



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

DAAS Zeroual

BADA Adel

THEME

Commande DTC par Logique Floue de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

Soutenu le / / 2020 devant la commission d'examen composée de :

Mr. BENHADDA Nabile	MCB à l'Université de Khenchela	Président
Mr. LAGGOUN Louanasse	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr.LABDANI Rafik	MCB à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2019/2020

An open book is the central focus, with its pages slightly curved. The book is set against a background of a light blue and white sky with soft, wispy clouds. Scattered throughout the scene are numerous snowflakes of various sizes and colors, including white, gold, and purple. Interspersed among the snowflakes are delicate, golden garlands with small, colorful beads. The overall aesthetic is festive and elegant, typical of a winter or holiday-themed presentation.

Remerciement

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années pour arriver au terme de ce travail.

J'exprime mes vifs remerciements à Mr. Laggoun lounasse, enseignant à l'Université Abbas LaghrourKhenchel, d'avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu'il m'a accordé tout au long de ce mémoire.

On tient à exprimer notre gratitude aux membres de jury qui ont bien voulu examiner ce travail.

A travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances aux enseignants qui ont contribué à la formation de notre connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*A mes très chers parents, que dieu les garde et
les protège pour leurs soutien moral
et financier, pour leurs encouragements et
les sacrifices qu'ils ont endurés.*

A mes frères

A mes chers amis

*A mon rapporteur L.LAAGOUN .que ce
travail soit un témoignage de ma gratitude et
mon profond respect.*

*A tous les amis étudiés avec moi dans toutes
les étapes didactiques, surtout ceux A mes
camarades d'auditoires et tous ceux de la
spécialité de commande électriques
de l'Université de "Université Abbas Laghrour
Khenchela " 2020.*

Daas zeroual



Dédicace

C'est avec toute l'ardeur de mes sentiments que je dédie ce modeste travail qui est le fruit de ma profonde reconnaissance.

A mes chers parents, aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour mon instruction et bien être, et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours .ce modeste travail soit de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitterai assez.

*A mes chers et adorables frères et unique sœur,
A mes amis de toujours, en souvenir de notre sincère et profonde amitié et les moments agréables que nous avons passé ensemble.*

A toute la famille sans exception

A mon rapporteur L.LAAGOUN, que ce travail soit un témoignage de ma gratitude et mon profond respect.

Une spéciale dédicace à ZEROUAL DAAS et MOURAD BOUHIDEL pour qui je porte beaucoup de respect,

ADEL BADA

Sommaire

Sommaire

Remerciements

Dédicace

Sommaire I

Notations et symboles IV

Liste des figures VI

Liste des tableaux VIII

Introduction Générale 1

Chapitre I :Modélisation et Simulation de la Machine Synchrone A Aimants

Permanents

I.1 Introduction 3

I.2 Description de la machine synchrone à aimant permanent 3

I.3 Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents 4

I.4 Différents types de machines à aimants permanents 4

I.4.1 Moteur à rotor intérieur 5

I.4.2 Moteur à rotor extérieur 5

I.4.3 Moteurs à entrefer axial 5

I.5 Avantages et inconvénients de MSAP 5

I.6 Domaines d'application de la MSAP 6

I.7 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents 6

I.8 Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c) 7

I.8.1 Equations électriques 7

I.8.2 Equations magnétiques 8

I.8.3 Equation mécanique 9

I.9 Principe de la transformation de Park 10

I.10 Principe de la transformation de Clarck 11

I.11 Application de la transformation de Park à la MSAP 12

I.12 Modélisation de l'association MSAP- Onduleur de tension 15

I.12.1 Modélisation de l'onduleur de tension 15

I.12.2 Modulation de largeur d'impulsions (MLI) 17

I.13 Résultats de simulation	18
I.13.1 Alimentation par réseau	18
I.13.2 Alimentation par onduleur-MLI- de tension	20
I.14 Conclusion	23

***Chapitre II : Commande DTC de la Machine Synchrone à Aimants
Permanents***

II.1 Introduction	24
II.2 Principes généraux de la commande par DTC	24
II.3 Avantages et inconvénients de la DTC	24
II.4 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	25
II.5 Stratégie de la commande DTC	26
II.5.1 Contrôle du vecteur de flux statorique	27
II.5.2 Contrôle du couple électromagnétique	28
II.6 Choix du vecteur de tension	28
II.7 Estimation du flux et du couple	30
II.8 Correcteur de flux et de couple	31
II.8.1 Correcteur de flux	31
II.8.2 Correcteur de couple	32
II.9 Elaboration de la table de commande	32
II.10 Structure Générale de la DTC Appliquée au MSAP	33
II.11 Résultats de la simulation et interprétations	34
II.12 Conclusion	38

***Chapitre III : Commande DTC par Logique Floue de la Machine Synchrone à
Aimant Permanent***

III.1 Introduction	39
III.2 Historique	39
III.3 Domaines d'application	40
III.4 Principe de la logique floue	40
III.5 Élément de base de la logique floue	41
III.5.1 univers de discours	41
III.5.1 Fonction d'appartenances	41

III.6 Propriétés des Ensembles Flous	42
III.7 Operateurs sur les Ensembles Flous	43
III.8 Structure Générale d'un régulateur flou Type 1	44
III.8.1 Fuzzification	44
III.8.2 Base de connaissances	45
III.8.3 Inférences floues	45
III.8.3.1 Méthode d'inférence max-min	47
III.8.3.2 Méthode d'inférence max-produit	47
III.8.3.3 Méthode d'inférence som-produit	47
III.8.4 Défuzzification	48
III.8.4.1 Méthode du centre de gravité	48
III.8.4.2 Méthode par valeur maximum	48
III.9 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse	48
III.9.1 Table des règles	49
III.9.2 Régulateur Fuzzification	50
III.9.3 Inférence	51
III.9.4 Défuzzification	51
III.10 Schéma bloc de la DTC de la MSAP à base de la logique floue	51
III.11 Simulations et interprétations des résultats	52
III.12 Conclusion	54
<i>Conclusion Générale</i>	55
<i>Références Bibliographiques</i>	56
<i>Annexe</i>	58
<i>Résumé</i>	

Notations et symboles

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
DTC	Commande directe du couple (Direct Torque Control).
PI	Correcteur Proportionnel-Intégral.
DTC Flou	Commande directe du couple par logique flou.
RF	Régulateur Flou.
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de Park inverse.
$T_e [s]$	Constante du temps électrique.
K_i, K_p	Coefficient du régulateur de vitesse.
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
α, β	Axes de référentiel statorique.
$[R_s][\Omega]$	Matrice de la résistance statorique.
$r_s[\Omega]$	Résistance statorique
$[L_s][H]$	Matrice d'inductance statorique.
$I_s[H]$	Inductance statorique.
$L_d[H]$	Inductance cyclique directe.
$L_q[H]$	Inductance cyclique quadrature.
$L_{sc}[H]$	Matrice d'inductance cyclique d'un enroulement statorique.
$I_{sc}[H]$	L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

P	Nombre de pair de pôles.
$J [Kg.m^2]$	Moment d'inertie du moteur.
$f_c [N.m.s/rad]$	Coefficient de frottement visqueux
$[v_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T [v]$	Les tensions des phases statoriques.
$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T [A]$	Les courants des phases statoriques.
$I_d, I_q [A]$	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
$V_d, V_q [V]$	Tension statoriques d'axe direct.
$E [V]$	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
$U_c [V]$	Tension à la sortie du redresseur.
$\varphi [rad]$	Déphasage du courant par rapport à la tension.
$\phi_s = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T$	Vecteur flux statoriques.
$\phi_f [wb]$	Flux des aimants.
$\phi_d [wb]$	Flux statorique instantané dans l'axe d.
$\phi_q [wb]$	Flux statorique instantané dans l'axe q.
$\phi_\alpha [wb]$	Flux statorique instantané dans l'axe α .
$\phi_\beta [wb]$	Flux statorique instantané dans l'axe β .
$\omega_r [rad / s]$	Vitesse angulaire du rotor.
$\omega_{ref} [rad / s]$	Vitesse angulaire du rotor e référence.
$\Omega [rad / s]$	Vitesse mécanique de rotation.
$\theta [rad]$	Position absolue du rotor en degré électrique.
$C_{em}, C_e [N.m]$	Couple électromagnétique.
$C_r [N.m]$	Couple résistant.
$C_f [N.m]$	Couple de frottement.

Liste des figures

Figure (I.1): Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	3
Figure (I.2): (a) :Machine munies de pièces polaire.(b) : Machine sans pièces polaire	4
Figure (I.3): Représentation des enroulements de la MSAP	7
Figure (I.4): Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)	10
Figure (I.5): Association MSAP- Onduleur de tension	15
Figure (I.6): Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale	17
Figure (I.7) : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse	18
Figure (I.8) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé	18
Figure (I.9): résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé à vide	19
Figure (I.10): Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé en charge	20
Figure (I.11) : Schéma de simulation de l'association onduleur-MLI- de la MSAP	21
Figure (I.12) : résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur-mli à vide	21
Figure (I.13): résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur-mli en charge	22
Figure (II.1) : Onduleur de tension et élaboration de vectrices tensions	26
Figure (II.2) : Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)	27
Figure(II.3) : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i = 1 \dots 6$	29
Figure (II.4) : Correcteur de flux à hystérésis et sélection de vectrices tensions	31
Figure (II.5) : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux	32
Figure (II.6) : Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP	34
Figure (II .7) : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC à vide	35
Figure (II.8) : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC en charge	36
Figure (II.9) : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC, variation vitesse	36
Figure (II.10) : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC variation de lacharge	37
Figure (III.1) : Différentes Formes des Fonctions d'Appartenance	42
Figure (III.2) : Format d'un Ensemble Flou Normalisé	43
Figure (III.3) : Schéma général d'une commande floue.	44
Figure (III.4) : Schéma de base du contrôleur floue de vitesse.	48

Figure (III.5) : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.	50
Figure (III.6) : Schéma bloc de la commande DTC par logique floue	51
Figure (III .7): Comparaison entre les Régulateurs de Vitesse DTC-PI, DTC-FL avec Inversion de la Vitesse	52
Figure (III. 8): Comparaison Entre les Régulateurs de Vitesse DTC et DTC-FL avec Variation de Couple de Charge	53

Liste des tableaux

Tableau (II.1) : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC	33
Tableau (II.2): Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur	33
Tableau (III.1) : Matrice d'inférence des règles floues K_p	49
Tableau (III.2): Matrice d'inférence des règles floues K_I	50

Introduction Générale

Introduction générale

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique, très robuste et présente de faibles moments d'inertie, elle confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes. [1]

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine des entraînements à vitesse variable. Cette solution n'était pas possible dans le passé à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines et des limitations des calculateurs numériques classiques. Les contrôleurs obtenus, conçus à l'aide des techniques de commande linéaires utilisant la linéarisation de premier ordre, restent valables seulement autour d'un point d'opération.

Le développement de nouvelles techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle a permis de résoudre ce problème. Parmi ces techniques, la technique de Contrôle Directe du Couple (DTC). [2]

Dans les années 1980, sont apparus les premières commandes directes de couple (DTC), ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait au constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines. La commande directe de couple (DTC) possède de nombreux avantages tel que : la réponse rapide du couple, la simplification de commande et le temps de traitement modéré comparée à la commande vectorielle grâce à l'élimination de la modulation de largeur d'impulsion, l'insensibilité aux variations paramétriques à l'exception de la résistance statorique. [1][3]

La commande directe du couple (DTC), se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, 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 avec l'utilisation des capteurs mécaniques. [5]

L'objectif visé dans ce travail est d'améliorer des performances de la commande DTC de la machine synchrone à aimants permanents par la logique floue. Cet objectif comprend une amélioration de la réponse dynamique du système, ainsi que les performances en régime statique, particulièrement la minimisation des pulsations du couple électromagnétique. [6]

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de trois chapitres:

- Le premier chapitre présentera la modélisation et la simulation de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité avec et son onduleur de tension à commande MLI.
- Le second chapitre est consacré à la commande directe du couple de machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.
- Dans le troisième chapitre, une comparaison entre les résultats obtenue après l'application de la commande DTC classique sur la MSAP et la commande DTC floue.

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

***Chapitre I: Modélisation et
Simulation de la Machine
Synchrone A Aimants Permanents***

I.1 Introduction

L'étude du comportement d'une machine électrique est une tâche difficile qui nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park. [6]

Dans ce chapitre, nous décrivons les différentes structures des machines synchrones, ensuite nous établirons la modélisation linéarisée de Park de la machine synchrone à aimants permanents suivie d'une simulation numérique pour valider le modèle mathématique obtenu de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle. [7]

I.2 Description de la machine synchrone à aimant permanent

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. Le stator est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault pour limiter les pertes dans le fer. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

La structure de la MSAP peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimant permanents au rotor. L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice d'excitation, le schéma de la figure (I.1) illustre la représentation de la MSAP. [5][7]

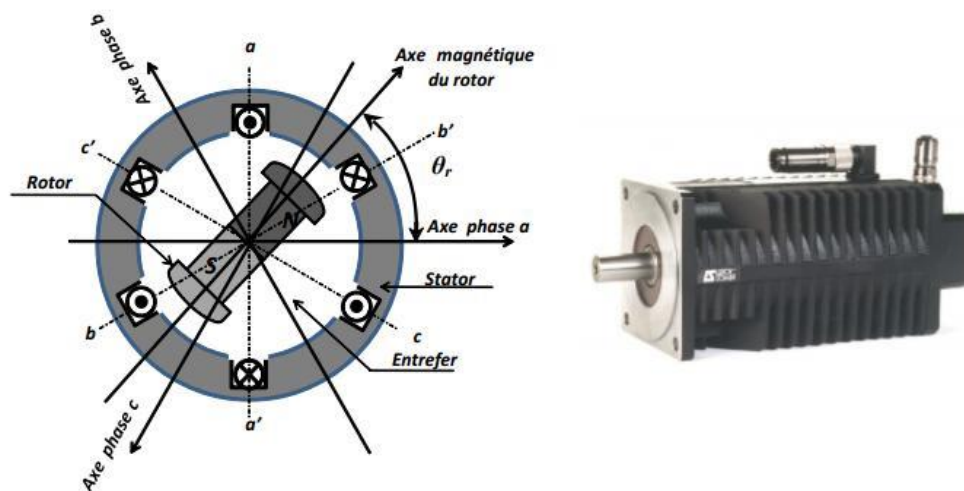


Figure (I.1) : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

I.3 Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

Parmi les structures des machines synchrones à aimants permanents, nous pouvons distinguer deux types :

- Machines munies de pièces polaires (rotor saillant) : Dans ce premier type, les pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction magnétique permettant d'obtenir une induction normale suffisante au niveau de l'entrefer avec des aimants bon marché (Ferrites). La figure (I.2.a) présente un exemple de cette structure ;
- Machines sans pièces polaires (rotor lisse) : l'inducteur présente dans ce type de machine une anisotropie magnétique (pôles saillants), et dans la plupart des configurations, contrairement aux machines classiques, la valeur de l'inductance transversale (axe inter polaire) L_q est supérieure à celle de l'inductance longitudinale (axe polaire) L_d .

