

---

---

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

**Université de Batna**

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Électrotechnique



**Mémoire**

Pour Obtenir le diplôme de

**Magister en Électrotechnique**

Option : *Machines Électriques*

Présenté et soutenu publiquement par :

**Mr AMEUR AISSA**

**Thème**

---

---

**COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UNE  
MACHINE SYNCHRONNE À AIMANTS PERMANENTS DOTÉE D'UN  
OBSERVATEUR D'ORDRE COMPLET À MODES GLISSANTS**

---

---

	Soutenu le, 25.10.2005	Devant le Jury	
<b>AZOUI</b>	<b>Boubaker</b>	MC Université de Batna	Président
<b>BOUKHTACHE</b>	<b>Sebti</b>	MC Université de Batna	Rapporteur
<b>MOKRANI</b>	<b>Lakhdar</b>	CC Université de Laghouat	Co-Rapporteur
<b>BENALLA</b>	<b>Hocine</b>	MC Université de Constantine	Examineur
<b>BENDAAS Med</b>	<b>Lokmane</b>	MC Université de Batna	Examineur
<b>ABDELHADI</b>	<b>Bachir</b>	CC Université de Batna	Examineur

**Promotion 2003**

---

## AVANT PROPOS

Ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire de matériaux du département de Génie électrique à l'Université de Laghouat en collaboration avec le laboratoire de recherche d'électrotechnique de l'Université de Batna.

Je remercie Monsieur **S. Boukhtache**, Maître de Conférence au département d'électrotechnique de l'Université de Batna, pour avoir accepté d'être le rapporteur de ce mémoire.

J'exprime mes vifs remerciements à monsieur **L. Mokrani**, Maître Assistant Chargé de Cours au département de Génie électrique de l'Université de Laghouat, pour son aide, ses conseils précieux, et ses encouragements incessants durant la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier très profondément :

Monsieur **B. Azoui**, Maître de Conférence de l'université de Batna, pour sa participation au jury de ce présent mémoire en tant que président.

Messieurs : **H. Benalla**, Maîtres de Conférence de l'université de Constantine, **M. L. Bendaâs**, Maître de Conférence de l'université de Batna, et **B. Abdelhadi**, Docteur Chargé de Cours de l'université de Batna pour avoir accepté de juger ce travail, en tant que membres de Jury.

Que toutes les personnes ayant contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail et à l'impression de ce mémoire, trouvent ici le témoignage de ma profonde reconnaissance, je les remercie vivement pour leur aide précieuse et pour avoir mis à ma disposition leur expérience.

---

**Résumé:**

*Dans ce mémoire sont présentés :*

- Une modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents (*MSAP*) et de son alimentation constituée d'un redresseur triphasé double alternance à diodes, d'un filtre de tension passe bas et d'un onduleur de tension triphasé.
- Une stratégie de commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique (abrégée *DTFC*) appliquée au *MSAP*.
- Une conception d'un estimateur à base de la logique floue pour compenser la variation de la résistance statorique du *MSAP*.
- Un Observateur à Modes Glissants (*OMG*) d'ordre réduit associé à la commande par DTC du *MSAP*.
  - Une stratégie de commande sans capteur de vitesse par DTC d'un *MSAP* dotée par un observateur à modes glissants d'ordre complet.

*Mots clés :*

*MSAP, Onduleur triphasé, MLI vectorielle, DTC, OMG, Commande sans capteur de vitesse, logique floue, Estimation de la résistance statorique.*

**Abstract:**

*In this memoir are presented:*

- A modeling of the Permanent Magnet Synchronous Machine (*PMSM*) and his supply which is made up of a three-phase double-way uncontrolled rectifier, a voltage low pass filter and a three phase voltage source inverter.
- A Direct stator Flux and Torque Control (*DTFC*) strategy applied to the *PMSM*.
- A fuzzy logic estimator used to compensate the stator resistance variation of a *PMSM* Controlled with DTC.
- A reduced Sliding Mode Observer (*SMO*) associated to the direct torque control of the *PMSM*, to compensate also the stator resistance variation.
- A Full state sliding mode observer for sensorless speed control of a *PMSM* with DTC.

Key Word:

*PMSM, Three Phase Inverter, PWM, DTC, Speed Sensorless control, SMO ,Fuzzy logic, Stator resistanc Estimation.*

:

:

•

•

•

•

•

:

---

## SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE .....	01
<b>CHAPITRE I MODÉLISATION DU MOTEUR SYNCHRONÉ À AIMANT PERMANENT ET DE SON ALIMENTATION</b>	
I.1. INTRODUCTION .....	04
I.2. PRÉSENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONÉ À AIMANTS PERMANENTS ..	04
I.3 AVANTAGES DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS.....	06
I.4 DOMAINE D'APPLICATION .....	06
I.5 DIFFÉRENTS TYPES D'ALIMENTATION.....	07
I.5.2 Alimentation par un commutateur de courant .....	07
I.5.3 Alimentation par un onduleur de tension .....	07
I.6 MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONÉ À AIMANTS PERMANENTS..	08
I. 6.1 Hypothèses simplificatrices .....	08
I.6.2 Mise en équation et modèle de <i>Park</i> .....	09
I.6.2.1 Mise en équation .....	09
I.6.2.2 Principe de la transformation de <i>Concordia</i> .....	11
I.6.2.3 Principe de la transformation de <i>Park</i> .....	12
I.6.2.4 Passage du repère <i>dq</i> au repère <i><math>\alpha\beta</math></i> .....	13
I.6.2.5 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère <i>dq</i> ..	13
I.6.2.6 Équation des flux du MSAP dans le repère de <i>Park</i> .....	14
I.6.2.7 Équation des tensions du MSAP dans le repère de <i>Park</i> .....	14
I.7 EXPRESSION DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE .....	15
I.8 MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION DU MSAP À VITESSE VARIABLE .....	15
I.8.1 Système D'alimentation .....	16
I.8.1.1 Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur .....	16
I.8.1.2 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes .....	16
I.8.1.3 Modélisation du filtre de tension redressée .....	16
I.8.2 Onduleur de tension triphasé.....	17
I.8.2.1 Onduleur de tension à <i>MLI</i> .....	18
I.8.2.1.1 Modulation de largeur d'impulsions sinus-triangle .....	18
I.8.2.1.2 <i>MLI</i> vectorielle .....	19
I.9 STRATÉGIES DE COMMANDE DU MSAP.....	21

<b>I.9.1 Commande par autopilotage</b> .....	21
<b>I.9.2 Commande vectorielle du MSAP</b> .....	21
<b>I.9.3 Commande directe de couple et de flux du MSAP</b> .....	22
<b>I.10 CONCLUSION</b> .....	23

## **CHAPITRE II COMMANDE DU MOTEUR SYNCHRONÉ À AIMANTS PERMANENTS PAR LA DTC**

<b>II.1 INTRODUCTION</b> .....	26
<b>II.2 PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE</b> .....	26
<b>II.3 FONCTIONNEMENT ET SÉQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ</b> .....	28
<b>II.4 STRATÉGIE DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET DE FLUX</b> .....	29
<b>II.4.1. Contrôle du vecteur de flux statorique</b> .....	29
<b>II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique</b> .....	30
<b>II.5 SÉLECTION DU VECTEUR DE TENSION</b> .....	31
<b>II.6 ESTIMATION DU FLUX ET DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE</b> .....	32
<b>II.6.1 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux</b> ..	34
<b>II.6.1 Correction de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux</b>	34
<b>II.7 ÉLABORATION DES TABLES DE COMMUTATION</b> .....	35
<b>II.7.1 Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles</b> .....	35
<b>II.7.2 Élaboration de la table de vérité sans séquences nulles</b> .....	36
<b>II.8. STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE AU MSAP</b> .....	37
<b>II.9 RÉSULTAT DES SIMULATIONS ET DISCUSSION</b> .....	38
<b>II.9.1 Commande par DTC sans boucle de vitesse</b> .....	38
<b>II.9.2 Commande par DTC du MSAP en présence de la boucle de vitesse</b> .....	41
<b>II.10 CONCLUSION</b> .....	43

## **CHAPITRE III COMPENSATION DE LA VARIATION DE RÉSISTANCE STATORIQUE D'UN MSAP COMMANDE PAR DTC PAR UN ESTIMATEUR FLOU**

<b>III.1 INTRODUCTION</b> .....	45
<b>III.2 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE</b> .....	45
<b>III.3 DOMAINES D'APPLICATION</b> .....	46

<b>III.4</b> STRUCTURE GÉNÉRALE D'UN SYSTÈME FLOU .....	47
<b>III.5</b> ÉLÉMENTS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	47
<b>III.5.1</b> Variables floues .....	47
<b>III.5.2</b> Opérateurs de la logique floue.....	49
<b>III.5.3</b> Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	50
<b>III.5.4</b> Intervalles d'inférence.....	51
<b>III.5.5</b> Établissement des règles d'inférence floue .....	51
<b>III .5.5.1</b> Linguistiquement .....	52
<b>III .5.5.2</b> Symboliquement .....	52
<b>III .5.5.3</b> Par matrice d'inférence.....	52
<b>III .5.6</b> Fonctions d'appartenance de la variable de sortie .....	52
<b>III .5.6</b> Défuzzification.....	53
<b>III.6</b> CONCEPTION D'UN ESTIMATEUR FLOU POUR LA COMPENSATION DE LA VARIATION DE RÉSISTANCE STATORIQUE D'UN MSAP .....	54
<b>III.7</b> EFFET DE LA VARIATION DE LA RÉSISTANCE STATORIQUE SUR LA DTC DU MSAP.....	58
<b>III.7. 1</b> Fonctionnement normal sans variation paramétrique.....	58
<b>III.7.2</b> Fonctionnement anormal avec variation paramétrique .....	59
<b>III.7.2.1</b> Cas d'une erreur de $r_s$ positive .....	59
<b>III.7.2.2</b> Cas d'une erreur de $r_s$ négative .....	62
<b>III.8</b> COMPENSATION DE LA VARIATION DE RESISTANCE STATORIQUE D'UN MSAP COMMANDE PAR LA DTC EN UTILISANT UN ESTIMATEUR FLOU .	64
<b>III.9</b> CONCLUSION .....	68

