

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine: Sciences et Technologies

Filière: Génie Electrique

Spécialité: Réseaux électriques

Thème

Commande d'une machine synchrone à aimants permanents par
logique floue

Proposé et dirigé par :

-Mr.ZEGUEB BOUBAKER

Présenté par :

- AYADI Mohammed

-NESRI Abdelfattah

2016-2017



Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
 <i>Chapitre I: Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimants permanents</i>	
I.1 INTRODUCTION.....	4
I.2 PRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	4
I.3 AVANTAGES DES MACHINES SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS	5
I.4 INCONVENIENTS DES MACHINES SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	6
I.5 DOMAINES D'APPLICATION.....	6
I.6 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS.....	7
I.6.1 Mise en équations du modèle de la MSAP.....	7
I.6.2 Equation de la machine dans le repère de Park (d, q)	9
I.6.3 Passage du repère $d q$ au repère $\alpha \beta$	10
I.6.4 Application de la transformation de Park à la MSAP	10
I.7 ÉXPRESSION DU COUPLE ÉLECTROMAGNETIQUE.....	11
I.8 MISE SOUS FORME D'ÉQUATION D'ÉTAT.....	12
I.9 RÉSULTATS DE SIMULATION.....	12
I.8 CONCLUSION.....	14
 <i>Chapitre II: Modélisation du convertisseur de fréquence</i>	
II.1 INTRODUCTION.....	16
II.2 SYSTEME D'ALIMENTATION.....	16
II.3 MODELISATION DU CONVERTISEUR.....	17
II.3.1 Modélisation du redresseur.....	17
II.3.2 Modélisation du Filtre.....	18
II.3.3 Modélisation de l'onduleur.....	19
II.4 COMMANDE DE L'ONDULEUR.....	21
II.5 RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMANTEE PAR CONVERTISEUR DE FREQUENCE.....	22
II.6 CONCLUSION.....	24
 <i>Chapitre III: Commande de la MSAP par la DTC</i>	
III.1 INTRODUCTION.....	26
III.2 PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....	26
III.3 FONCTIONNEMENT ET SÉQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ.....	27
III.4 THEORIE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....	29
III.4.1 Caractéristiques dynamiques du flux et du couple.....	29
III.4.2 Commande du couple électromagnétique.....	30

III.5 SELECTION DU VECTEUR TENSION.....	31
III.6 STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LE DTS.....	32
III.7 STRUCTURE DU SYSTEME DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....	33
III.7.1 Estimation du flux et du couple.....	33
III.7.2 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux.....	34
III.7.3 Correction du couple par un comparateur à hystérésis à trois niveaux.....	34
III.7.4 Table de sélection des vecteurs tension.....	35
III.8 STRUCTURE DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA MSAP.....	37
III.9 STRUCTURE DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA MSAP EN BOUCLE FERME.....	38
III.10 CALCULE DES PARAMETRES DU PI.....	38
III.11 RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DISCUSSION.....	40
III.11.1 Essai à vide et en charge.....	40
III.11.2 Changement de la référence de vitesse.....	41
III.12 CONCLUSION.....	45

Chapitre IV: Commande de la MSAP par la Logique Floue

IV.1 INTRODUCTION.....	47
IV. 2 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	48
IV. 2. 1 Variables linguistiques.....	48
IV. 2. 2 Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance.....	48
IV 2. 3 Propriétés des ensembles flous.....	50
IV.2.4 Opérateurs en logique floue.....	51
IV.2 .5 Règles d'inférence.....	51
IV. 3 STRUCTURE D'UN REGULATEUR FLOUE.....	52
IV. 3 .1 Fuzzification.....	52
IV. 3. 2 Base de règles.....	52
IV.3. 3 Inférences floues.....	53
IV.4 MECANISME D'INFERENCE.....	55
IV.4.1 Contrôleur de type Mamdani.....	55
IV.4.2 Contrôleur de type Larsen.....	55
IV.4.3 Contrôleur de type Zadeh.....	56
III. 5 DEFUZZIFICATION.....	56
IV.5.1 Méthode du centre de gravité.....	56
IV.6 LES ETAPES DE CONCEPTION D'UN SYSTEME FLOUE.....	57

IV.6.1 Définition des variables du système.....	57
IV.6.2 Choix de la partition floue.....	57
IV.6.3 Choix des fonctions d'appartenances.....	57
IV.7 ARCHITECTURE D'UNE COMMANDE FLOUE.....	57
IV.8 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE AU MSAP.....	58
IV.8.1 Les étapes de conception d'un système floue	58
IV.8.1.1 Définition des variables du système.....	58
IV.8.1.2 Choix de la partition floue.....	58
IV.8.1.3 Choix des fonctions d'appartenances.....	58
IV.8.2 Synthèse du régulateur floue de vitesse.....	59
IV.8.2.1 Régulateur floue-PI.....	59
IV.9 RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DISCUSSION.....	62
IV.9.1 Essai à vide et en charge.....	62
IV.9.2 Changement de la référence de vitesse	65
IV.10 CONCLUSION.....	67
 CONCLUSION GÉNÉRALE.....	 69
ANNEXE	
BIBLIOGRAPHIE	

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Différents types de rotors d'une MSAP	5
Figure I.2: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	7
Figure I.3: Représentation équivalente dans le repère de Park	9
Figure I.4 : Bloc simulation de la MSAP.....	12
Figure I.5: Résultats de simulation de démarrage en charge a ($t=0.5s$).....	13
Figure II.1 : Schéma de l'association MSAP-convertisseur de fréquence.....	17
Figure II.2 : Schéma du Redresseur à diode.....	17
Figure II.3 : Schéma de filtre LC.....	18
Figure II.4 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.....	19
Figure II.5 : Représentation des interrupteurs	20
Figure II.6 : MLI triangle-sinusoïdal $m=20$, $r=0.8$	21
Figure II.7 : Schéma-bloc de la MSAP avec son alimentation (Redresseur, filtre et onduleur MLI).....	22
Figure II.8: Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5N.m à $t=0.5sec$	23
Figure II.9 Suite des résultats de simulation.....	26
Figure III.1: Schéma structurelle d'une commande par DTC d'une MSAP.....	27
Figure III.2 : Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (α, β)	28
Figure III.3 : Evolution de l'extrémité de ϕ_s pour $R_s I_s$ négligeable.....	29
Figure III.4 : partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i = 1.....6$	31
Figure III.5:a) Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s , b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.....	34
Figure III.6 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.....	35
Figure III.7 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	37
Figure III.8 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple en boucle fermée.....	38
Figure III.9 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	38

Figure III.10 : le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	40
Figure III.11.a : Résultats de simulation de la DTC pour un démarrage à vide.....	42
Figure III.11.b: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5.5 $N.m$ à $t = 0.5$ s.....	43
Figure III.12: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	44
Figure IV.1 les différentes fonctionnelles d'appartenances.....	49
Figure IV.2 Opérateurs logiques: (a) A et B ; (b) $A \cap B$; (c) $A \cup B$; (d) A	51
Figure IV.3 Schéma de principe d'un régulateur à logique floue.....	52
Figure IV.4 Exemple d'inférence Max-Min.....	54
Figure IV.5 Architecture d'une commande floue.....	57
Figure IV.6 Structure interne du contrôleur flou-PI de vitesse.....	59
Figure IV.7 Fonctions d'appartenance des entrées (e , Δe) et de la sortie (u).....	60
Figure IV.8 Surface caractéristique d'un régulateur floue.....	61
Figure IV.9 Schéma bloc de simulation.....	62
Figure IV.10.a Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue lors du démarrage à vide.....	63
Figure IV.10.b Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5.5 $N.m$ à $t = 0.4$ s.....	64
Figure IV.11 Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	66

LISTE DES TABLEAUX

Tableau (III.1) Table de commutation avec vecteurs nuls selon Takahashi avec comparateur à trois niveaux du couple.....	36
Tableau (III.2) Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.....	36
Tableau (III.3) Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.....	36
Tableau (III.4) le sens de variation de du flux et du couple.....	37
Tableau (IV.1) Tableau d'inférence.....	53
Tableau (IV.2) Matrice d'inférence des règles floues.....	61

Liste des notations et symboles

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
DTC	Commande directe du couple
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
RLF	Régulateur par logique flou
PI	Régulateur Proportionnel et Intégrale
P	Opérateur de Laplace
p	Nombre de paires de pôles
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes du référentiel de <i>Park</i>
α, β	Axes du référentiel statorique
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator
$[P(\theta)]$	Matrice de <i>Park</i>
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tension statorique de la phase a, b , ou c
V_s	Tension statorique
V_d, V_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tension statorique sur l'axe α et l'axe β
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courant statorique de la phase a, b , ou c
I_s	Courant statorique
I_d, I_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$	Courant statorique sur l'axe α et l'axe β
E	Tension d'entrée de l'onduleur
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase a, b , ou c
φ_d, φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe α et β
φ_s	Flux statorique
φ_f	Flux magnétique du rotor
Ω	Vitesse mécanique de rotor
J	Moment d'inertie du moteur
f_r	Coefficient de frottement visqueux
C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Couple résistant, ou de charge
ω	Vitesse de rotation électrique

R_s	Résistance d'une phase statorique
L_d	Inductance sur l'axe d
L_q	Inductance sur l'axe q
L_s	Inductance d'une phase statorique
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
K_p, K_i	Actions proportionnelle et intégrale
ω_n	Fréquence propre d'oscillation
ξ	Coefficient d'amortissement
τ	Constant de temps associé au régulateur (PI)
τ_f	est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne.

Introduction Générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [1].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui est robuste et a une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [2].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [3].

La technique de la commande directe du couple (*DTC*) utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans l'utilisation de capteurs mécaniques.

Ce travail se présente en quatre chapitres, selon l'ordre suivant:

- Le premier chapitre concerne, la modélisation dynamique et la simulation de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité.
- Le deuxième chapitre est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI* avec les résultats de simulation.

- Le troisième chapitre présentera la *DTC* appliquée à la MSAP, alimenté par un onduleur triphasé de tension, et cela en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. Un régulateur *PI* est utilisé pour le contrôle de la vitesse.
- Au dernier chapitre, on présentera la théorie de la logique floue et le régulateur floue PI et son application avec les résultats de simulation.

En fin le travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives d'avenir.

Chapitre I

*Modélisation et simulation de la machine
synchrone à aimants permanents*

I.1 INTRODUCTION

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore ...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages: induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines[4],[5],[6].

Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques [1], [7], [8].

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique.

Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétique des aimants qui peuvent être se perdre en dépassant les limites de fonctionnement [4], [7].

L'emploi fréquent depuis plusieurs décennies, des dispositifs à aimants permanents n'ont cessé de faire l'objet d'une constante évolution. Dans le domaine de la conversion électromécanique d'énergie, les aimants permanents ont depuis longtemps le mérite de constituer une source d'excitation appropriée notamment pour les actionneurs de la robotique et les machines de faible puissance[4],[5],[11] [10],[9].

I.2 PRESENTATION DE LA MACHINES SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisés dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [12], [13].

Le rotor possède différentes configurations [12], [13], [14]. Figure I.1 montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à Figure I.1.a. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la Figure I.1.b.
- Enfin la Figure I.1.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas.

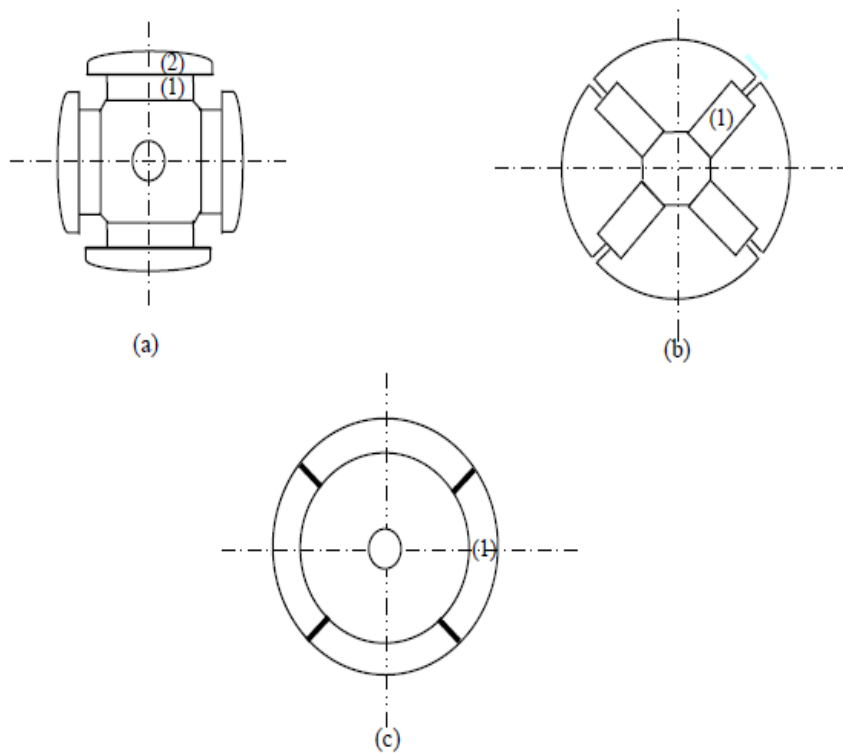


Figure I.1 : Différents types de rotors d'une MSAP.

(a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).

(b) aimants permanents (1) noyés.

(c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I.3 AVANTAGES DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des

moteurs asynchrones .cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs .On cite principalement:

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu ;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevé et à puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant de l'auto pilotage du MASP
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines ;

I.4 INCONVENIENTS DES MACHINES SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants. Il y'a aussi d'autre inconvénients comme:

- Difficultés de démarrage.
- condition de synchronisme délicate.
- risques de décrochage.

I.5 DOMAINNES D'APPLICATION

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) [2], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [15] :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins ;
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.6 MODILISATION DE LA MACHINES SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [12].

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont [16] :

- résistance des enroulements invariables avec la température,
- effet de peau négligeable,
- absence de la saturation dans le circuit magnétique,
- machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées,
- parfaite symétrie de construction,
- répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices,
- entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable,
- pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) négligeables.

Ces hypothèses signifient que les comportements électrique et magnétique sont supposés linéaires.

I.6.1 Mise en équations du modèle de la MSAP

La figure (I.2) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

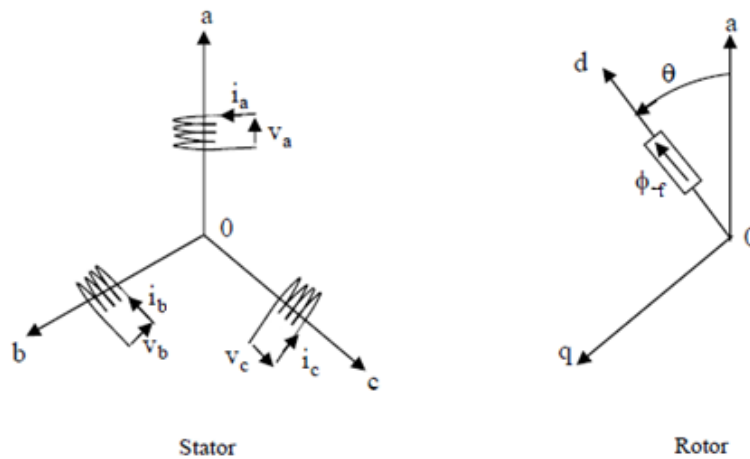


Figure I.2 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique [1], [17]. Pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

- Equations électriques :

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

- Équations magnétiques :

$$[\varphi_{abc}]_s = [L_s] [i_{abc}]_s + [\varphi_{f.abc}] \quad (I.2)$$

Où :

$$[V_{abc}]_s = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques ;}$$

$$[i_{abc}]_s = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques ;}$$

$$[\varphi_{abc}]_s = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques ;}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du stator ;}$$

$$[\varphi_{f.abc}] = [\varphi_{af} \quad \varphi_{bf} \quad \varphi_{cf}]^T$$

: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

On désigne par :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$ et des termes variables dépendant de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$:

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (I.3)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} ; \quad [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Où :

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique,

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

La dernière relation importante complétant le modèle de la MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad (I.4)$$

Avec :

- J : Moment d'inertie de la partie tournante ;
- Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- C_e : Couple électromagnétique de la machine ;
- C_r : Couple résistant, ou de charge ;
- f_r : Coefficient de frottement.

I.6.2 Equation de la machine dans le repère de Park (d, q)

Les équations obtenues dans le repère (a,b,c) sont fortement non-linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor θ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse ω par rapport au stator (Figure I.3). Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse [18].

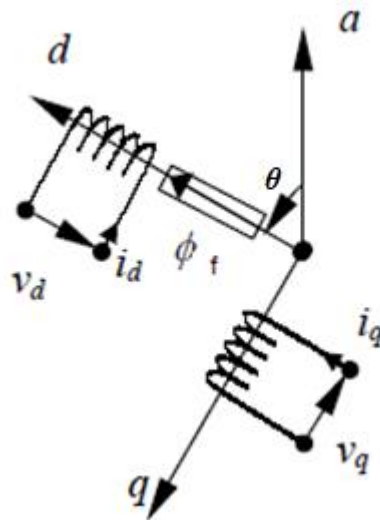


Figure I.3 : Représentation équivalente dans le repère de Park.

