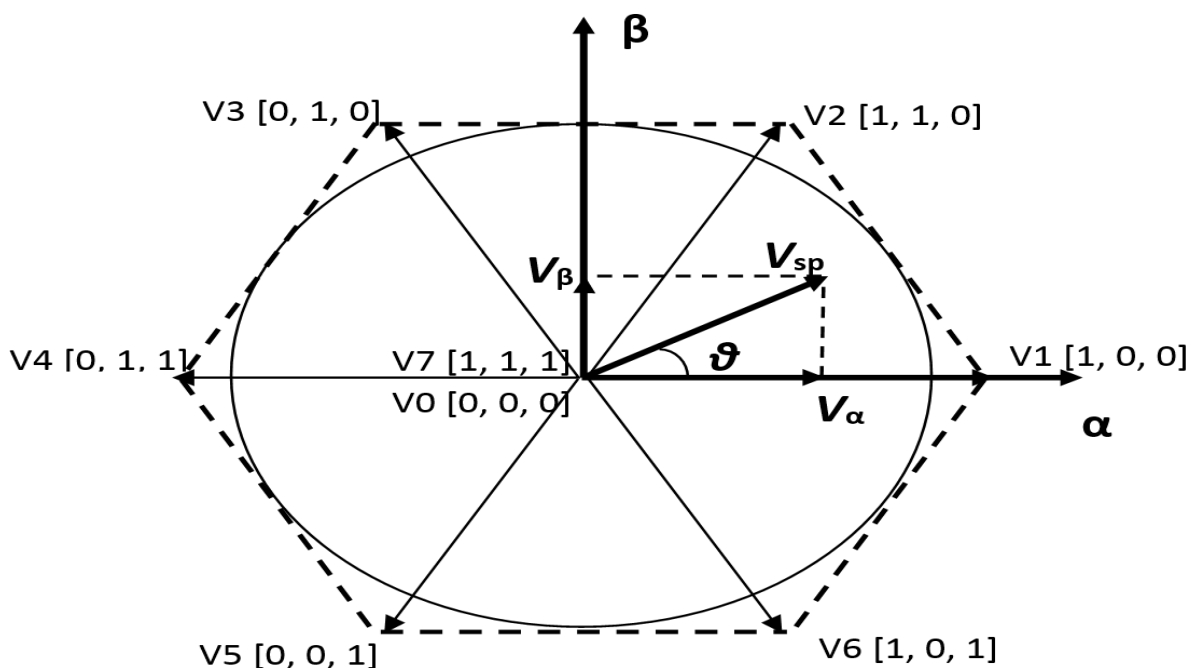


Fig. IV.1.Représentation des différents vecteurs tensions.

IV.3.Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposée par "Takahashi" est basée sur l'algorithme suivant :

- ✚ le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- ✚ pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- ✚ on reconstitue les composantes du vecteur de 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 la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

IV.4.Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique). [24]

IV.4.1. Contrôle de flux statorique

Le flux statorique dans le repère (α, β) de la machine asynchrone est défini par l'équation :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (IV.2)$$

On obtient :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (IV.3)$$

On cas de grandes vitesse on à la chute de tension au niveau du stator est négligeable donc on obtient :

$$\phi_s = \phi_{s0} + \int_0^t V_s dt \quad (IV.4)$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué reste constant, on peut écrire alors:

$$\phi_s = \phi_{s0} + V_s T_e \quad (IV.5)$$

La figure suivante montre un exemple de l'évolution de l'extrémité du vecteur flux statorique dans le cas où $V_s = V_3$. Cette figure montre que la composante radiale du vecteur tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle agit sur la position du vecteur flux [6]. En sélectionnant pas à pas le vecteur tension approprié, il est possible de faire suivre au vecteur flux statorique une trajectoire choisie permettant d'avoir une bonne dynamique de la machine [6,26].

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

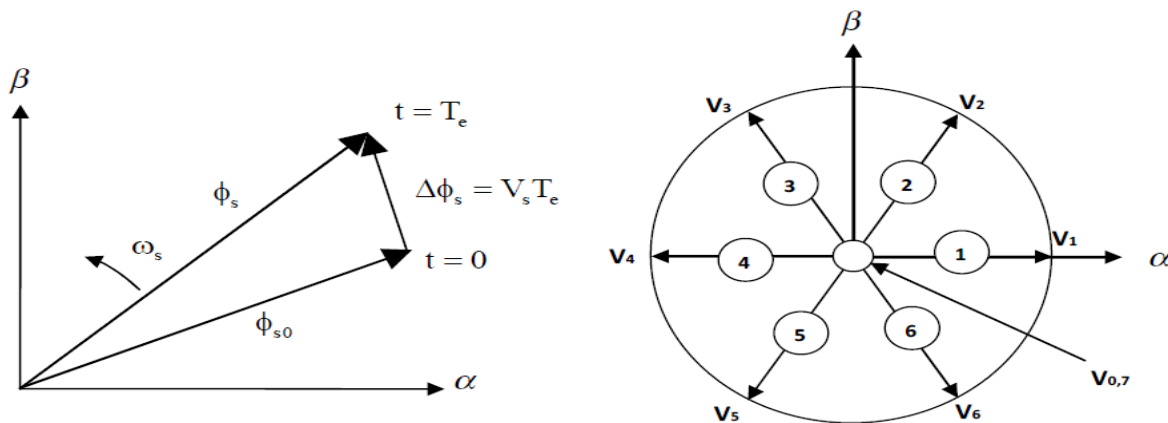


Fig. IV.2. Évolution du vecteur flux statorique et séquences de fonctionnement.