Dans les machines sans pièces polaires l'aimantation des aimants est généralement radiale au niveau de l'entrefer (figure I.2.b). Des structures mixtes (aimantations parallèle et perpendiculaire à l'entrefer) sont aussi parfois utilisées. [7]

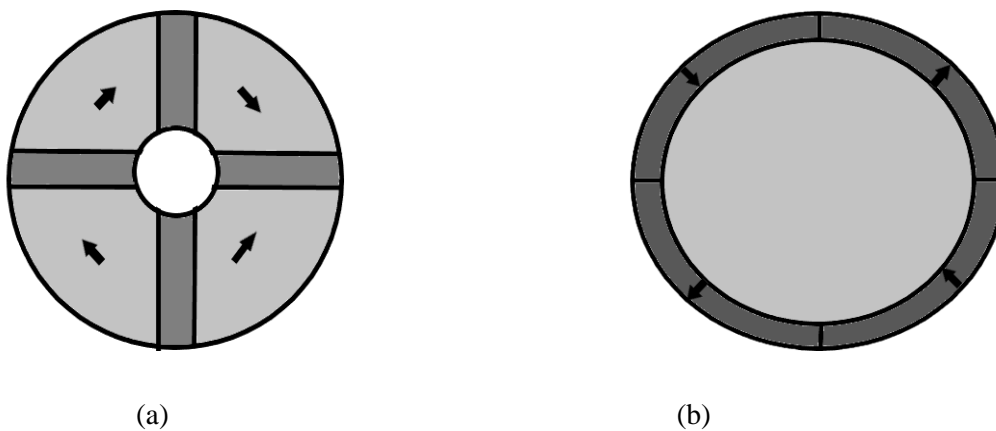


Figure (I.2): (a) : Machine munies de pièces polaires.

(b) : Machine sans pièces polaire

I.4 Différents types de machines à aimants permanents

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial. [11][10]

I.4.1 Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

I.4.2 Moteur à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I.4.3 Moteurs à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réluctant à faible vitesse.

I.5 Avantages et inconvénients de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types des machines : [7][5]

- ✓ La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu ;
- ✓ Son rendement est proche de 99% avec un facteur de puissance élevés (Moins de pertes de cuivre) ;
- ✓ On peut régler son facteur de puissance $\cos(\varphi)$ en modifiant le courant d'excitation I_{ex} .
- ✓ Une faible inertie et un couple massique élevé, avec une meilleure performance dynamique ;

- ✓ Construction et maintenance plus simple ;
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du contact bague_balais dans ces machines (MSAP) ;
- ✓ Meilleure caractéristique thermique la localisation des pertes fers et joules au stator simplifie le refroidissement de la machine ;
- ✓ Pas de contacts glissants et pas de courant d'excitation ;
- ✓ Une capacité de fonctionnement avec une grande vitesse ;
- ✓ Puissance massique élevée.

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- ✓ Coût de la machine élevé ;
- ✓ Les vibrations et les chocs influents sur la structure de la machine ;
- ✓ Pertes par courant de Foucault dans les aimants ;
- ✓ Pour le fonctionnement en moteur il est souvent nécessaire d'utiliser un moteur auxiliaire de démarrage ;
- ✓ Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.

1.6 Domaines d'application de la MSAP

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme : [7]

- ✓ 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 machines-outils, les applications de l'énergie de l'éolienne.

1.7 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande et sa simulation dans les différents régimes de fonctionnements. [7]

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices données dans la majorité des références:

- ✓ On néglige la saturation du circuit magnétique ;
- ✓ La distribution de la F.M.M créée par les enroulements au stator est sinusoïdale ;
- ✓ Le système de tension est équilibré ;
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- ✓ Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.

I.8 Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c)

Sur la figure (I.3), on présente le diagramme des enroulements pour une machine synchrone à aimants permanents, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor (axes d-q) alimenté par une source de courant continu parfaite. [7]

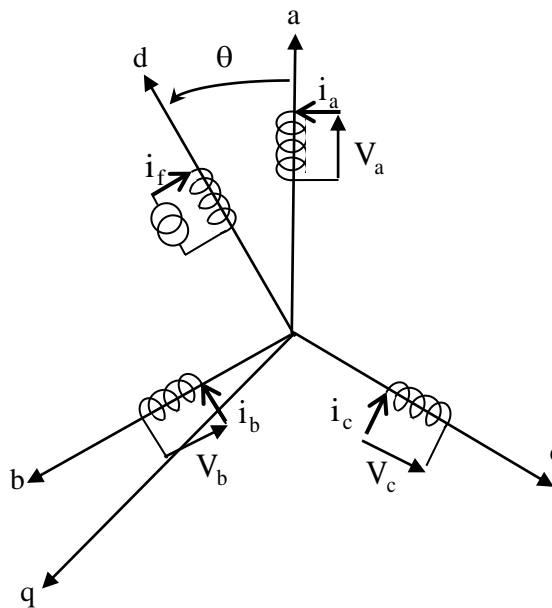


Figure (I.3) : Représentation des enroulements de la MSAP.

I.8.1 Equations électriques

a) au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$[v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T$: Vecteur flux statoriques.

$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}$: Matrice résistance d'un enroulement statorique.

b) au rotor :

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\Phi_f] \quad (I.2)$$

Tel que :

$$[V_f] = [V_F \ 0 \ 0]^T$$

$$[R_f] = \begin{bmatrix} R_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Et : } [I_f] = [I_F \ 0 \ 0]^T$$

1.8.2 Equations magnétiques

a) Flux statorique

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + [\varphi_{sf}] \quad (I.3)$$

$[M_{sf}]$: Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$\begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$, alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{I.5})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Avec :

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique ;

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;

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

b) Flux rotorique

$$[\phi_f] = [L_f][I_f] + [\phi_{sf}] \quad (\text{I.8})$$

$$[M_{sf}] = [M_{sf}]^T \quad (\text{I.9})$$

On développe les équations sous formes :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sf}] \\ [V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\phi_f] \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

1.8.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dx} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \Omega) \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$: Vitesse de rotation de la machine ;

J : Moment d'inertie ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_r : Couple résistant ;

ω_r : Vitesse électrique du rotor ;

f : Coefficient du frottement ;

P : Nombre de paires de pôles.

Nous constatons que les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont non linéaires et elles sont en fonction de la position du rotor θ . Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations, alors pour la simplification de ce problème on doit utiliser la transformation de Park.

I.9 Principe de la transformation de Park

Le modèle biphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (repère d,q). [10]

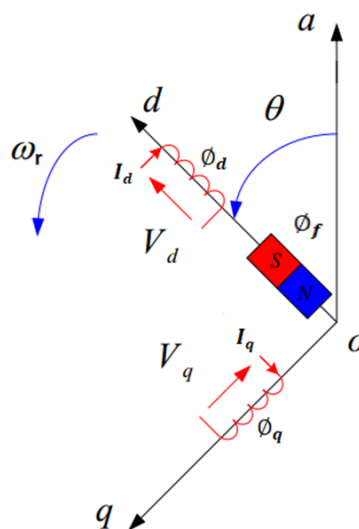


Figure (I.4): Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (d,q) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_{dgo} \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix}^T \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$P(\theta)$: matrice de passage direct de Park.

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Où représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

$$\begin{bmatrix} U_d & U_q & U_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} U_a & U_b & U_c \end{bmatrix}^T$$

$$\text{Alors : } \begin{bmatrix} I_d & I_q & I_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d & \phi_q & \phi_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} \phi_a & \phi_b & \phi_c \end{bmatrix}^T$$

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$\begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_{dgo} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

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

I.10 Principe de la transformation de Clarck

La transformation directe de Clarck est déterminée par une matrice [C], elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes (α , β , o), elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux, $\begin{bmatrix} V_{abc} \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} I_{abc} \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} \phi_{abc} \end{bmatrix}$ aux $\begin{bmatrix} V_{\alpha\beta o} \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} I_{\alpha\beta o} \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta o} \end{bmatrix}$ respectivement. Le vecteur X_0 , représente la composante homopolaire. [06]

Si on pose $\theta = 0$ dans les équations (I.13) et (I.15), les matrices de Park deviennent les matrices de Clarck :

$$[X_{\alpha\beta}] = [C][X_{abc}] \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$X_{\alpha\beta}$: représente le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .

$[C]$: la Matrice directe de Clarck, donnée par (I.17) :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Le passage inverse de la transformation de Clarck est déni par les relations suivantes :

$$[X_{abc}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.18})$$

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d, q) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.20})$$

Avec :

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

$[R]$: Matrice de passage (α, β) au (d, q)

I.11 Application de la transformation de Park à la MSAP

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs. Après développement des équations, on obtient les équations suivantes : [7]

I.11.1 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

I.11.2 Equations électriques

Les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dx} - \omega_r \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dx} - \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

En remplaçant les expressions des flux (I.21) dans les équations de tension (I.22), nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dx} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dx} - \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

I.11.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{géo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (\text{I.24})$$

En remplaçant v_d, v_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(\frac{d\phi_d}{dt} I_d + \frac{d\phi_q}{dt} I_q \right) + \frac{d\phi}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \right] \quad (\text{I.25})$$

- ✓ $\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator ;
- ✓ $\frac{3}{2} \left(\frac{d\phi_d}{dt} I_d + \frac{d\phi_q}{dt} I_q \right)$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator ;
- ✓ $\frac{3}{2} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (\text{I.26})$$

Donc :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (\text{I.27})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f \right] \quad (I.28)$$

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'états du type:

$$\frac{dx}{dt} = AX(t) + BU \quad (I.29)$$

X : vecteur d'état ;

U: vecteur de commande ;

A : matrice fondamentale qui caractérise le système ;

B: matrice d'application de la commande.

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme la suite : [7][2]

- Variables de commande : les tensions statoriques V_d, V_q et le flux permanent Φ_m ;
- Variables d'état : les courants I_d, I_q .

En utilisant les équations (1.29), après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_d}{dt} = \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega I_d - \frac{\phi_m}{L_q} p\Omega + \frac{1}{L_q} V_q \\ J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \\ C_{em} = \frac{3}{2} P \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_m I_q \right] \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{array} \right. \quad (I.30)$$

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_m \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p\Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} P\Omega \end{bmatrix}$$

I.12 Modélisation de l'association MSAP- Onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la MSAP est associée à un onduleur de tension.

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui.

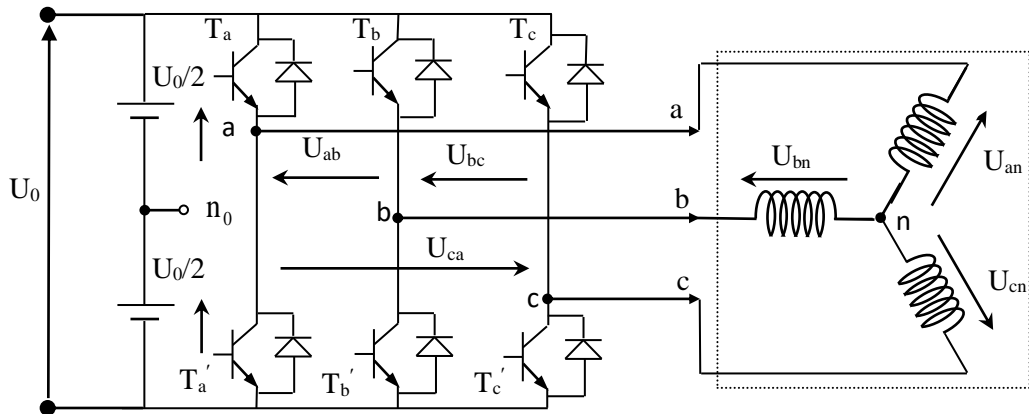


Figure (I.5) : Association MSAP- Onduleur de tension.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts. La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension à deux niveaux.

I.12.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 (Figure. I.5). T_i et T'_i : sont des transistors avec $i = (a, b, c)$. [8]

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que on note V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a : [10][11]

- ✓ si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert ;
- ✓ si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- ✓ La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé ;

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.31)$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).

Soit " n " l'indice du point neutre du coté alternatif. On a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.32)$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} : sont les tensions simples de la machine synchrone à aimants permanent.

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.33)$$

Par la somme des équations de (I.32), on a :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I.34)$$

En remplaçant (1.34) dans (1.32), on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (I.35)$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.36)$$

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{I.37}$$

La commande ‘Si’ de l’onduleur de tension triphasée sont généralement générées par une stratégie de Modulation de largeur d’impulsion (MLI).

I.12.2 Modulation de largeur d’impulsions (MLI)

L’onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l’onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine.

Pour déterminer les instants de fermeture et d’ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d’Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence supérieur. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d’intersection entre la porteuse et la modulante, Figure (I.6). [10]

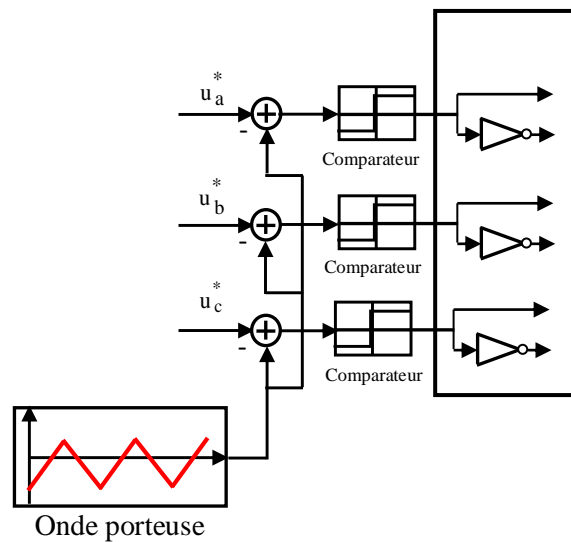
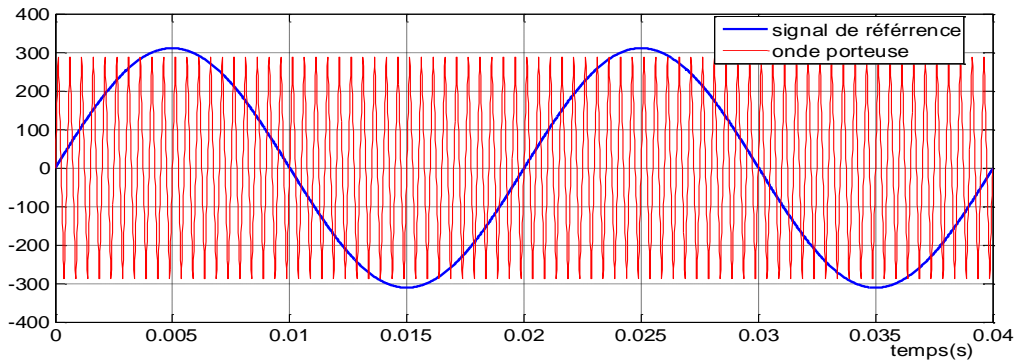


Figure (I.6) : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

Deux paramètres caractérisent cette commande : $m = \frac{f_p}{f_r}$ et $r = \frac{V_p}{V_r}$. Avec :

m : L’indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur :

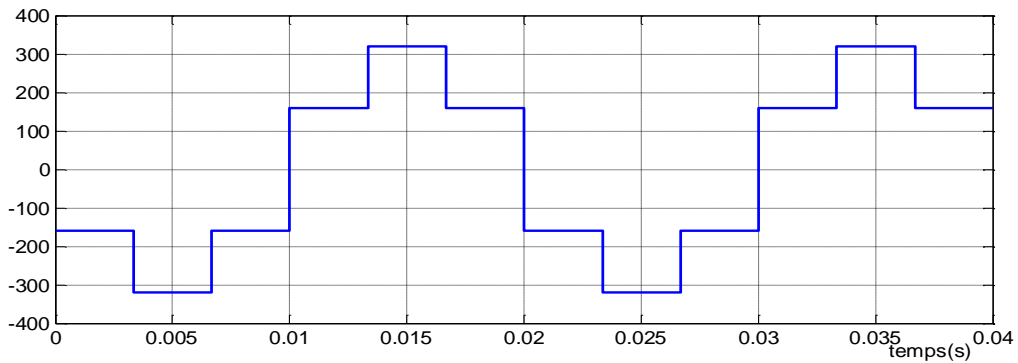


Figure (I.7): Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse

I.13 Résultats de simulation

I.13.1 Alimentation par réseau

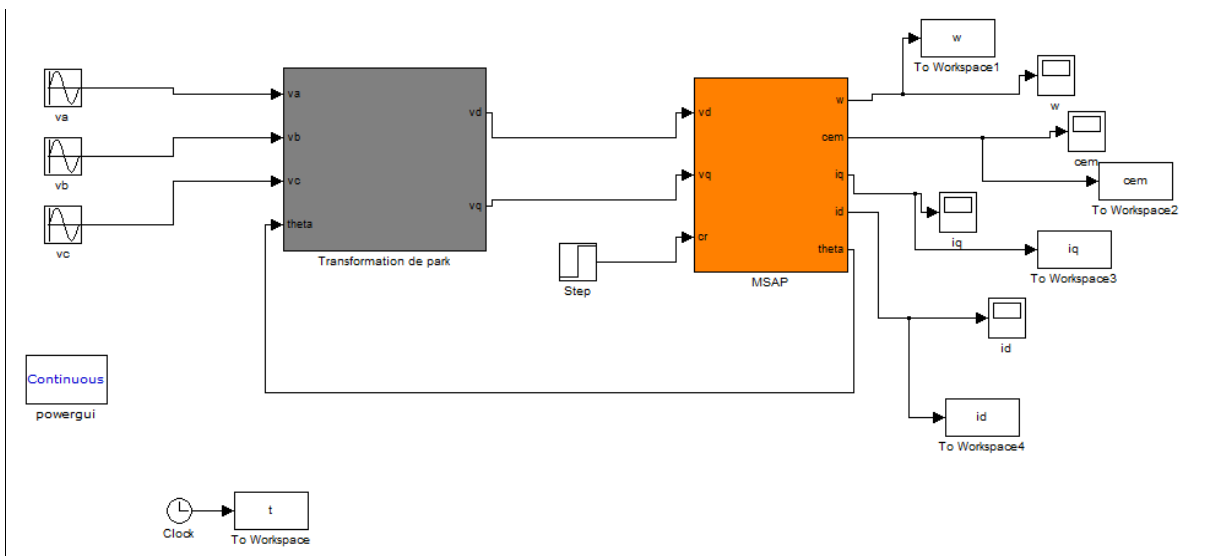


Figure (I.8) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

La figure (I.8) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220$ V et de fréquence 50 Hz. En deuxième étape on applique un couple résistant de 10N.m à l'instant $t = 1$ s.

• Test à vide :

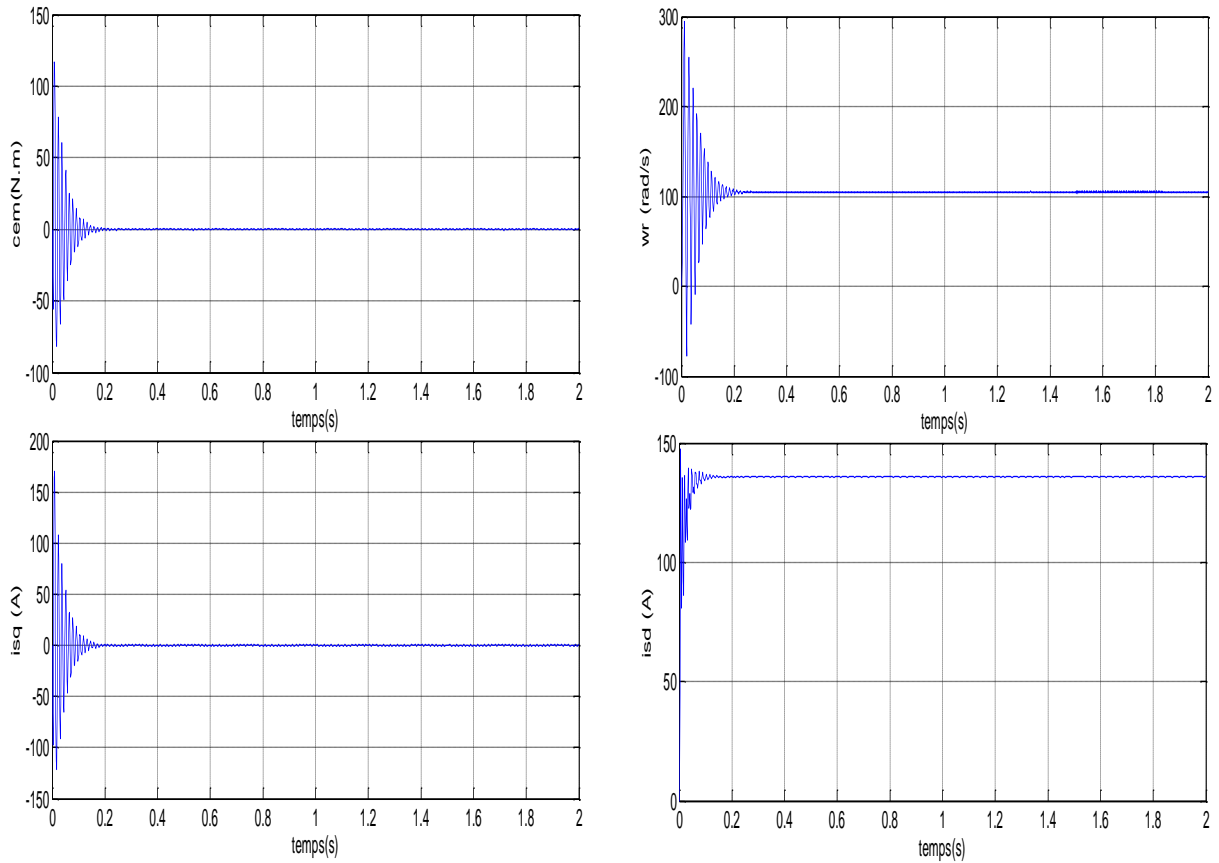
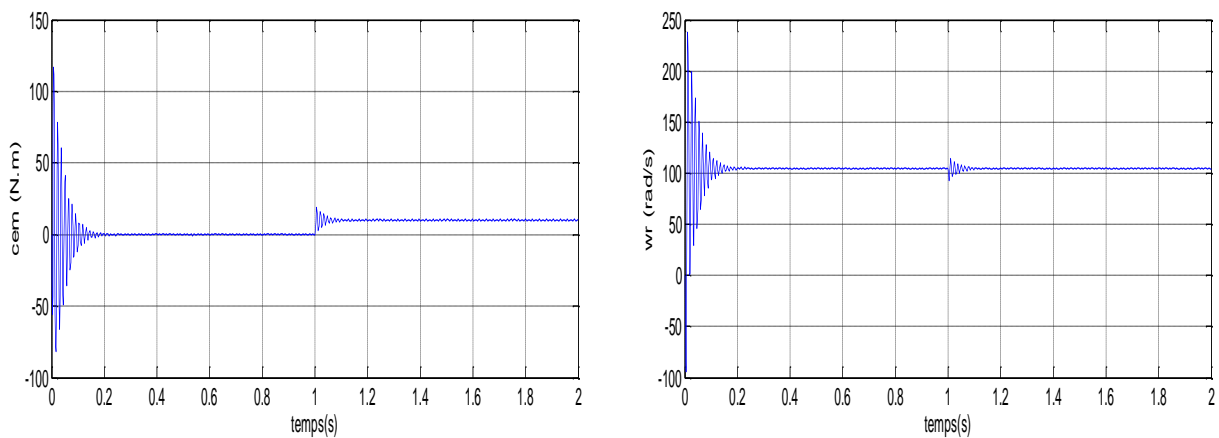


Figure (I.9) : résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé à vide.

• Test en charge :



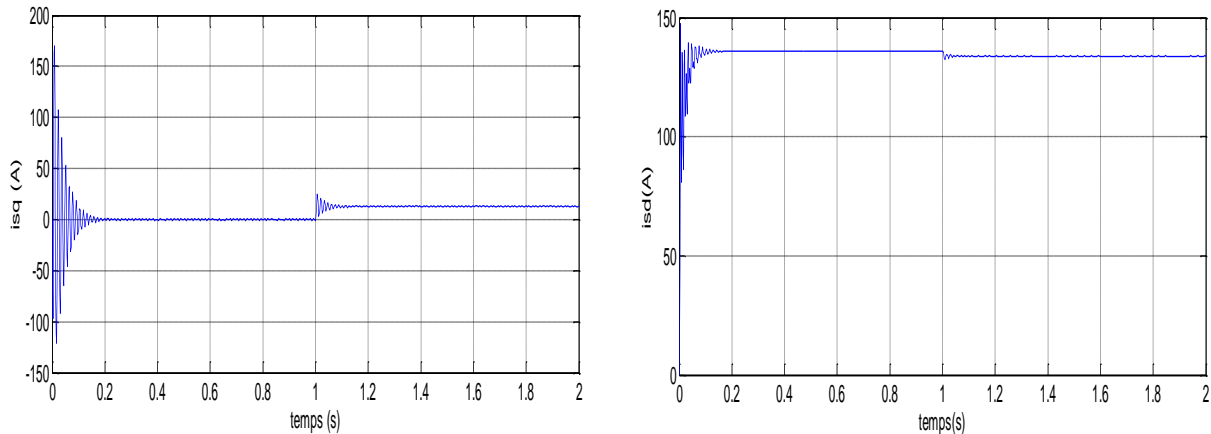


Figure (I.10) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé en charge

On remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, sous 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, cette vitesse atteint sa valeur nominale de 100 rad/sec en régime permanent pour un couple nul, cette réponse est assez rapide, car l'inertie de la machine est très faible.

On remarque que le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent et même remarque pour le courant (I_q).

A $t=1s$, on applique un couple de charge de 10 N.m. D'après les résultats de simulation, on remarque que l'insertion du couple de charge entraîne une variation dans les différents réponses pendant cette perturbation (diminution de la vitesse de rotation), puis se stabilise en régime permanent.

I.13.2 Alimentation par onduleur MLI de tension

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc.

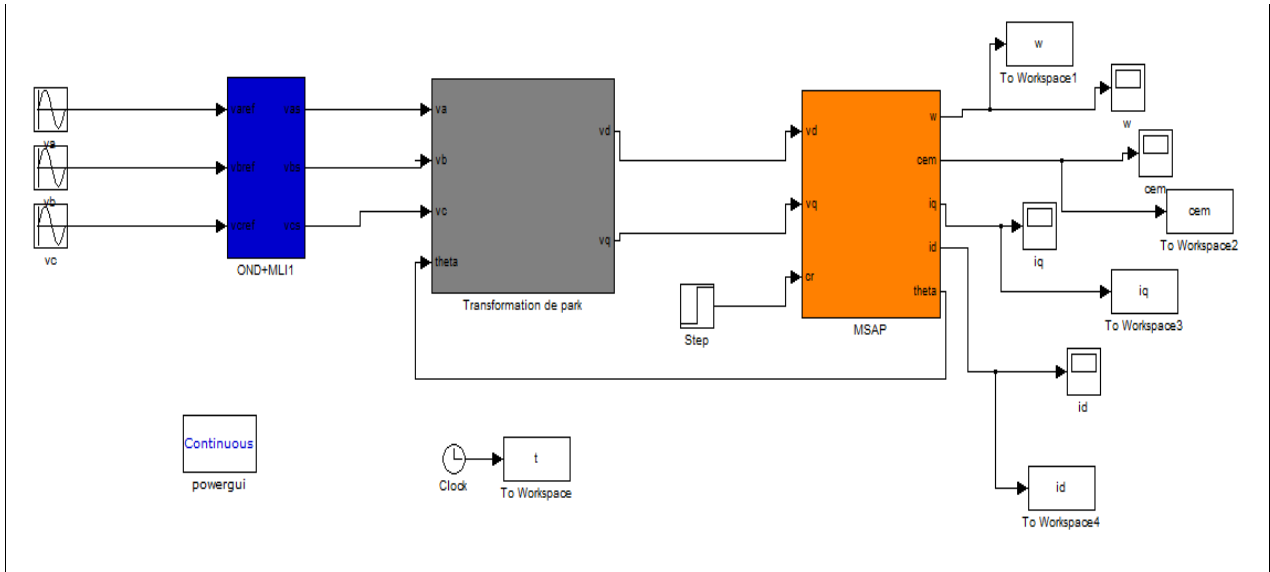


Figure (I.11) : Schéma de simulation de l'association onduleur-MLI- MSAP.

La figure (I.11) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz .

• **Test en a vide:**

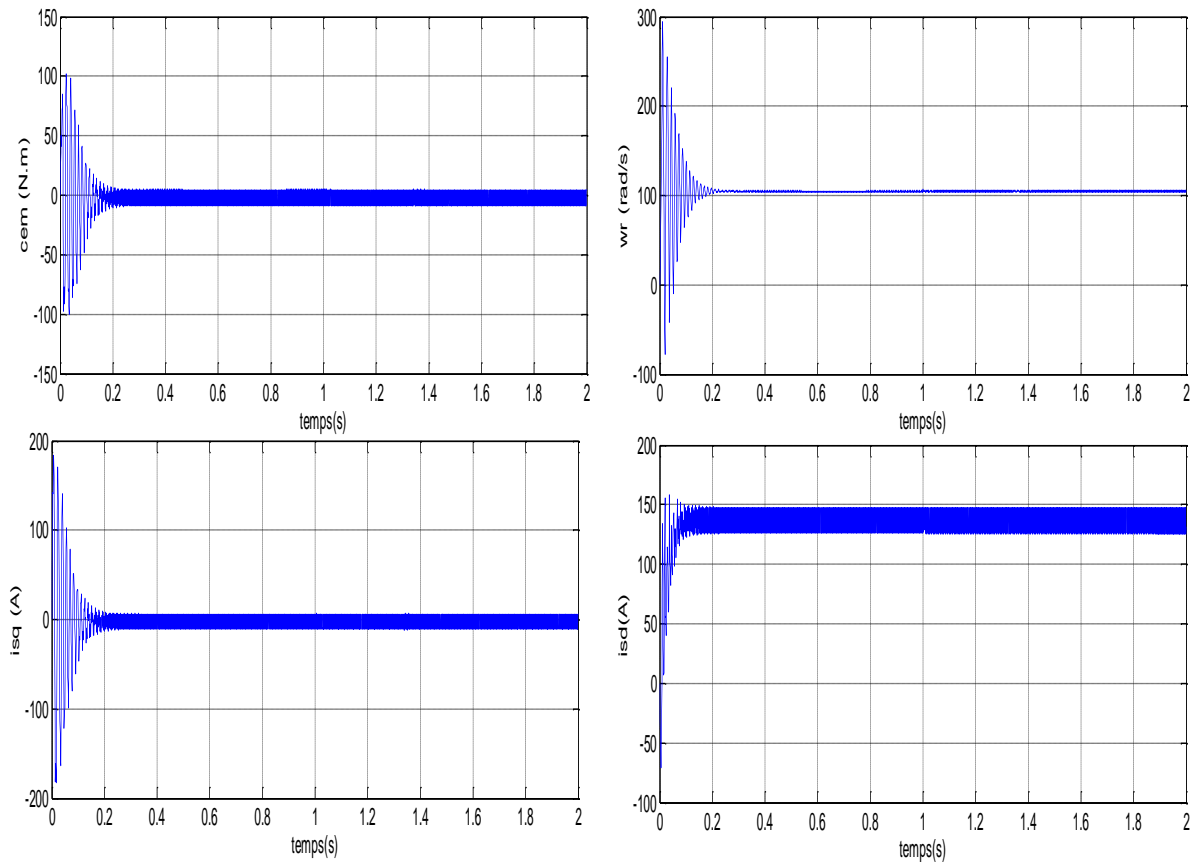


Figure (I.12) : résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI à vide.