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (I.5)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor. Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables sratoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation $[P(\theta)]$ est donnée par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Où θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

Dont la matrice inverse a pour forme:

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec $\theta=\theta_s$ pour le stator et $\theta=\theta_r$ pour le rotor.

Le moteur est supposé être connecté en étoile et forme donc un système équilibré $I_a+I_b+I_c=0$.

Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.6) est nulle.

I.6.3 Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [19]:

$$[X_{\alpha\beta}] = [R][X_{dq}] \quad (I.8)$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

I.6.4 Application de la transformation de Park à la MSAP

On choisissant le référentiel de Park (d, q) lié au rotor et en appliquant la transformation (I.5) au système (I. 1), on obtient :

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][V_{abc}]_s = [P(\theta)][R_s][i_{abc}]_s + [P(\theta)]\frac{d}{dt}[\varphi_{abc}]_s \quad (I.10)$$

Ensuite, en se basant sur (I.7) et (I.1) on obtient:

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1}[i_{dq}] + [P(\theta)][P(\theta)]^{-1}\frac{d}{dt}[\varphi_{dq}] + [P(\theta)]\left(\frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1}\right)[\varphi_{dq}] \quad (I.11)$$

Du moment que [RS] est diagonale, alors :

$$[P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} = [R_s]$$

En utilisant :

$$[P(\theta)]\left(\frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1}\right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Et à l'aide de (I.11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[V_{dq}] = [R_s][i_{dq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dq}] + p\Omega[\varphi_{dq}^*] \quad (I.13)$$

Où :

$$[V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix},$$

$$[\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}, \quad [\varphi_{dq}^*] = \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix}.$$

Et la transformation (I.6) appliquée à (I.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

I.7 ÉXPRESSION DU COUPLE ÉLECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique C_e est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statoriques [5]. Ce couple développé par les machines synchrones à f.e.m. sinusoïdale et sans amortisseur peut être exprime par :

$$C_e = (m/2)p[(L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (I.15)$$

Où :

p : nombre de paires de pôles. m : nombre de phases de la machine.

Dans le cas où la machine est à pôles lisses ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{m}{2} p \varphi_f i_q \quad (I.16)$$

I.8 MISE SOUS FORME D'ÉQUATION D'ÉTAT

Considérons les tensions (V_d , V_q) comme grandeurs de commande, les courants statoriques (i_d , i_q) comme variables d'état. A partir des équations (I.13), (I.14), on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p \Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p \Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p \Omega}{L_q} \end{bmatrix} [\varphi_f] \quad (I.17)$$

I.9 RÉSULTATS DE SIMULATION

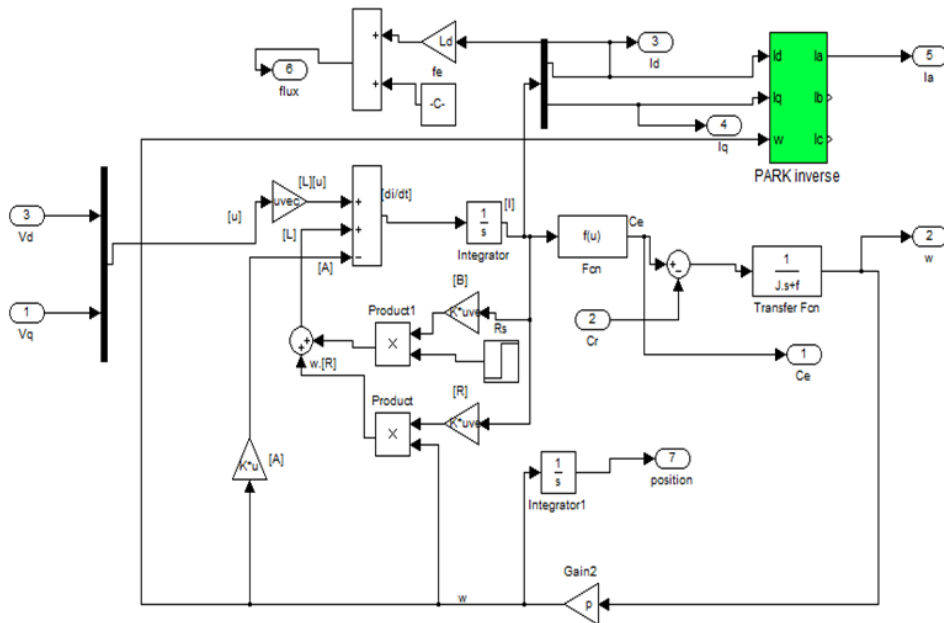


Figure I.4 : Bloc simulation de la MSAP

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe (A).

En première étape, on va simuler numériquement le fonctionnement du (MSAP) alimentée directement par le réseau standard **220/380V, 50HZ** et sans l'application de perturbation (couple résistant nul), en deuxième étape on applique au MSAP un couple résistant de **6N.m**, dès son démarrage, l'examen des courbes de la figure (I.5) montrent :

Pour la caractéristique $\omega_m=f(t)$, l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesses négatives très faible et de courte durée, sans enroulements d'excitation, ni amortisseurs et puis elle se stabilise dans la valeur 105 rad/s.

L'allure de la courbe $C_e=f(t)$ présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court l'allure coïncide avec celle de la vitesse pour tendre finalement vers le régime où le couple s'annule.

Pour les caractéristiques $I_d=f(t)$ et $I_q=f(t)$, au début du démarrage on voit des pics de courants assez importants qui sont présents et cela s'explique par la f.c.e.m qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ce est se rétablit à sa valeur nominale permanente après un temps assez court.

A $t=0.5s$, on applique une charge de $C_r=6 \text{ N.m}$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilise au régime permanent.

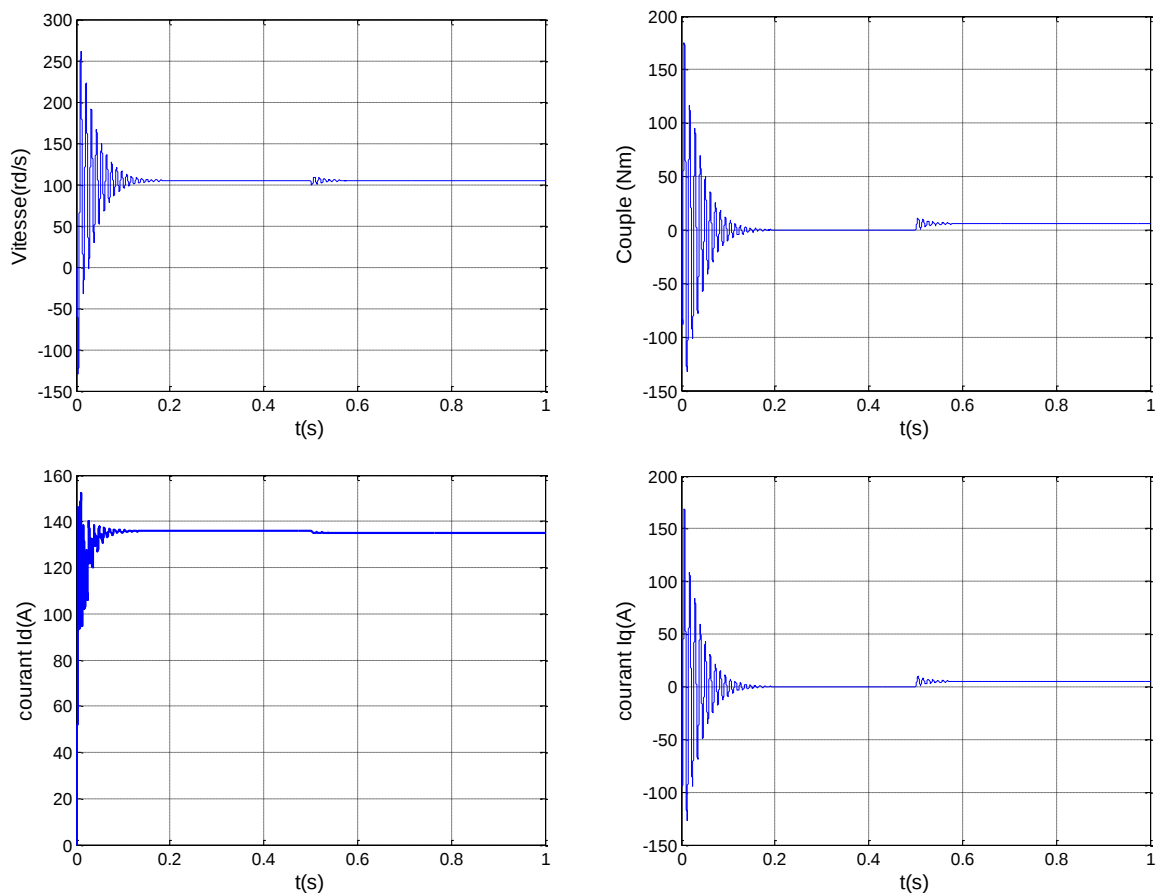


Figure I.5: Résultats de simulation de démarrage en charge à ($t=0.5s$).

I .10 CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ces domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et le non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude.

Chapitre II

*Modélisation du convertisseur de
fréquence*

II.1 INTRODUCTION

L'étude de l'association onduleur-moteur synchrone constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. La majorité de ces travaux ont conduit d'une part, à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part à développer de nouvelles techniques de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de cette association. [20] [21]. Une méthode qui exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (MLI). Pour avoir des réponses à dynamique élevée et un contrôle fin du couple, la machine doit être alimentée par des courants sinusoïdaux. Ceci peut être réalisé à l'aide d'un onduleur de tension contrôlé en courant ou on utilise des techniques à hystérésis. L'emploi de régulateurs à hystérésis impose aux courants, dans les phases de la machine, de suivre des références sinusoïdales délimitées par des bandes convenablement choisies. Le circuit est simple et robuste.

Dans ce chapitre, nous présentons l'analyse de l'alimentation de machine à courant alternatif (MSAP) qui est de type onduleur de tension à deux niveaux. Nous examinons tout particulièrement la technique de commande par MLI.

II.2 SYSTEME D'ALIMENTATION

L'alimentation du MSAP est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MSAP.

La figure II.1 illustre le schéma synoptique d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

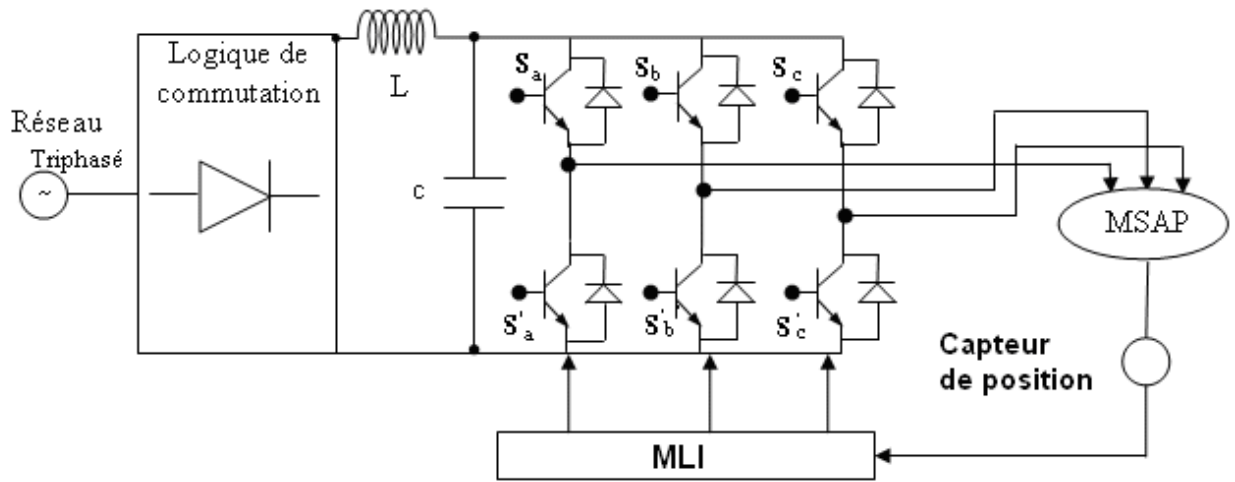


Figure II.1 : Schéma de l'association MSAP-convertisseur de fréquence

II.3 MODELISATION DU CONVERTISEUR

II.3.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un pont de Graetz à diodes (Figure II.2)

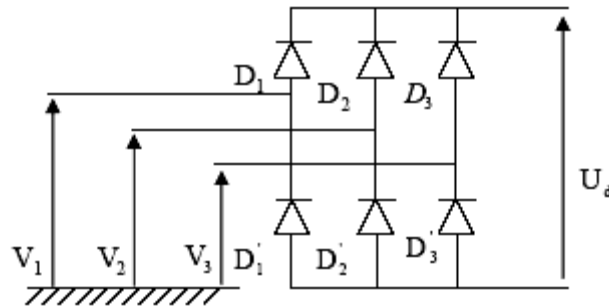


Figure II.2 : Schéma du Redresseur à diode

La séquence de conduction des diodes :

$$\begin{aligned} D_i & \text{ Conduitsi } V_i = \max (V_j), \quad j = 1, 2, 3, \quad i = 1, 2, 3 \\ D_i & \text{ Conduitsi } V_i = \min (V_j), \quad j = 1, 2, 3, \quad i = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (\text{II. 1})$$

A chaque bras du pont à diodes est associé une fonction logique de connexion D_i et D'_i , ($i = 1, 2, 3$). Ces fonctions sont définies comme suit

$$D'_i = \begin{cases} 1 & \text{si } D'_i \text{ conduit } (i = 1, 2, 3) \\ 0 & \text{si } D_i \text{ conduit } (i = 1, 2, 3) \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

Le redresseur est alimenté par la tension :

$$V_j = V_m \sin \left(\theta - 2(j-1)\frac{\pi}{3} \right) \quad \text{avec: } j = 1, 2, 3$$

II.3.2 Modélisation du Filtre

Pour diminuer les ondulations à la sortie du redresseur nous insérons à l'entrée de l'onduleur un filtre L_f C_f , celui-ci est schématisé par la figure II.3.

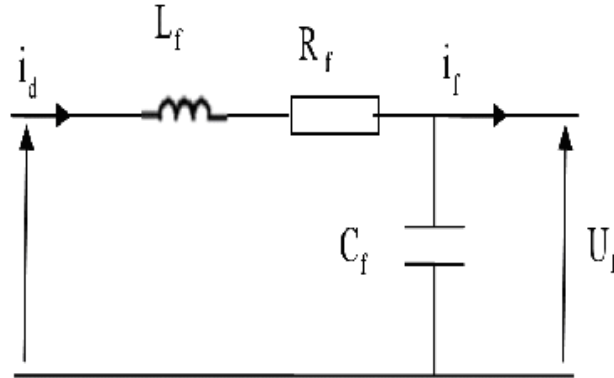


Figure II.3 : Schéma de filtre LC

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés vers le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance l'apport d'énergie extérieur en cas de «rate» de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- ✓ la tension U_f d'alimentation de l'onduleur.
- ✓ La composante continue du courant exigé i_f .
- ✓ L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

Le condensateur de capacité C_f avec l'inductance L_f constituent un filtre passe-bas.

La capacité C_f (mF) permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U_f sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = U_d - U_r - R_f i_d \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (2.03)$$

Calcul des paramètres :

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(S)$ du filtre

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1} \quad (II. 4)$$

La pulsation de coupeur correspondante est :

$$\omega_r = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}} \quad (II. 5)$$

Le choix de paramètre du filtre L_f et C_f assure la relation [2] :

$$L_f C_f \omega_0^2 \gg 1 \quad \text{Avec: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II. 6)$$

II.3.3 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, celui-ci est schématisé dans la figure II.4

Il est composé de six transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur [22],[23],[20],[24].

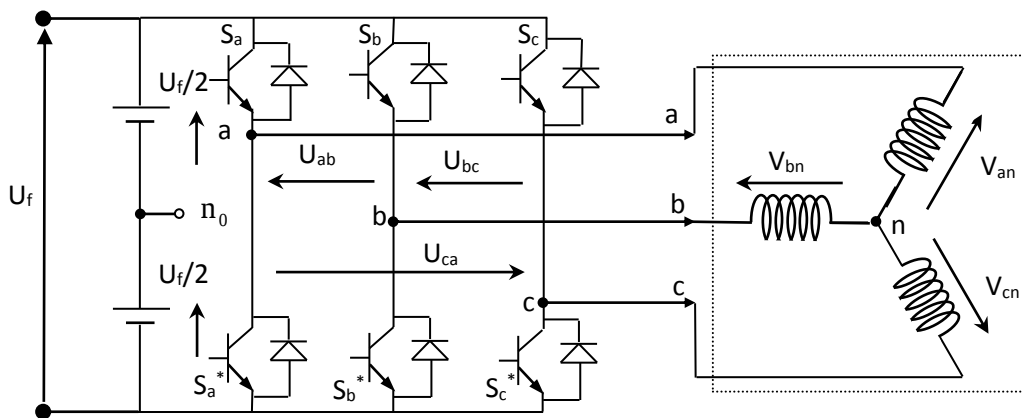


Figure II.4 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.

Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion F_j ($j=1, 2, 3$).

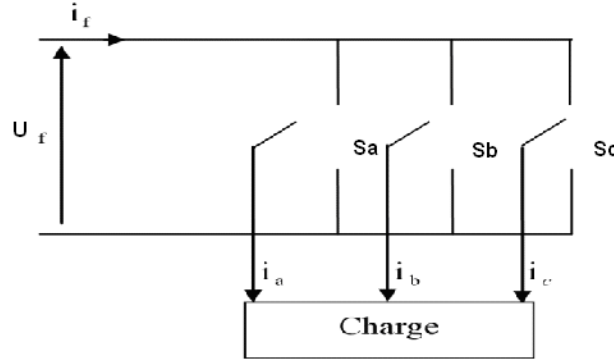


Figure II.5 : Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ fermé et } K'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K'_i \text{ fermé et } K_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (S_a - S_b) \\ U_{bc} = U_f (S_b - S_c) \\ U_{ca} = U_f (S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II. 9})$$

En tenant compte des deux relations (II. 8) et (II. 9), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_f}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_f}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Le système d'équations (II.10) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1- & 1- \\ 1- & 2 & 1- \\ 1- & 1- & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{II.12})$$

II.4 COMMANDE DE L'ONDULEUR

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer [5], [6] :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdale à une porteuse en générale triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations postcalculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la commande par modulation de largeur d'impulsion MLI

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de sortie. les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés par la comparaison entre les tensions des références, de fréquence f , et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence f_c , élevée par rapport à la fréquence f , figure II.6.

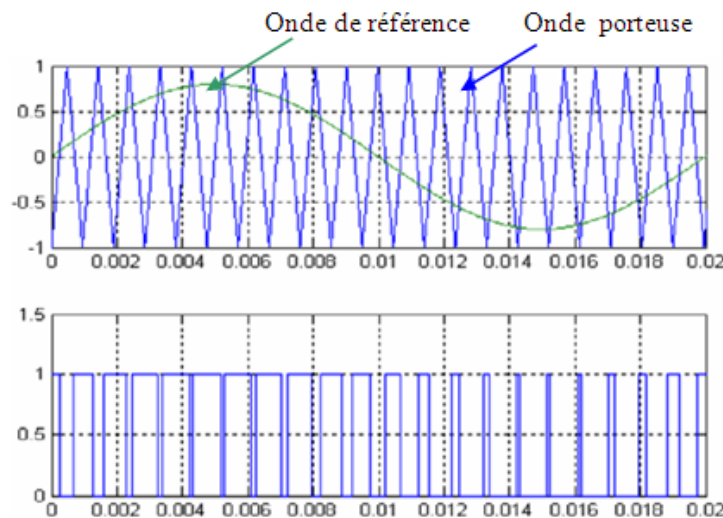


Figure II.6. MLI triangle-sinusoïdal $m=20$, $r=0.8$

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée. Les signaux de référence sont définis par [22], [9] :

$$V_{ref} = r \sin \left[2\pi t - 2(j-1)\frac{\pi}{3} \right] \quad j = 1,2,3 \quad (II.13)$$

On définit :

$r = \frac{V_m}{U}$ Coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

$m = \frac{f_p}{f}$ Rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de référence (indice de modulation).

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si } nT_p < t < (n+1)T_p \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{si } \frac{2n+1}{2}T_p < t < (n+1)T_p \end{cases} \quad (II.14)$$

$$\text{Ou : } T_p = \frac{1}{f_p} \quad (II.15)$$

II.5 RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR CONVERTISEUR DE FREQUENCE

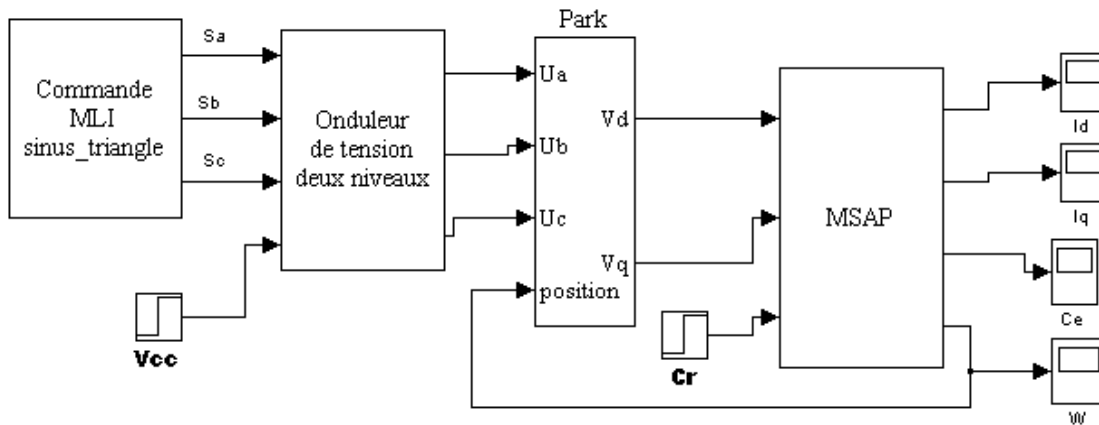


Figure II.7 : Schéma-bloc de la MSAP avec son alimentation onduleur MLI

Nous avons simulé notre machine alimentée par onduleur de tension MLI. Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink.

Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

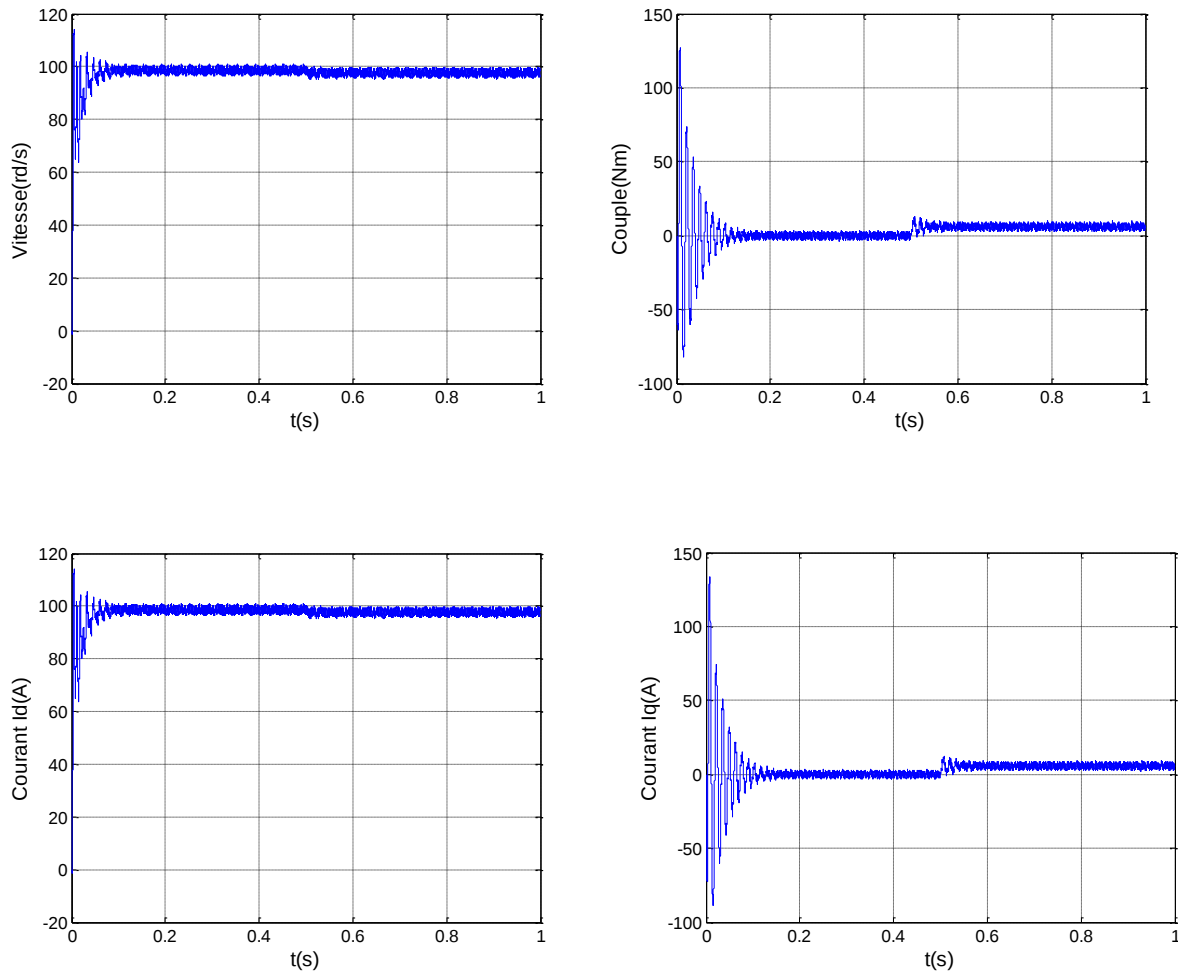


Figure II.8: Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à , démarrage à vide suivie d'une application de charge de 6N.m à $t=0.5\text{sec}$

On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend presque 0.18s, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 105 rd/s en régime permanent pour un couple nul.

L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 100 N.m, puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

D'autre part, pour l'allures des courants présentent on constate au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

II.6 CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre type d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des MLI les plus connues.

Chapitre III

Commande de la MSAP par la DTC

III.1 INTRODUCTION

La méthode de Commande Directe du Couple (Direct Torque Control, en jargon anglosaxon, DTC)) a été introduite en 1985 par *Takahashi* et *Depenbrock* spécialement pour les machines asynchrones [4], [21], [25]-[26]. Ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande. Cette technique de commande a été appliquée aussi sur les machines synchrones. Cette stratégie de commande relativement nouvelle est concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation par un onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du champ magnétique. Dans ce cas, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux de la vectrice tension imposée par le convertisseur d'alimentation.

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 contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique dans ce cas.

Donc, la DTC permet de piloter précisément le flux statorique et le couple électromagnétique. Pour cela, elle est basée uniquement sur la connaissance des courants et des tensions statoriques et la vitesse rotorique si on veut que cette dernière soit corrigée (ajout d'une boucle de vitesse).

En régime permanent, la mesure de la tension V_s et du courant statorique I_s permet d'estimer facilement le flux statorique. Les valeurs de flux et de couple sont alors calculées sans boucle de retour complexe, indépendamment des paramètres rotoriques. Le fait que la DTC commande directement les interrupteurs, améliore nettement les performances dynamiques de l'entraînement par rapport à la commande vectorielle [21] [27].

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire pour imposer un couple de référence (cas d'un fonctionnement sans boucle de vitesse), ce qui constitue un grand avantage pour ce type de commandes. Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de consigne pour déterminer les instants de commande des interrupteurs.

III.2 PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple [8] [28].

Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

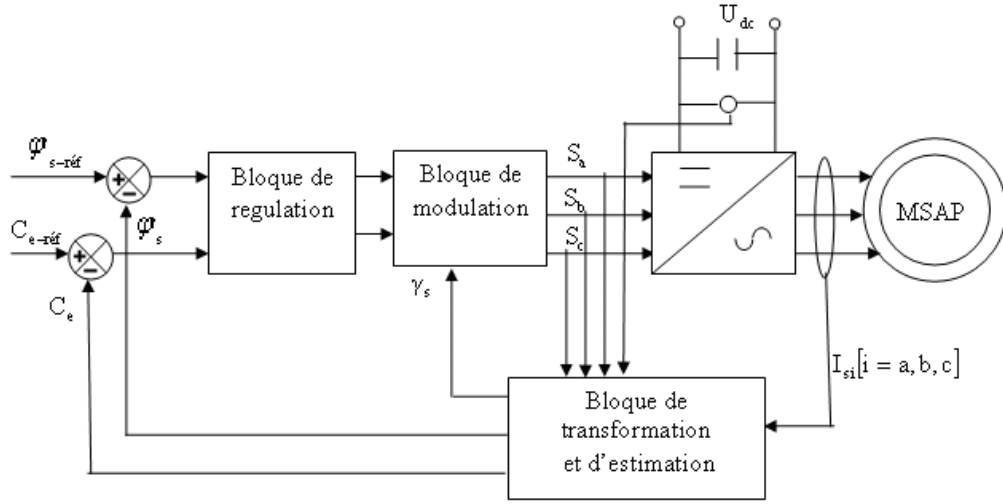


Figure III.1: Schéma structurelle d'une commande par DTC d'une MSAP

III.3 FONCTIONNEMENT ET SÉQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ

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

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_\alpha + j \cdot V_\beta \\ V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_b - V_c] \end{cases} \quad (III.1)$$

V_a , V_b et V_c : sont les tensions simples sortie de l'onduleur Figure III.1.

Les tensions d'alimentation V_a , V_b et V_c sont estimées en fonction de la tension continue U_d et des états de commutation des bras de l'onduleur (S_a, S_b, S_c). Donc les tensions d'alimentations de la MSAP sont déterminées comme suit :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_d}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b &= \frac{U_d}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c &= \frac{U_d}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (III.2)$$

En remplaçant les équations (III.2) dans (III.1), on obtient:

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_d \left[S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_d [S_b - S_c] \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Ou:

U_d : Tension du bus continu.

(S_a, S_b, S_c) : États de commutation de bras de l'onduleur.

La Figure III.2 montre la représentation dans le plan (α, β) des six vecteurs tension non nuls générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

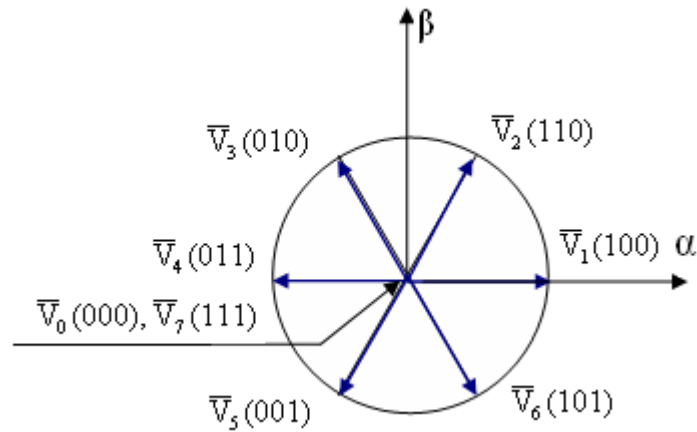


Figure III.2 : Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (α, β)

$$\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0) \text{ et } \bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$$

$$\bar{V}_1 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 0, 0) \text{ et } \bar{V}_2 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 0)$$

$$\bar{V}_3 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 1, 0) \text{ et } \bar{V}_4 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 1, 1)$$

$$\bar{V}_5 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 1) \text{ et } \bar{V}_6 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 0, 1)$$

III.4 THEORIE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

III.4.1 Caractéristiques dynamiques du flux et du couple

La Commande directe du couple est basé sur le réglage du flux statorique, car il présente généralement une dynamique nettement plus rapide que celle du flux rotorique, Par ailleurs, la détermination du flux statorique est relativement plus aisée puisqu'il est directement lié à des grandeurs électriques accessibles à la mesure, à savoir le courant et la tension statorique [22], [29],[23] :

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{I}_s) dt + \bar{\phi}_s(0) \quad (III.4)$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T]$, on a : $V_s \gg R_s I_s$. Donc l'équation (III.4) peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_s(t) &\cong \phi_s(0) + V_s T \\ \Rightarrow \frac{d\bar{\phi}_s(t)}{dt} &= \Delta \bar{\phi}_s = V_s \end{aligned} \quad (III.5)$$

En supposant le terme $(R_s I_s)$ négligeable, l'équation (III.5) montre que la dérivée du vecteur flux $\frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$ qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égale au vecteur tension V_s . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de V_s et à une vitesse constante égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} U_c$.

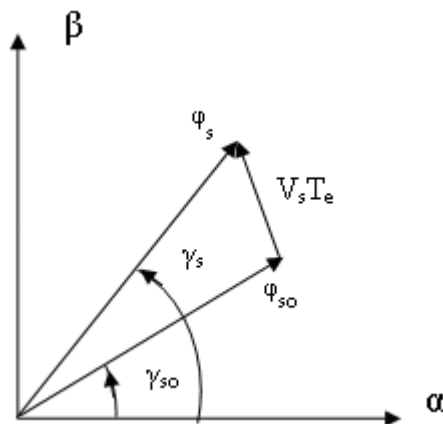


Figure III.3 : Evolution de l'extrémité de ϕ_s pour $R_s I_s$ négligeable.