IV.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple est défini par l'équation suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \vec{\varphi}_s \wedge \vec{\varphi}_r \quad (\text{IV.6})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

IV.5. Choix du vecteur tension V_s

Le choix du vecteur V_s dépend de la position de $\|\vec{\varphi}_s\|$, de son module et son sens de rotation et la variation du couple. La figure suivante montre l'évolution de $\|\vec{\varphi}_s\|$:

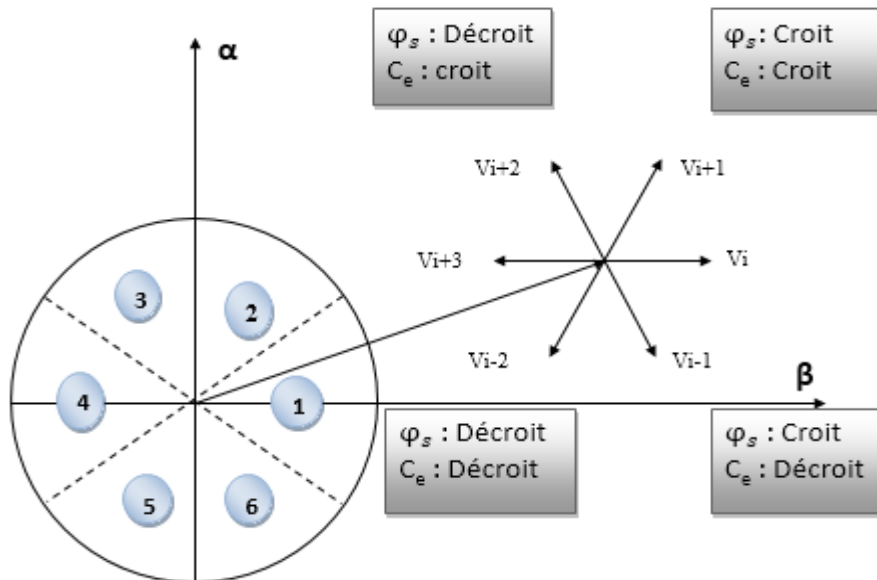


Fig.IV.3. Choix de vecteur tension.

Lorsque le flux se trouve dans une zone i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$), le contrôle du couple et du flux peut être assuré en choisissant l'un des huit vecteurs suivant :

- ✓ Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s et C_e croient.
- ✓ Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croit et C_e décroît.
- ✓ Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e croit.
- ✓ Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e décroît.
- ✓ Si V_7 ou V_0 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\|\vec{\varphi}_s\|$ est arrêtée, donc décroissance du couple.

IV.6. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

IV.6.1. Estimation du flux statorique

Le flux statorique est estimé à partir de ces composantes biphasées $\varphi_{s\beta}$ et $\varphi_{s\alpha}$:

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.7)$$

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

Où $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (IV.7) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant statorique et du vecteur tension statorique : $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés : I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} .

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sa} - I_{sb}) \end{cases} \quad (IV.9)$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs et définit comme :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E [S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (IV.10)$$

La détermination de la position de φ_s dans l'intervalle $[0-2\pi]$ est donné par le tableau suivant :

		θ_s
$\varphi_{s\alpha} > 0$	$\varphi_{s\beta} > 0$	$\arctg(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha})$
	$\varphi_{s\beta} < 0$	$\arctg(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\varphi_{s\alpha} = 0$		$\arctg(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) + \pi$
$\varphi_{s\alpha} < 0$	$\varphi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\varphi_{s\beta} \leq 0$	$3\pi/2$

Tab.IV.1. position du vecteur flux statorique.

IV.6.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation suivante [27] :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{IV.11})$$

IV.7. Correction du flux et du couple

IV.7.1. Correcteur du flux statorique.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure ci-dessous, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative [28] .

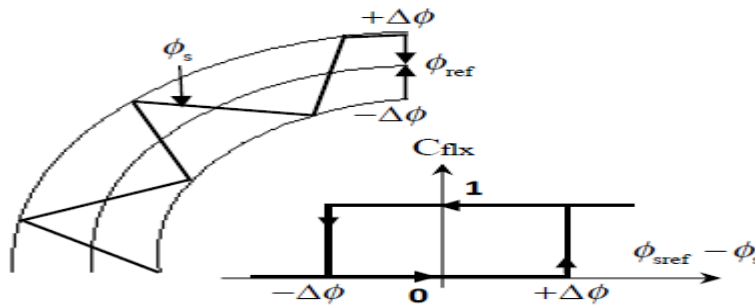


Fig.IV.4. Comparateur à hystérésis à deux niveaux.

On peut écrire :

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| < |\Delta \varphi_s| \quad (\text{IV.12})$$

D'où

$$\begin{cases} cflx = 1 \text{ pour } \varepsilon_\varphi > |\Delta \varphi_s| \\ cflx = 0 \text{ pour } \varepsilon_\varphi < |\Delta \varphi_s| \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

$$\varepsilon_\varphi = |\varphi_{sref} - \varphi_s| \quad (\text{IV.14})$$

IV.7.2. Correction du couple électromagnétique

Le correcteur du couple permet de maintenir le couple dans les limites indiquées par l'équation suivante :

$$|C_{eref} - C_e| \leq \Delta C \quad (\text{IV.15})$$

Avec :

C_{eref} : Le couple de référence.

ΔC : La bande d'hystérésis du correcteur.

Dans ce cas le couple peut être positif ou négatif contrairement au flux. Donc pour corriger ce problème en utilise un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

La sortie du correcteur C_{cpl} , qui indique si l'amplitude du couple doit augmenter ($[C_{cpl} = 1]$ pour la consigne positive et $[C_{cpl} = -1]$ pour la consigne négative) ou diminuer pour $[C_{cpl} = 0]$.

Donc :

$$\begin{cases} C_{cpl} = 1 \text{ pour } \varepsilon_c > |\Delta C| \\ C_{cpl} = 0 \text{ pour } \varepsilon_c = |\Delta C| \\ C_{cpl} = -1 \text{ pour } \varepsilon_c < |\Delta C| \end{cases} \quad (IV.16)$$

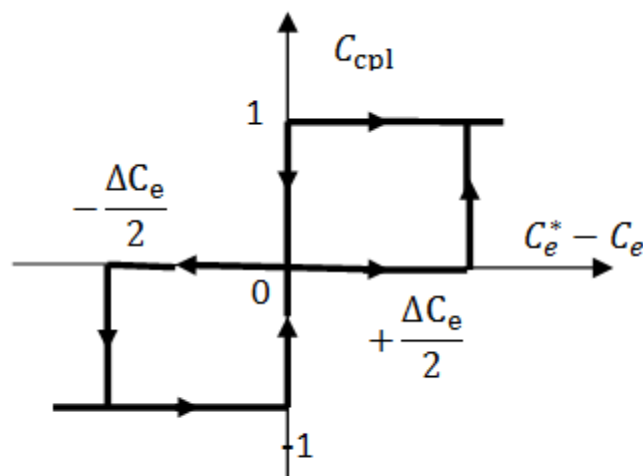


Fig.IV.5.Comparateur à hystérésis à trois niveaux.