**CHAPITRE IV OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS ASSOCIÉ À LA  
COMMANDE PAR DTC D'UN MOTEUR SYNCHRONÉ À AIMANTS  
PERMANENTS**

<b>IV.1</b> INTRODUCTION .....	70
<b>IV.2</b> STRUCTURE ET PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR .....	70
<b>IV.3</b> OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS .....	72
<b>IV.4</b> SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS DE COURANTS STATORIQUES DU MSAP.....	74
<b>IV.5</b> RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION .....	76

---

<b>IV.6 CONCLUSION</b> .....	80
 <b>CHAPITRE V COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UN MSAP DOTÉE PAR UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS</b>	
<b>V.1 INTRODUCTION</b> .....	82
<b>V.2 MÉTHODES DE COMMANDE SANS CAPTEUR MÉCANIQUE</b> .....	82
<b>V.2. 1 Méthodes à base d'estimateur</b> .....	82
<b>V.2. 2 Système adaptatif utilisant un modèle de référence</b> .....	84
<b>V.2. 3 Méthodes à base d'observateur</b> .....	84
<b>V.3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DU MSAP DOTÉE D'UN OBSERVATEUR À MODE GLISSANT</b> .....	85
<b>V.4 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS D'ORDRE COMPLET</b>	86
<b>V.5 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION</b> .....	88
<b>V.5.1 Cas de réglage sans boucle de vitesse</b> .....	88
<b>V.5.1.2 Variation de la consigne de couple et de la résistance statorique</b> .....	88
<b>V.5.1.1 Démarrage en charge</b> .....	90
<b>V.5.2 Cas de réglage avec une boucle de vitesse</b> .....	91
<b>V.5.1.1 Démarrage à vide</b> .....	91
<b>V.5.1.2 Démarrage à vide suivi d'une introduction d'une charge, d'une variation de la résistance et d'un changement de sens de rotation</b> .....	93
<b>V.6 CONCLUSION</b> .....	95
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE</b> .....	97
<b>ANNEXES</b>	
<b>REFERENCES BIBLIOGRPHIQUES</b>	

**Nomenclature**

$(r)$	Grandeur rotor ou de repère rotorique ( $R$ )
$(s)$	Grandeur stator ou de repère statorique ( $S$ )
$d$	Axe $d$ du repère tournant ( $d, q$ )
$q$	Axe $q$ du repère tournant ( $d, q$ )
$\alpha$	Axe $\alpha$ du repère statorique ( $\alpha, \beta$ )
$\beta$	Axe $\beta$ du repère statorique ( $\alpha, \beta$ )
$n$	Grandeur nominale
$p$	Nombre de paires de pôles
$r_s$	Résistance statorique
$l_s$	Inductance de fuite
$l_d$	Inductance longitudinale
$l_q$	Inductance transversale
$q_e$	Flux d'un aimant
$U_c$	Tension d'entrée de l'onduleur
$v_{sd}$	Tension statorique instantanée dans l'axe $d$
$v_{sq}$	Tension statorique instantanée dans l'axe $q$
$i_{sd}$	Courant statorique instantané dans l'axe $d$
$i_{sq}$	Courant statorique instantané dans l'axe $q$
$v_{s\alpha}$	Tension statorique instantanée dans l'axe $\alpha$
$v_{s\beta}$	Tension statorique instantanée dans l'axe $\beta$
$i_{s\alpha}$	Courant statorique instantané dans l'axe $\alpha$
$i_{s\beta}$	Courant statorique instantané dans l'axe $\beta$
$\phi_{sd}$	Flux statorique instantané dans l'axe $d$
$\phi_{sq}$	Flux statorique instantané dans l'axe $q$
$\phi_{s\alpha}$	Flux statorique instantané dans l'axe $\alpha$
$\phi_{s\beta}$	Flux statorique instantané dans l'axe $\beta$
$\phi_e$	Flux d'un aimant par pôle
$J$	Moment d'inertie du moteur
$\Omega_r$	Vitesse angulaire mécanique du rotor
$f_r$	Coefficient de frottement visqueux



$C_e$	Couple électromagnétique délivré par le moteur
$C_r$	Couple résistant, ou de charge
$\hat{x}$	Estimation de $x$
$\theta_r$	Angle électrique entre l'axe $d$ du référentiel tournant $(d,q)$ et le référentiel fixe $(\alpha,\beta)$ lié au stator
$\theta_c$	Angle de calage (déphasage) entre le vecteur de tension et le courant statorique.
$\omega_r$	Vitesse de rotation électrique ( $p\Omega_r$ )
$x_{ref}$	Consigne de $x$
$e$	Erreur entre grandeur réel et de référence
$\Delta e$	Variation de l'erreur $e$
$\Delta r_s$	Variation de la résistance statorique du MSAP
$K_e$	constant de force contre magnétomotrice

---

## **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil de temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie (95%) de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice [1].

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [1]-[3].

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composants électroniques et micro-informatiques baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue [1],[4].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique [1],[3],[4]. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée [1],[4]. La commande directe du couple des machines asynchrones et synchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu [1],[6].

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la commande sans capteur de vitesse par la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique appelée simplement (DTFC) dotée d'un observateur à modes glissants (OMG) appliquée au moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette technique de commande connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques

nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques, ...etc. Il se présentera en cinq chapitres, selon l'ordre suivant:

Le premier chapitre sera consacré à l'étude du moteur synchrone à aimants permanents et les domaines d'application et la modélisation de la machine associée avec son alimentation constituée principalement par un onduleur de tension triphasé. Quelques techniques de commande seront exposées aussi dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre présentera la DTC appliquée au MSAP, alimenté par un onduleur triphasé de tension à MLI vectorielle, et cela en présence et en absence d'une boucle de réglage de la vitesse.

Au troisième chapitre, on montrera la sensibilité de cette commande DTC causée par à la variation de la résistance statorique du MSAP. On présentera un estimateur flou de cette résistance statorique, et on montrera son effet compensateur de cette déviation paramétrique. Des résultats de simulation sans compensation seront comparés à ceux obtenus en présence de l'estimateur flou afin de juger l'efficacité et la robustesse du correcteur proposé.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'implantation d'un observateur d'état d'ordre réduit à modes glissants afin d'améliorer la stabilité de la commande par DTC dans le cas où l'un de ses paramètres internes (telle que la résistance statorique) varie. Des résultats de simulation des cas déjà traités au troisième chapitre seront refaits pour pouvoir juger l'apport de cet observateur aux performances et à la robustesse de la commande.

Au dernier chapitre, on présentera quelques techniques de commande sans capteur de vitesse. D'autre part un observateur d'état d'ordre complet à modes glissants sera conçu, afin d'estimer l'état de la machine. Cela permettra, en plus de l'amélioration de la robustesse de la commande par DTC du MSAP vis-à-vis de la variation de résistance statorique, d'éliminer le capteur de vitesse. Entre autres, la stabilité globale du système complet sera discutée à travers des résultats de simulation, et des conclusions seront avancées quant à la précision et la robustesse de la commande de vitesse sans capteur.

Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

---

---

# **Chapitre I**

MODÉLISATION DU MOTEUR SYNCHRONES À AIMANTS  
PERMANENTS ET DE SON ALIMENTATION

## I.1 INTRODUCTION

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul [1],[2],[5].

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares [1],[3]. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [1],[3],[5],[6].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à *MLI*. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [1],[5],[7]-[9].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à *MLI*).

## I.2 PRÉSENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale  $F_a$  tournant à la vitesse angulaire  $\omega_s$ . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation  $F_\theta$ . Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [2]. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire.

Suivant la disposition des aimants, on distingue [5],[7] :

- La machine à inducteurs lisses, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique (voir figure I.1d)). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites  $\sigma$  est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction  $B_e$  dans l'entrefer est celle de l'aimant  $B_a$ . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois).

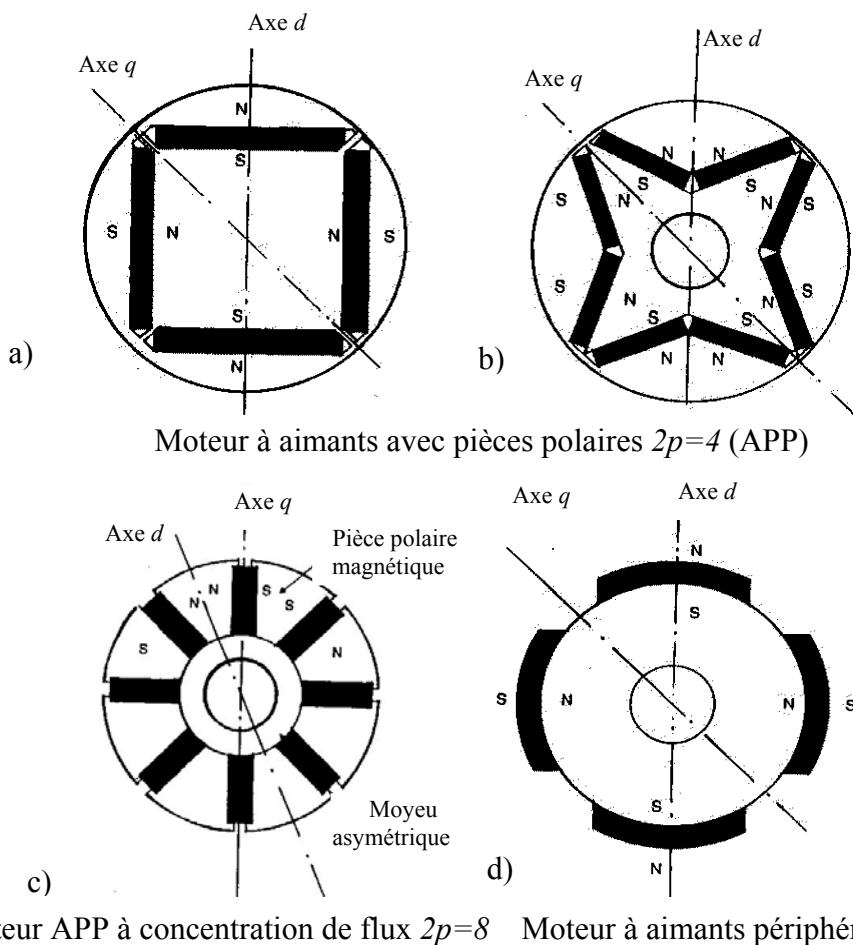


Fig. I.1 Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents

Les aimants sont immobilisés sur le moyeu soit par une frette de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanché à chaud.