Donc il est possible de fonctionner avec un module du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ pratiquement constant, mais il faut noter que cela n'est possible que si la période de contrôle et par conséquent, la période d'échantillonnage, est très faible devant la période de rotation du flux.

Par conséquent les vecteurs tensions nulles ne sont pas utilisées pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes ϕ_s devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotoriques.

Donc la méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs $\bar{V}_K$ non nuls. Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e).

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même quand des vecteurs tensions nulles ne sont appliquées depuis que l'aimant tourne avec le rotor.

III.4.2 Commande du couple électromagnétique

Pour exposer qualitativement les principes de contrôle du couple synchrone, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude du flux rotoriques sont constante.

- On peut contrôler le vecteur $\bar{\phi}_s$ à partir du vecteur $\bar{V}_S$, aux chutes de Tension $R_s \bar{I}_s$ près.
- Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux Stator et rotor.

$$C_e = K(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_f) = K \|\bar{\phi}_s\| \|\bar{\phi}_f\| \sin\theta \quad (\text{III.6})$$

Tel que :

$$K = \frac{P}{L_q} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

θ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_f$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\phi}_s$ (à partir de $\bar{V}_S$) en module et en position, on peut donc contrôler le couple.

III.5 SELECTION DU VECTEUR TENSTION

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

En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de ϕ_s en le décomposant en six zones appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β) . L'axe (α) est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) l'enroulement triphasé (a, b, c) . Lorsque le flux ϕ_s se trouve dans une zone k ($k=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants [30], [25], [27] :

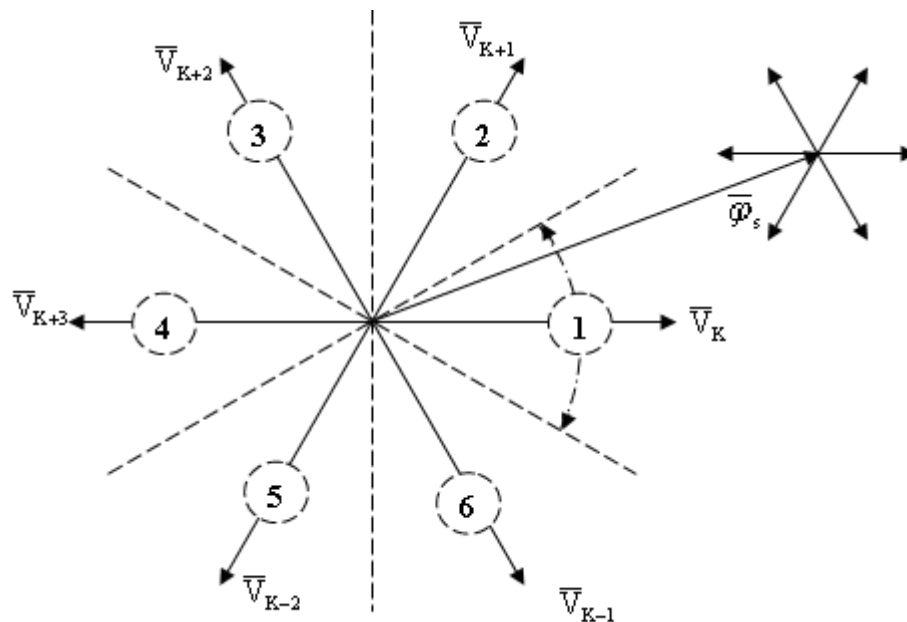


Figure III.4 : partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i = 1, \dots, 6$

- Si $\bar{V}_{K+1}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si $\bar{V}_{K+2}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si $\bar{V}_{K-1}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si $\bar{V}_{K-2}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

- Si $\bar{V}_0$ ou $\bar{V}_7$ est sélectionné alors l'amplitude du flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone k . Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone K .

En effet, au début de la zone, les vecteurs $\bar{V}_{K+1}$ et $\bar{V}_{K+2}$ sont perpendiculaires à ϕ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Alors aux vecteurs $\bar{V}_{K+1}$ et $\bar{V}_{K+2}$, il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de ϕ_s , au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs $\bar{V}_K$ et $\bar{V}_{K+3}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de ϕ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de ϕ_s dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur ϕ_s .

Un estimateur de module de ϕ_s et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.

Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.

III.6 STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LE DTS

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux qui est basée sur l'algorithme suivant [5], [22]:

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$)
- Pour chaque coup d'horloge on mesure les courants de lignes et les tensions par phase du MSAP.
- On reconstitue les composants du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (III.08).
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux et la mesure des courants statorique, en utilisant l'équation (III.10)
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple.

III.7 STRUCTURE DU SYSTEME DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique et de sa position. [31] Les performances du système de contrôle dépendent de la précision de l'estimation de ces valeurs.

III.7.1 Estimation du flux et du couple

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. A partir de l'équation suivante [5], [22].

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.8)$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (III.9)$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} P (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (III.10)$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée au MSAP en particulier et surtout la commande par DTC [4].

Dans ce travail, le modèle de la MSAP utilisé est exprimé dans le repère (d-q), pour cela il nous faut un passage biphasé $d, q \rightarrow \alpha, \beta$. Les deux composantes du flux statorique sont données par (III.8), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse $\alpha, \beta \rightarrow d, q$.

III.7.2 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre la Figure III.5.

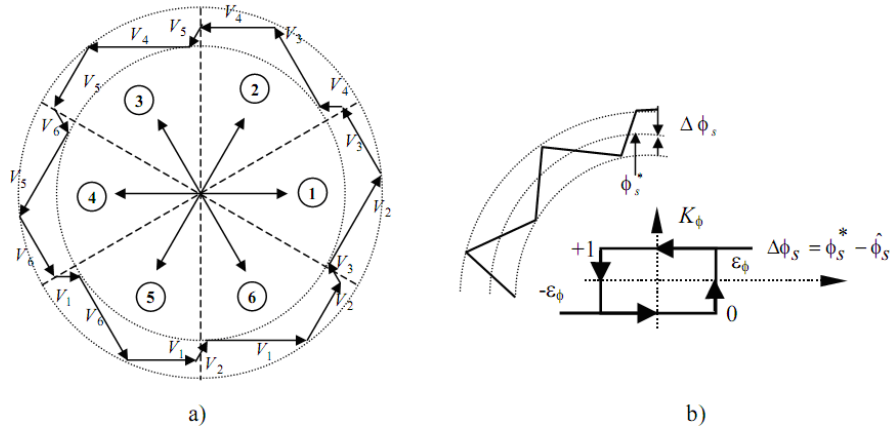


Figure III.5:a) Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s ,
b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\phi_s/dt > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\phi_s/dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{Si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$, entre le flux de référence ϕ_s^* et le flux estimé $\hat{\phi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir Figure III.5), celui-ci génère à sa sortie la valeur $k_\phi = +1$ pour augmenter le flux et $k_\phi = 0$ pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs $\bar{V}_{K+1}$ ou $\bar{V}_{K+2}$ peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique ϕ_s [25]-[27]

III.7.3 Correction du couple par un comparateur à hystérise à trois niveaux

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [1], [25],[26], [27]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (III.12), tels que K représente l'état de sortie du comparateur et ε_{ce} la limite de la bande d'hystérésis (voir Figure III.6) :

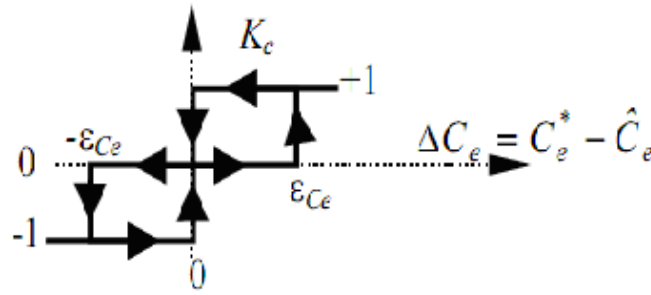


Figure III.6 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique

$$\begin{cases}
 \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_C = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e/dt > 0 \quad \text{alors } K_C = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e/dt < 0 \quad \text{alors } K_C = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_C = -1 \\
 \text{Si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } d\Delta C_e/dt > 0 \quad \text{alors } K_C = 0 \\
 \text{Si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } d\Delta C_e/dt < 0 \quad \text{alors } K_C = -1
 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

En Introduisant l'écart ΔC_e , entre le couple électromagnétique de référence $C_{e, \text{ref}}$ et celui estimé C_e . dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir Figure III.6), celui-ci génère la valeur $k_c = 1$ pour augmenter le couple, $k_c = -1$ pour le réduire et $k_c = 0$ pour le maintenir constant dans une bande ε_{ce} autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [25]. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\bar{\phi}_s$), par exemple on peut appliquer les vecteurs $\bar{V}_{K-1}$ ou $\bar{V}_{K-2}$, si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux $\bar{\phi}_r$ rattrapera d'autant plus vite le flux $\bar{\phi}_s$ que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'application des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$ " [25]-[27].

III.7.4 Table de sélection des vecteurs tension

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux et de couple k_ϕ et K_c , avec la zone Ni de position où se trouve le vecteur flux statorique $\bar{\phi}_s$ dans le plan ($\alpha \beta$).

Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamiques visées en termes de poursuite des références du flux et du couple et

des ondulations sur le courant. Pour cela, trois stratégies de commutation sont illustrées par les tables suivantes, selon des contrôleurs à hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux [32] :

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\phi=1$	$K_c=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
	$K_c=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$K_c=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$K_\phi=0$	$K_c=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$K_c=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$K_c=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (III.1) Table de commutation avec comparateur à trois niveaux du couple.

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\phi=1$	$K_c=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$K_c=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
$K_\phi=0$	$K_c=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$K_c=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Tableau (III.2) Table de commutation avec vecteurs nuls et comparateur à deux niveaux du couple.

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\phi=1$	$K_c=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$K_c=0$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$K_\phi=0$	$K_c=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$K_c=0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (III.3) Table de commutation sans vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.

Selon les tables de commutation on a les cas suivants:

- Si $k_\phi=1$ et $K_c=1$ (erreurs positives) on sélectionne le vecteur $\bar{V}_i$ augmentant le flux et le couple.
- Si $k_\phi=1$ (erreur positive) et $K_c=0$ (erreur négative), on sélectionne le vecteur $\bar{V}_i$ augmentant le flux et diminuant le couple.
- Si $k_\phi=0$ (erreur négative) et $K_c=1$ (erreur positive), on sélectionne le vecteur $\bar{V}_i$ diminuant le flux et augmentant le couple.
- Si $k_\phi=0$ et $K_c=0$ (erreurs négatives) on sélectionne le vecteur $\bar{V}_i$ diminuant le flux et le couple.

Le Tableau (III.4) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

$C_{em} \uparrow \phi_s \uparrow$	$C_{em} \uparrow \phi_s \downarrow$	$C_{em} \downarrow \phi_s \uparrow$	$C_{em} \downarrow \phi_s \downarrow$
V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k-1}	V_{k-2}

Tableau (III.4) le sens de variation de du flux et du couple.

L'utilisation des vecteurs de tension nuls $\bar{V}_0$ et $\bar{V}_1$ permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur. Pour les faibles vitesses, puisque le couple est proportionnelle à l'angle θ entre les vecteurs du flux statorique et rotorique, on force θ à changer rapidement en choisissant un vecteur tension non nul qui fait tourner le flux statorique assez rapidement que possible par rapport au flux rotorique. Donc à des faible vitesses on choisi le Tableau (III.3) sans vecteurs nuls, tandis qu'à des vitesses élevés on choisi la table avec vecteurs nuls. Dans le cas ou le moteur tourne dans les deux sens de rotation on choisi les Tableau (III.1) (III.2).

III.8 STRUCTURE DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA MSAP

La Figure III.7 représente les éléments essentiels d'un système du contrôle direct de couple des machines synchrones. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis-à-vis des constantes de temps de la machine. Le choix du vecteur tension est effectué à chaque période d'

échantillonnage [5] [33] [21].

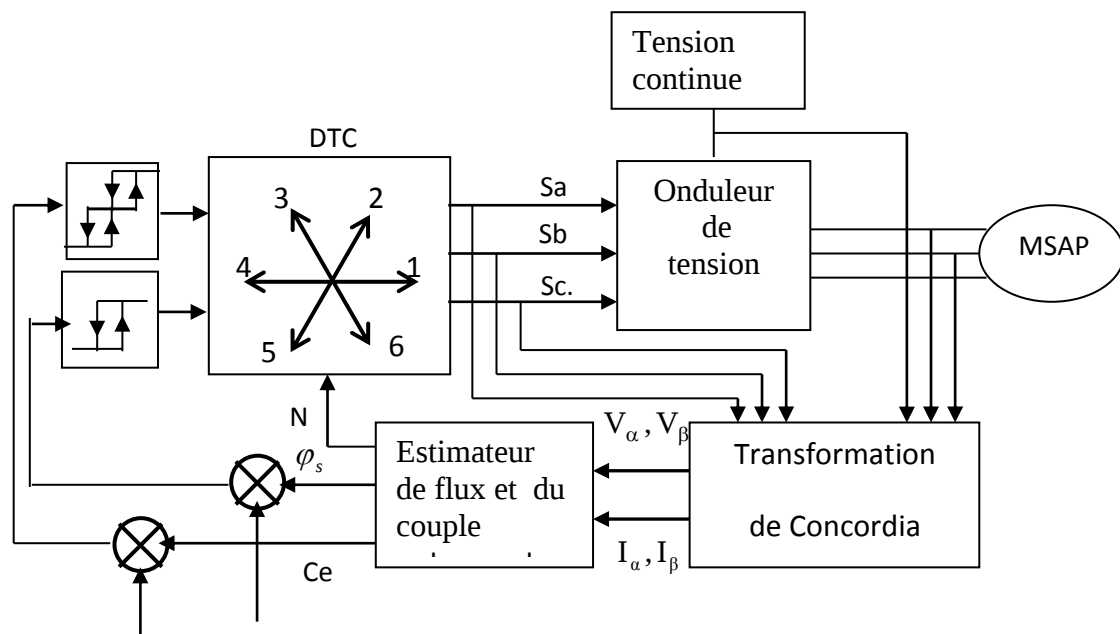


Figure III.7 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

III.9 STRUCTURE DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA MSAP EN BOUCLE FERME

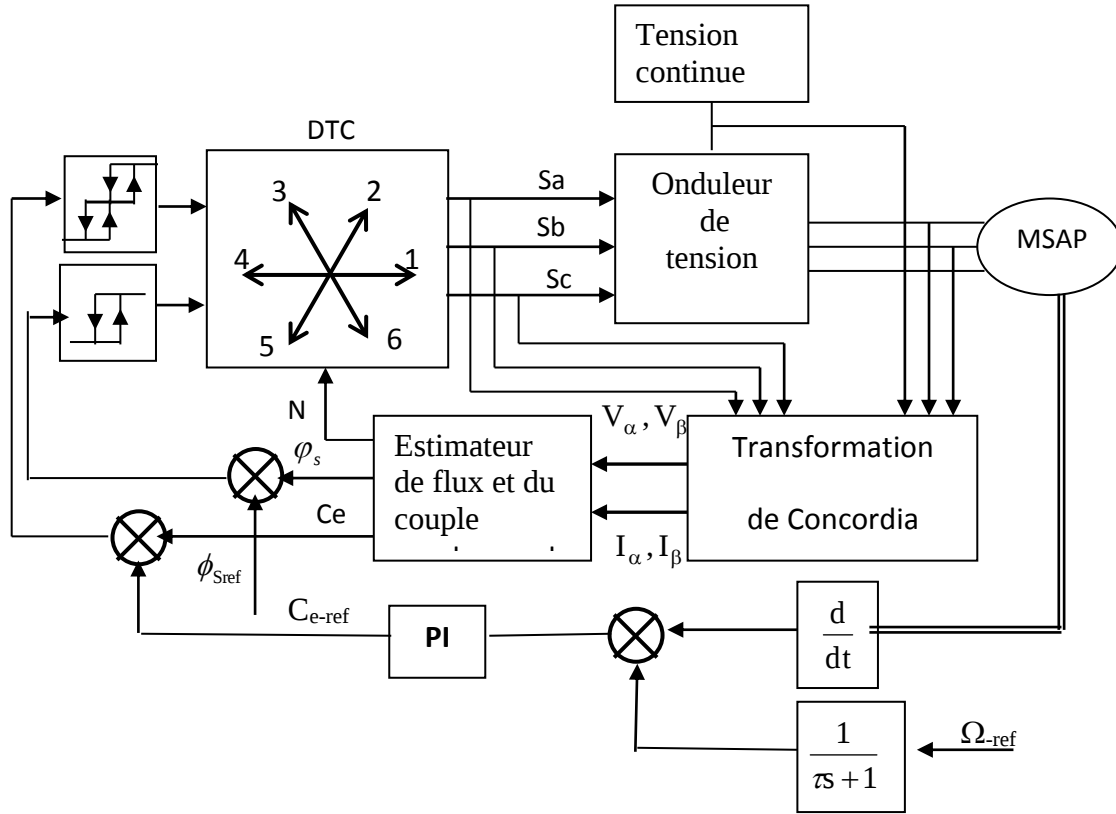


Figure III.8 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple en boucle fermée.