IV.8.Tables de commutation

IV.8.1.Table de commande du flux statorique

Le tableau (IV.2) résume les séquences de la tension pour augmenter ou diminuer le flux statorique.

secteurs	1	2	3	4	5	6
$\varphi_s \nearrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\varphi_s \searrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tab.IV.2.vecteurs tension à appliquer pour le contrôle du flux.

IV.8.2. Table de commande du couple électromagnétique

Le tableau (IV.3) résume les séquences de la tension à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple.

secteurs	1	2	3	4	5	6
$C_e \nearrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_5, V_1	V_1, V_2
$C_e \searrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tab.IV.3.vecteurs tension à appliquer pour le contrôle du couple électromagnétique.

La comparaison des deux tableaux précédent permet d'obtenir le tableau ci-dessous :

secteurs	1	2	3	4	5	6
$C_e \nearrow \varphi_s \nearrow$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
$C_e \searrow \varphi_s \searrow$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2

Tab.IV.4.vecteurs tension à appliquer pour le contrôle du couple et du flux.

La table de la commutation suivante permet de limiter les pertes.

flux	couple	1	2	3	4	5	6	Contrôleurs
$\Delta\varphi_s=0$	$\Delta C_e=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$\Delta C_e=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$\Delta C_e=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	
$\Delta\varphi_s=1$	$\Delta C_e=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$\Delta C_e=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$\Delta C_e=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	

Tab.IV.5.la table de la commutation.

IV.9. Structure de la commande DTC

La figure (IV.6) représente le schéma bloc d'implantation de la commande DTC d'une machine asynchrone.

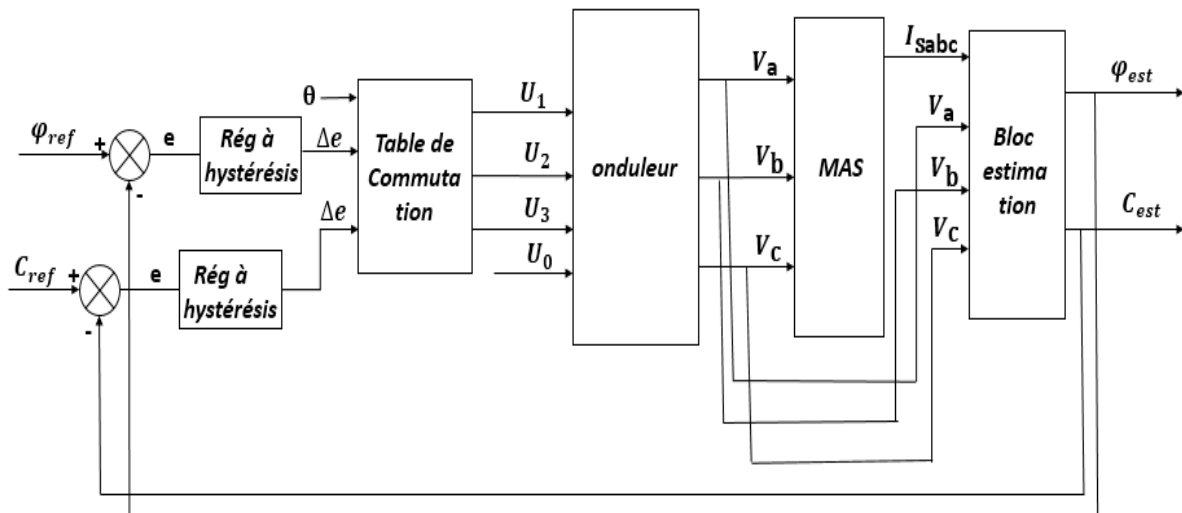


Fig. IV.6. Structure générale de la DTC.

IV.10. Simulation et interprétation des résultats

IV.10.1. Simulation

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement *Matlab/Simulink*.

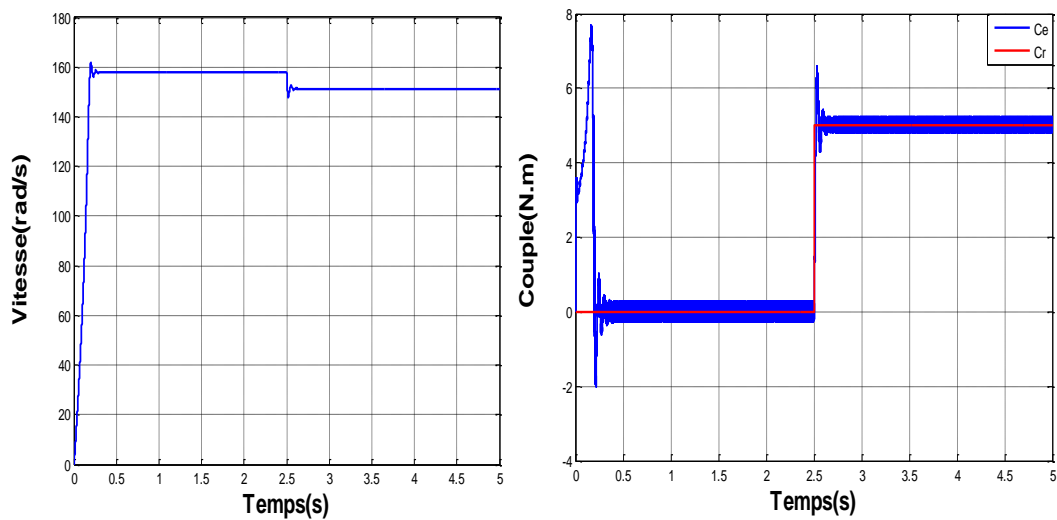


Fig. IV.7. Allures de la vitesse et des couples (C_r et C_e).