- Test en charge : $C_r = 10\text{N.m}$ à l'instant $t = 1\text{s}$.

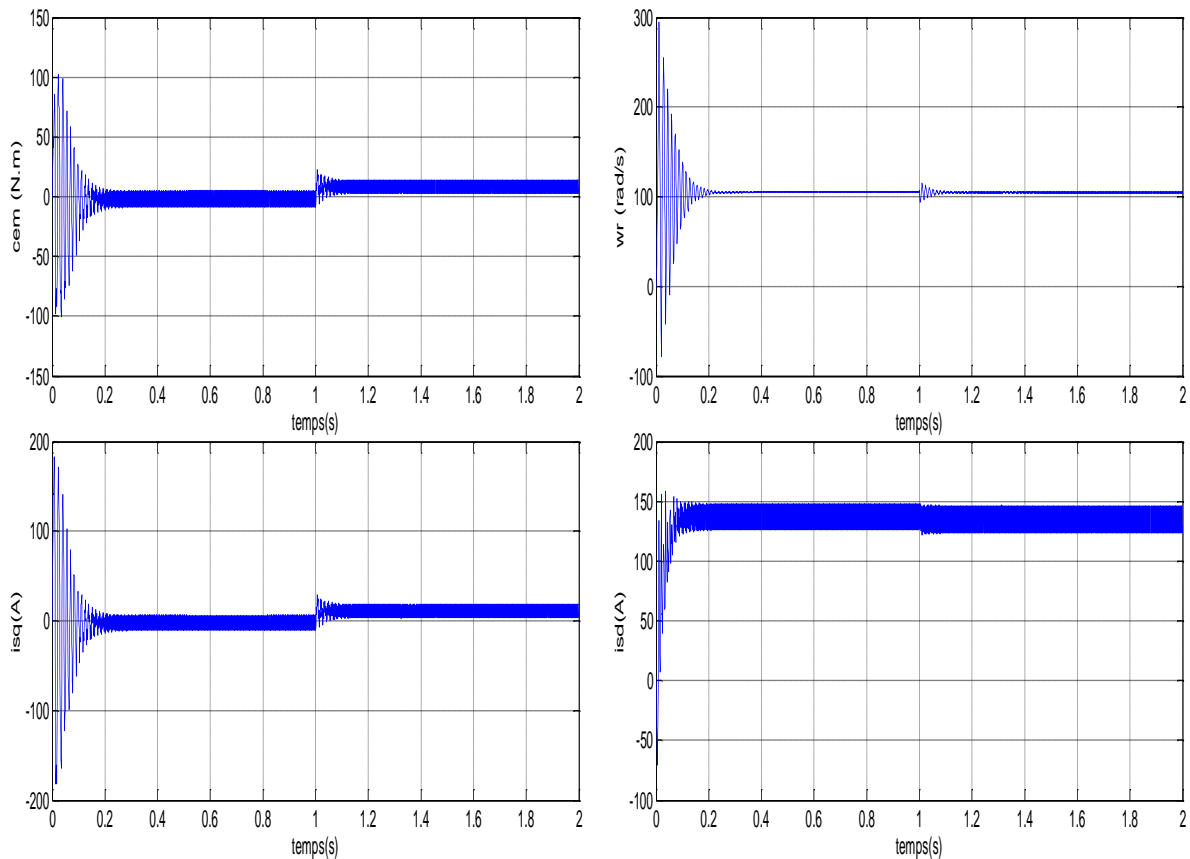


Figure (I.13) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI en charge ($C_r=10\text{ N.m}$)

On remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 100 rd/s en régime permanent pour un couple nul. Le couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 20N.m , puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

D'autre part, pour les 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.

I.14 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle dynamique et mathématique de la machine synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites. Les équations obtenues par la transformation de Park sont établies dans le but d'obtenir un système linéaire. Enfin nous avons utilisé ce modèle pour la simplification de ces équations et de représenter le modèle de la MSAP dans le repère d'axe (d,q) pour faciliter l'étude et la simulation de MSAP.

La machine synchrone à aimant permanents est toujours associée lors de son fonctionnement à un convertisseur statique, Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests par simulation pour valider le modèle de la machine.

***Chapitre II : Commande DTC de la
Machine Synchrone à Aimants
Permanents***

II.1 Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglosaxonne «Direct Torque (and Flux) Control» a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. Il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriented Control). Trois techniques des commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes de DTFC :

- ✓ Commande par une table de commutation;
- ✓ Commande automatique directe (DSC : Direct Self Control), l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987 ;
- ✓ Commande directe par modulation de vecteur (DVMC : Direct Vector Modulation Control).

Dans ce qui suit, On s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulations seront présentés et discutés. [12]

II.2 Principes généraux de la commande par DTC

L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. [13]

II.3 Avantages et inconvénients de la DTC

- **Avantages :**
 - ✓ Nécessiter pas des calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
 - ✓ Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI;

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- ✓ De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- ✓ La réponse dynamique est très rapide ;
- **Inconvénients :**
- ✓ Existence de problèmes à basse vitesse ;
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- ✓ Existence des oscillations de couple ;
- ✓ Fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), cela conduit à un contenu harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.[13]

II.4 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentés sous diverses formes. Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur de 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 de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.1})$$

$[V_A \ V_B \ V_C]^T$ est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté théoriquement par 3 grandeurs booléennes de commande C_{Ki} ($i=1, 2, 3$), où C_{Ki} est l'état de l'interrupteur k_i supposé parfait tel que pour le i^{eme} bras de l'onduleur ($i=1, 2, 3$) :

- ✓ $C_{Ki}=1$ si l'interrupteur de haut est fermé et l'interrupteur de bas est ouvert ;
- ✓ $C_{Ki}=0$ si l'interrupteur de haut est ouvert et l'interrupteur de bas est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[C_{K1} + C_{K2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + C_{K3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.2})$$

U_c : La tension du bus continu.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée.
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ✓ La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé. [14]

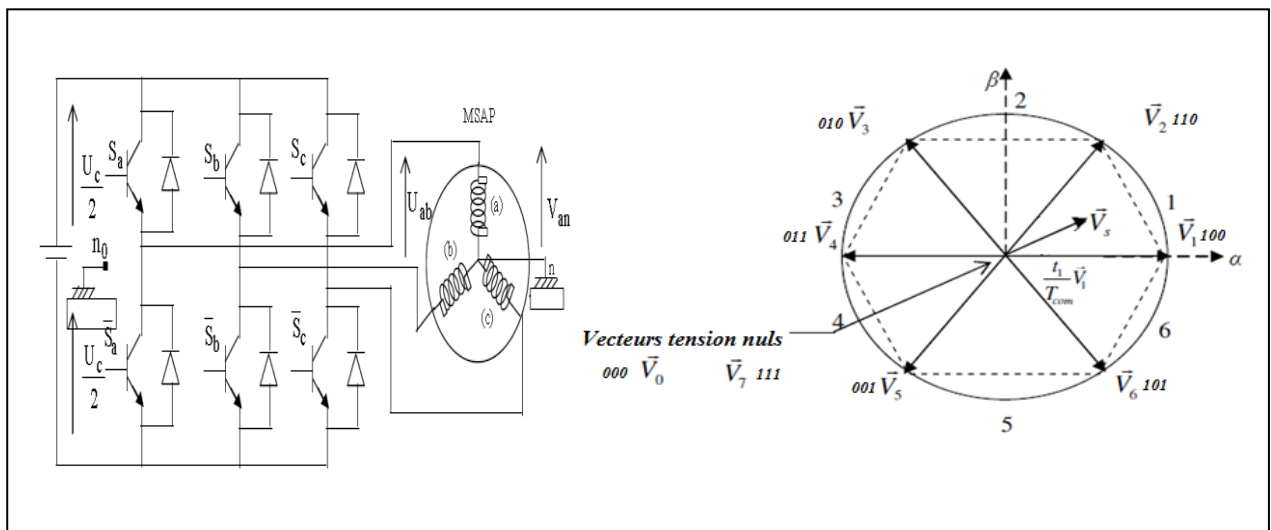


Figure (II.1) : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions.

II.5 Stratégie de la commande DTC

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) [4] ; qui est basée sur l'algorithme suivant :

- ✓ 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 ligne et les tensions par phase du MSAP;
- ✓ On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique;
- ✓ On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes;
- ✓ On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit. [14]

II.5.1 Contrôle du vecteur de flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique du MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante. [12]

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.3})$$

On obtient :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s,0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.4})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s,0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.5})$$

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

$$\bar{\phi}_s(k+1) \approx \bar{\phi}_{s,0}(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

Où encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.7})$$

Avec :

- ✓ $\bar{\phi}_s(k)$ c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- ✓ $\bar{\phi}_s(k+1)$ c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- ✓ $\Delta \bar{\phi}_s$ c'est la variation du vecteur flux statorique $(\bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k))$;
- ✓ T_e c'est la période d'échantillonnage.

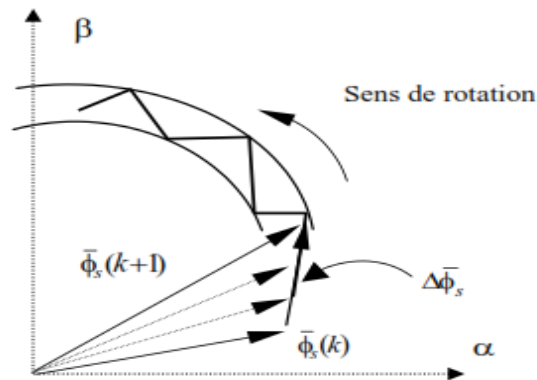


Figure (II.2) : Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique.

En d'autres termes, $\overline{\phi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\overline{\phi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP. La figure (II.2) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) . Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

II.5.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante : [15]

$$C_e = k(\overline{\phi}_s \times \overline{\phi}_r) = \frac{p}{l_q} |\overline{\phi}_s| |\overline{\phi}_r| \sin(\delta) = k |\overline{\phi}_s| |\overline{\phi}_r| \sin(\delta) \quad (\text{II.8})$$

- ✓ $\overline{\phi}_s$ c'est le vecteur de flux statorique ;
- ✓ $\overline{\phi}_r$ c'est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- ✓ δ c'est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

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

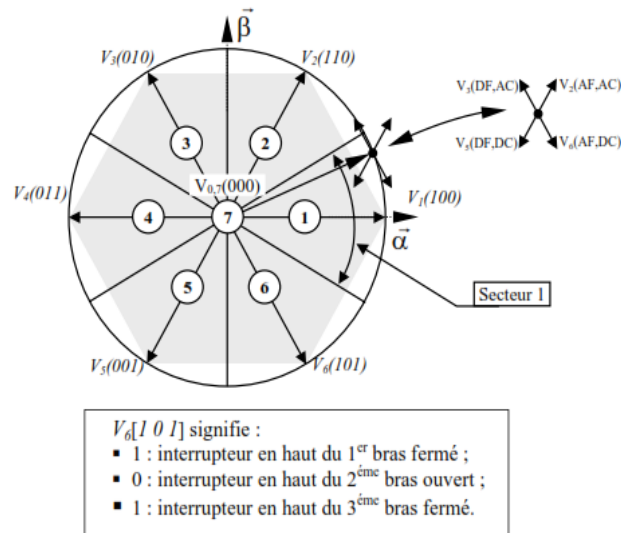
II.6 Choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension statorique \overline{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\phi}_s$, du sens de rotation de $\overline{\phi}_s$, et également de l'évolution souhaitée pour le couple. En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de $\overline{\phi}_s$ 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) de l'enroulement triphasé (a, b, c) . Lorsque le flux $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone i ($i=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

- ✓ Si V_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e croît ;
- ✓ Si V_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e décroît ;
- ✓ Si V_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e croît ;
- ✓ Si V_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e décroît ;
- ✓ Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangée.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone i .

En effet, au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$ 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 V_{i+1} et V_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$, 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 V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\phi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.



Figure(II.3) : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i = 1 \dots 6$.

Le vecteur de tension statorique \bar{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 $\bar{\phi}_s$.

Un estimateur de module de $\overline{\phi}_s$ et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC. [12]

AF : Augmenter le Flux DF : Diminuer le Flux

AC : Augmenter le Couple DC : Diminuer le Couple

II.7 Estimation du flux et du couple

On considère le système d'axes (α, β) lié au stator du MSAP. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par : [12]

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dot{\phi}_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

On obtient les tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ à partir des commandes (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) , et de la mesure u_c , en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{k1} - \frac{1}{2} (C_{k2} + C_{k3})) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{k2} + C_{k3}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On peut écrire alors :

$$\overline{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad (\text{II.11})$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage T_e peut être formulée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha}(n) = \hat{\phi}_{s\alpha}(n-1) + [v_{s\alpha}(n-1) - r_s i_{s\alpha}(n-1)] T_e \\ \hat{\phi}_{s\beta}(n) = \hat{\phi}_{s\beta}(n-1) + [v_{s\beta}(n-1) - r_s i_{s\beta}(n-1)] T_e \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

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

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

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

$$\widehat{C}_e = \frac{3}{2} p (\widehat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \widehat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{II.15}$$

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 .

Dans ce travail, le modèle de la MSAP utilisé est exprimé dans le repère $(d-q)$, pour cela il nous faut un passage biphasé $\alpha\beta \rightarrow dq$.

II.8 Correcteur de flux et de couple

II.8.1 Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi}_S$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.4).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\Phi}_S$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonne performance dynamique. [14]

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir :

$$\left| (\Phi_S)_{\text{ref}} - \Phi_S \right| \leq \Delta\Phi_S \tag{II.16}$$

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

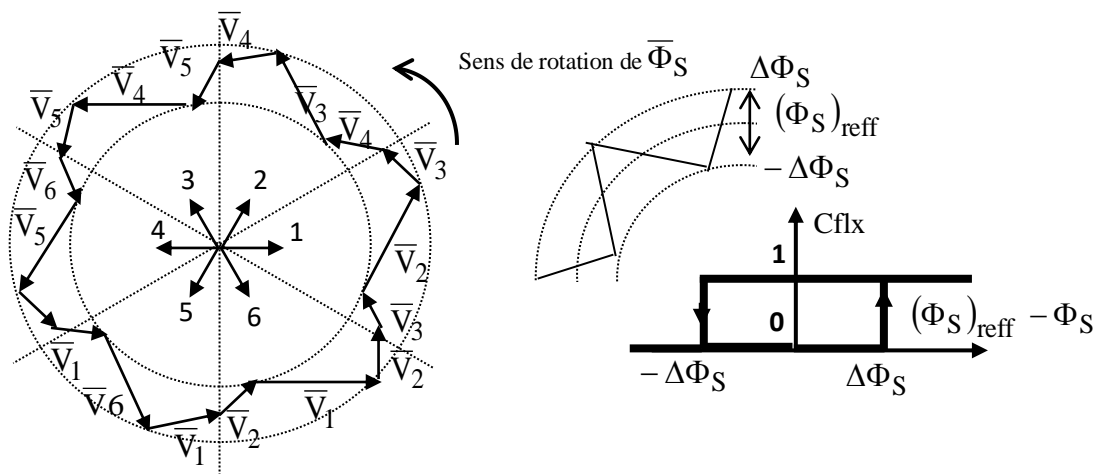


Figure (II.4) : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

II.8.2 Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|(C_{em})_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$, avec $(C_{em})_{ref}$ la référence de couple et ΔC_{em} la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Dans notre étude on a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne C_{cpl} figure (II.5) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$) pour une consigne positive et $C_{cpl}=-1$ pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl}=0$).