III.10 CALCULE DES PARAMETRES DU PI

- Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel représenté par la Figure III.9 .

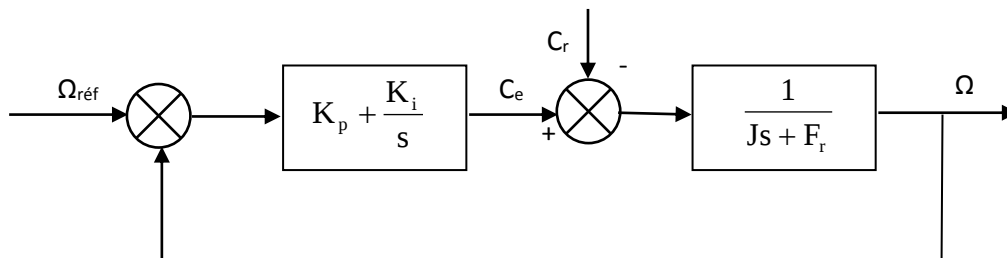


Figure III.9 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.13})$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace:

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + F_r} [C_e(s) - C_r(s)] \quad (\text{III.14})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors ($C_r(s)=0$):

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + F_r}{K_i} \right) s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (\text{III.15})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre, sa fonction de transfert en boucle fermée en négligeant les frottements est donnée par [10] [34] [20] :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (\text{III.16})$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système du second ordre est donnée par l'expression suivante [1] [4] [6]:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n} \right) s + 1} \quad (\text{III.17})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI [6] [31][32].

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \tau \quad (\text{III.18})$$

ω_n : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

τ : Constant de temps associé au régulateur (PI)

Pour un amortissement critique ($\xi=1$), on obtient[23] [21] :

On aura :

$$K_p = \frac{4J}{\tau} ; \quad K_i = \frac{4J}{\tau^2} ; \quad K_p = K_i \tau \quad (\text{III.19})$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivantes:

$$K_p=1.7$$

$$K_i=102.45$$

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

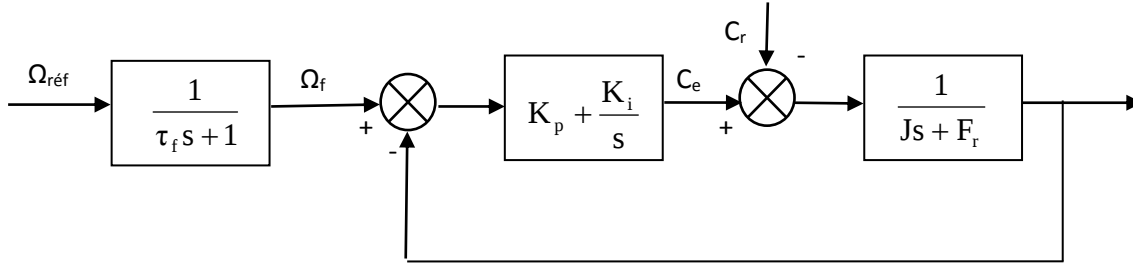


Figure III.10 : le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par[2] :

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{réf}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (III.20)$$

τ_f : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc on peut choisir $\tau_f = 0.0083$

III.11 RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DISCUSSION

En utilisant le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (Figure III.8), les simulations sont effectuées dans les conditions suivantes :

$$\phi_s^* = 0.3 \text{ wb} ; \text{ pour le couple } \Delta C_e = 0.012 \text{ N.m} ; \text{ pour le flux } \Delta \phi_s = 0.001 \text{ wb}.$$

III.11.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de $100(\text{rad/s})$. Les figures (III.11.a) et (III.11.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 14Nm et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. A $t=0.5\text{s}$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale 5.5Nm , le couple électromagnétique répond positivement et la vitesse est légèrement influencée et se rétablit rapidement à sa référence. La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan (α, β) , le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge, les deux composantes du flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ sont en quadrature ($\phi_{s\alpha}$ est cosinusoidale, $\phi_{s\beta}$ est sinusoidale). Le courant i_d est maintenu constant dans le fonctionnement à vide mais il est diminué dans le fonctionnement en charge.

III.11.2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\Omega_{ref} = 100 \text{ (rad/s)}$ à $\Omega_{ref} = 150 \text{ (rad/s)}$ à l'instant $t=0.5\text{s}$, sont représentés dans la figure (III.12). on remarque que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les deux composantes du flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par cette variation. On observe que le courant i_d présente une petite chute qui est rejetée rapidement car la machine est à vide.

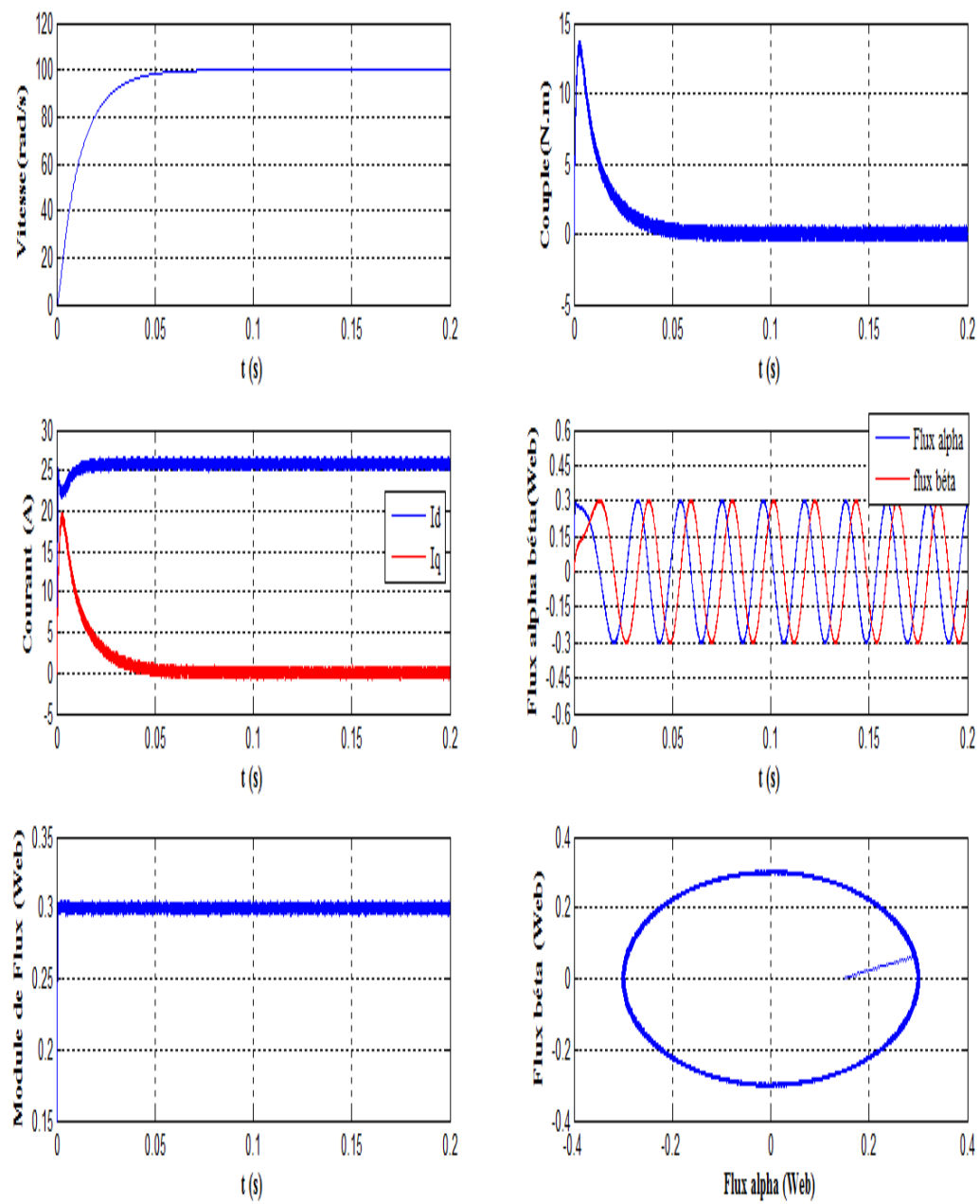


Figure III.11.a : Résultats de simulation de la DTC pour un démarrage à vide.

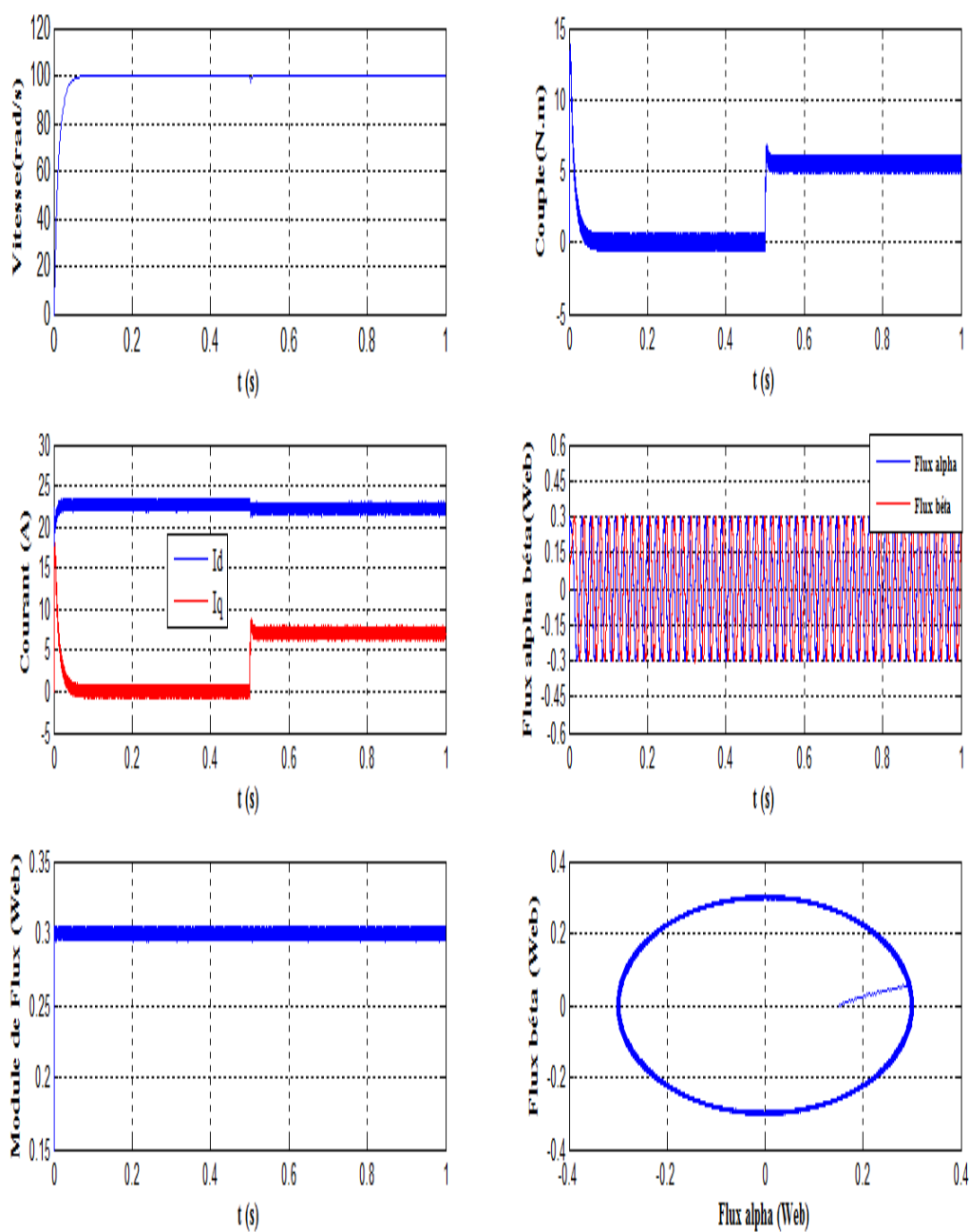


Figure III.11.b: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5.5 N.m à $t = 0.5$ s.

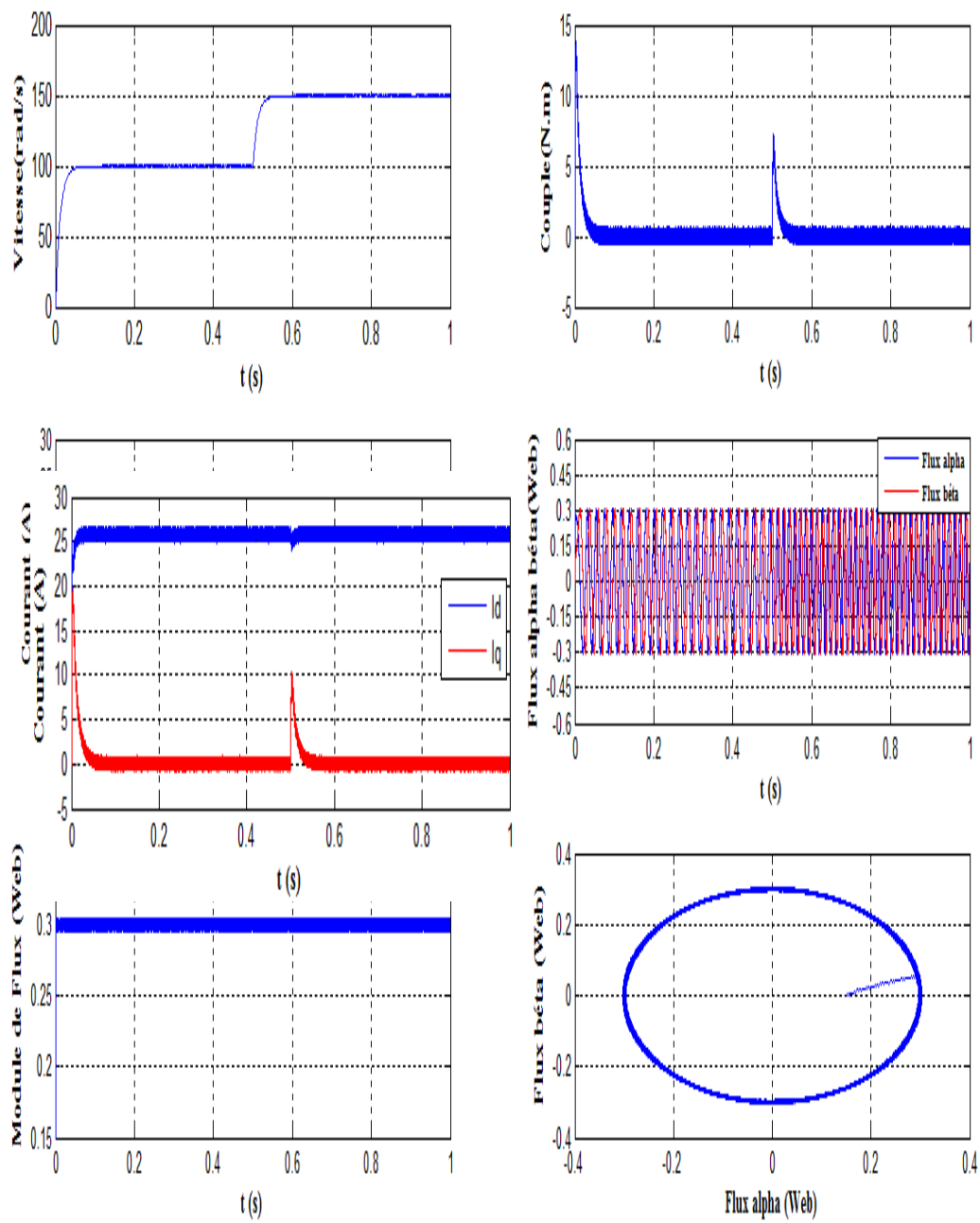


Figure III.12: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

III.12 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit au premier lieu les principes du contrôle direct de couple des moteurs synchrones à aimants permanents. Puis, nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation du MSAP sur une période d'échantillonnage donnée.

A partir de ces résultats on peut conclure que :

- Le contrôle du couple du MSAP basé sur la structure DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques. Par conséquent cette méthode apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse.
- La résistance statorique est le seul paramètre du moteur qui est utilisé dans le système de contrôle. En plus avec cette méthode de contrôle, les exigences des régulateurs du courant, régulateur PI de flux et de couple sont éliminées, ce qui améliorera sans aucun doute les performances du système.
- Les résultats de simulation ont prouvé que l'application de la table de commutation pour le MSAP, donnent une meilleure solution pour le choix des paramètres.

Chapitre IV

*Commande de la MSAP par la Logique
Floue*

IV.1 INTRODUCTION

La commande floue a pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne, par action sur des variables de commande. Les bases de la théorie de la logique floue ont été formulées par le professeur L.A.ZADEH en 1965 [35], c'est en 1974 que le professeur MAMDANI, en définissant la structure de base des régulateurs flous et les principes de la commande floue, propose la première application industrielle, la commande floue d'un générateur de vapeur [35].