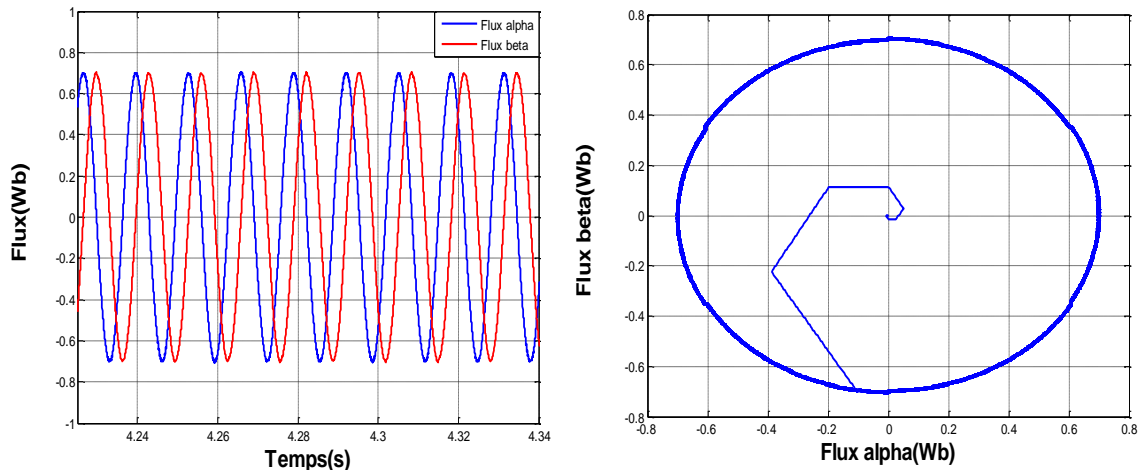


Fig. IV.8.Allures des flux statoriques (DTC).

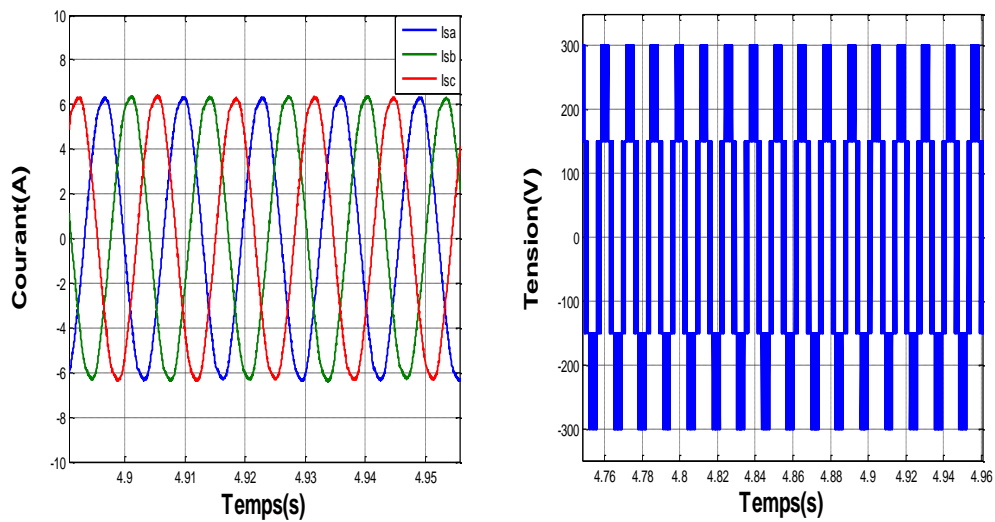


Fig. IV.9.Allures de la tension et courant.

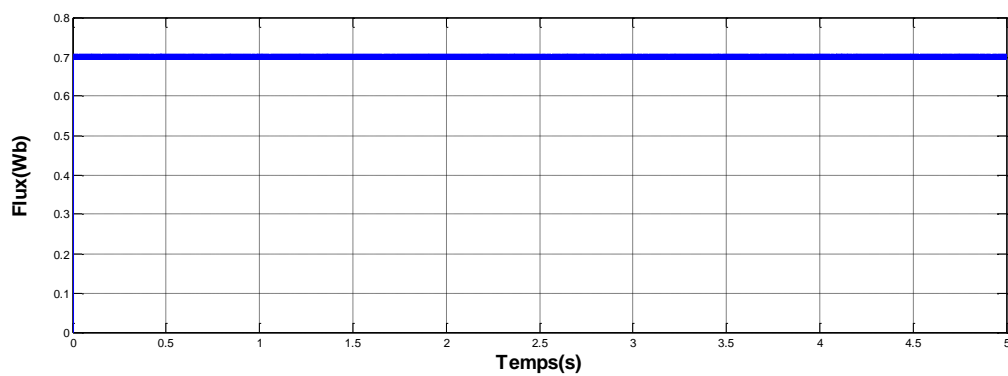


Fig.IV.10.Allure du Flux estimé.

IV.10.2. Interprétation des résultats

Sur la figure «IV.7», lors de l'application de couple de 0 N.m à l'instant $t=0s$ la vitesse augmente légèrement, mais elle se stabilise dans une valeur bien définie. Le couple électromagnétique quant à lui atteint sa valeur maximale de 9 N.m au démarrage puis il revient à une valeur égale à celle du couple résistant. A l'instant de l'application du couple résistant, le couple électromagnétique a tendance de suivre la valeur imposé par ce dernier. et on constate aussi la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de cette commande.

La figure «IV.8» représente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) qui suit une trajectoire circulaire, mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne, due à la bande d'hystérésis.

Par ailleurs, la figure «IV.9», montre respectivement les composantes de courant et la tension. Les composantes du courant sont sinusoïdales. La composante en tension a une forme d'onde d'allure rectangulaire correspondante au découplage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

La figure «IV.10», Représente l'évolution du flux dont on remarque l'augmentation rapide du flux jusqu'à la valeur de 0.7 Wb, avec une dynamique très rapide (temps de réponse très petit même presque nulle).

IV.11. Avantages et Inconvénients de la DTC

IV.11.1. Avantages de la DTC

- ✚ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ✚ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ✚ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ✚ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ✚ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ✚ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

IV.11.2. Inconvénients de la DTC

- ✚ L'existence de problèmes à base vitesse (influence du terme résistif).
- ✚ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ✚ L'existence des oscillations de couple.

- ✚ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

IV.12.Conclusion

La stratégie de commande directe du couple énoncée par Takahashi est un moyen simple à mettre en œuvre et efficace pour piloter une machine asynchrone.

Les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique sont calculés uniquement à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette commande ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore nettement les grandeurs contrôlées. De même, il n'est pas nécessaire de connaître la position angulaire du rotor car seule la position du flux statorique est utilisée.

La DTC présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit.

Cette stratégie présente aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux.