- La machine à pôles saillants, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Un exemple de réalisation est montré dans la figure (I.1 a),b)) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite « à concentration de flux » est montrée sur la figure (I.1 c)) où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale.

### I.3 AVANTAGES DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [1],[3],[5],[8]-[10]. On cite principalement :

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

### I.4 DOMAINE D'APPLICATION

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [8].

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

## I.5 DIFFERENTS TYPES D'ALIMENTATION

La machine synchrone peut être alimentée en tension ou en courant. La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/ générateur dans les deux sens de rotation).

Les convertisseurs alternatif/continu de l'électronique de puissance, sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides [1],[2],[5],[12]-[15].

### I.5.1 Alimentation par un commutateur de courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.e.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique  $C_e(\theta_m)$  de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de  $C_e(\theta_m)$  lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

### I.5.2 Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à



courant alternatif asynchrones et synchrones [1]. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsions, *MLI*) ou (Pulse Width Modulation, *PWM*, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées [1]-[6], [9],[11],[12],[15],[16]. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés.

## **I.6 MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS**

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire. Dans notre cas, nous en déduisons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [12],[16].

### **I. 6.1 Hypothèses simplificatrices**

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [2],[10],[16].

Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements;
- Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements;
- L'effet d'encochage est négligé;
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques;

### **I.6.2 Mise en équation et modèle de *Park***

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de *Concordia* ou de *Park* permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements  $a$ ,  $b$ , et  $c$ . Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases  $a$ ,  $b$ , et  $c$  et représente la composante homopolaire. La transformation de *Park* permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé  $(a, b, c)$  à une représentation dans un repère dit de *Park* à axes orthogonaux  $(d, q, o)$ .

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *Park* ou la transformation de *Concordia* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de *Park*  $(d, q, o)$  est a priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park* [1],[2],[10], [11]. Tandis que la transformation de *Concordia* conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance.

#### **I.6.2.1 Mise en équation**

À un système triphasé quelconque  $(a, b, c)$ , on associe un système biphasé  $(d, q, o)$  donnant le même champ tournant dans un MSAP, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure suivante :

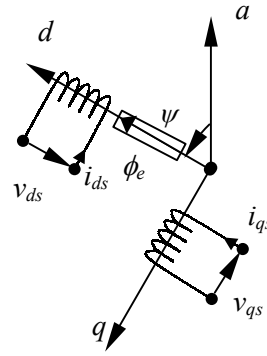


Fig. I.2 Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère  $(d,q)$  lié au rotor.

D'après le schéma de la figure (I.2) on donne les équations de la machine synchrone relatives au stator et au rotor [10],[12] :

- Équations des flux de la machine

$$\begin{aligned}\phi_e &= [M_{se}]^T [i_{abc}]_s + L_e I_e \\ [\phi_{abc}]_s &= [L_s][i_{abc}]_s + [M_{sf}] I_f\end{aligned}\quad (\text{I.1})$$

- Équations de tension :

$$[v_{abc}]_s = [r_s][i_{abc}]_s + \frac{d[\phi_{abc}]_s}{dt}\quad (\text{I.2})$$

Où :

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

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}, \quad [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}.$$

$$\text{Et : } [M_{se}] = M_{se} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où,  $\theta = p\theta_m$  est l'angle électrique et  $\theta_m$  est la position mécanique du rotor par rapport au stator,  $[L_s]$  est la matrice des inductances statoriques,  $[M_{se}(\theta)]$  correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor, et  $M_{se}$  est la valeur maximale de ces inductances mutuelles.

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor. Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur synchrone. La stratégie des commandes modernes telle que la commande vectorielle, et la DTC, est de découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes [1],[2],[10], [17]-[25]. La dernière relation importante complétant le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

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

Avec :

- $J$  c'est le moment d'inertie du moteur;
- $\Omega_r$  c'est la vitesse angulaire mécanique du rotor;
- $f_r$  c'est le coefficient de frottement visqueux;
- $C_e$  c'est le couple électromagnétique délivré par le moteur;
- $C_r$  c'est le couple résistant, ou de charge.

On note les vecteurs triphasés de tensions, de courants ou de flux :  $[x_{abc}] = [x_a \ x_b \ x_c]^T$ ,  
et  $[x_{\alpha\beta 0}] = [x_\alpha \ x_\beta \ x_0]^T$ .

### I.6.2.2 Principe de la transformation de *Concordia*

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice  $[C]$ . Aux vecteurs originaux  $[v_{abc}]$ ,  $[i_{abc}]$ ,  $[\phi_{abc}]$ , la transformation de *Concordia* fait correspondre les vecteurs  $[v_{\alpha\beta 0}]$ ,  $[i_{\alpha\beta 0}]$  et  $[\phi_{\alpha\beta 0}]$ . Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. Le vecteur  $x_0$  représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs  $x_a, x_b$ , et  $x_c$ . Les vecteurs  $x_\alpha$  et  $x_\beta$  représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs  $x_a, x_b$ , et  $x_c$ . La transformation de *Concordia* est définie par [10] :

$$[x_{abc}] = [C] [x_{\alpha\beta 0}] \quad (I.5)$$

$$[x_{\alpha\beta 0}] = [C]^{-1} [x_{abc}] \quad (I.6)$$

Où  $[C]$  est la matrice de transformation directe, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice  $[C]$ , on peut écrire donc :

$$[C]^T = [C]^{-1} \quad (I.8)$$

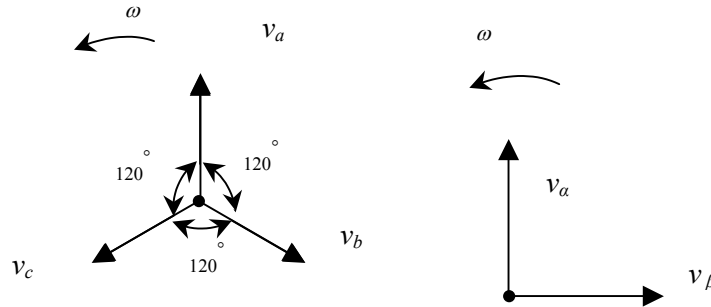


Fig.I.3 Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les repères  $(a, b, c)$  et  $(\alpha, \beta, o)$ .

Les amplitudes des tensions  $v_o$ ,  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  sont liées aux amplitudes des trois tensions  $v_a$ ,  $v_b$ , et  $v_c$ . Dans le cas général ces amplitudes ne sont pas identiques. Les deux systèmes de composantes sont représentés par des vecteurs de Fresnel tournant avec une vitesse de rotation angulaire  $\omega$  dans le plan formé par  $v_a$ ,  $v_b$ , et  $v_c$ . Toutefois, les amplitudes des composantes prennent des valeurs caractéristiques dans certains cas particuliers (absence de neutre, système équilibré, régime permanent, ...etc.).

### I.6.2.3 Principe de la transformation de Park

La transformation directe de Park est définie par la matrice  $[P]$ . Aux vecteurs originaux  $[v_{abc}]$ ,  $[i_{abc}]$ , et  $[\phi_{abc}]$ , la transformation de Park fait correspondre les vecteurs  $[v_{dqo}]$ ,  $[i_{dqo}]$  et  $[\phi_{dqo}]$  [4],[10],[12]. La transformation de Park est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux  $[x_{dqo}] = [x_o \ x_d \ x_q]^T$ . Le vecteur  $x_o$  représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs  $x_a$ ,  $x_b$ , et  $x_c$ . Les vecteurs  $x_d$  et  $x_q$  représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs  $x_a$ ,  $x_b$ , et  $x_c$ .

La transformation de Park est définie par :

$$[x_{abc}] = [P] [x_{dqo}] \quad (I.9)$$

$$[x_{dqo}] = [P]^{-1} [x_{abc}] \quad (I.10)$$

$[P]$  et  $[P]^{-1}$  sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Où  $\psi$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Avec  $\psi = \theta_s$  pour le stator ou  $\psi = \theta_r$  pour le rotor.

### I.6.2.3 Passage du repère $dq$ au repère $\alpha\beta$

Le passage des composantes  $\alpha\beta$  aux composantes  $dq$  est donné par une matrice de rotation exprimée par [1],[10]:

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

### I.6.2.4 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère $dq$

La loi des mailles s'exprime sur l'un des enroulements statoriques par la relation

$$v = ri + \frac{d\phi}{dt}$$

Une équation compacte peut être établie pour trois phases repérées par les indices  $a, b, c$  sous forme matricielle [4],[10],[12] :

$$[v_{abc}] = [r][i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (\text{I.14})$$

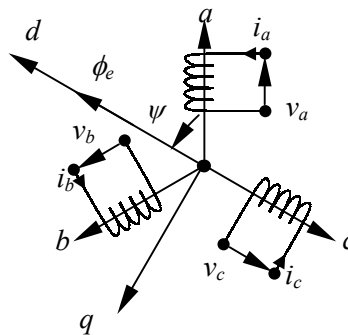


Fig. I.4 Schéma d'un enroulement triphasé et du repère  $(d, q)$ .