En 1985 la logique floue s'est implantée réellement dans le milieu industriel en montrant toute son efficacité, [35].

Application floue est sans doute le contrôleur du métro de sandai au Japon réalisé par la société HITACH en 1988. la problématique correspond à l'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes; la question fondamentale est de savoir quand utiliser la commande floue à la place des techniques de commande classique, si pour des cas analogues. Les stratégies classique n'ont pas donné des résultats satisfaisants, ou si aucune solution n'a encore été trouvée l'approche floue peut être envisagée actuellement, il n'existe pas de procédure systématique disponible permettant de savoir quelle type de commande floue à utiliser suivant les caractéristiques d'un système (PI et PID et P floue) [35].

Dans ce chapitre, on présente de base de la théorie de la logique floue, puis la principe de la conception d'un régulateur floue-PI, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine synchrone, on présente aussi les résultats de simulation numérique concernant les régimes; démarrage à vide, en charge et les testes de variations de vitesse, puis on présente des résultats de simulation.

IV.2 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours.

De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système, [35]. Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

IV.2.1 Variables linguistiques

La notion essentielle de variable linguistique a été introduite par Zadeh, [35], elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel.

Généralement une variable floue est un triplet (u, U, T_u) pour le quel u représente la variable définie sur un ensemble de référence U . L'ensemble $T_u = \{A_1, A_2, \dots\}$ fini ou infini, contient des sous ensembles flous dans un univers de discours normalisé U utilisables pour caractériser u [35].

Exemple [9].

u : Désigne la taille d'un être humain, l'univers des tailles en centimètres est:

$$U = \{80 \ 90 \ 100 \ 110 \ 120 \ 130 \ 140 \ 150 \ 160 \ 170 \ 180 \ 191 \ 200 \ 205\}$$

L'ensemble T_u est constitué par cinq ensembles flous:

$$T_u = \{\text{très petit} \ \text{petit} \ \text{moyen} \ \text{grand} \ \text{très grand}\}$$

L'ensemble T_u peut être écrit comme suit:

$$T_u = \{TP \ P \ M \ G \ TG\}$$

Avec:

$$TP = \{80 \ 90 \ 100\}, P = \{110 \ 120 \ 130\}, M = \{140 \ 150 \ 160\}$$

$$G = \{170 \ 180 \ 191\}, TG = \{200 \ 205\}$$

IV.2.2 Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non appartenances est graduelle au lieu d'être brusque, [35]. Une

définition plus mathématique peut être établie comme suit: Si U est une collection d'objets ou de valeurs notés par " u ", alors un ensemble flou A dans U est défini par l'ensemble des paires ordonnées:

$$A = \{ (u, \mu_A(u)) / u \in U \} \quad \text{IV.1}$$

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

$$\mu_A : U \rightarrow [0,1] \quad u \rightarrow \mu_A(u)$$

U peut contenir des valeurs continues ou discrètes. Généralement, A s'écrit sous la forme:

$$A = \int \mu_A(u) / u \quad \text{Si } U \text{ est continu} \quad \text{IV.2}$$

$$A = \sum_{u \in U} \mu_A(u_i) \quad \text{Si } U \text{ est discret} \quad \text{IV.3}$$

Dans ces équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points $u \in U$ avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(u)$ il existe différentes formes de fonctions d'appartenances dont on peut signaler quelques unes: les formes trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées, [35].

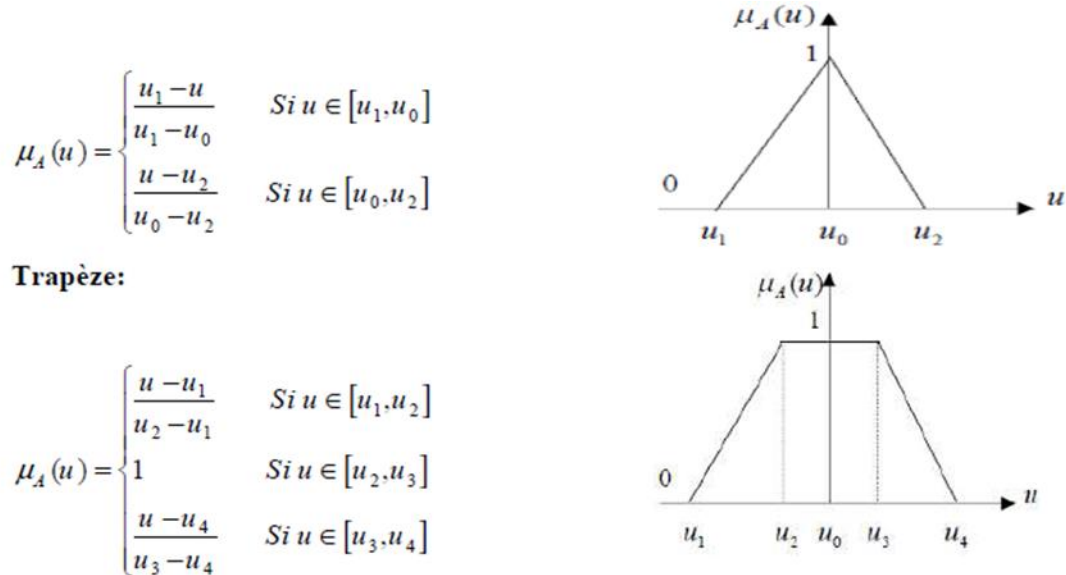


Figure IV.1 les différentes fonctionnes d'appartenances.

Exemple [9]:

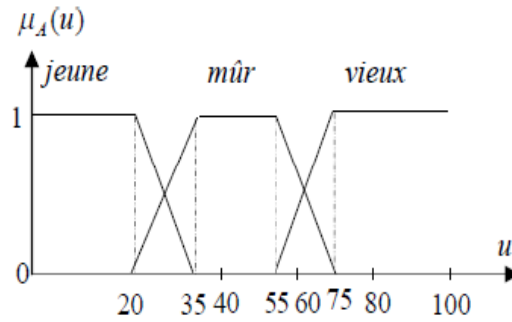
$$\mu_{jeune} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

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

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

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

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



IV 2. 3 Propriétés des ensembles floues

- **Support**

On appelle "support" d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans U tel que $\mu_A(u) > 0$. Il est noté par $S(A)$, et défini par, [35]:

$$S(A) = \{u \in U \mid \mu_A(u) > 0\} \quad \text{IV.4}$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé « singleton flou ».

- **Hauteur**

La "hauteur" d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(u)$. Elle est notée par $hgt(A)$ et définie par [35]:

$$hgt(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u) \quad \text{IV.5}$$

Un ensemble flou A est appelé normal si $hgt(A) = 1$, et sous normal si $hgt(A) < 1$

- **Noyau**

Le noyau d'un ensemble flou A, noté $C(A)$ est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A. Il est noté par $C(A)$ et défini comme suit [35]:

$$C(A) = \{u \in U \mid \mu_A(u) = 1\} \quad \text{IV.6}$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A.

IV.2.4 Opérateurs en logique floue

Il s'agit de la généralisation des opérateurs négation, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, voir figure IV.2.

- **L'opérateur NON**

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u)$$

- **L'opérateur ET**

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u))$$

- **L'opérateur OU**

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max(\mu_A(u), \mu_B(u))$$

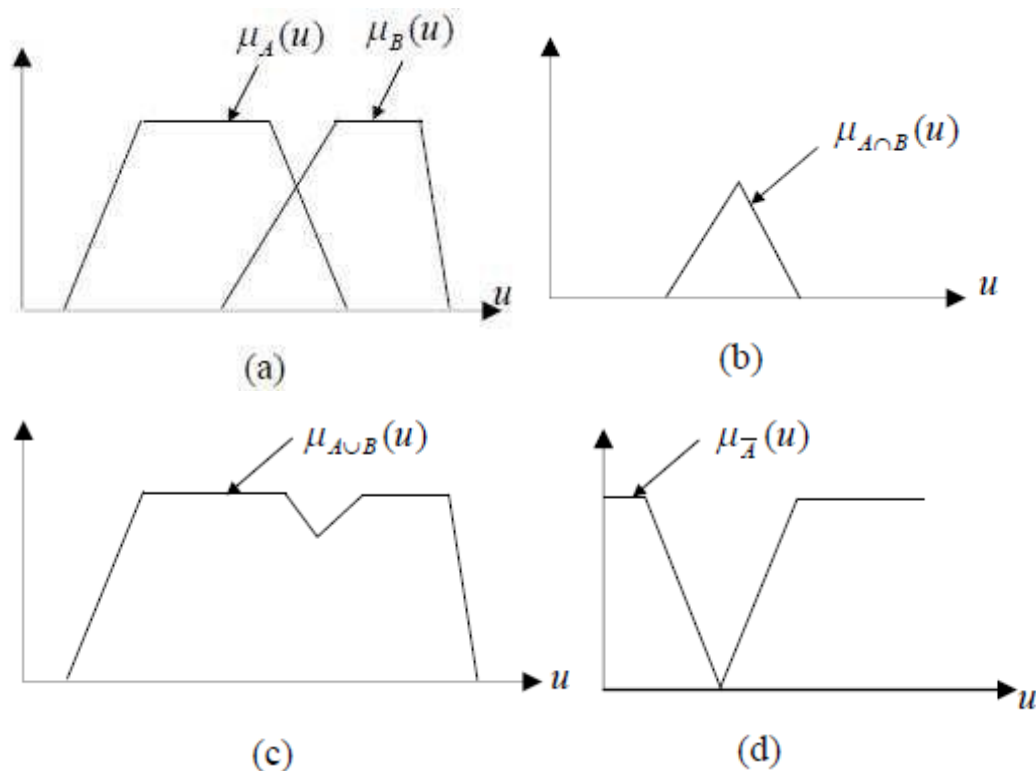


Figure IV.2 Opérateurs logiques: (a) A et B ; (b) $A \cap B$; (c) $A \cup B$; (d) $\bar{A}$.

IV.2.5 Règles d'inférence

On appelle règles d'inférence l'ensemble des différentes règles reliant les variables linguistiques d'entrée d'un système aux variables linguistiques de sorties par des opérateurs flous [35].

Les règles floues sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur, la structure de ces règles est en générale du type:

Si	"antécédent1"	ET/OU
	"Antécédent2"	ET/OU

"Antécédent n"

Alors

"conséquence1"

"Conséquence 2"

"Conséquence n"

- Les antécédents sont les "conditions " alors que les conséquences correspondent aux " actions".
- Les antecedents correspondent aux entrées floues (degrés d'appartenances) déterminés lors de la fuzzification.

Exemple:

Si la température est "élevée" **ET** la pression est "grande" **Alors** la vitesse de ventilateur sera "grande".

IV. 3 STRUCTURE D'UN REGULATEUR FLOUE

Après avoir présenter les concepts de la base les plus utilisés en logique floue, nous examinons la structure d'un régulateur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est présente sur la figure IV.3. Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci dessous.

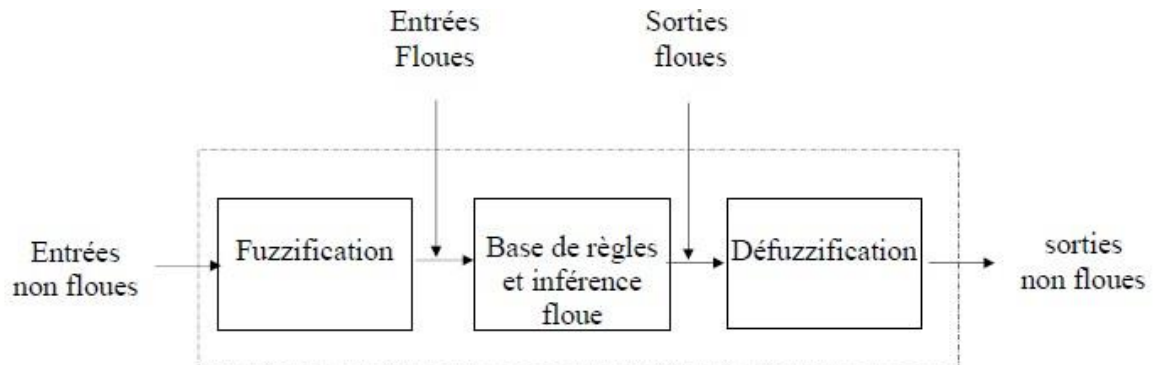


Figure IV.3 Schéma de principe d'un régulateur à logique floue.

IV.3.1. Fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée [9]. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique.

IV.3.2. Base de règles

La base de règles caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes, [35].

IV.3.3 Inférences floues

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [35].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons:

- **Linguistiquement**

On écrit les règles de façon explicite.

- **Symboliquement**

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

- **Par matrice d'inférence**

Elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles.

Exemple [15]:

Sous forme linguistique:

Si (la température est élevée **ET** la vitesse est faible) **Alors** la tension est grande positive **OU**.

Si (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **Alors** la tension est positive.

Sous forme de tableau IV.1:

$v \backslash t^\circ$	F	M	E
F	Z	P	GP
E	Z	Z	P

Tableau IV.1 Tableau d'inférence.

Sous forme symbolique :

Si t° est F **ET** v est F **Alors** $V=Z$,
OuSi t° est M **ET** v est F **Alors** $V=P$, **Ou**
Si t° est E **ET** v est F **Alors** $V=GP$,
OuSi t° est F **ET** v est E **Alors** $V=Z$, **OuSi**
 t° est M **ET** v est E **Alors** $V=Z$,
OuSi t° est E **ET** v est E **Alors** $V=P$.

Avec:

t° : Température, v : vitesse, V : tension, E: élevée, M: moyenne, F: faible.

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir:

- Méthode d'inférence Max-Min(Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit(Larsen).
- Méthode d'inférence somme- produit(Sugeno).

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas on a adopté pour la méthode d'inférence max_min (méthode de Mamdani) [35].

Exemple [9]:

Règle 1(R₁):Si t° est E ET v est F Alors V est PG

Règle 2(R₂):Si t° est M ET v est F Alors V est P

La variable t° est élevée avec un degré d'appartenance de 0.7 et moyenne avec un degré d'appartenance de 0.2. La vitesse v est faible avec un degré d'appartenance de 1.

L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0.7 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle". De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0.2.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par la disjonction, voir figure III.4.

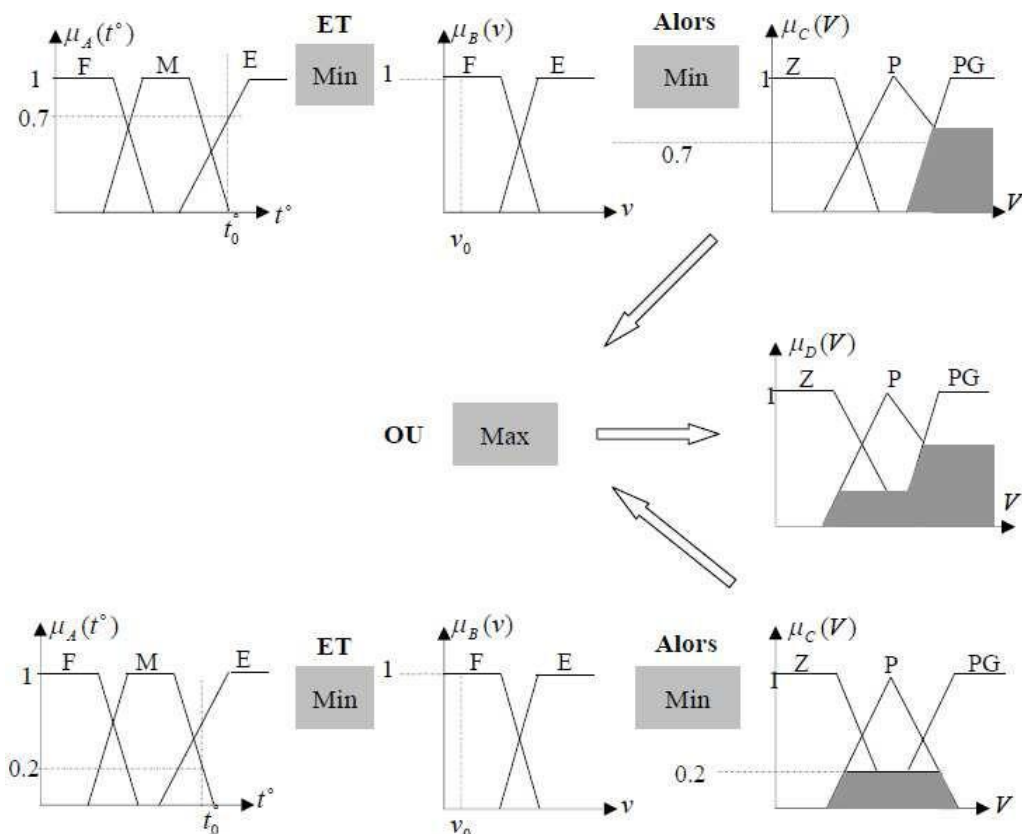


Figure IV.4 Exemple d'inférence Max-Min.