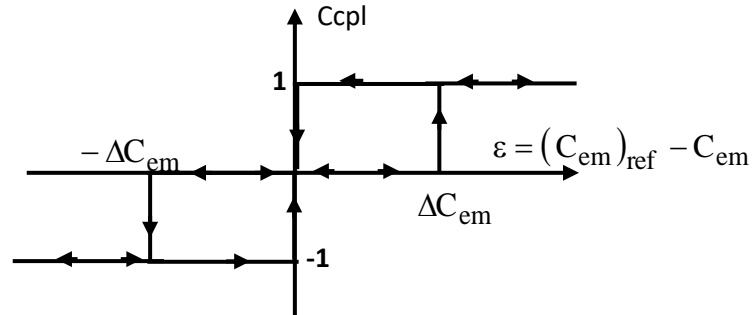


Figure (II.5) : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\bar{\Phi}_S$), par exemple on applique 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" (vecteurs nuls) mais "va à sa rencontre" (inversion du sens de rotation de $\bar{\Phi}_S$). [14]

II.9 Elaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta \phi_s$ et ΔC_e selon la position du vecteur de flux statorique ($S_i = 1, \dots, 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande

des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis -à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique. [16][14]

Tableau (II.1) : Table généralisée des vecteurs de tension d’une commande par DTC

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{i-1}, V_i, V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique ci-dessous des séquences d’un onduleur pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP.

Tableau (II.2) : Table de la DTC classique définissant les séquences d’un onduleur.

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N=1</i>	<i>N=2</i>	<i>N=3</i>	<i>N=4</i>	<i>N=5</i>	<i>N=6</i>	<i>Correcteur</i>
<i>cflx=0</i>	<i>ccpl=1</i>	V2	V3	V4	V5	V6	V1	<i>Deux niveaux</i>
	<i>ccpl=0</i>	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	<i>ccpl=-1</i>	V6	V1	V2	V3	V4	V5	<i>Trois niveaux</i>
<i>cflx=1</i>	<i>ccpl=1</i>	V3	V4	V5	V6	V1	V2	<i>Deux niveaux</i>
	<i>ccpl=0</i>	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	<i>ccpl=-1</i>	V5	V6	V1	V2	V3	V4	<i>Trois niveaux</i>

II.10 Structure générale de la DTC appliquée au MSAP

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure(II.6).On utilise le tableau classique des séquences proposées par *Takahashi*.Le choix du vecteur $\overline{V_s}$ est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e [25] [5]

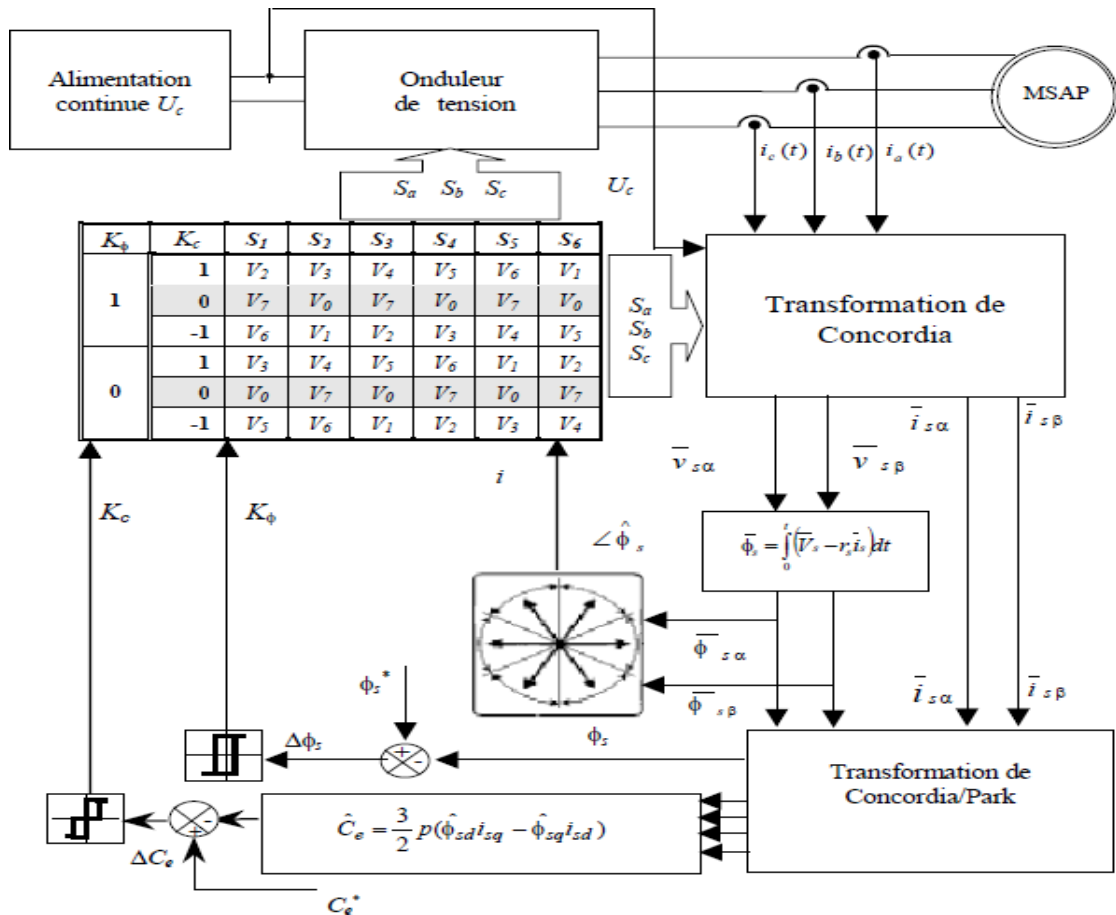
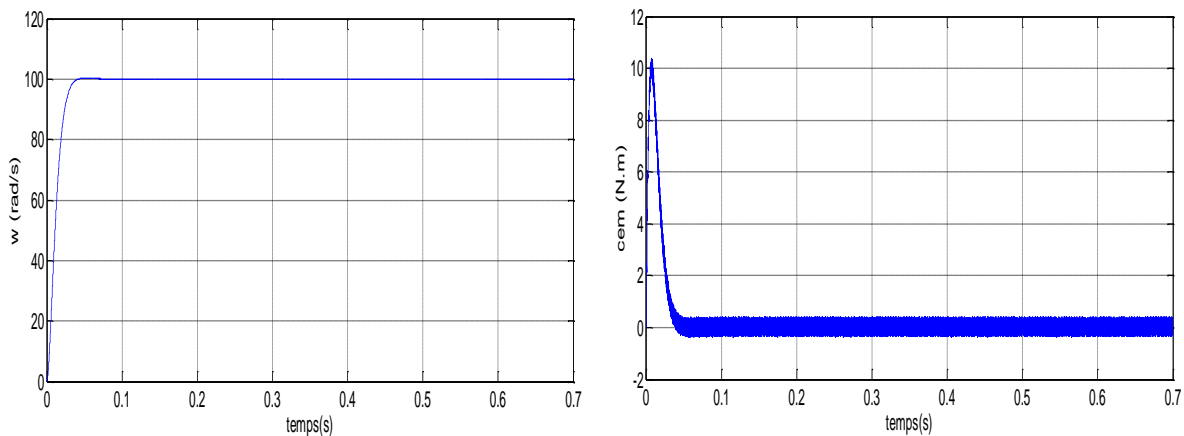


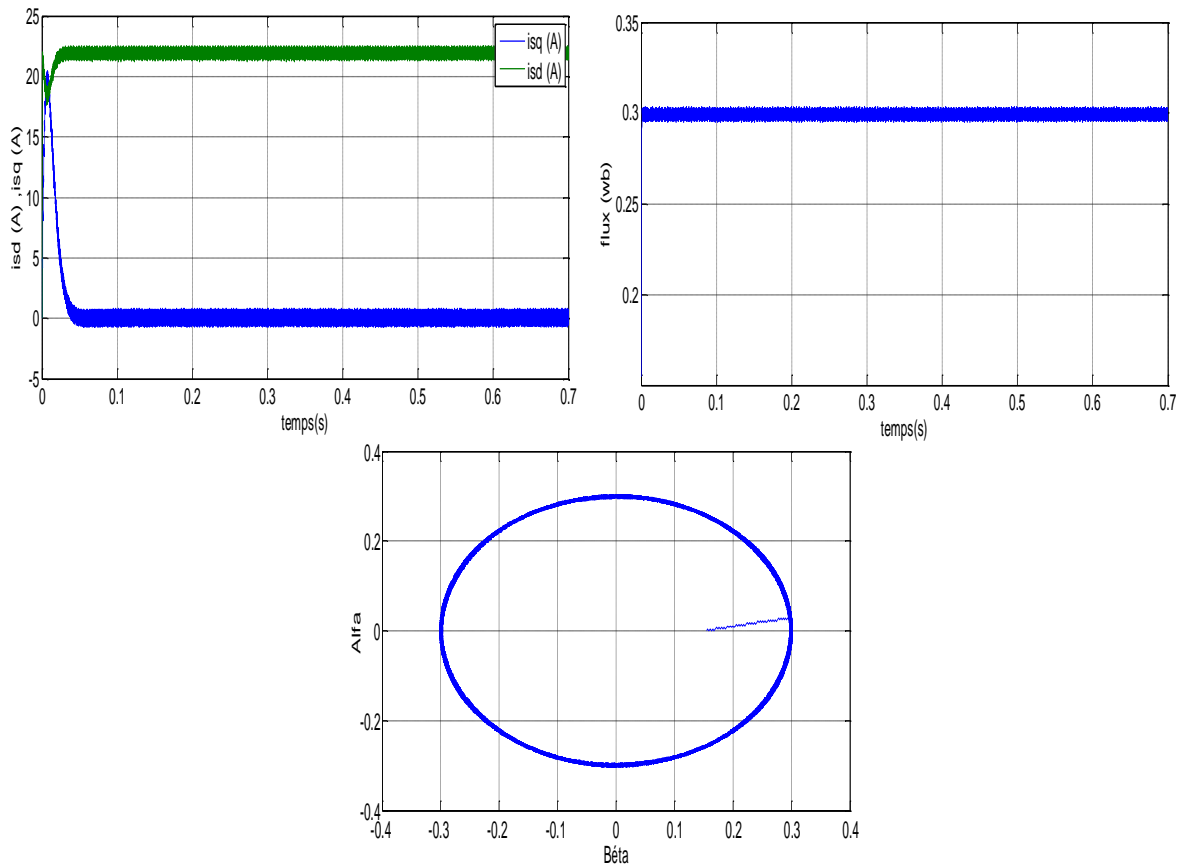
Figure (II.6) : Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP

II.11 Simulation et interprétation des de la commande direct de couple DTC

• Test à vide

Ces figures ci-dessous présentes les résultats de simulation pour un flux de référence à 0.3 Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à ± 0.01 N.m et celle du comparateur de flux à ± 0.01 Wb.



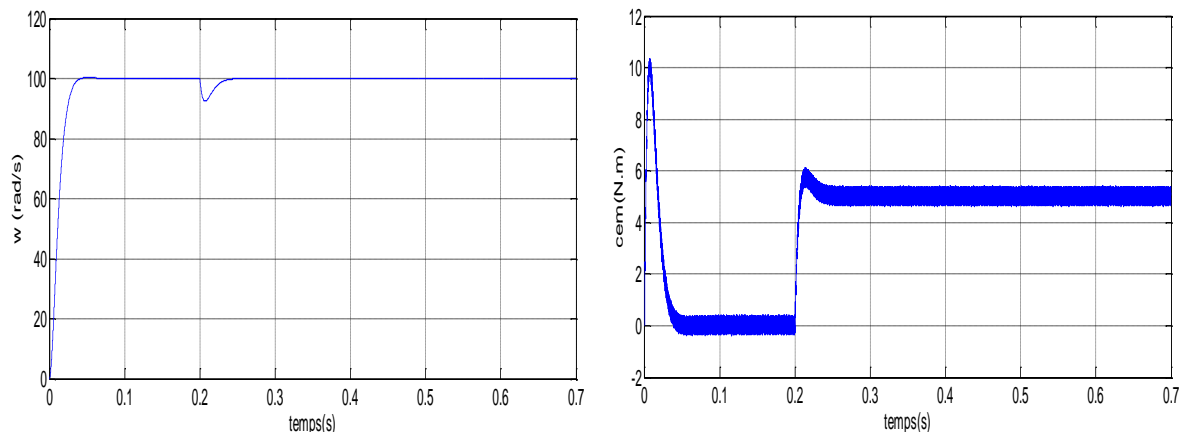


Figure(II 7) : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC à vide

La figure (II.7) représente les résultats de simulation du contrôle direct de couple d’une MSAP lors d’un démarrage à vide avec une vitesse de référence 100 rad/s. Après le démarrage de la machine on remarque qu’une augmentation du couple jusqu’à 10.36N.m puis diminue et stabilisé au voisinage de zéro avec une osculation, après 0.003s. Au démarrage le courant statorique est maintenu constant. Le parcoure flux trace un cercle, ainsi que la vitesse croit linéairement avec le temps jusqu’à point de stabilité puis il reste stable à la valeur désirée.

• **Test en charge**

Les figures ci-dessous présentes les résultats de simulation pour un couple de référence de 5 N.m.



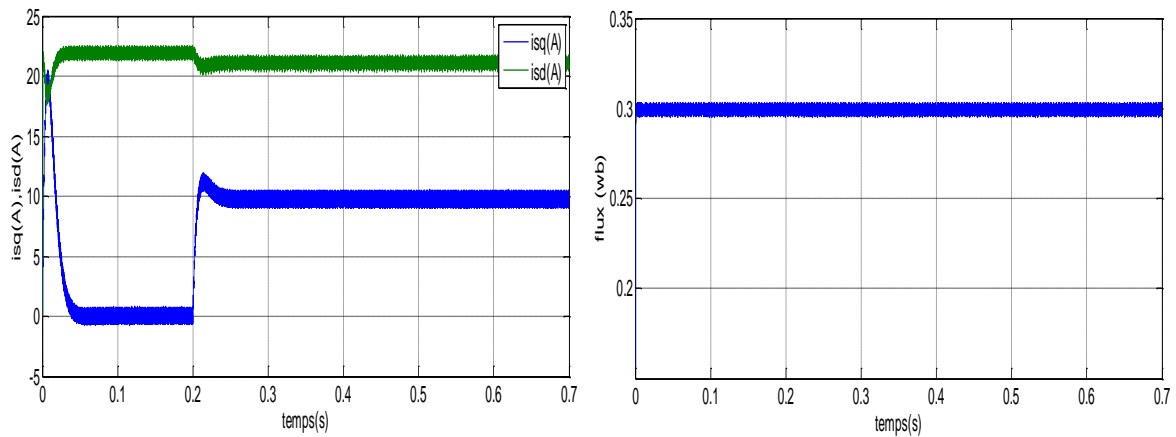


Figure (II.8) : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC en charge $C_r= 5Nm$

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 10.36 N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 0.15s puis stabilise pour une valeur finale 5 N.m avec une oscillation importante.