La transformation de *Park*  $P(\psi)$  est appliquée à l'équation (I.14) comme suit :

$$[P(\psi)]^{-1} [v_{dqo}] = [r][P(\psi)]^{-1} [i_{dqo}] + \left(\frac{d}{dt}\right)[P(\psi)]^{-1} [\phi_{dqo}] \quad (\text{I.15})$$

Soit en multipliant à gauche par  $[P(\psi)]$  :

$$[v_{dqo}] = [r][i_{dqo}] + \frac{d[\phi_{dqo}]}{dt} + [P(\psi)]\left(\frac{d[P(\psi)]^{-1}}{dt}\right)[\phi_{dqo}] \quad (\text{I.16})$$

Après simplification, on obtient le système des équations des tensions dans le repère de *Park*, qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent :

$$\begin{cases} v_d = ri_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \frac{d\psi}{dt}\phi_q \\ v_q = ri_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \frac{d\psi}{dt}\phi_d \\ v_o = ri_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Dans le cas où le système est équilibré (la somme des composantes  $a, b, c$  est nulle), la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

### I.6.2.5 Équation des flux du MSAP dans le repère de *Park*

Les équations des flux statoriques s'écrivent dans le repère de *Park* lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

### I.6.2.6 Équation des tensions du MSAP dans le repère de *Park*

Les équations des tensions statoriques s'écrivent dans le repère de *Park* lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -l_q \\ l_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_e \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Pour agir sur les grandeurs réelles, il faut alors opérer un changement de référentiel c'est-à-dire la transformation inverse de Park. De même à partir des grandeurs saisies pour l'estimation ou la commande du système, il convient pour passer dans ce repère de *Park*, d'opérer les deux transformations de *Clarke* et de *Park* respectivement :  $abc \rightarrow \alpha\beta$  et  $\alpha\beta \rightarrow dq$ .

Cependant le repère lié au stator est utilisé pour l'estimation des flux dans les commandes directes. L'objectif de ce présent travail, est d'implanter la DTC basée, entre autres, sur la connaissance de l'amplitude et la position du flux statorique, on présente le modèle complet de la machine dans le repère de *Park* lié au référentiel statorique  $(\alpha, \beta)$  et mis sous forme d'état [10],[14].

$$\begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\phi_e \sin\theta_r \\ \phi_e \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

## I.7 EXPRESSION DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe, et qui correspond à la forme d'état précédente [2],[5],[6], [9]-[14] :

$$C_e = \frac{3}{2} p ((l_d - l_q)i_d + \phi_e i_q) \quad (I.21)$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$$C_{ep} = p \phi_e i_q \quad \text{qui représente le couple principal;}$$

$$C_{er} = \frac{3}{2} p (l_d - l_q) i_d \quad \text{qui est le couple de réductance variable.}$$

## I.8 MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION DU MSAP À VITESSE VARIABLE

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système : La machine synchrone



associée à un convertisseur statique. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MSAP [1],[4],[10]-16].

### I.8.1 Système d'alimentation

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

La figure (I.5) illustre le schéma synoptique d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

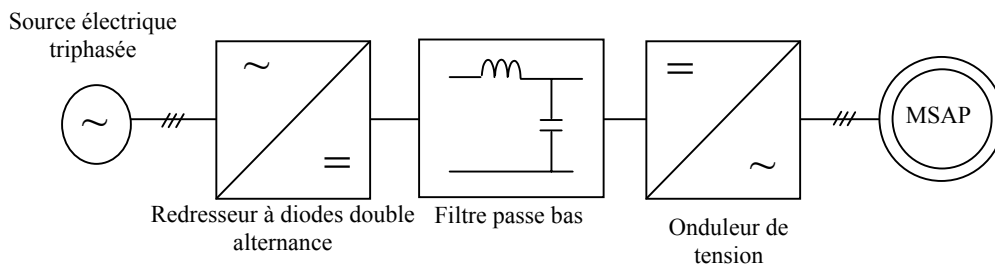


Fig. I.5 Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son 'alimentation.

#### I.8.1.1 Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur

La tension d'alimentation  $U_c(t)$  de l'onduleur associé au MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par la figure suivante :

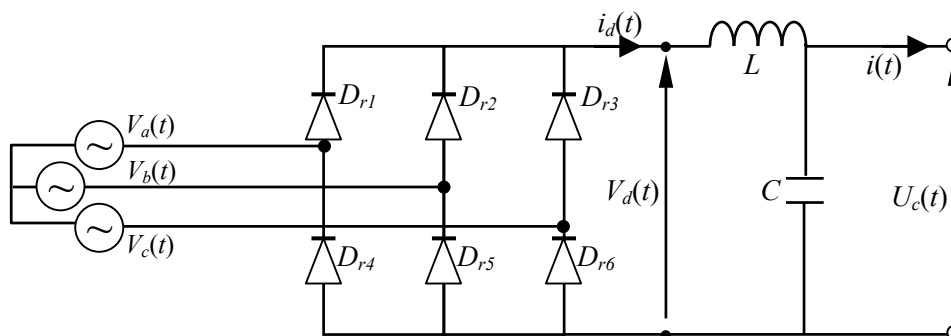


Fig. I.6 Redresseur et Filtre associé à un onduleur de tension triphasé.

#### I.8.1.2 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce type de redresseurs comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant  $i_d(t)$  :  $D_{r1}$ ,  $D_{r2}$  et  $D_{r3}$ , et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant  $i_d(t)$  :  $D_{r4}$ ,

$D_{r5}$  et  $D_{r6}$ . Si l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [4],[12],[15],[16] :

$$V_d(t) = \max(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) - \min(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) \quad (I.22)$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

### 1.8.1.3 Modélisation du filtre de la tension redressée

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), caractérisé par les équations différentielles suivantes [2] :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L}[V_d(t) - U_c(t)] \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C}[i_d(t) - i_f(t)] \end{cases} \quad (I.23)$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de  $V_d(t)$ , cette condition nous permet de déterminer  $L$  et  $C$ .

### 1.8.2 Onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristor GTO, est le cœur de l'organe de commande du MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs  $K_1$  et  $K_4$ ,  $K_2$  et  $K_5$ ,  $K_3$  et  $K_6$  doivent être contrôlés de manière complémentaire [4],[12],[15],[16]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure (I.7) :

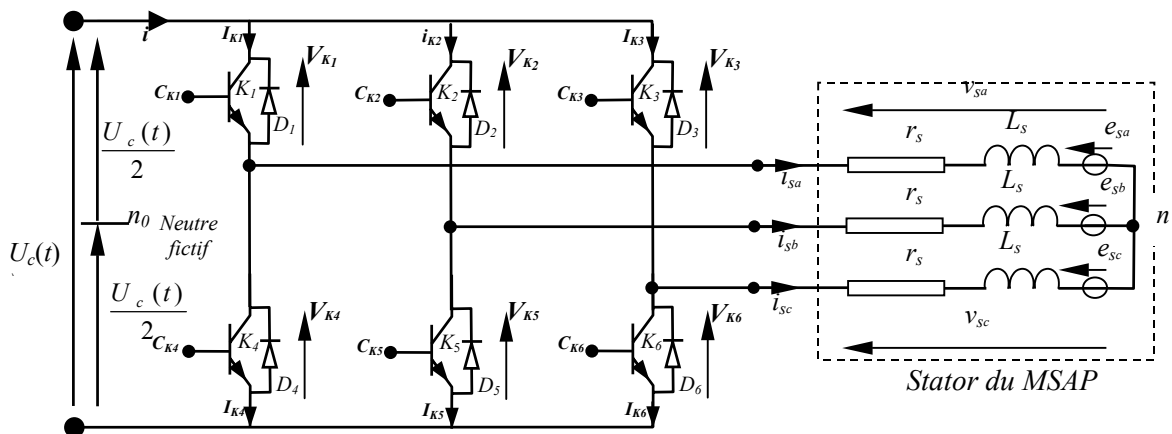


Fig. I.7 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [15],[16] :

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

Les tensions simples s'écrivent en fonction des tensions composées  $u_{sab}$ ,  $u_{sbc}$  et  $u_{sca}$  sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (I.23)$$

Les diodes  $D_{i=1,2, \dots, 6}$ , sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la *Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)*.

### I.8.2.1 Onduleur de Tension à MLI

Plusieurs types de *MLI* se présentent pratiquement, dont on peut citer [2],[5] :

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

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la troisième technique qui est dédiée entre autres à la DTC à laquelle on s'intéresse.

#### I.8.2.1.1 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

La *MLI* permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale  $V_{ref}(t)$  et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence  $f$  [2], [5]. Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé  $K_{i=1,2,3}$  est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa [5],[7]:

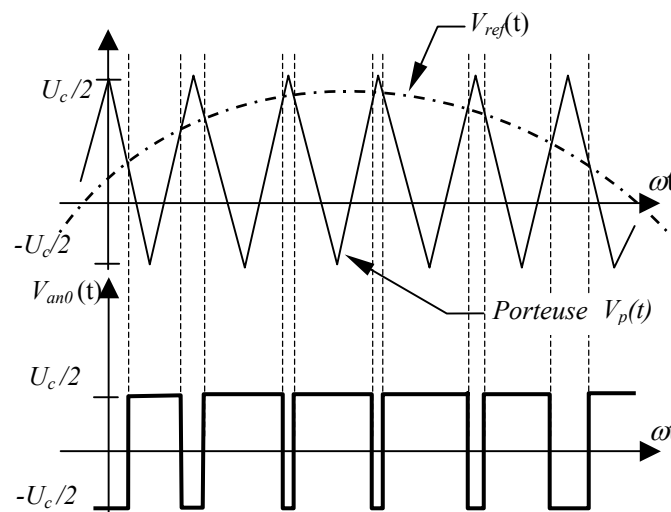


Fig. I.8 *MLI* sinus-triangle bipolaire

### I.8.2.1 .2 *MLI* Vectorielle

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif [1],[2],[3],[5]. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique de *MLI* est basée sur les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles  $T$  (*MLI* régulière),
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur  $T$  centrée sur la période (*MLI* symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette *MLI* vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_m$ .

Elle consiste, à approcher trois tensions instantanées par une action sur les signaux de commande des interrupteurs, du mieux possible. Pour ce faire, l'objectif est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer par palier, c'est-à-dire sur chaque période de commutation, la forme de ces signaux sinusoïdaux.