IV.4 MECANISME D'INFERENCE

les mécanisme d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que ceux utilisés dans les systèmes experts ; parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre [35].

Considérons un ensemble de règles définies par: Règle x_1 est A1 et x_2 est B1 alors x_r est C1. les entrées sont mesurées par des capteurs, elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous, en général; une valeur réelle est considérée comme un singleton flou $t(\mu_{ci})$ le facteur d'appartenance de la condition de règle peuvent être exprimés par.

$$\mu_{ci} = \mu(x_1) \wedge \mu(x_2) \quad \text{IV.7}$$

$\mu(x_1)$ et $\mu(x_2)$ sont les facteurs d'appartenance de deux variables linguistiques x_1 et x_2 par rapport à la condition de la règle (R_i).

($\wedge$): Opérateur défini selon le type de contrôleur. Les relations jouent un rôle important dans les différents types de contrôleur flou.

IV.4.1 Contrôleur de type Mamdani

Dans ce mode de raisonnement, la $i^{\text{ème}}$ règle aboutit à la décision de contrôle

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)) = \min(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)) \quad \text{IV.8}$$

Où:

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \min(\mu(x_1), \mu(x_2)) \quad \text{IV.9}$$

Et le résultat des deux règles est construit comme suit:

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r)) \quad \text{IV.10}$$

$(\mu_{oi}(x_r))$: est la fonction d'appartenance de la décision qui correspond à la $i^{\text{ème}}$ règle

(R_i). Cette méthode est dite aussi; méthode d'inférence max-min.

IV.4.2 Contrôleur de type Larsen

Cette méthode est basée sur la utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{\text{ème}}$ Règle donne la décision:

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci} \mu_{oi}(x_r) \quad \text{IV.11}$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \min(\mu(x_1), \mu(x_2)) \quad \text{IV.12}$$

Par conséquence, la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par:

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r)) \quad \text{IV.13}$$

Cette méthode est dite aussi : méthode d'inférence max-produit

IV.4.3 Contrôleur de type Zadeh

Dite aussi méthode d'inférence somme-produit.

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci} \mu_{oi}(x_r) \quad \text{IV.14}$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \mu(x_1)\mu(x_2) \quad \text{IV.15}$$

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\mu_{Ri}(x_r)) \quad \text{IV.16}$$

m : Nombre de règle.

Le choix d'une telle ou telle méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter, dans notre cas, on adopte la méthode d'inférence somme-produit.

III. 5 DEFUZZIFICATION

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre gravité [9]. Dans, [9] une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification est présentée, la méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants. Cependant, la méthode de la moyenne des maxima fournit une performance transitoire meilleure, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent. Quand la méthode de la moyenne des maxima est utilisée, la performance du contrôleur flou est similaire à celle d'un système à relais à plusieurs niveaux. Mais la méthode du centre de gravité donne des résultats similaires à ceux d'un PI (correcteur proportionnel intégral) conventionnel. Donc le contrôleur flou utilisant la méthode du centre de gravité fournit généralement une erreur plus faible qu'avec la méthode de la moyenne des maxima.

IV.5.1 Méthode du centre de gravité

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(x_r)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse x_{Gr} qui est déterminée à l'aide de la relation suivante:

$$X_{Gr} = \frac{\int x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad \text{IV.17}$$

IV.6 LES ETAPES DE CONCEPTION D'UN SYSTEME FLOUE

IV.6.1 Définition des variables du système

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

IV.6.2 Choix de la partition floue

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours. Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [35].

IV.6.3 Choix des fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [35].

IV.7 ARCHITECTURE D'UNE COMMANDE FLOUE

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir: gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramené à un système asservi, voir figure IV.5.

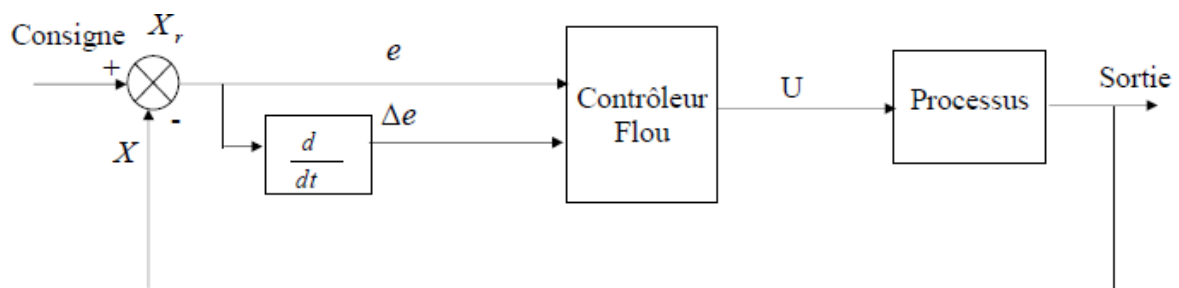


Figure IV.5 Architecture d'une commande floue.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour

les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e et Δe et l'inférence des règles floues. En général, (e) représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$e(k) = X_r(k) - X(k) \quad \text{IV.18}$$

Δe Est la variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad \text{IV.19}$$

IV.8 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE AU MSAP

Nous allons simuler le comportement du MSAP lorsque l'onduleur (au rotor) est commandé selon la technique MLI à deux niveaux.

Il faut définir un ensemble de stratégies de contrôle basé sur l'erreur entre une consigne prédéterminée et la sortie réelle du processus qui est, dans ce cas, la vitesse de rotation de la machine et la variation de cette erreur.

IV.8.1 Les étapes de conception d'un système floue

IV.8.1.1 Définition des variables du système

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

IV.8.1.2 Choix de la partition floue

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours.

Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [36].

IV.8.1.3 Choix des fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation[36].

IV.8.2 Synthèse du régulateur flou de vitesse

IV.8.2.1 Régulateur flou-PI

Dans cette partie nous allons procéder au remplacement du régulateur classique de vitesse par un régulateur flou [37], [38] au sein d'une commande directe.

Pour ce faire nous reprenons le schéma interne du régulateur flou, figure III.6.

Le contrôleur flou est fondamentalement tracer non linéaire statique d'entrée/sortie, l'action du contrôleur peut être écrite sous la forme [37], [38]:

$$u = K_e \cdot e + K_{\Delta e} \cdot \Delta e \quad \text{IV.20}$$

La sortie flou-PI est:

$$y = K_p \cdot u + \int K_i \cdot u \quad \text{IV.21}$$

Où: K_e est le gain de l'erreur de vitesse, $K_{\Delta e}$ est le gain de la variation de l'erreur de vitesse, K_p est le facteur proportionnel; K_i est le facteur intégral e est l'erreur de vitesse, Δe est la variation de l'erreur de vitesse, u est la sortie floue.

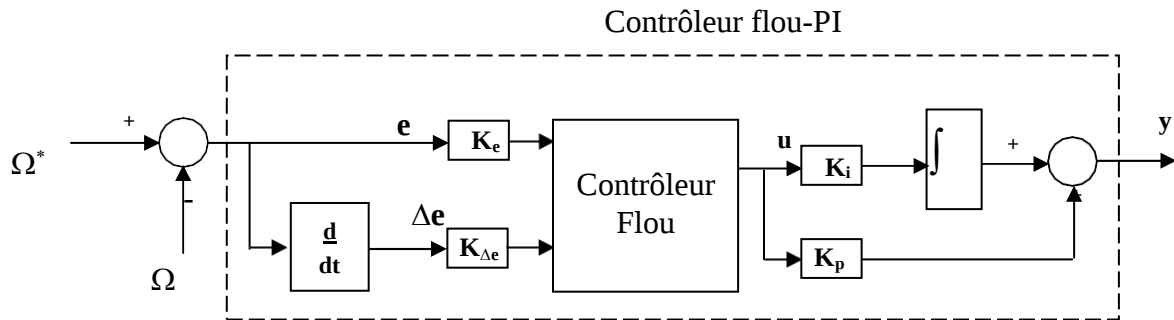


Figure IV.6 Structure interne du contrôleur flou-PI de vitesse.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons:

e : l'erreur, elle est définie par:

$$e(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k)$$

Où:

Ω^* : est la vitesse de référence.

Δe : la variation de l'erreur, elle est approchée par:

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) .$$

Vu l'absence de procédures systématiques permettant le choix des différents paramètres du régulateur flou-PI, nous avons retenu ce qui suit:

- De par leur simplicité, les fonctions d'appartenance triangulaire sont choisies pour couvrir les ensembles de référence des variables linguistiques;
- La méthode de Mamdani Max-min est retenue pour réaliser l'inférence floue;
- La méthode du centre de gravité est sélectionnée pour défuzzifier la sortie floue;

On prend comme entrée du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation du MSAP $e = \Omega^* - \Omega$ et sa variation Δe , et comme sortie la variation de la commande u [39].

La figure IV.7 montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées e , Δe et de la sortie u respectivement;

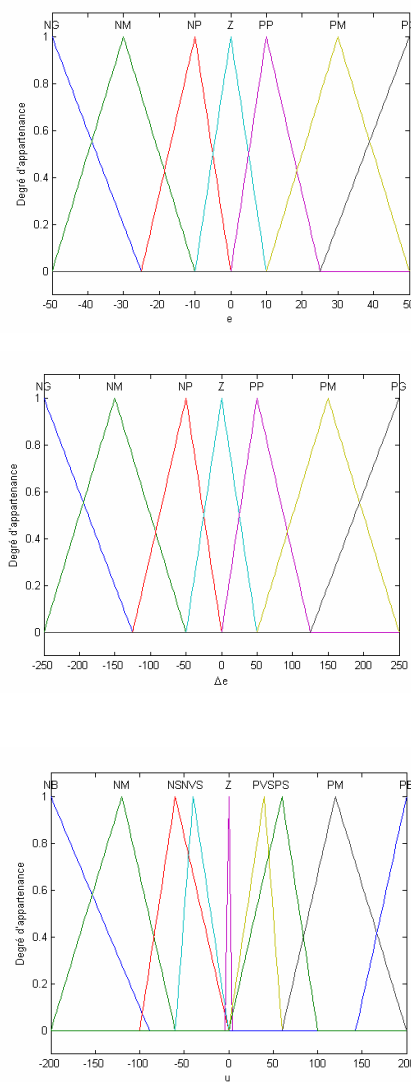


Figure IV.7 Fonctions d'appartenance des entrées (e , Δe) et de la sortie (u).

Les sous ensembles d'appartenance floue ont été notées comme suit:

Z :Zéro

NG :Négatif Grand

NM :Négatif Moyen

NP :Négatif Petit

NTP : Négatif Très Petit

PG : Positif Grand

PM : Positif Moyen

PP : Positif Petit

PTP : Positif Très Petit

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées qui sont déduites à partir de la table d'inférence. Celle-ci regroupe, dans ce cas, 49 règles comme la montre le tableau IV.2.

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NTP	Z
NM	NG	NG	NM	NP	NTP	Z	PTP
NP	NG	NM	NP	NTP	Z	PTP	PP
Z	NM	NP	NTP	Z	PTP	PP	PM
PP	NP	NTP	Z	PTP	PP	PM	PG
PM	NTP	Z	PTP	PP	PM	PG	PG
PG	Z	PTP	PP	PM	PG	PG	PG

Tableau IV.2 Matrice d'inférence des règles floues.

Le régulateur flou à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique Figure IV.8.

Cette dernière exprime les variations de la valeur réelle de la sortie du régulateur en fonction des entrées quand ces dernières parcourent l'univers de discours [40].

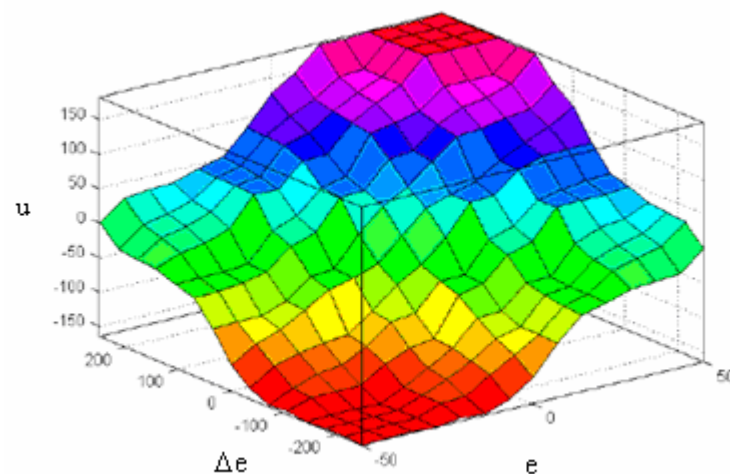


Figure IV.8 Surface caractéristique d'un régulateur flou.

IV.9 RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DISCUSSION

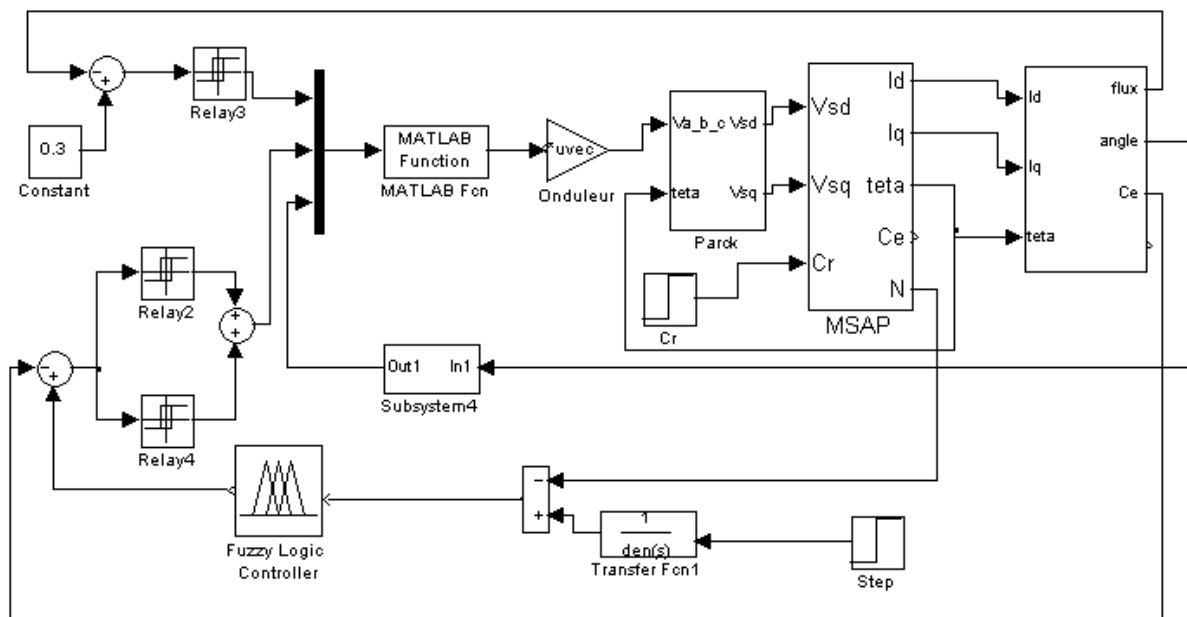


Figure IV.9 Schéma bloc de simulation.

IV.9.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de $100(\text{rad/s})$. Les figures (IV.10.a) et (IV.10.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 14Nm et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. A $t=0.4\text{s}$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale 5.5Nm , le couple électromagnétique répond positivement et la vitesse est légèrement influencée et se rétablit rapidement à sa référence. La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan (α, β) , le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge, les deux composantes du flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ sont en quadrature ($\phi_{s\alpha}$ est cosinusoidal, $\phi_{s\beta}$ est sinusoidal). Le courant i_d est maintenu constant dans le fonctionnement à vide mais il est diminué dans le fonctionnement en charge.