• **Test de variation de la vitesse**

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\omega_{ref} = 100(\text{rad/s})$ à $\omega_{ref} = -50(\text{rad/s})$ à l'instant $t=0.3s$ et $50(\text{rad/s})$ à $t = 0.5s$ sont représentés dans la figure suivante :

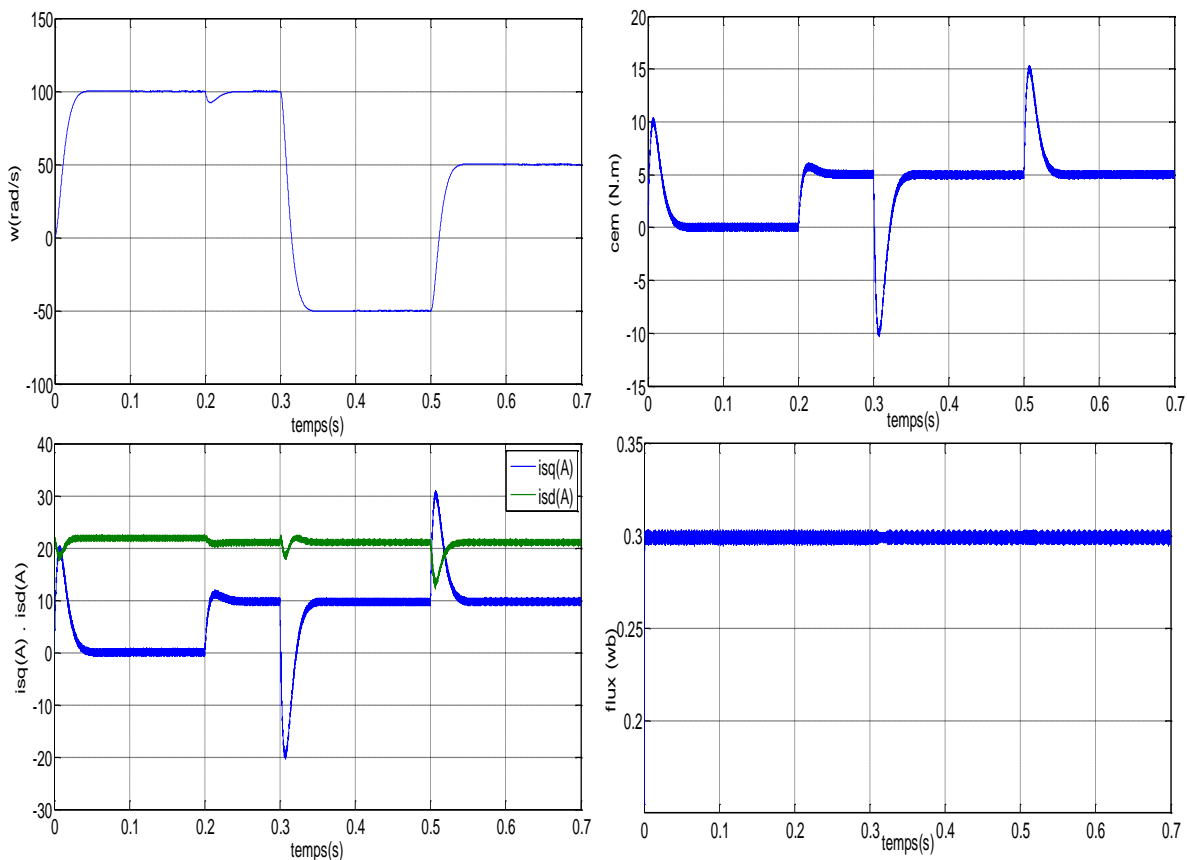


Figure (II.9) : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC avec variation de la vitesse.

On remarque que le système répond positivement à ce test dans tous les intervalles de fonctionnement, la vitesse suit rapidement sa consigne de référence avec un temps de réponse pratiquement le même. Le couple et le composante quadrature de courant (i_q) subissent des pics de transition lors de démarrage et de l'inversion du sens de la vitesse. Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations du sens de rotation de la vitesse.

- **Teste de variation de la charge**

Les figures ci-dessous présentes les résultats de simulation pour un couple du charge variable.

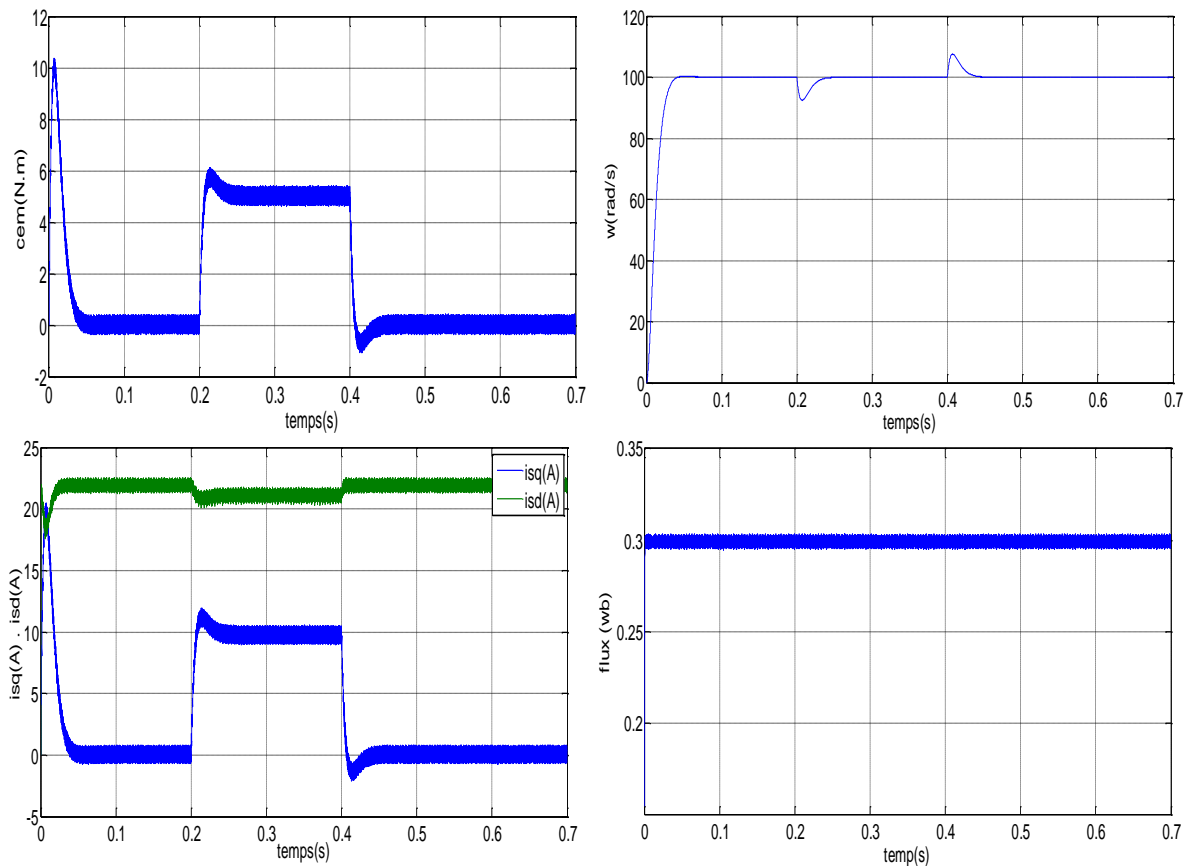


Figure (II.10) : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC avec variation du charge

La figure (II.10) représente l'évolution du comportement du MSAP dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s , nous avons introduit un couple de charge variable (5 Nm à $t = 0.2 \text{ s}$ et 0 Nm à $t = 0.4 \text{ s}$). Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques. La vitesse atteint très rapidement sa référence, l'allure du couple électromagnétique augmente et suit sa référence, même remarque pour les courants.

II.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique.

On a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension, et on a simulé le comportement du MSAP en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On conclut que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Ainsi elle apporte une solution prometteuse au problème de la robustesse.

***Chapitre III : Commande DTC
par Logique Floue de la Machine
Synchrone à Aimant Permanent***

III.1 Introduction

La logique floue est l'une des techniques de l'intelligence artificielle, elle est de nos jours un sujet attirant car elle traite une question d'actualité qui est le traitement de l'incertain dans la connaissance. Elle offre un modèle mathématique très adéquat pour la résolution des problèmes où l'on fait appel à des expressions du langage naturel.

Dans ce contexte, le but de ce chapitre est d'élaborer un régulateur flou qui constitue une alternative intéressante pour l'amélioration des performances et la robustesse des machines électriques. On présentera dans la première partie, un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Dans la deuxième partie, l'approche proposée et l'application de cette technique de commande pour le réglage de la vitesse de la MSAP où on remplace le régulateur classique (PI) de la vitesse dans la DTC par un régulateur flou. Les performances de ce réglage seront illustrées par des différents résultats de simulation.

III.2 Historique

Les origines de la logique floue se trouvent dans le principe de l'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20, les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$. Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs. Depuis les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance (Member ship function).

Il a fallu attendre 1965, pour que le concept des sous-ensembles flous soit proposé par Lotfi Zadeh, automaticien de réputation internationale, qui a contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Il publia un article intitulé (Fuzzy sets) ou (Ensembles flous).

En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels.

Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue.

Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et utilisée dans de nombreuses applications industrielles et gestionnaires. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement. Depuis, la logique floue connaît au Japon un véritable essor dû au fait que les sociétés japonaises ont vite compris ses avantages, à la fois techniques et commerciaux:

- ✓ Facilité d'implantation ;
- ✓ Solutions de problèmes multi variables complexes ;
- ✓ Robustesse vis-à-vis des incertitudes ;
- ✓ Possibilité d'intégration du savoir-faire de l'expert. [18]

III.3 Domaines d'application

Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants:

- ✓ Automatisation de la production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication ;
- ✓ Commande des instruments (capteurs, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères ;
- ✓ Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement, horaires de train) ;
- ✓ Commande des unités arithmétiques, des micro-ordinateurs, et réalisation des opérateurs ;
- ✓ Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information, modélisation des systèmes, ...etc. [12]

III.4 Principe de la logique floue

Le principe du réglage par la 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 ou booléenne) 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 référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe, différentes réalisations ont vu le jour et, actuellement, on trouve deux types d'approche pour le réglage par logique floue. Dans l'une de ces approches, les règles sont appliquées aux variables à l'aide d'une procédure numérique par le biais d'un microprocesseur ou d'un ordinateur. Dans l'autre approche, les règles sont appliquées aux variables de façon analogique. Ces deux approches

permettent de développer des organes de contrôle par logique floue que l'on désigne par processeur digital flou ou par processeur analogique flou. [5]

III.5 Eléments de base de la logique floue

III.5.1 Univers de discours

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(t)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A . Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(t)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. [5]

III.5.2 Fonctions d'appartenances

Un ensemble flou est défini par ces fonctions d'appartenance, les formes les plus couramment utilisées sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes. [22][23]

✓ **Fonction d'Appartenance Trapézoïdale, $A = (a, b, c, d)$**

Elle est définie par quatre paramètres a, b, c, d qui déterminent les coordonnées des apex du trapèze.

✓ **Fonction d'Appartenance Triangulaire, $A = (a, b = c, d)$**

Elle est définie par trois paramètres $a, b=c, d$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

✓ **Fonction d'Appartenance Exponentielle par Morceaux**

Où c_g et c_d sont les limites gauche et droite, respectivement ; et w_g, w_d sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour $c_g = c_d$ et $w_g = w_d$, la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue.

✓ **Fonction d'Appartenance Gaussienne**

Elle définie par deux paramètres σ et m . Où m est le centre de la gaussienne et σ sa largeur.

✓ **Fonction d'Appartenance Singleton**

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

✓ **Fonction Sigmoïde** : Elle est définie par deux paramètres a et c.

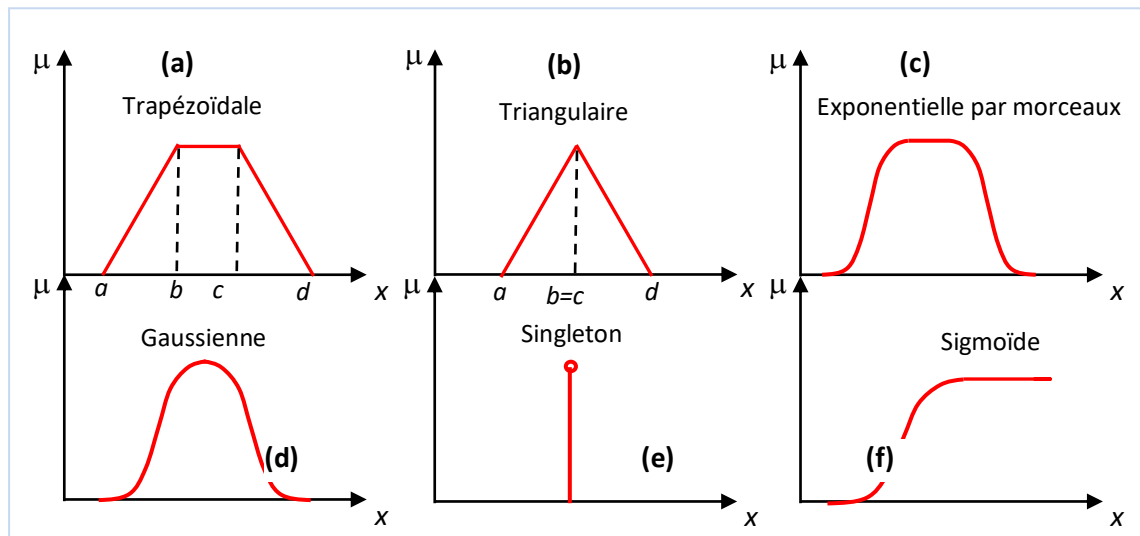


Figure (III.1) : Différentes Formes des Fonctions d'Appartenance

III.6 Propriétés des Ensembles Flous

Un sous ensemble flou est caractérisé par : [21][23]

✓ **Support** : Le support d'un ensemble flou A , noté $Supp(A)$ est l'ensemble des éléments qui sont dans A tel que :

$$Supp(A) = \{x \in U, \mu_A(x) > 0\} \tag{III.2}$$

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

✓ **Hauteur** : La hauteur d'un ensemble flou A , noté $h(A)$ est la valeur maximale atteinte sur le support de A (borne supérieure de la fonction d'appartenance), elle est défini de la manière suivante:

$$h(A) = \max_{x \in U} \mu_A(x) \tag{III.3}$$

✓ **Noyau** : Le noyau d'un ensemble flou A ($Noy(A)$) est l'ensemble de tous les éléments qui lui appartiennent, tel que :

$$Noy(A) = \{x \in U, \mu_A(x) = 1\} \tag{III.4}$$

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

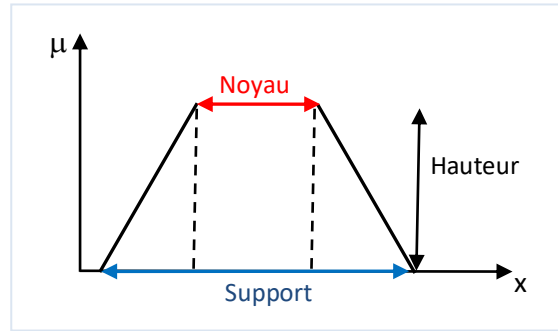


Figure (III.2) : Format d'un Ensemble Flou Normalisé

III.7 Opérateurs sur les Ensembles Flous

En logique floue, les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels (ET, OU, NON et ALORS), l'égalité, l'union, l'intersection et la complémentation sont définies en termes de leurs fonctions d'appartenance.[21]

- **Union (Opérateur OU)** : Une définition de l'union des deux ensemble flous A et B ($A \cup B$) mène à la fonction d'appartenance donnée par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.5})$$

- **Intersection (Opérateur ET)** : L'intersection des deux ensembles floue (A et B), dénotée ($A \cap B$), est donnée par :

$$\forall x \in U, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.6})$$

- **Egalité** : Deux ensembles flous A et B sont dits égaux si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de U tel que :

$$A = B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.7})$$

- **Inclusion** : Soient deux ensembles flous (A et B), on dit que A est inclus dans B ($A \subset B$) si pour n'importe quel élément x de U, x appartient toujours moins à A qu'à B. On a :

$$A \subset B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.8})$$

- **Complément (Opérateur NON)**: \bar{A} est le complément d'un sous-ensemble flou A si :

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

III.8 Structure Générale d'un régulateur flou Type 1

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée sur la Figure (III.1). [19]

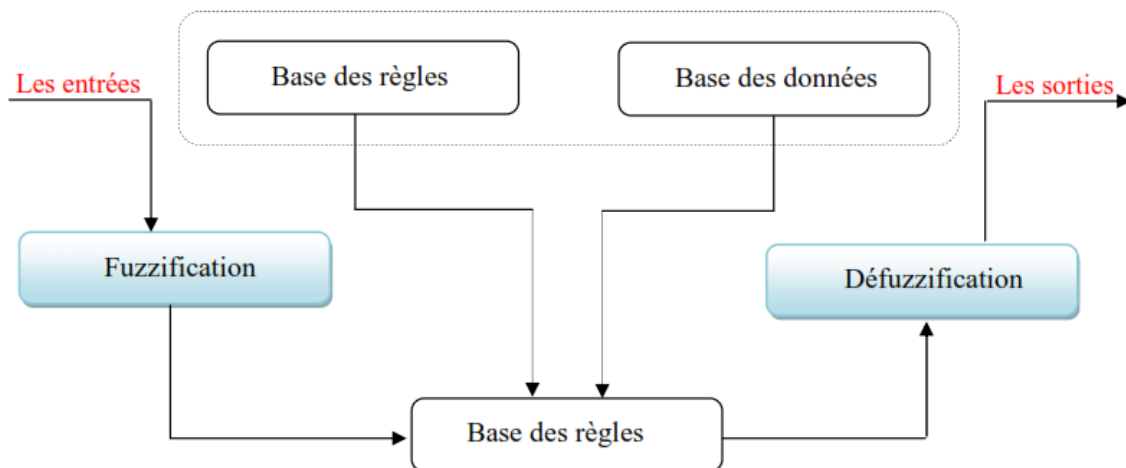


Figure (III.3) : Schéma général d'une commande floue.

Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes :

- Choix de la stratégie de fuzzification.
- Etablissement de la base de règles.
- Choix de la méthode d'inférence.
- Choix de la stratégie de défuzzification

III.8.1 Fuzzification

C'est l'étape de passage du domaine numérique au domaine symbolique. Cette étape est nécessaire dès que l'on veut manipuler à l'aide de la théorie des ensembles flous des grandeurs physiques mesurables précises ou non. Elle permet entre autre de déterminer la fonction d'appartenance d'une variable à un ensemble flou. L'interface de fuzzification est un bloc qui consiste à :

- ✓ Mesurer les valeurs numériques des variables d'entrées ;
- ✓ Les projeter dans l'univers de discours en utilisant un facteur d'échelle ;

- ✓ Transformer ces valeurs numériques en valeurs linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenances qui ont pour but de subdiviser l'espace d'entrée de l'univers de discours en sous ensembles flous. [19]

Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire, la forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartit autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée.

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques, équidistantes ou non équidistantes.

III.8.2 Base de connaissances

Elle contient les informations du domaine d'application. Elle est définie par les deux bases suivantes:

a) Base des données

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de système flou. ces informations sont les ensembles flous (fonction d'appartenance) donnant la signification des valeurs linguistiques, les domaines physiques normalisés et les facteurs de réduction correspondants. [21]

b) Base des règles

On appelle règles d'inférence (ou base des règles) l'ensemble des différentes règles reliant les variables floues d'entrée d'un système aux variables floues de sortie de ce système à l'aide de différents opérateurs. Ces règles se présentent sous la forme: Si condition 1 et/ou condition 2 (et/ou...) alors action sur les sorties. La partie "**Si**" est appelée antécédent de la règle, la partie "**Alors**" est appelée conséquence de la règle.

III.8.3 Inférences floues

La stratégie de la règle 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. Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

a) Linguistiquement

On écrit les règles de façon explicitée comme dans l'exemple suivant, 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.

b) Symboliquement

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

c) Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées (température : T et vitesse : V). l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles. Exemple :

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

- SI (T est F ET V est F) ALORS U=Z OU
- SI (T est M ET V est F) ALORS U=P OU
- SI (T est E ET V est F) ALORS U=GP OU
- SI (T est F ET V est E) ALORS U=Z OU
- SI (T est M ET V est E) ALORS U=Z OU
- SI (T est E ET V est E) ALORS U=P

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées des cases sombres :

- SI (T est M ET V est F) ALORS U=P OU
- SI (T est E ET V est F) ALORS U=GP

Avec:

E	M	F	Z	P	GP
Elevée	Moyenne	Faible	Zéro	Positive	Grand positif

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

III.8.3.1 Méthode d'inférence max-min

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type «Mamdani». Dans ce mode de raisonnement, la $i^{ème}$ règle aboutit à la décision de système :

$$\mu_{R_i}(Z) = \min(\alpha_i, \mu_{C_i}(Z)) \quad (III.10)$$

Avec $\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(X_0), \mu_{B_i}(y_0))$ qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences. Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu'_{C_i}(Z) = \max[\mu_{R_1}(Z), \mu_{R_2}(Z)] \quad (III.11)$$

Cette méthode réalise l'opérateur « ET » par la fonction « Min », la conclusion « Alors » de chaque règle par la fonction « Min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « OU ») par la fonction Max.

III.10.3.2 Méthode d'inférence max-produit

C'est la méthode appliquée au système flou dite de type « Larsen », cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas $i^{ème}$ la règle donne la décision :

$$\mu_{R_i}(Z) = \alpha_i \cdot \mu_{C_i}(Z) \quad (III.12)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu'_{C_i}(Z) = \max[\mu_{R_1}(Z), \mu_{R_2}(Z)] \quad (III.13)$$

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion « ALORS ». Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure Suivante.

III.9.3.3 Méthode d'inférence som-produit

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type « Zadeh ». Elle est définie comme suit :

$$\mu_{R_i}(Z) = \alpha_i \cdot \mu_{C_i}(Z) \quad (III.14)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu'_{C_i}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{R_i}(Z) \quad (III.15)$$

Avec : m nombre de règle.

III.8.4 Défuzzification

La défuzzification est l'opération qui permet de passer d'une représentation sous forme de variable linguistique à une variable numérique applicable physiquement : c'est la phase inverse de la fuzzification. Il existe plusieurs méthodes possibles dont la méthode du Max et la méthode de centre de gravité. Lorsque la conclusion de la règle est précise, spécifique et certaine, c'est-à-dire lorsque toutes les règles floues en présence ont une conclusion non floue alors la défuzzification est implicite. On utilise surtout les deux méthodes suivantes :

- ✓ Défuzzification par calcul du centre de gravité ;
- ✓ Défuzzification par calcul du maximum.

III.8.4.1 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 $U_{RES}(X_R)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse X_{GR} qui est déterminée à l'aide de la relation suivante:

$$X_{GR} = \frac{\int X_R \cdot U_{RES}(X_R) dX_R}{\int U_{RES}(X_R) dX_R} \quad (III.16)$$

III.8.4.2 Méthode par valeur maximum

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. [19]

III.9 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale.

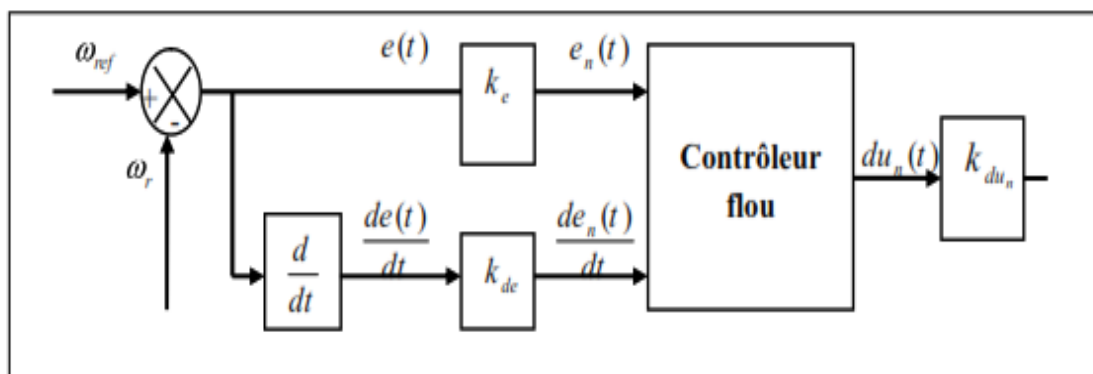


Figure (III.4) : Schéma de base du contrôleur flou de vitesse.

Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur. [5]

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 $e(t)$ et $e_n(t)$ et l'inférence des règles floues. En général, $e(t)$ représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne :

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t) \tag{III.17}$$

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne :

$$\frac{de(t)}{dt} = e^\bullet(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{T_e} \tag{III.18}$$

III.9.1 Table des règles

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède 7 ensembles flous. [5]

Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

Tableaux (III.2) : Matrice d'inférence des règles floues K_p .

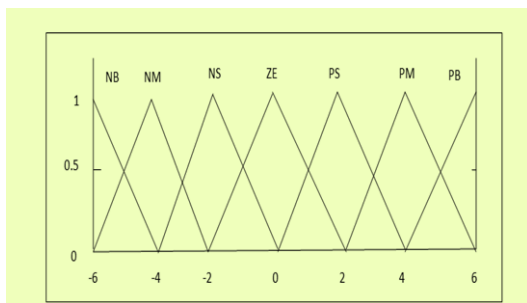
X_r		X_{K_p}						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
X	NB	PB	PB	PM	PM	PS	PS	ZE
	NM	PB	PB	PM	PM	PS	ZE	ZE
	NS	PM	PM	PM	PS	ZE	NS	NM
	ZE	PM	PS	PS	ZE	NS	NM	NM
	PS	PS	PS	ZE	NS	NS	NM	NM
	PM	ZE	ZE	NS	NM	NM	NM	NB
	PB	NS	NS	NS	NM	NM	NB	NB

Tableaux (III.3) : Matrice d'inférence des règles floues K_I .

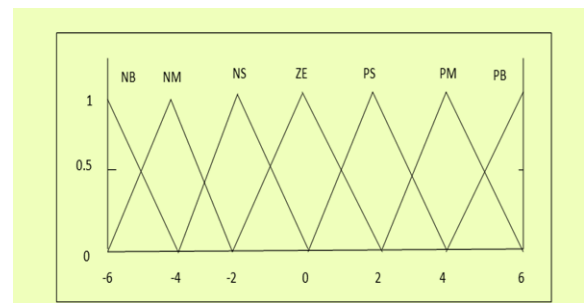
X_r		X_{K_I}						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
X	NB	NB	NB	NB	NM	NM	ZE	ZE
	NM	NB	NB	NM	NM	NS	ZE	ZE
	NS	NM	NM	NS	NS	ZE	PS	PS
	ZE	NM	NS	NS	ZE	PS	PS	PM
	PS	NS	NS	ZE	PS	PS	PM	PM
	PM	ZE	ZE	PS	PM	PM	PB	PB
	PB	ZE	ZE	PS	PM	PB	PB	PB

III.9.2 Régulateur Fuzzification :

C'est Les ensembles flous des variables d'entrée et de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentées comme suit :

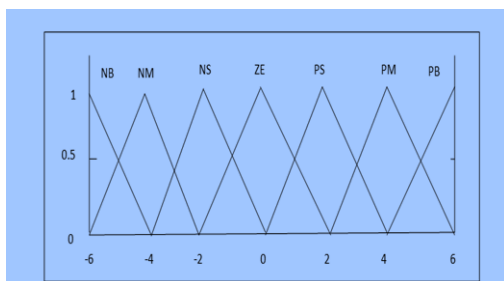


Erreur

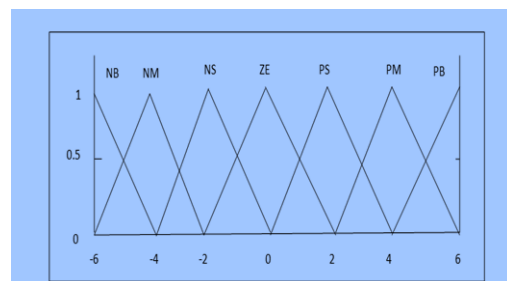


drive

Entrée



K_I



K_p

Sortie

Figure (III.5) : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.

III.9.3 Inférence

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur « ALORS » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur OU) par la fonction Max.

III.9.4 Défuzzification

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

On utilise cette méthode pour les deux régulateurs du flux et du couple. [21]

III.10 Schéma bloc de la DTC de la MSAP à base de la logique floue

Pour obtenir les meilleures performances de la DTC, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer le contrôleur PI classique. Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTC floue) d'une machine synchrone à aimant permanent est présenté par la figure (III.6). [5]

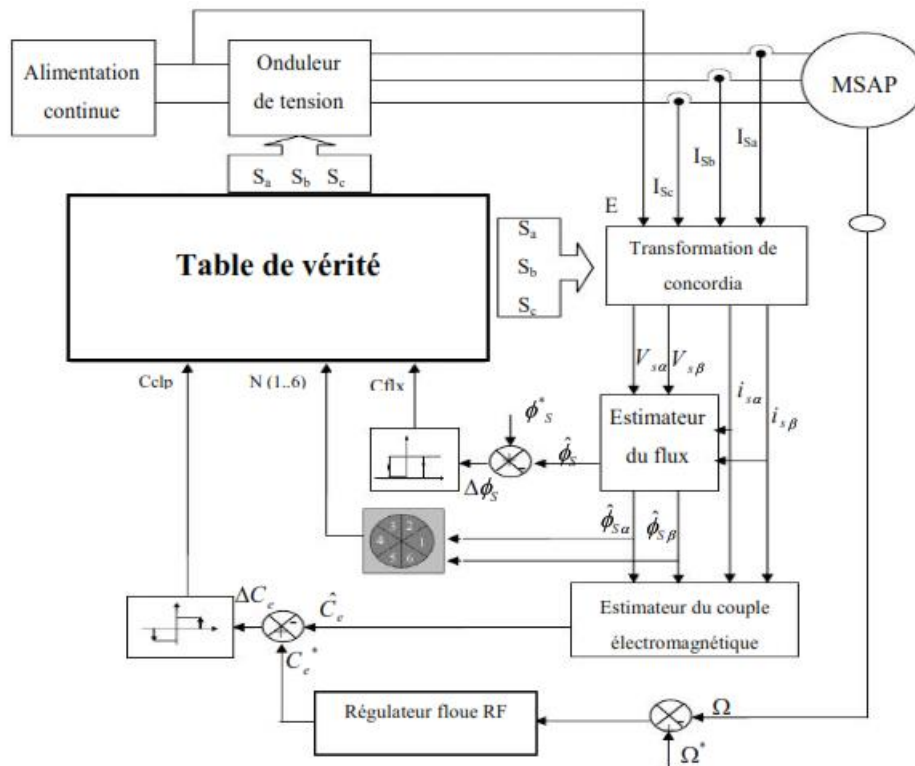


Figure (III.6) : Schéma bloc de la commande DTC par logique floue

III.11 Simulations et interprétations des résultats

Dont le but de tester les performances et la robustesse du système de commande DTC avec les deux types de régulateurs de vitesse PI, flou de la MSAP, il est nécessaire de comparer les caractéristiques statiques et dynamiques des deux contrôleurs de vitesse dans les mêmes conditions de fonctionnement. Nous avons introduit plusieurs testes de fonctionnement (variation de couple de charge, variation de la vitesse).

✓ **Test de l'inversion de la vitesse**

Le but de ce test est de valider la robustesse des contrôleurs DTC et DTC-FL.