Chapitre V

Comparaison des résultats de
la DTC et CV

V.1.Introduction

L'objectif de ce chapitre consiste à représenter les résultats obtenus précédemment suivant l'application des diverses méthodes de commande préalablement présentées dans le but d'effectuer une étude comparative entre le CV avec régulateur PI classique et CV avec régulateur PI-flou ainsi que la DTC.

Dans ce chapitre on va comparer les deux stratégies de commande CV et DTC.

V.2.Etude comparative entre CV à PI-flou et CV à PI classique ainsi que la DTC

V.2.1.Présentation comparative entre les résultats de simulation

V.2.1.1.La vitesse :

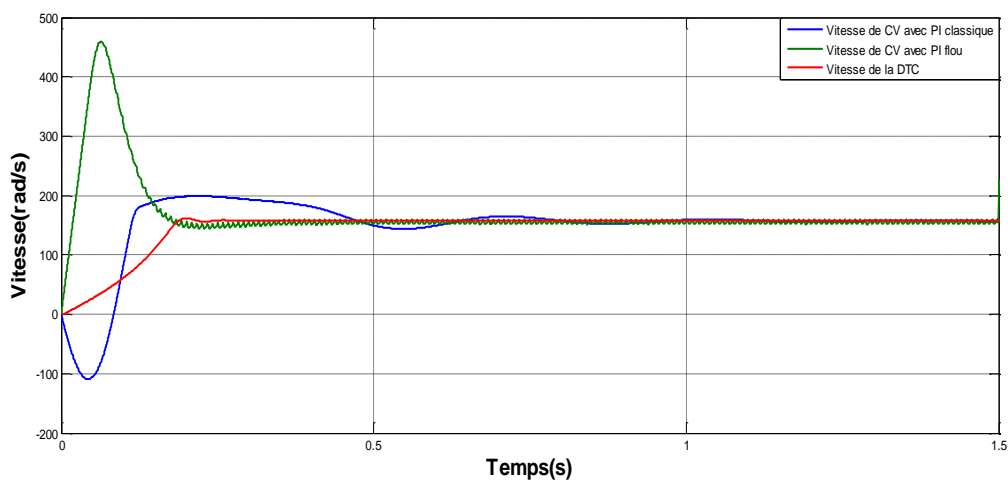


Fig.V.1.Allures de la vitesse avec régulateurs (PI-flou et classique) et la DTC.

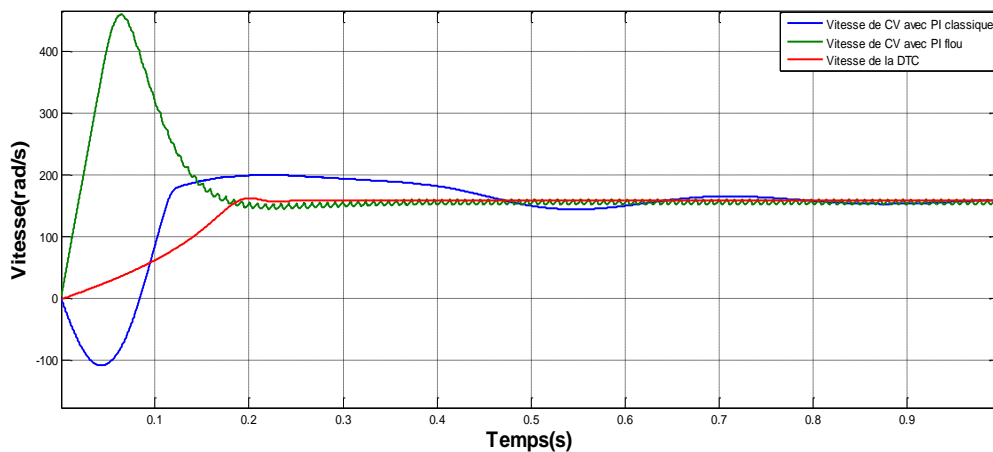


Fig.V.2.Zoom sur les allures de la vitesse (Régime transitoire).

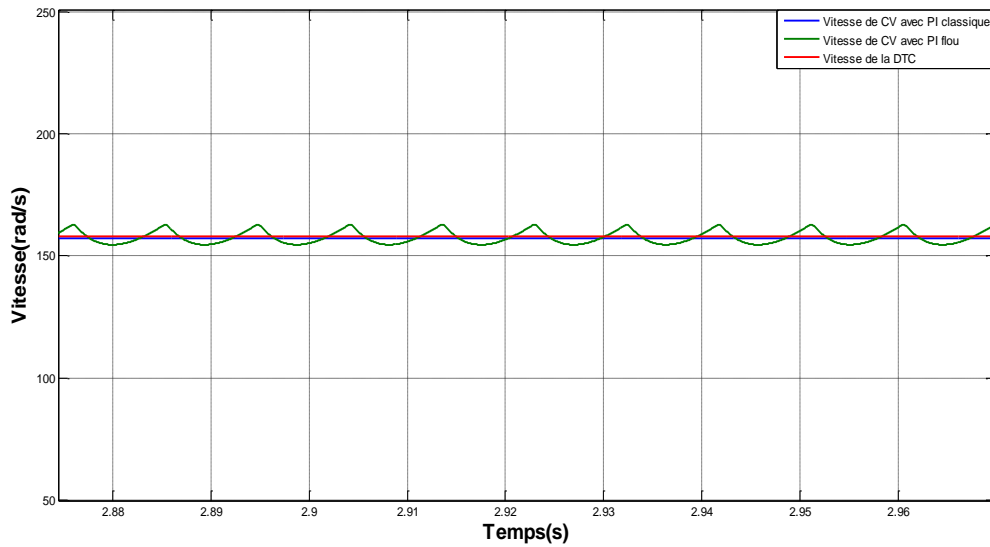


Fig.V.3.Zoom sur les allures de la vitesse (Régime permanent).