Soit  $C_{K_1}$ ,  $C_{K_2}$  et  $C_{K_3}$  les signaux logiques de commande des interrupteurs  $K_1$ ,  $K_2$  et  $K_3$  respectivement, ( $C_{K_1} = 1$  si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert,  $C_{K_1} = 0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

On pose :

$$C_K = [C_{K_1} \ C_{K_2} \ C_{K_3}]^T; \quad v_{sabc} = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T \quad (I.25)$$

Où  $v_{sabc}$  est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par [1],[2] :

$$v_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{K_1} \\ C_{K_2} \\ C_{K_3} \end{bmatrix} = U_c [T_s] [C_K] \quad (I.26)$$

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives alimentant la charge. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur :  $V_{i=1,2,..,6}$ . Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls  $V_0$  et  $V_7$ . La table de vérité de la *MLI* vectorielle peut être résumée dans le tableau suivant [1],[2],[15], [17]-[24] :

Vecteur	$C_{K_1}$	$C_{K_2}$	$C_{K_3}$	$v_{sa}$	$v_{sb}$	$v_{sc}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0
$V_5$	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$
$V_3$	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$
$V_4$	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$
$V_1$	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$
$V_6$	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$
$V_2$	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$
$V_7$	1	1	1	0	0	0

Tab. I.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé commandé par *MLI* vectorielle

Les six vecteurs non nuls de tension, forment les axes d'un hexagone régulier et les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine. L'objectif de cette *MLI* est d'approximer la tension de commande par une combinaison de ces huit vecteurs de tension que peut délivrer l'onduleur ( $V_0$  à  $V_7$ ). Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls.

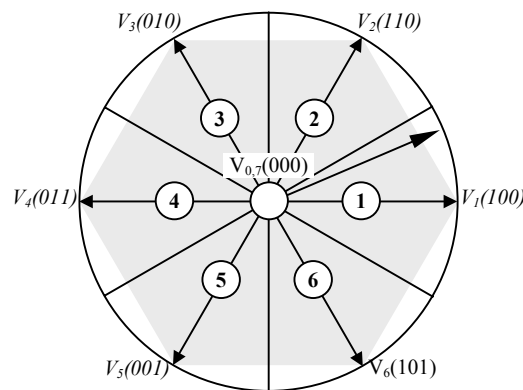


Fig. I.9 Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

## I.9 STRATÉGIES DE COMMANDE DU MOTEUR SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

Il existe plusieurs stratégies de commande d'un MSAP à vitesse variable, dont on cite :

### I.9.1 Commande par Autopilotage

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation [2],[5],[11],[16].

La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator c'est à dire la position du champ inducteur par rapport au champ induit,
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateurs d'impulsions et envoyés sur les gâchettes des thyristors du

commutateur de courant qui alimente l'induit de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ».

L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but est d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesse, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courants continus.

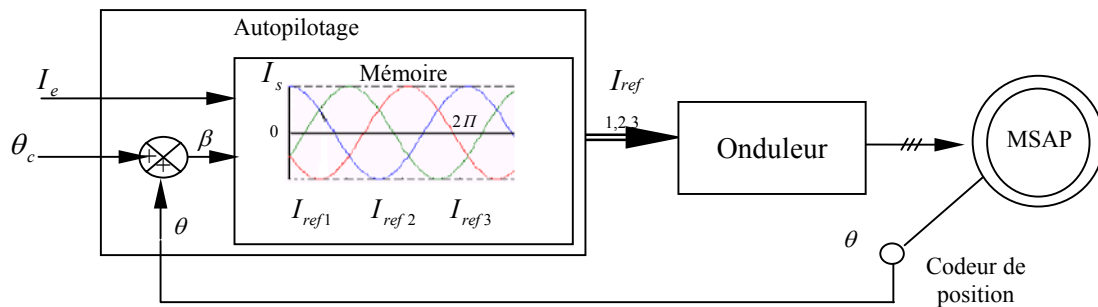


Fig.I.9 Schéma d'une machine synchrone autopiloté

## I.9.2 Commande Vectorielle du MSAP

Elle est appelée aussi commande par orientation de flux et notée *FOC* (*Field Oriented Control*). Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par Blaschke [1],[2] [21],[22]. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant ainsi le développement de cette commande vectorielle dans de multiples applications industrielles.

La machine synchrone à aimants permanents est représentée par un système d'équations vectoriel. Le control vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et réglées en courant sur les axes  $d$  et  $q$ . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le control du couple tout en évitant les inconvénients d'alimentation en courant.

La technique de la commande vectorielle permet de transformer le MSAP en une structure semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée dans laquelle le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. En effet, en absence de la saturation et de la réaction de l'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. On aura ainsi un couple électromagnétique proportionnel au courant de l'induit pour une valeur constante de flux. Ce contrôle permet une amélioration du temps de réponse et un réglage rapide du couple. Mais, cette amélioration est accompagnée par une complexité plus grande de la commande et la mise en œuvre de structures d'observation ou de

mesure des grandeurs de la machine, exigée par la commande. De plus, la sensibilité aux variations des paramètres internes de la machine présente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle.

### I.9.3 Commande directe de couple et de flux du MSAP

La méthode de Contrôle Direct du Couple (Direct Torque Control, en jargon anglosaxon, DTC) a été introduite en 1985 par *Takahashi* et *Depenbrock* spécialement pour les machines asynchrones [1],[17],[21]-[24]. Ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande. Cette technique de commande a été appliquée aussi sur les machines synchrones. Cette stratégie de commande relativement nouvelle est concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation par un onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsions (*MLI*) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du champ magnétique. Dans ce cas, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

Ce type de commande est basé sur la détermination « *directe* » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique dans ce cas.

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

En régime permanent, la tension statorique permet d'estimer facilement le flux statorique à partir de  $i_s$ , et  $V_s$ . Les valeurs de flux et de couple sont alors calculées sans boucle de retour complexe, indépendamment des paramètres rotoriques. Le fait que la DTC commande directement les interrupteurs, améliore nettement les performances dynamiques de l'entraînement par rapport à la commande vectorielle [17]-[25].

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



## I.10 CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ces domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSAP dans le repère de *Park* a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des *MLI* les plus connues.

Dans la dernière partie, on a présenté quelques stratégies de commande, et on a conclu que les contraintes et les limitations du contrôle vectoriel à flux orienté ont conduit les chercheurs à s'intéresser à d'autres solutions pour commander directement le couple du MSAP. C'est l'une des solutions à laquelle est consacré le reste de cette étude à savoir la commande directe de couple et de flux statorique (DTFC).

---

---

# **Chapitre II**

COMMANDE DU MOTEUR SYNCHRONES À AIMANTS  
PERMANENTS PAR LA DTC

## II.1 INTRODUCTION

Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglosaxonne «*Direct Torque (and Flux) Control*», et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées [1]. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC *Field Oriented Control*). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenu à partir d'une commande vectorielle [21]. 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 ;
- Et 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 oeuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulations du MSAP commandé par DTC et alimenté par un onduleur de tension, seront présentés et discutés, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI.

## II.2 PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE

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

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

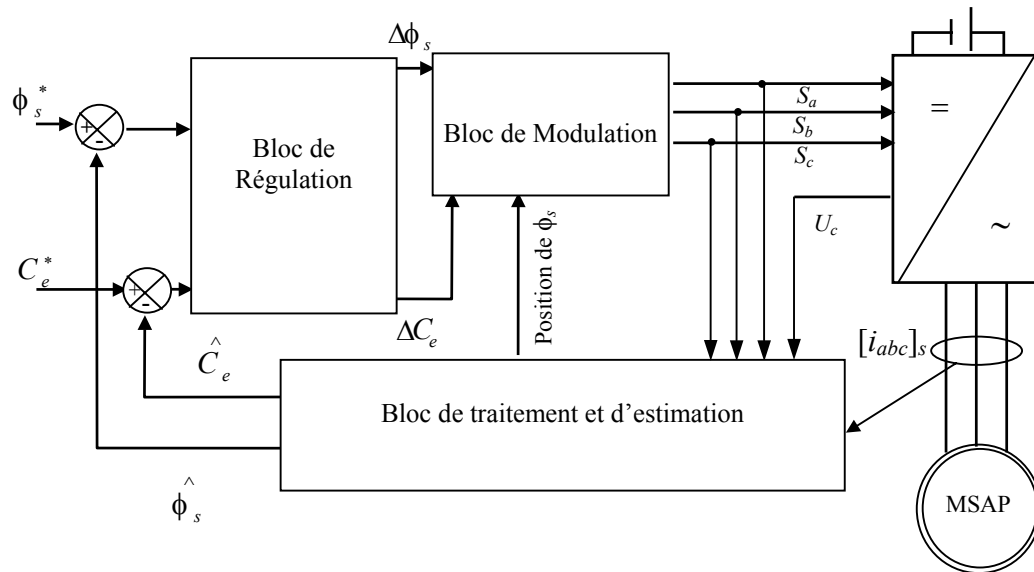


Fig. II.2 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600 Hz), ceci avec une bande passante en couple [1],[17],[21],[22],[24]. En plus :

- la stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- l'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator) ;
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple ;
- la mise en oeuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants ;
- elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.

### II.3 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 présentées sous diverses formes [1],[17]-[19]. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de *Takahashi* et celle sans séquences nulles.

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, (voir figure (II.2)). On peut écrire :

$$\bar{V}_{sn0} = \bar{V}_s = v_{s\alpha} + j v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_{an0} + V_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.1})$$

$[V_{an0} \ V_{bn0} \ V_{cn0}]^T$  est le vecteur de tensions de 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  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur ( $i=1, 2, 3$ ) :

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

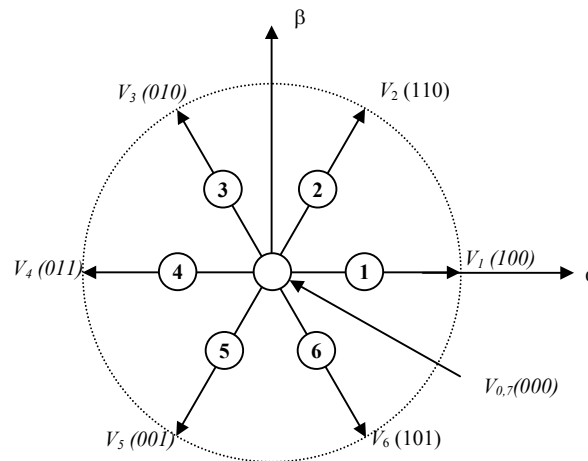


Fig.2 Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires

Avec :  $\bar{V}_0 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0, 0, 0)$  et  $\bar{V}_7 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0, 0, 0)$ .

## II.4 STRATÉGIE DE COMMANDE DIRECTE DE COUPLE ET DE FLUX

*Takahashi* a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (*DTC*) [1],[6], [17],[19]-[25] 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, en utilisant les équations (II.11-13) ;
- On estime le couple électromagnétique du *MSAP*, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (II.14);
- 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.