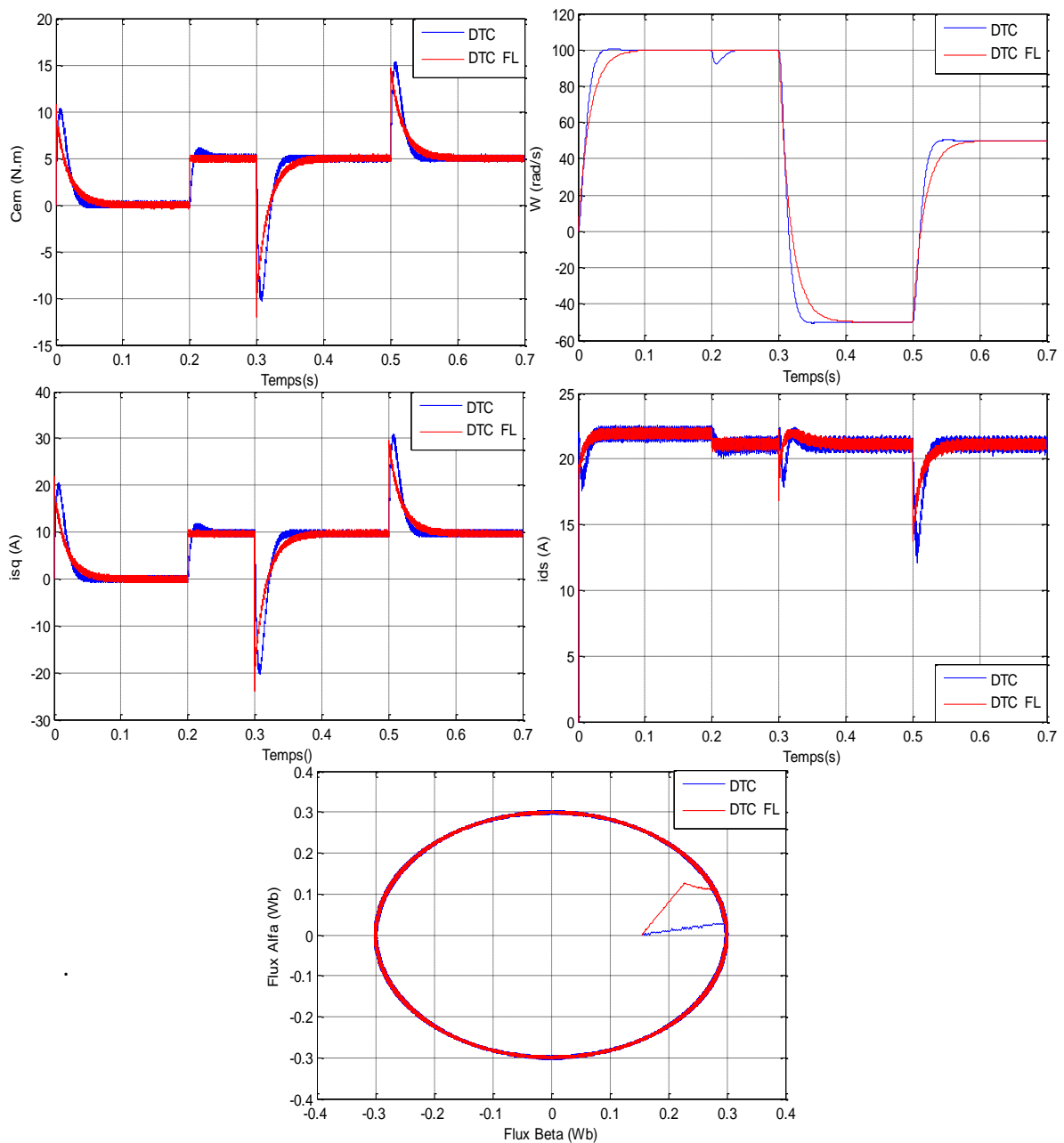


Figure (III.7) : Comparaison entre les Régulateurs de Vitesse DTC-PI, DTC-FL avec Inversion de la Vitesse.

La figure (III.7) présente les résultats de simulation. On peut remarquer que l'utilisation du contrôleur FL permet à la vitesse de suivre judicieusement sa valeur de référence de $+100\text{rad/s}$ à -50 rad/s à l'instant $t = 0,3\text{s}$ et à 50 rad/s à $t = 0,5\text{s}$. En fait, ce comportement représente une amélioration de la réponse dynamique avec un DTC-FL, contrairement ou régulateurs PI-DTC.

✓ Test de la variation de couple de charge

La figure (III.8) montre les résultats du simulation (vitesse, couple et courants) lors d'une variation de la consigne de couple de charge de 5 Nm à l'instant $t = 0,2\text{s}$ à 0 Nm à l'instant $t=0,4$.

On remarque que le couple suit parfaitement la valeur de consigne, la vitesse atteint sa référence après une petite déformation pour le cas du DTC et avec une influence négligeable pour le DTC-FL, l'utilisation de la commande DTC-FL présente des performances dynamiques élevées par rapport aux DTC-PI.

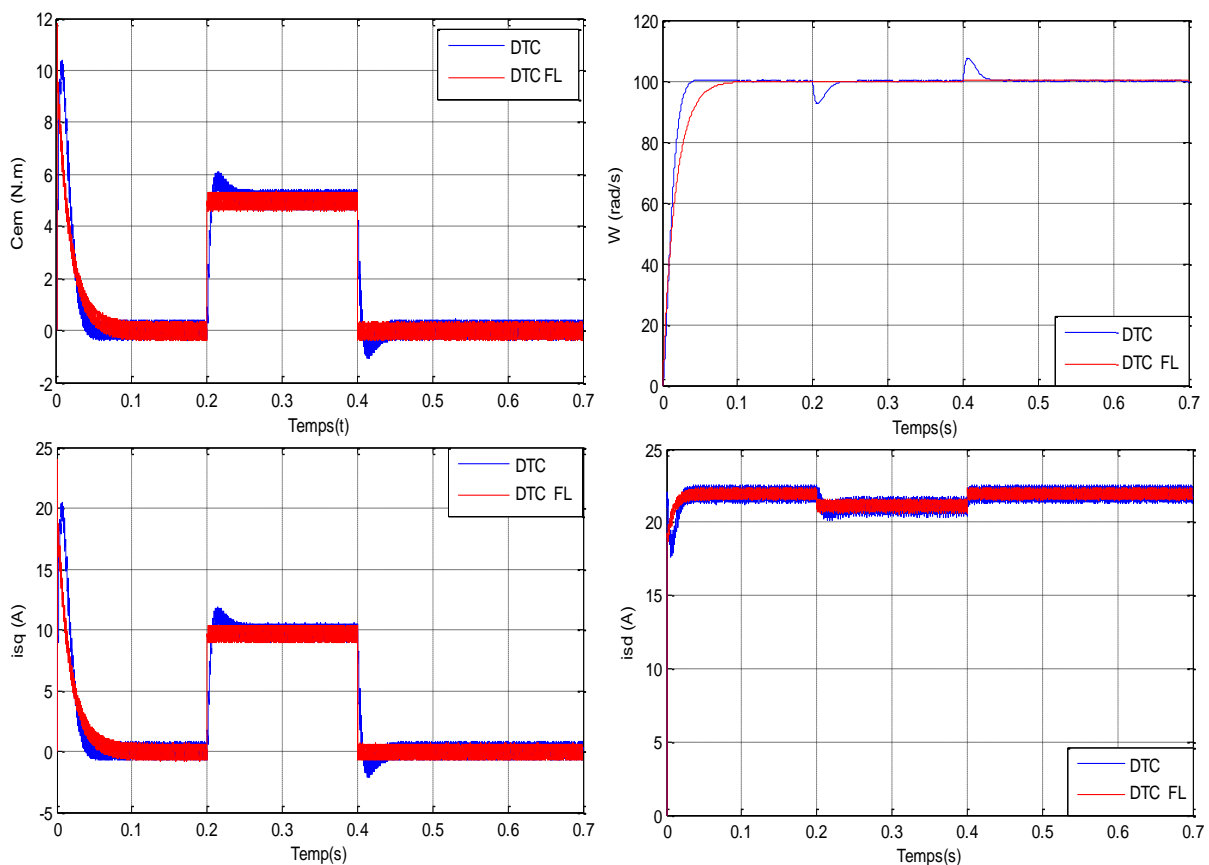


Figure (III.8) : Comparaison Entre les Régulateurs de Vitesse DTC et DTC-FL avec Variation de Couple de Charge.

4.13 Conclusion

Ce chapitre a été divisé en deux parties. Dans la première partie les notions de base de la logique floue ont été présentées, dans la deuxième partie, nous avons proposé une approche de commande robuste basée sur la logique floue. Une simulation à base d'un régulateur flou effectuée pour faire le réglage de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents. Les différents résultats de la simulation obtenue montrent l'amélioration des performances dynamiques, statiques et la robustesse de ce régulateur

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'idée fondamentale de l'ensemble de notre travail était d'analyser et voir les limites de performance de la commande DTC classique et la DTC flou de la machine synchrone à aimant permanent et faire la comparaison entre les deux techniques.

Le premier chapitre est basé sur la modélisation et la simulation de MSAP avec et son onduleur de tension à MLI, on se basant sur le modèle de PARK pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes, en tenant compte des hypothèse simplificatrices, les équations électromagnétiques et mécaniques régissant le comportement dynamique de la machine. On ne peut parler de la commande de machine sans citer le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé la modélisation de l'onduleur à MLI associé à la MSAP.

Dans le deuxième chapitre, On a présenté les notions de base de la commande DTC classique. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques, les résultats de simulation montre bien la performance de la commande DTC classique.

Pour développer et améliorer cette technique de commande on s'intéresse à étudier et à utiliser d'autres technique intelligente tel que la logique floue qu'on peut associer à cette commande. Nous avons présenté les fondements théoriques de la logique Floue dans le dernier chapitre, en vue d'utiliser cette technique intelligente dans le contrôle de la machine remplace le régulateur PI de vitesse par un régulateur flou.

Les résultats obtenus de cette application en simulation mettre en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité)

Pour la commande DTC plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir :

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux avec la commande SVM ;
- Utilisation des convertisseurs matriciels ;
- Association d'autres régulateurs de vitesse à la DTC telles que réseaux de neurones et neuro-flou ;
- L'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue).

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] N. Khalil« Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone», thèse de doctorat,université Mentouri Constantine, 14/12/2010.
- [2] L.Salah«La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP)»,thèse de magister,université Badji Mokhtar Annaba,2006.
- [3] S. Ghanem et H. Sayeh« commande backstepping DTC du MSAP en utilisant un régulateur de vitesse mode glissant basée sur une nouvelle loi de convergence exponentielle avec l'observation du couple de charge »,thèse de master, Université De Tahar Moulay de Saida. 2017/2018.
- [4] Z. Boubaker« Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire »,thèse de Magister ,l'Université de Batna. 30 /06 /2008.
- [5] N. Houiche«Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent »,thèse de Master Université De M'sila. 2015/2016.
- [6] Chapitre 01 « Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents», La machine (moteur) synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte, au stator, un enroulement triphasé représenté par les trois axes (,,) déphasés, l'un par ...de D OUNNAS - 2011
- [7] A.B. Berrabah et O. HAMZA«Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent », thèse de Master Université De M'sila, 2017/2018.
- [8] A. Hamichi et F. Benkerrou«Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent »,thése master Université Abderrahmane Mira de Bejaia ,2014-2015
- [9] B.Boukais «Contribution A La Modelisation Des Systemes Couples Machines Convertisseurs : Application Aux Machines A Aimantspermanents (Bdcm-Pmsm)», Thèse De Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 21 / 02 / 2012.
- [10] H. Aidet W.Aina«Synthèse de lois de commande non-linéairespour un entraînement électrique à vitessevariable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents», thèse de Master, Université Abou BekrBelkaïd Tlemcen. 2012/2013.
- [11] Y. Guerfi «Commande vectorielle de la machine synchroneà aimants permanents MSAP », thèse de Master, université EchahidHamma Lakhdar d'El-Oued. 2017/2018.

- [12] A. Aameur «Commande Sans Capteur De Vitesse Par Dtc D'unemachine Synchronne À Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet À Modes Glissants », thèse de magister ,Université de Batna,2003.
- [13] S. Lachtar«Commande à Structure Variable d'un MoteurSynchronne à Aimant Permanent (MSAP)», thèse de magister ,Badji Mokhtar-Annaba University, 2006.
- [14] H. Mesloub«Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchronne à Aimants Permanents »,thèse de doctorat ,Université Mohamed KhiderBiskra,17/05/2016.
- [15] I. Khelif« La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchronne A AimantsPermanents (MSAP) »,thèseMaste, UniversiteKasdiMerbah Ouargla, 25/06/2018.
- [16] A. Mouldia«Stratégies de Commande DTC-SVM et DPCappliquées à une MADA utilisée pour laproduction d'énergie éolienne », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique Département d'Automatique Laboratoire de Commande des Processus,19/06/2014.
- [17] R. Toufouti«Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone »,Thèse de Doctorat,Université Constantine,02 /06 /2008.
- [18] M.T. Latreche«Commande Floue de la Machine Synchronne à Aimant Permanant (MSAP) utilisée dans un système éolien»,Thèse de magister ,Université Ferhat Abbas Sétif,24/06/2012.
- [19] O.F. Benaouda , «Application Des Techniques De L'intelligence Artificeille (Lf-Rn) Pour Le Controle Direct Du Couple D'une Mas Alimentee Par Des Onduleurs Multiniveaux»,Thèse deUniversité d'Oran,05 /03 / 2013 .
- [20] N. Khalil« Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue», thèse de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [21] Y. Beddiaf «Validation Experimentale d'Estimateurs et d'Observateurs Robustes de Flux et de Vitesse pour une Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Batna 2. 2017
- [22] T. Bessaad «Commande par Logique Floue d'un Système Multi-Machines Connectées en Série». Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, Oran. 2018
- [23] E. Benyoussef «Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchronne à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par des Onduleurs Multiniveaux». Thèse de Doctorat, UniversiteDjillaliLiabes, Sidi, -Bel-Abbes. 2015
- [24] K. Chafaa « Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues», Thèse de doctorat, Université de Batna. 2006
- [25] D. Bachir et R.Ali « Diagnostic des Défauts d'une machine synchronne à aimantspermanents par la Technique des Ondelettes», Thèse de Master ,Université Mohamed Seddik Ben Yahia – Jijel.2019

Annexe

Annexe

- Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants :

Puissance nominale P_n	3 KW
Résistance de phase R_s	1.4 Ω
Inductance cyclique sur l'axe directe L_d	0.0066 H
Inductance cyclique sur l'axe transverse L_q	0.0058 H
Nombre de paire de pôles P	3
Amplitude des flux des aimants permanents Φ_m	0.1546 Wb
Moment d'inertie J	0.00176 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux F_r	0.00038818 N.m / rad/s

Résumé

THEME :

Commande DTC par logique floue de la machine synchrone à aimants permanents

Résumé :

Ce mémoire, présente la modélisation, la simulation et la commande en vitesse de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) alimentée par un onduleur de tension. Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; commande DTC classique et DTC floue. Des résultats de simulation sont présents pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

Mots clés : MSAP, Onduleur de tension, DTC, DTC Flou.

THEME:

DTC control by fuzzy logic of the permanent magnets synchronous machine

Abstract:

This thesis presents the modeling, simulation and speed control of the permanent magnet synchronous machine (MSAP) supplied by a voltage inverter. Two commands are applied to adjust the speed of the machine; classic DTC and fuzzy DTC control. Simulation results are present to show the robustness of these control techniques.

Keywords: MSAP, Voltage inverter, DTC, Fuzzy DTC.