V.2.1.2.Le couple :

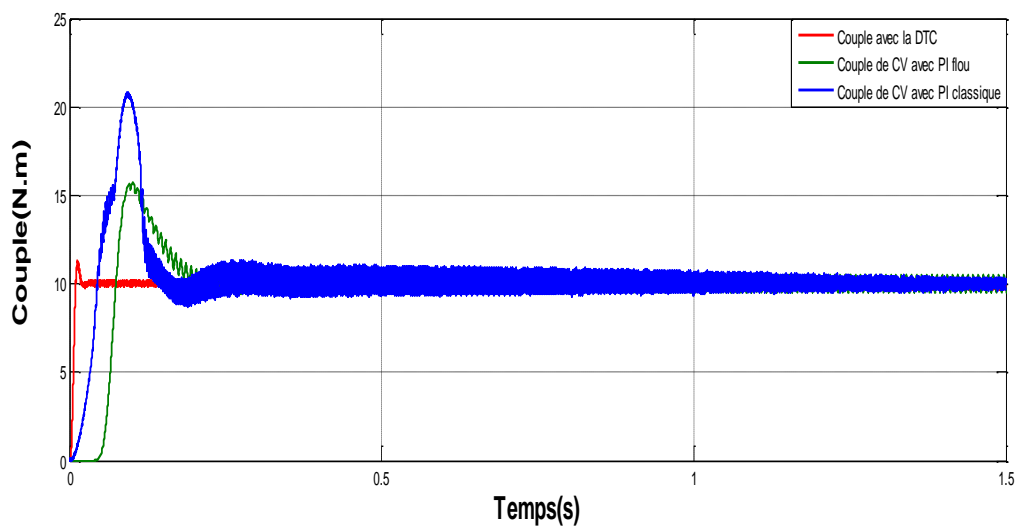


Fig.V.4. Allures du couple avec régulateurs (PI-flou et classique) et la DTC.

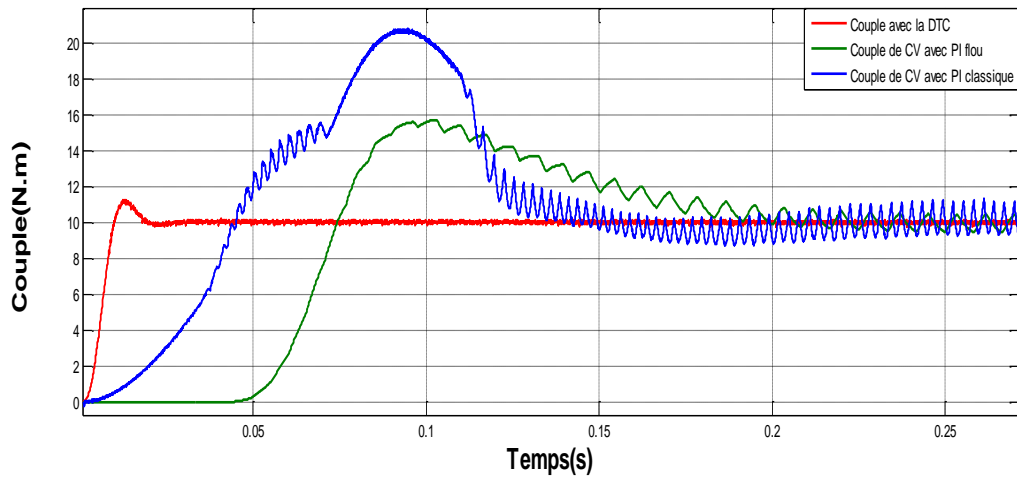


Fig.V.5.Zoom sur les allures du couple (Régime transitoire).

V.2.1.3.Le flux :

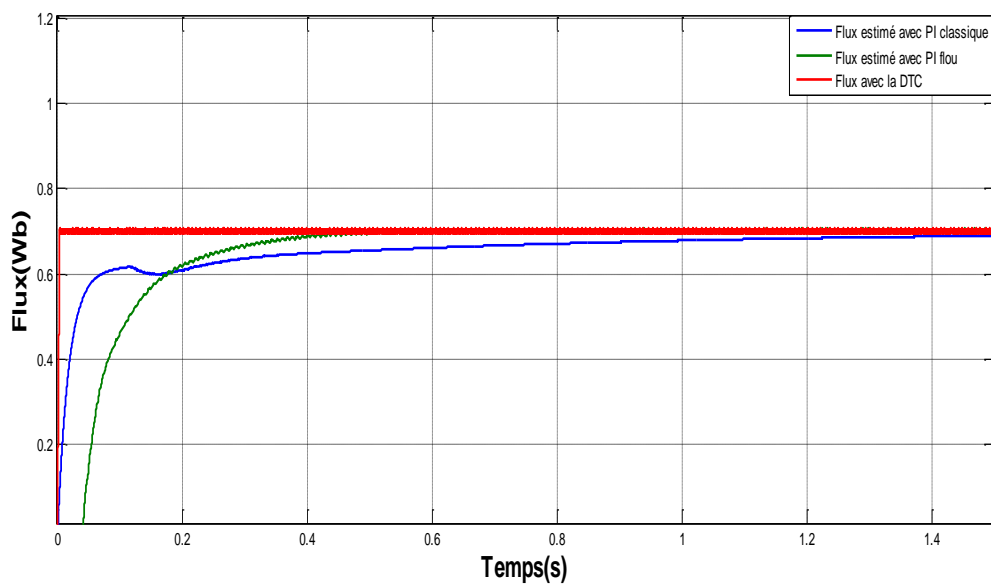


Fig.V.6.Allures du flux avec régulateurs (PI-flou et classique) et la DTC.