### II.4.1. Contrôle du vecteur de flux statorique

On se place dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la machine. Le flux statorique du *MSAP* est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.2})$$

On obtient :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.3})$$

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

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.4})$$

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

$$\bar{\phi}_s(k+1) \approx \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.5})$$

Où encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

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.

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,  $\bar{\phi}_s$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique. Pour une période d'échantillonnage constante,  $\Delta\bar{\phi}_s$  est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP [1],[17]-[25]. La figure (II.3) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

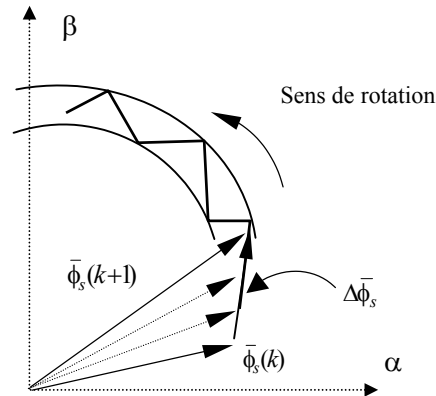


Fig. II.3 Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

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.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [1] :

$$C_e = k(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r') = k|\bar{\phi}_s| |\bar{\phi}_r'| \sin(\delta) \quad (\text{II.7})$$

Tels que  $k = \frac{p}{l_q}$ .

Avec :

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

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

## II.5 SÉLECTION DU VECTEUR DE TENSION

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

En se plaçant dans le repère statorique  $(\alpha, \beta)$ , on peut délimiter l'espace de  $\bar{\phi}_s$  en le décomposant en six zones appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes  $(\alpha)$  et  $(\beta)$ . L'axe  $(\alpha)$  est choisi confondu avec l'axe de la phase  $(a)$  de l'enroulement triphasé  $(a, b, c)$  (voir figure II.4).

Lorsque le flux  $\bar{\phi}_s$  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 [19],[21],[25] :

- 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 inchangé.

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.

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  $\bar{\phi}_s$  et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.

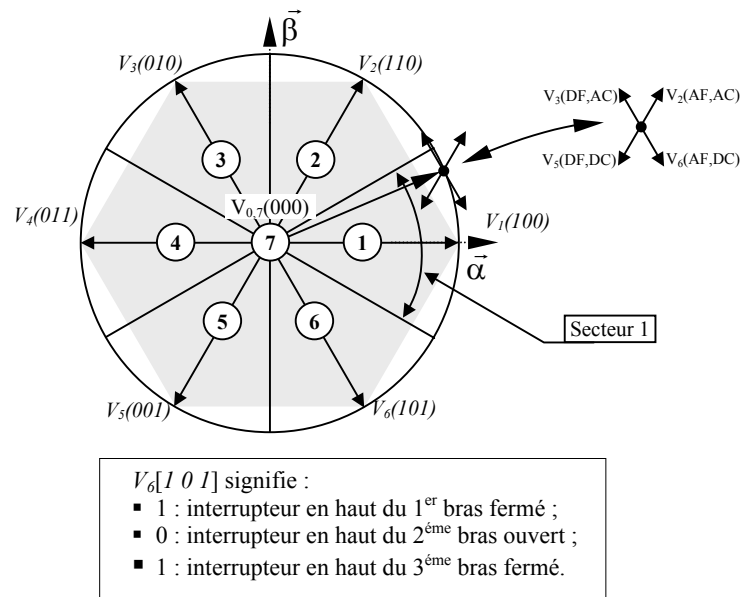


Fig. II.7 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_{i=1...6}$ .  
 AF : Augmenter le Flux      DF : Diminuer le Flux  
 AC : Augmenter le Couple      DC : Diminuer le Couple

### II.6 ESTIMATION DU FLUX ET DU COUPLE

On considère le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  lié au stator du MSAP. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [1],[20],[22],[25]:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dot{\phi}_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (II.8)$$

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 de la tension  $U_c$ , en appliquant la transformée de concordia :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{K1} - \frac{1}{2}(C_{K2} + C_{K3})) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{K2} + C_{K3}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

On peut écrire alors :

$$\bar{V}_s = v_{s\alpha} + j v_{s\beta} \quad (\text{II.10})$$

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

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

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

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha}(n) = \hat{\phi}_{s\alpha}(n-1) + [v_{s\alpha}(n-1) - r_s i_{s\alpha}(n-1)] T_e \\ \hat{\phi}_{s\beta}(n) = \hat{\phi}_{s\beta}(n-1) + [v_{s\beta}(n-1) - r_s i_{s\beta}(n-1)] T_e \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

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

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

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

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.14})$$

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 [1].

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

Les deux composantes du flux statorique sont donnée s par (I.18), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse  $dq \rightarrow \alpha\beta$ .

### II.6.1 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique  $\phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.5).

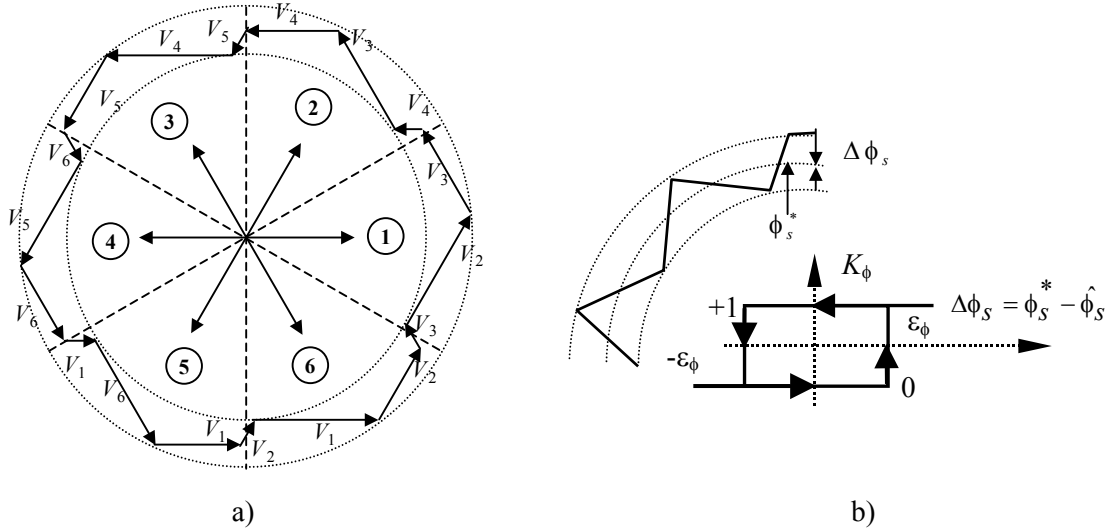


Fig. II.5 a) Sélection des tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique  $\phi_s$ ,

b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \epsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \epsilon_\phi \quad \text{et } d\Delta\phi/dt > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \epsilon_\phi \quad \text{et } d\Delta\phi/dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s < -\epsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{cases}$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$ , entre le flux de référence  $\phi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir figure II.5 b)), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $K_\phi = +1$  pour augmenter le flux et  $K_\phi = 0$  pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  ou  $\bar{V}_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique  $\phi_s$  [21]-[25].

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux  $\phi_s$ . Ainsi, pour aller en «marche arrière», on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

### II.6.2 Correction de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [1], [21],

[24], [25]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (II.14), tels que  $K_c$  représente l'état de sortie du comparateur et  $\varepsilon_{C_e}$  la limite de la bande d'hystérésis (voir figure II.6) :

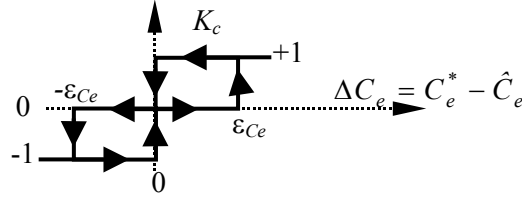


Fig. II.6 Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

On peut écrire alors :

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

En Introduisant l'écart  $\Delta C_e$ , entre le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure II.6), celui-ci génère la valeur  $K_c=1$  pour augmenter le couple,  $K_c=-1$  pour le réduire et  $K_c=0$  pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [21]. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\overline{\phi_s}$ ), par exemple on peut appliquer les vecteurs  $\overline{V}_{i-1}$  ou  $\overline{V}_{i-2}$ , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux  $\overline{\phi_r}$  rattrapera d'autant plus vite le flux  $\overline{\phi_s}$  que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'applications des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de  $\overline{\phi_s}$ " [21]-[25].

## II.7 ÉLABORATION DES TABLES DE COMMUTATION

### II.7.1 Élaboration de table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $S_i=1,\dots,6$ ). Le partage du plan complexe en six

secteurs angulaires selon la figure (II.7) 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  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [1], [17]-[25].

	Augmentation	Diminution
$\phi_s$	$V_{i-1}, V_i$ et $V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_e$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

Tab. II.1 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la *MLI* vectorielle proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP.

$K_\phi$	$K_c$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
<b>1</b>	<b>1</b>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	<b>0</b>	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	<b>-1</b>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
<b>0</b>	<b>1</b>	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	<b>0</b>	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	<b>-1</b>	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Tab. II.2 Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.

Les séquences nulles  $V_0$  et  $V_7$ , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart  $\Delta C_e$ . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande :  $-\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e}$ .

### II.7.2 Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur [1],[19]. Alors, les séquences qui correspondent à  $\Delta C_e$  nulle sont ignorées (voir tableau II.2). La table suivante illustre cette modification.

$K_\phi$	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>
$K_c$	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>
$S_1$	001	010	101	110
$S_2$	101	011	100	010
$S_3$	100	001	110	011
$S_4$	110	101	010	001
$S_5$	010	100	011	101
$S_6$	011	110	001	100

Tab. II.3 Table de commutation sans séquences nulles.

Dans ce cas, si  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  sont égales à 1 (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique une diminution du (flux/couple).

L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, en particulier, lorsque la vitesse de rotation reste faible [1].

### II.8. STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE AU MSAP

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (II.8.). On utilise le tableau classique des séquences proposées par *Takahashi*. Le choix du vecteur  $\bar{V}_s$  est effectué à chaque période d'échantillonnage  $T_e$ .