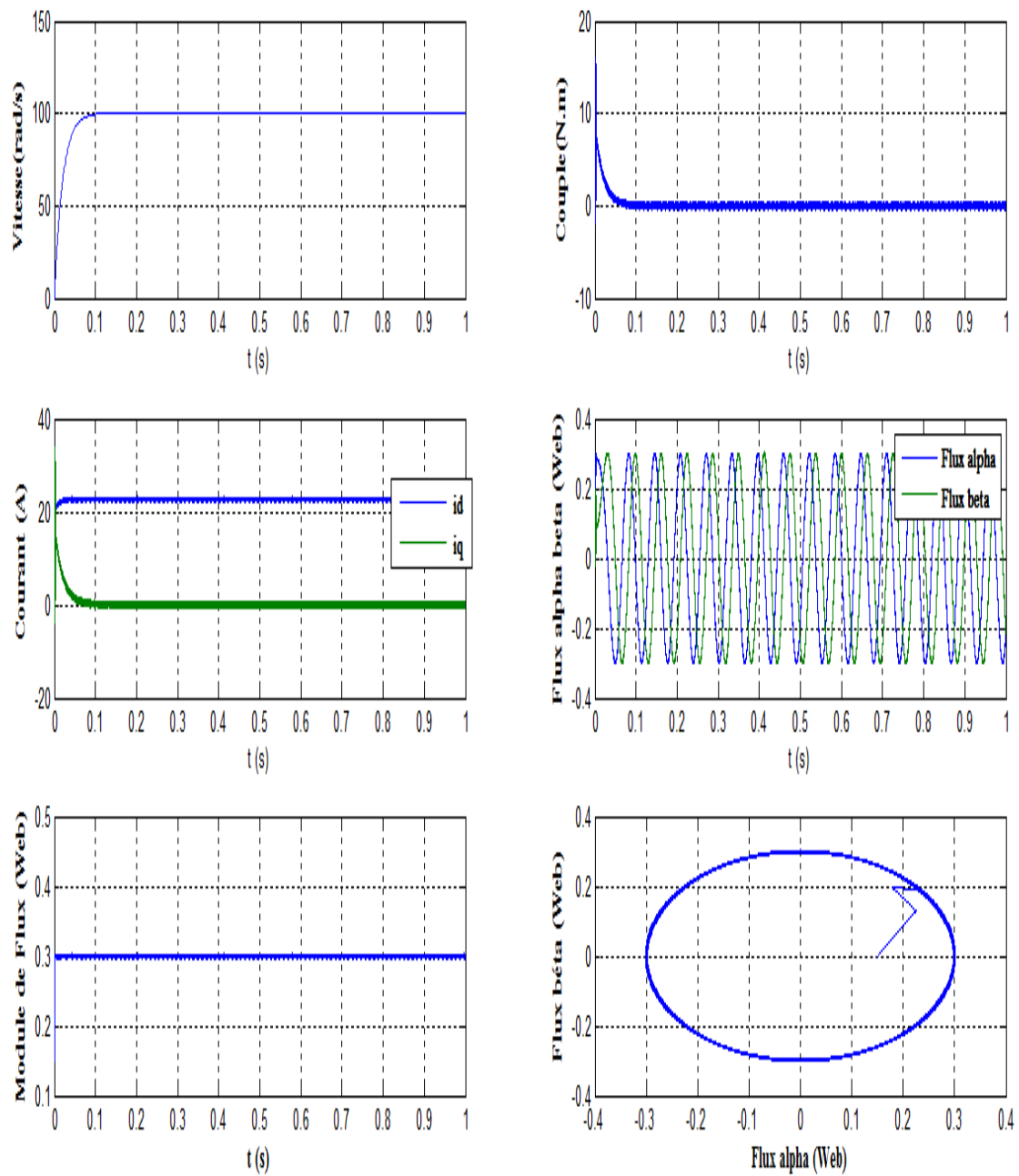


Figure IV.10.a Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue lors du démarrage à vide.

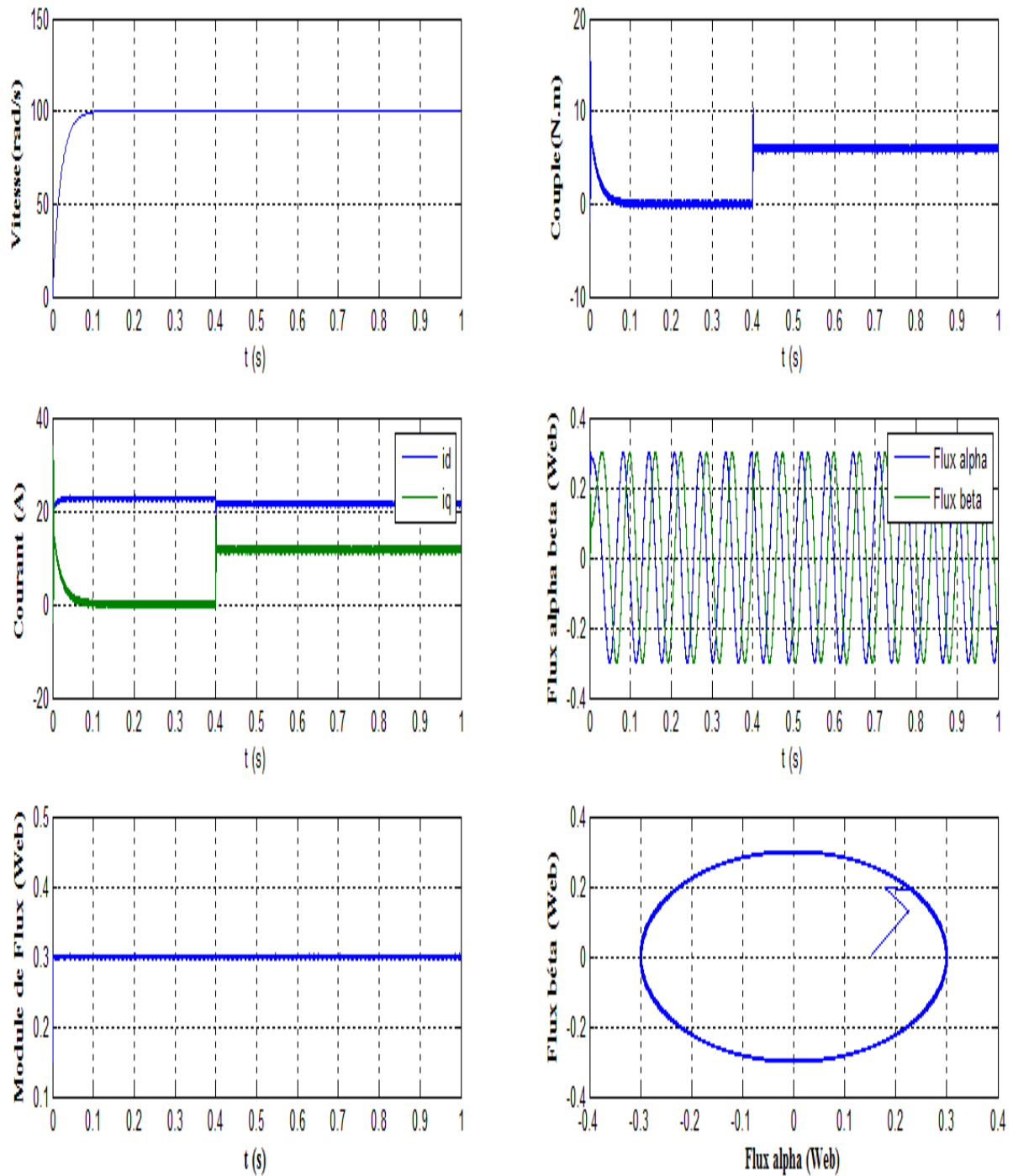


Figure IV.10.b Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5.5 N.m à $t = 0.4 \text{ s}$.

IV.9.2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\Omega_{ref} = 100 \text{ (rad/s)}$ à $\Omega_{ref} = 150 \text{ (rad/s)}$ à l'instant $t=0.4\text{s}$, sont représentés dans la figure (IV.11). On remarque que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les deux composantes du flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ et le couple électromagnétique. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par cette variation. On observe que le courant i_d présente une petite chute qui est rejetée rapidement car la machine est à vide

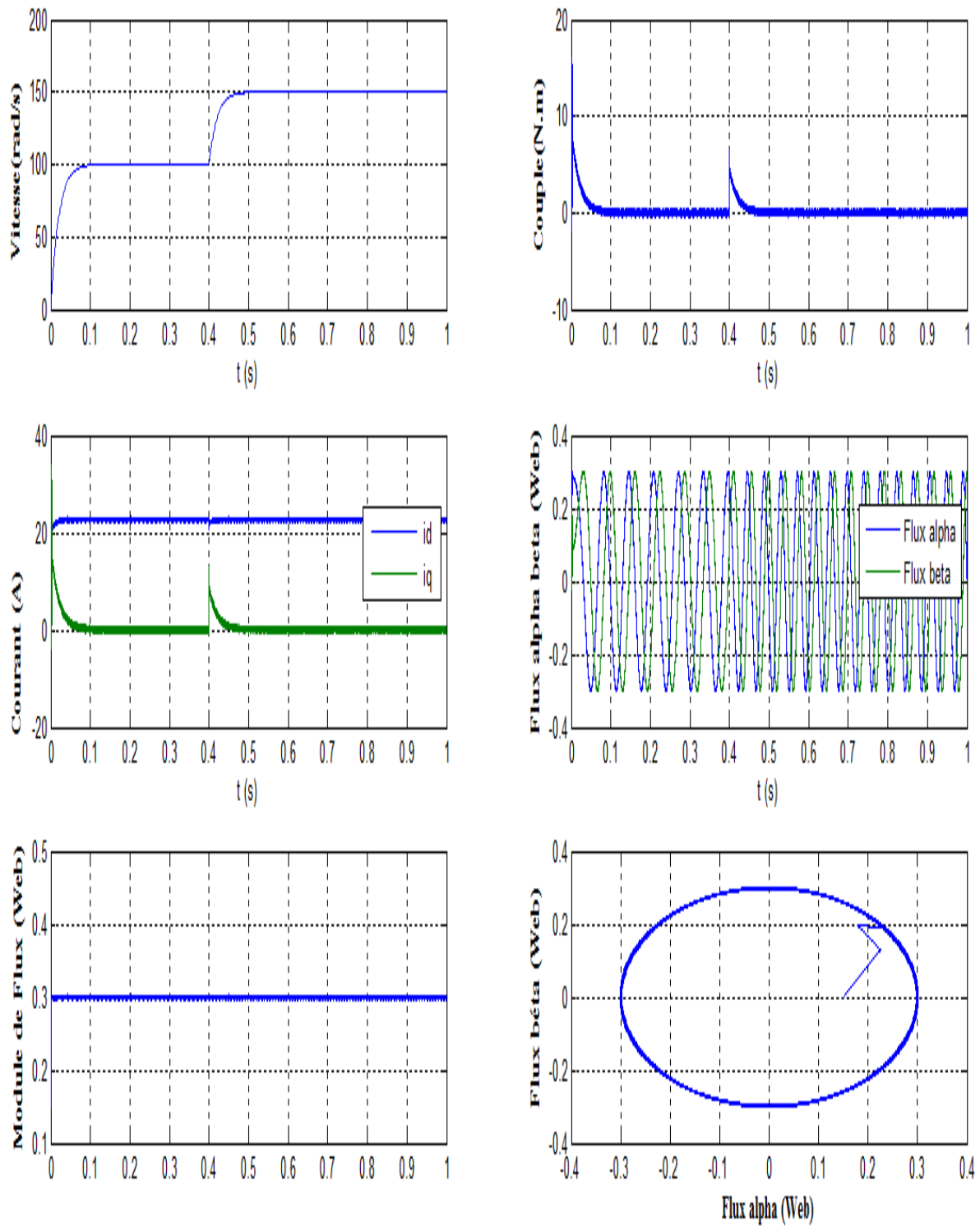


Figure IV.11. Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

IV.10 CONCLUSION

Les résultats de simulation obtenus montrent que le régulateur par logique floue (RLF) présente des performances de poursuite très satisfaisante et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis la variation paramétrique (résistance rotorique) et non paramétrique (inversion du sens de rotation, couple résistant). On note que les résultats et les performances obtenues à ce chapitre dépendent du choix des gains du régulateur.

Le RLF a amélioré la dynamique de la vitesse rotorique par rapport à celle du réglage par régulateur IP classique. Cela est dû à l'utilisation du régulateur de Mamdani à set ensembles pour les entrées et neuf ensembles pour la sortie

Conclusion Générale

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse de deux techniques de commande pour le contrôle de la vitesse d'une MSAP, ce sont :

- ✓ La commande directe du couple (*DTC*).
- ✓ La commande floue.

La commande directe du couple (*DTC*) est associée à l'onduleur tandis que la commande floue est associée à un régulateur *PI*.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de *Park* pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine.

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié l'alimentation de la MSAP à partir d'un convertisseur de fréquence. On a utilisé un onduleur de tension à deux niveaux, avec l'application de la modulation de largeur d'impulsions (*MLI*). Les avantages de ce technique sont: la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation .

Le troisième chapitre est consacré à la commande *DTC*, elle est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique de la MSAP à travers les deux grandeurs mesurées tension et courant, et la valeur nominale de la résistance statorique qui est le seul paramètre de la machine utilisé dans cette estimation. Cette commande est affectée par les changements de ce paramètre clé qui réduit la robustesse et apporte des erreurs sur la reconstitution du flux statorique et du couple électromagnétique pour un fonctionnement à basses vitesses. La technique *DTC* présente des avantages telles que (un découplage naturel, absence du bloc *MLI*, absence du capteur de vitesse, réponse excellente du couple, ...etc.), elle ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

Dans le quatrième chapitre, L'approche de la commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Ce qui rend le régulateur floue un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Le manque de techniques de conception est l'inconvénient majeur de la commande floue. L'une des solutions proposées pour remédier à ce problème est l'utilisation d'une procédure d'optimisation des paramètres du régulateur.

Annexe

ANNEXE

A.1 PARAMÈTRES DU MOTEUR SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS ÉTUDIÉ

Paramètre	Valeur (S.I)
Fréquence	50 HZ
Puissance	3000 Watt
Tension d'alimentation	220/380
Nombre de paire des pôles	3
Résistance statorique	1.4 Ω
Inductance statorique	0.0058 H
Flux d'un aimant	0.1546 web
Coefficient de frottement	0.000388 N.m.s/rad
Inertie	0.00176 Kg.m ²
Vitesse de rotation nominale	105 rad/s

Tous les résultats sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB /SIMULINK 7.4 en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta.

A.2 RÉGULATEUR **PI** DE VITESSE :

$$K_i=410.1784$$

$$K_p=1.6993$$

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **A. Kaddouri**, " Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [2] **A. Ameur**, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [3] **M.S. Merzoug**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [4] **C. Carlos**, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermès Science Europe, 2000
- [5] **G. Guy, et C. Guy**, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [6] **G. Lacroux**, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements" , Lavoisier 1995.
- [7] **W. Leonhard**, "Control of AC Drives", Springer, Verlag, Berlin, 1984
- [8] **L. Tang and M. F. Rahman**, "A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset –A New Direct Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System", In Proceedings of AUPEC'01, Australian University, Power Engineering Conference, Perth, Australia, pp. 281-286, 2001.
- [9] **G. Seguiet, et F. Notelet**, "Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation Lavoisier 1977
- [10] **A. Kassatkine**, "Electrotechnique élémentaire ", Edition Mir, Moscou 1987.
- [11] **A. Bouscayrol, et T. Communal** "Approche Globale de La Commande Dynamique De Machine Electriques", Revue 3EI, N° 17, pp. 73-79, juin 1999.
- [12] **F. Benchabane**, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [13] **L. Litim**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008
- [14] **A. Ben Ferdia**, " Commande non Linéaire D'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2006.
- [15] **M. Ezzat**, " Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [16] **K. Yahia**, " Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé ", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.

- [17] **M. Chakir**, " Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [18] **A. Nait Seghir**, " Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [19] **F. Bouchafaa**, " Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [20] **F. Labrique, G. Seguiet et R. Bausier**, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 : La conversion continu-Alternatif ", Lavoisier, 1995.
- [21] **M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque**, "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [22] **J. P. Caron, et J. P. Hatier**, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Techniq, Paris 1995.
- [23] **Y. Amara** "Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride", Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, France, Décembre 2001.
- [24] **P. S. Bastiani**, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur -machine alternative : Application à la traction électrique", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001
- [25] **M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea**, "Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
- [26] **H. Bühler**, "Réglage par Logique Floue", Collection Électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [27] **F. Boudjema**, "Commande par Mode de Glissement: Application Aux Convertisseurs Electriques", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1991.
- [28] **Y. A. Chapuis**, "Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [29] **G. Sturtzer**, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition, Markty. S. A2000.
- [30] **J. Luukko**, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine – Analysis and Implementation", Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology,

Finland, 2000.

- [31] **M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea**, "Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.

- [32] **M. E. Haque and M. F. Rahman**, "The Effect of Stator Résistance Variation on Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives and Its Compensation", In Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'00), pp. 126- 131, Brisbane, Australia, September 2000.

- [33] **P. A. Arias**, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [34] **B. N. MOBARAKEH**; " commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification 'en ligne' des paramètres ", Thèse de Doctorat, I.N.Polytechnique de Lorraine, 2001.
- [35] **Laamayad T.**, "Commande Optimale d'une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue," Thèse de magister de l'université de Batna 2008.

- [36] **Kouara H.**, "Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension," Thèse de magister de l'université de Batna 2006.
- [37] **Bekakra Y., Ben attous D.**, "Speed Control of Doubly Fed Induction Machine Using Fuzzy Logic Controller," Proceedings of First International Conference on Electrical
- [38] **Bekakra Y., Ben attous D.**, "Comparison between Sliding Mode and Fuzzy Logic Controls in a Speed Control of a Doubly Fed Induction Machine," 10th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2009, December 20-22, 2009, Hammamet, Tunisia.

- [39] **Amimeur H.**, "Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement," Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.

- [40] **Baghli L.**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.