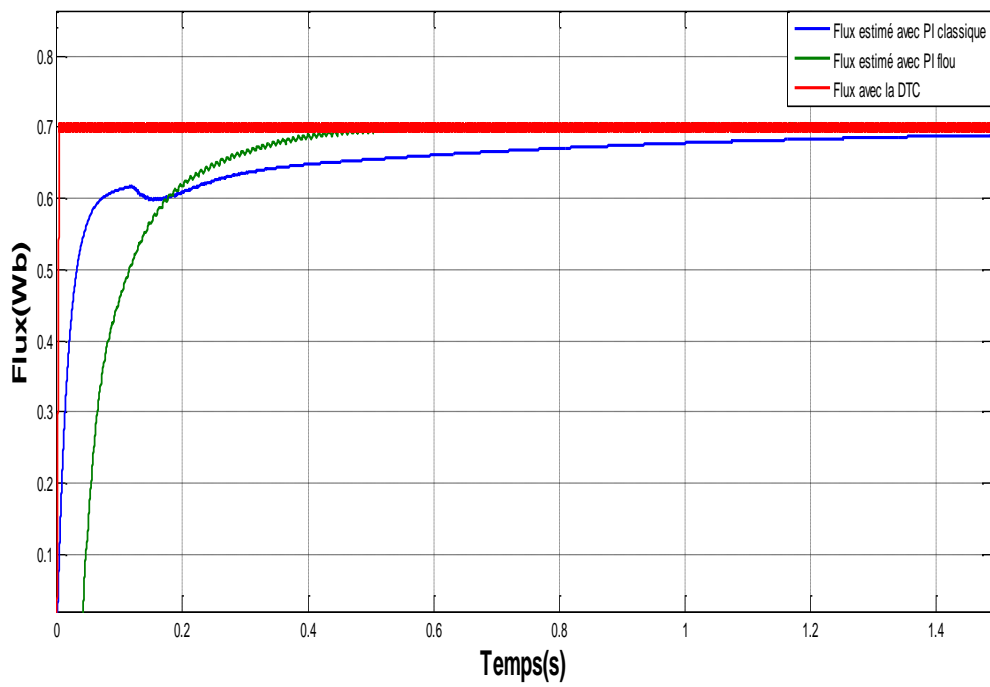


Fig.V.7.Zoom sur les allures du flux (Régime transitoire).

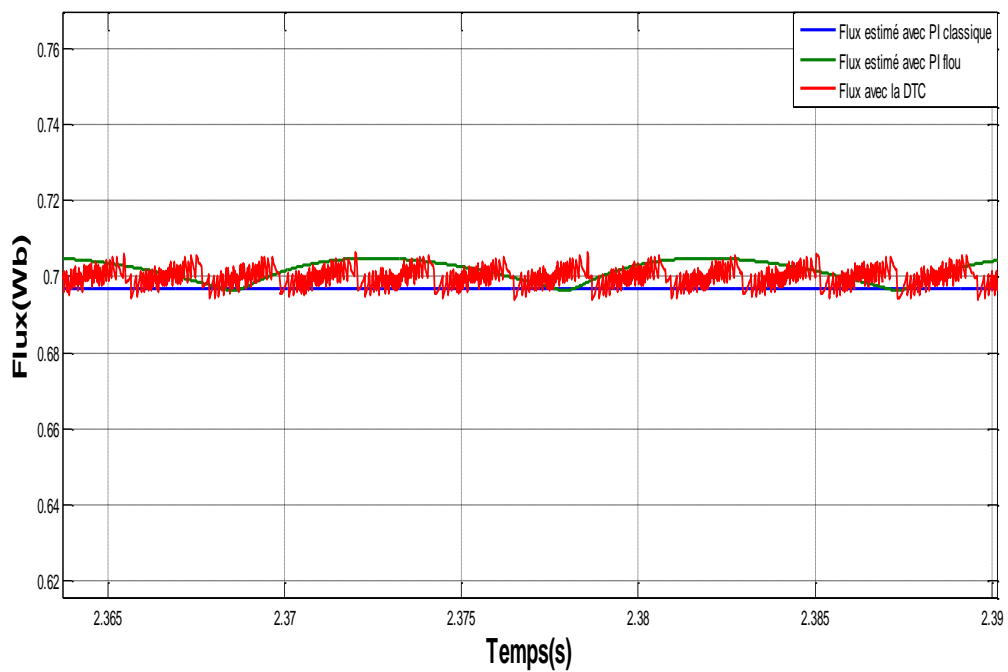


Fig.V.8.Zoom sur les allures du flux avec régulateurs (Régime permanent).

V.2.2. Discussion et comparaison des résultats

Dans cette partie nous allons discuter les résultats obtenus et les comparer, d'où la DTC est représenté avec la couleur rouge, le CV avec PI flou en vert, et le CV avec PI classique avec la couleur bleu.

Avec l'application du couple de charge de 10N.m, sur la figure (V.1), nous visualisons les allures de la vitesse pour les trois 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. Donc on remarque bien à partir de zoom représenté sur la figure (V.2) que le temps de réponse de la DTC est meilleur, et on constate aussi que dans le régime permanent la DTC à moins d'ondulations par rapport aux deux autres méthodes comme le montre la figure (V.3).

Les couples sont représentés dans la figure (V.4), le résultat obtenu par la DTC présente le meilleur temps de réponse (figure V.5), ainsi le vectoriel par PI flou a moins d'ondulations par rapport aux deux autres méthodes, et à propos du couple de démarrage, il est plus important avec le contrôle vectoriel avec PI classique, mais cela ne présente aucun inconvénient car le couple de démarrage peut atteindre jusqu'à 7 fois le couple nominal.

La figure (V.6) représente les allures de flux, on remarque bien que le temps de réponse est meilleur avec la DTC (figure V.7), mais quant au contrôle vectoriel avec PI classique on a moins d'ondulations donc il présente le meilleur résultat comme le montre la figure (V.8).

V.3. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de comparer les différentes stratégies de commandes appliquées à la machine asynchrone.

Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone par des correcteurs classiques PI et un correcteur flou a été faite. Compte tenu des résultats, le PI flou semble pouvoir remplacer le PI classique pour améliorer les performances du contrôle vectoriel. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles par rapport au PI classique grâce aux larges domaines physiques de la variation de l'erreur et de la variation de commande.

La DTC donne un meilleur temps de réponse par rapport au contrôle vectoriel mais elle présente un inconvénient majeur qui est la présence des ondulations au niveau du couple et le flux.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est basé sur la présentation des principes de base de différentes commandes appliquées à la machine asynchrone.

Dans la première partie de ce travail, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande. Pour cela, nous avons utilisé deux méthodes de modélisation: l'application directe de la transformation de Park. En effet, cette méthode est plus simple à utiliser pour le développement de structure de commande présente dans ce mémoire, ainsi la transformation de Concordia.

Dans la seconde partie, nous avons présenté le principe du contrôle vectoriel à flux rotorique orienté (FOC) avec un PI classique. En effet, cette stratégie est basée sur le contrôle de flux rotorique, mais elle se trouve fragilisée par les variations paramétriques et non paramétriques de la machine

Dans la troisième partie, nous avons appliqué la logique floue au contrôle vectoriel à flux orienté afin d'améliorer les performances de cette stratégie de commande comme les ondulations de couple et le temps de réponse.