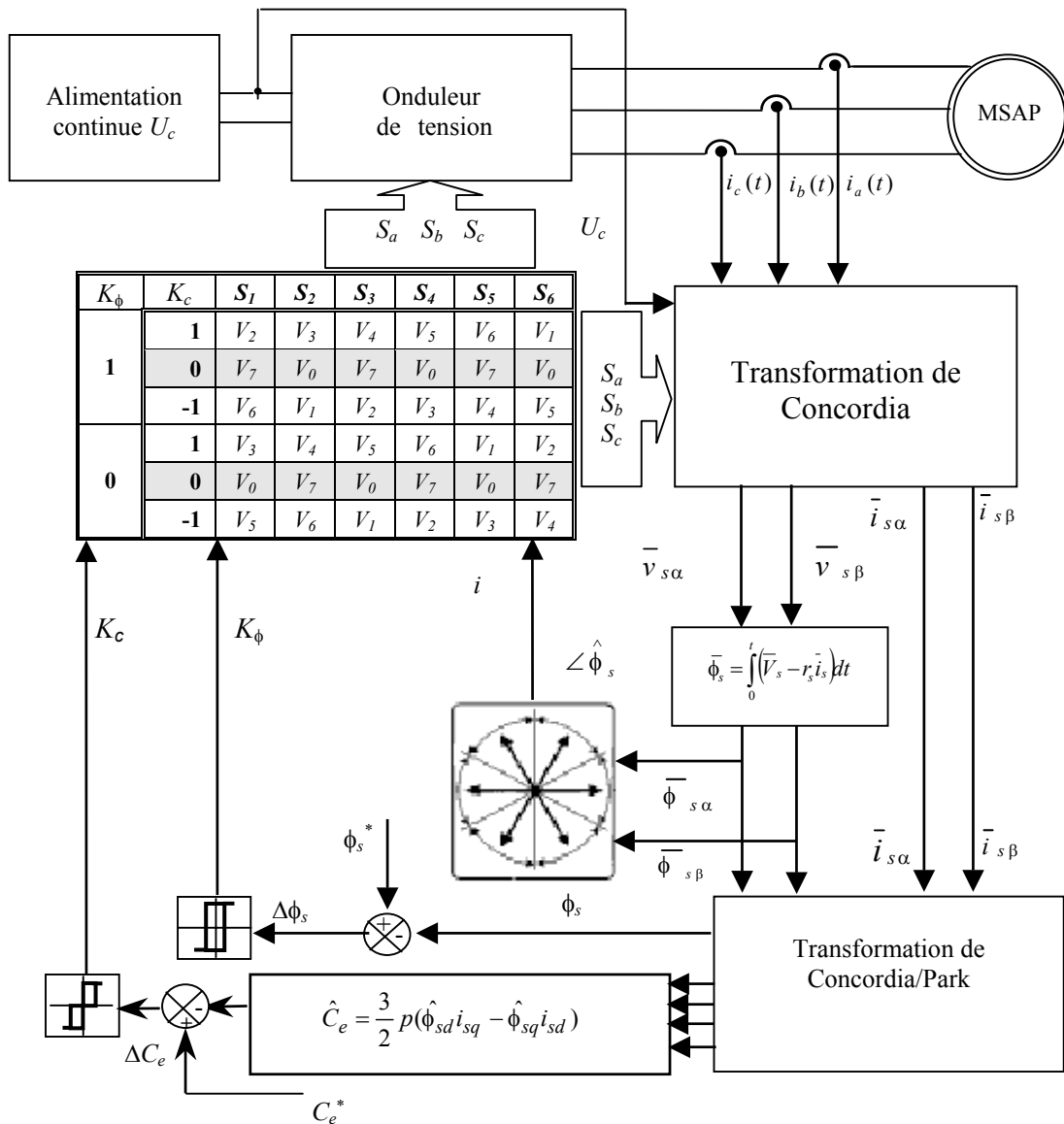


Fig. II.8 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP

## II.9 RÉSULTAT DES SIMULATION ET DISCUSSION

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé à MLI, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Un programme de simulation établi nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des divers composants de la chaîne de puissance. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de 10 ( $\mu$ s) (ce choix influe nettement les ondulations de flux et de couple et la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur, donc on doit utiliser une période d'échantillonnage compromise).

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, on applique un échelon de couple variant de 1.242 (N.m) à sa valeur nominale de 5 (Nm). Ceci entraîne une consigne de flux  $\phi_s^* = 0.3$  (Wb). On suppose que la valeur de la résistance statorique utilisée dans le bloc de commande, est égale à la résistance  $r_s$  effective du moteur.

### II.9.1 Commande par DTC sans boucle de vitesse

Les figures ci après (II.9 à II.14) représentent l'évolution du couple électromagnétique, du flux statorique, de la position de vecteur de flux statorique et de la vitesse de rotation du MSAP alimenté par un onduleur triphasé commandé par une DTC classique sans boucle de vitesse, en absence et en présence de la charge et aussi pour une inversion de la consigne de couple.

En effet, les figures (II.9, a) et b)), montrent l'évolution de la position réelle du flux statorique et vitesse de rotation à vide d'un MSAP commandé par DTC au démarrage à vide et les figures (II.10, a) et b)), montrent l'évolution du couple et du flux statorique. Quand on fait réduire la consigne du flux à 0.2 (Wb) à  $t=0.06$  (s), le flux et le couple suivent convenablement leur référence. On note les performances dynamique et statique du couple électromagnétique qui suit précisément sa consigne, mais avec des ondulations importantes.

De plus les deux figures (II.12, a) et b)), illustrent l'évolution du couple et du flux statorique pour une référence variable de couple. Le flux et le couple suivent convenablement leur référence.

D'autre part les figures (II.13, a) et b)), montrent le comportement du couple, et du vecteur de flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) lors d'une inversion de la référence du couple de 5 (Nm) à

-5 (N.m) à  $t=0.03$  (s). On note que le couple suit sa référence tout en présentant des oscillations importantes, tandis que le flux n'est pas influé par cette variation.

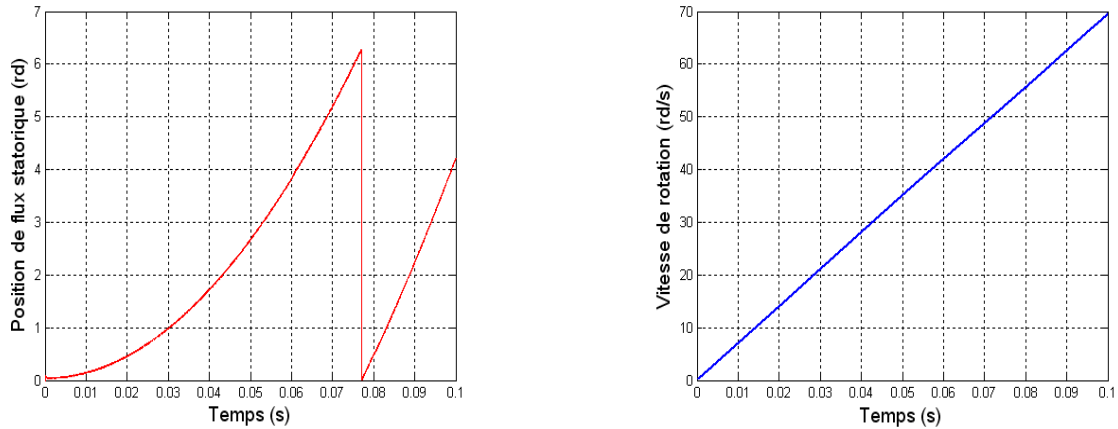


Fig. II.9 a) Évolution de la position réelle du flux statorique d'un MSAP au démarrage à vide, b) Allure de la vitesse de rotation du MSAP sans boucle de réglage au démarrage à vide.

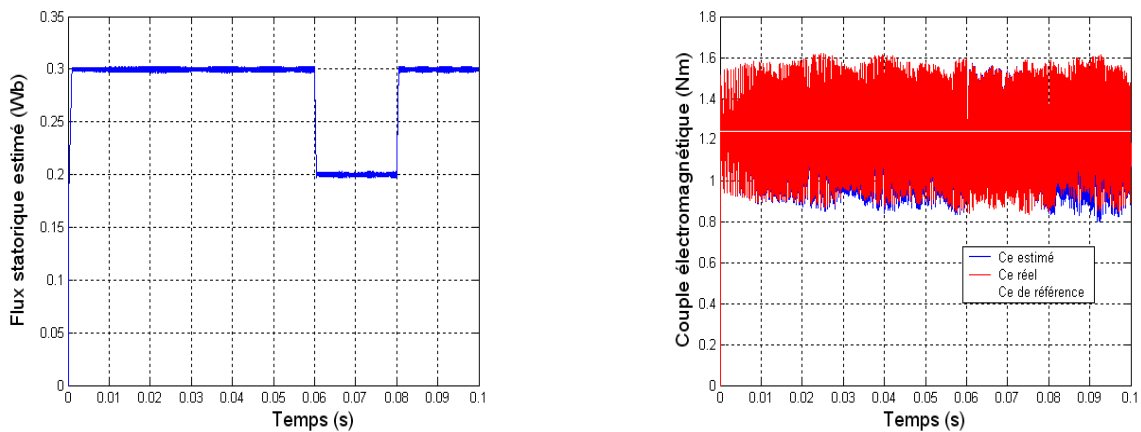


Fig. II.10 a) Évolution de flux statorique estimé d'un MSAP pour une référence variable du flux statorique d'un MSAP, b) Couple électromagnétique réel et estimé développé au démarrage à vide.