Ensuite dans le quatrième chapitre on a présenté La commande directe du couple. Le principe de cette commande se base sur l'accélération ou la décélération du champ magnétique à l'intérieur de la machine. Ceci est possible grâce à l'application d'une séquence bien appropriée de tension aux bornes de l'onduleur. Le flux et le couple sont régulés par régulateurs à hystérésis. Une simulation sous MATLAB a été effectuée et a révélée de remarquables qualités de cette commande. La DTC offre un découplage naturel entre le flux et le couple et elle se présente comme une commande robuste vis à vis des variations paramétriques et moins robuste par apport aux variations de la charge.

Dans le dernier chapitre nous avons fait une étude comparative des résultats obtenus entre le contrôle vectoriel avec PI classique à flux orienté et celle avec un PI-flou ainsi que la DTC. En fin, comme perspectives à la poursuite de mon travail, je propose :

- Améliorer les stratégies proposées dans cette thèse.
- Chercher une commande hybride incorporant (DTC-SVM).
- L'amélioration de l'effet des oscillations sur les grandeurs de contrôle de la DTC par l'usage d'une stratégie de supervision floue, ou neuro-floue.
- l'utilisation des onduleurs multi niveaux afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] G.Séguier, F.Notlet, « **Electrotechnique Industrielle** », Editions Techniques et Documentations 3^{ème} tirage paris1981.
- [2] P.Barret, « **Machines Electriques**», Edition Ellipses, 2002.
- [3] Marcin Zelechowski, « **Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter-Fed Induction Motor Drive**», These de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw-Pologne, 2005.
- [4] L.Baghli « **Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone** », Cours Personnel, IUFF de Lorraine-UHP, France, 2005.
- [5] C.Sylvain « **Contribution à la Modélisation d'ordre non entier de la Machine Asynchrone à Cage** », Thèse de Doctorat de l'institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [6] Y. A Chapuis, « **Contrôle directe du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique**», thèse de doctorat INPG, génie électrique, 1996.
- [7] Mme Tamrabet Hanene, « **Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone** », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [8] G.Seguir, R.Bausiere et F.Labrique, « **Electronique de puissance** », 8eme Edition, Dunod, 1985.
- [9] M.Pinard, « **Convertisseurs et électronique de puissance** », Edition, Dunod, 2007.
- [10] G.Gellet, G.Clerc, « **Actionneurs électriques : principe-modèles-commande** », collection électrique, édition egrolles, paris, 1997.
- [11] L.Baghli « **Modélisation et commande de la machine asynchrone** », IUFM de lorraine-UHP 2002-2003.
- [12] Souad chaouch, « **Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse** », thèse de doctorat en science d'électrotechnique l'université de Batna, 3décembre2005.

Bibliographie

- [13] David. Aguglia, « **Identification des paramètres de moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle** », mémoire, maître ES science, université Laval Québec, Canada, décembre 2004.
- [14] Abdelkoudouss FAQIR « **Commande A Structure Variable D'un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mécanique Variable** » Doctorat L'Université de Picardie Jules Verne France décembre 2003.
- [15] M. Ouhrouche, R. Beguenane, A.M. Trzynadlowski, J.S. Thongam, and M. Dub'-Dallaire, «**A Pc-Cluster-Based Fully Digital Real-Time Simulation of a Field-Oriented Speed Controller for an Induction Motor**» 10.2316, / Journal.205.2006. 3.205-4346. International Journal of Modelling and Simulation – 2006.
- [16] D. Roye, « **Modélisation, contrôle vectoriel et DTC** », HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1
- [17] M. Rivoire et J. Louis Ferier « **Asservissement, régulation, commande analogique** », 1996.
- [18] J. Marie Flaus « **La régulation industrielle, régulateurs PID, prédictifs et flous** » 1994
- [19] H. Buhler « **Réglage par logique floue** » presse polytechnique et universitaires Romandes 1994.
- [20] P. Gabriel « **Introduction à la logique floue et à la commande flou** » 2000-2001.
- [21] R. Leonid, « **Fuzzy controllers** », Victoria University of technology, Melbourne, Australia, A member of the reed Elsevier plc. Group, first published 1997.
- [22] L. Zahen, L. Xu «**On line fuzzy of indirect field oriented induction machine divers** », IEEE transaction on power electronics, vol.13, N°1, 1998.

- [23] S. M. Gadoue, D.Giaouris, J.W.Finch, «**Artificiel intelligence-based speed control of DTC induction motor drives_ a comparative study**», Journal electric power system, research, 2009.
- [24] A. Rahal et M.F Edjiri, «**Contrôle direct du couple de la machine asynchrone** », Mémoire D'ingénieure, université Msila 2004.
- [25] T. Bakhti et S. Bendaas, « **commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif** », Thèse d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [26] Anne Marie Arker Hissel « **Contrôle direct du couple électromagnétique de machines asynchrone de grande puissance** », thèse de doctorat EN SEE, Toulon, 1999.
- [27] Kaboli, S.; Zolghadri, M.R.; Emadi, «**A Hysteresis band determination of direct torque controlled induction motor drives with torque ripple and motor-inverter loss considerations**» Power Electronics Specialist Conference, PESC '03. 2003 IEEE Volume 3, 15-19 June 2003. Page(s):1107 - 1111 vol.3
- [28] F. Bensmaine et N. Ameghchouche, « **commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif** » Thèse d'ingénieur, université de Batna 2010.

Annexes

Annexe A**Les paramètres de la machine asynchrone**

Puissance nominale : 1.5Kw

Fréquence nominale : 50Hz

Tension nominale : 220V/380V

Vitesse nominale : 1440tr/min

Facteur de puissance : $\cos\varphi=0.8$

Nombre de paire de pôles : $p=2$

Paramètres électriques

$R_s=5.72\Omega$

$R_r=4.2\Omega$

$L_s=0.462H$

$L_r=0.462H$

$M=0.44$

Paramètres mécaniques

$J=0.00375Kg.m^2$

$F=0N.m.s/rd$

Paramètres régulateurs PI classique

$K_i=0.4$ $K_p=0.0091$

$K_{i1}=20$ $K_{p1}=12$

Paramètres régulateurs PI flou

$K_e=0.001$ $K_{e1}=250$

$K_{de}=0.001$ $K_{de1}=30000$

$K_u=1$ $K_u=1$