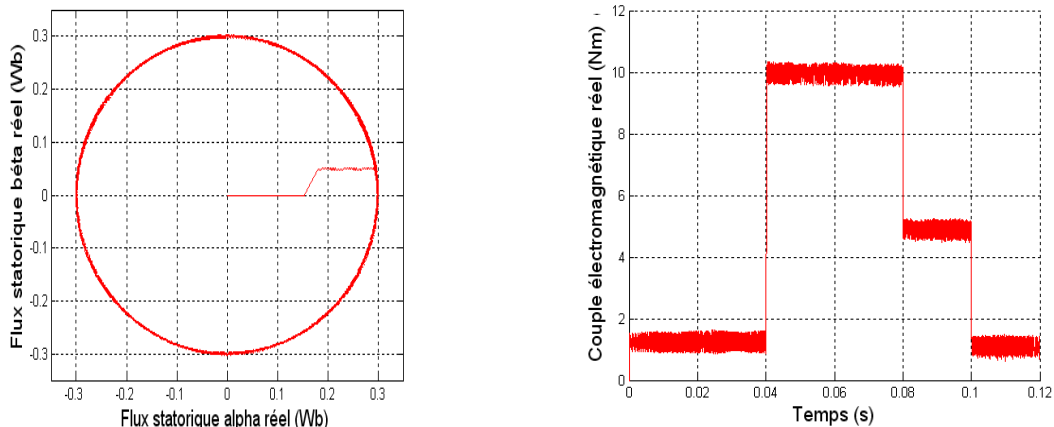


Fig. II.11 Évolution de flux statorique réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP et de couple électromagnétique réel développé par le MSAP pour une référence variable de couple.



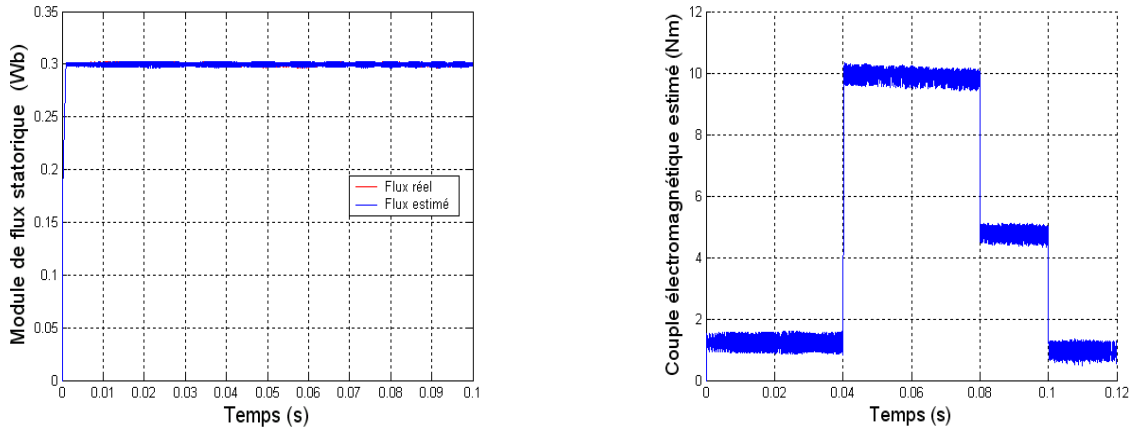


Fig. II.12 Évolution de module des flux statoriques estimé et réel du MSAP et de couple électromagnétique estimé développé par le MSAP pour une référence variable.

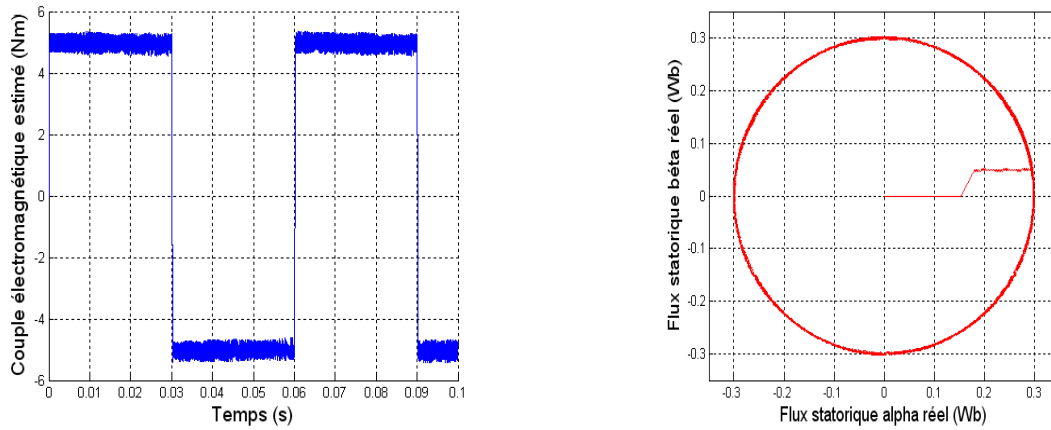


Fig. II.13 a) Couple électromagnétique estimé développé suivant une référence alternée.

b) Évolution de flux statorique réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP suivant une référence de couple alternée.

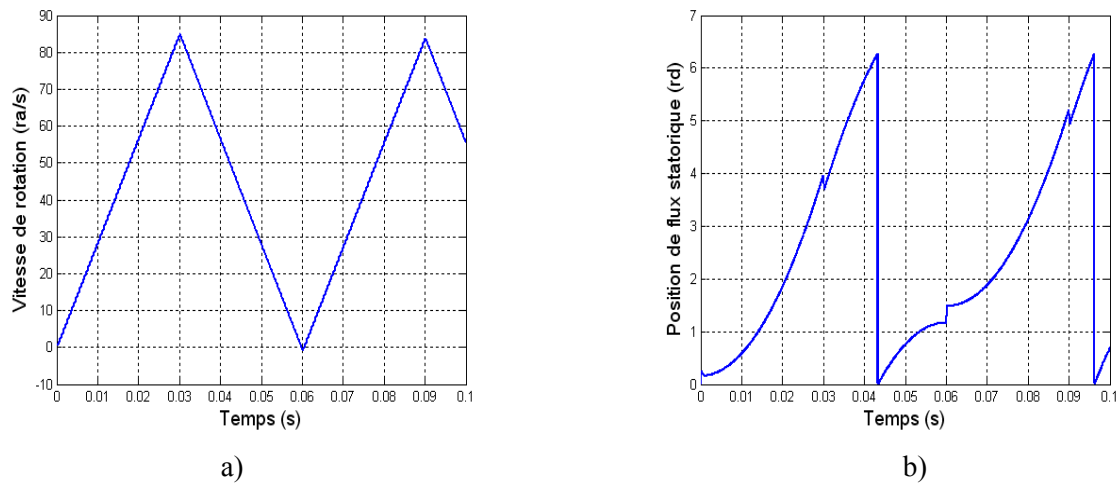


Fig. II.14 a) Évolution de la vitesse de rotation pour une référence de couple alternée,

b) Position estimée du flux statorique d'un MSAP dans les mêmes conditions.

### II.9.2 commande par DTC du MSAP en présence d'une boucle de vitesse

On va tester dans cette section la robustesse d'une commande DTC appliquée au MSAP en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. La régulation de la vitesse est obtenue par un régulateur de type (PI), dont les paramètres sont calculés sur la base analogique [13]. Pour les mêmes paramètres du régulateur, on a simulé un démarrage à vide, en charge et on a inversé le sens de rotation. Les résultats de simulation montrent les performances de cette régulation (voir (Figures II.16 à II.18)). On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée (15Nm) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A  $t=0.04$  (s) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à (5Nm), le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence. On remarque bien que la boucle de vitesse accélère rapidement la vitesse du champ, ce qui fait que le flux change de secteur dans des temps plus courts par rapport à ceux du cas sans boucle de vitesse, cela justifie la réduction de la bande de fluctuation du flux et du couple en présence d'un régulateur de vitesse.

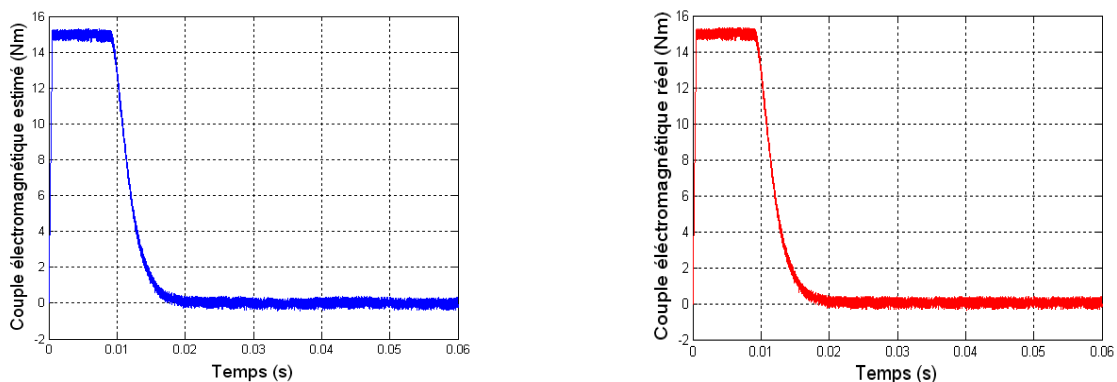


Fig. II.15 Couples électromagnétiques estimé et réel au démarrage à vide

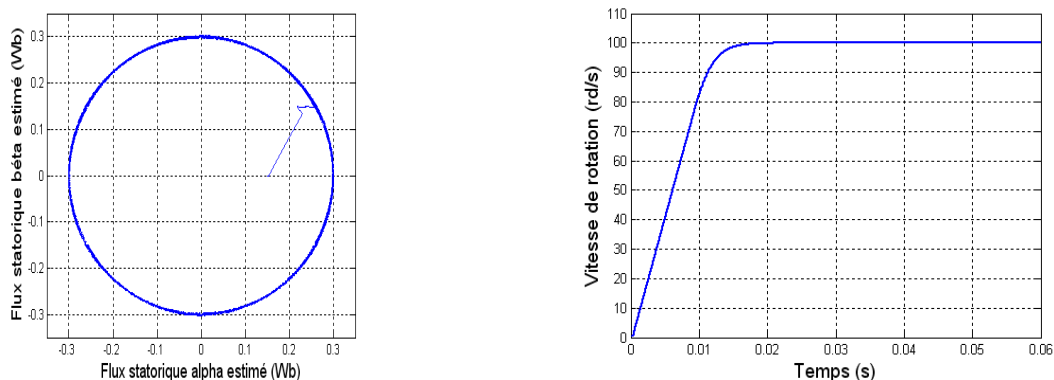


Fig. II.16 Évolution du flux statorique réel dans le plan ( $\alpha \beta$ ) du MSAP et de la vitesse de rotation au démarrage à vide.

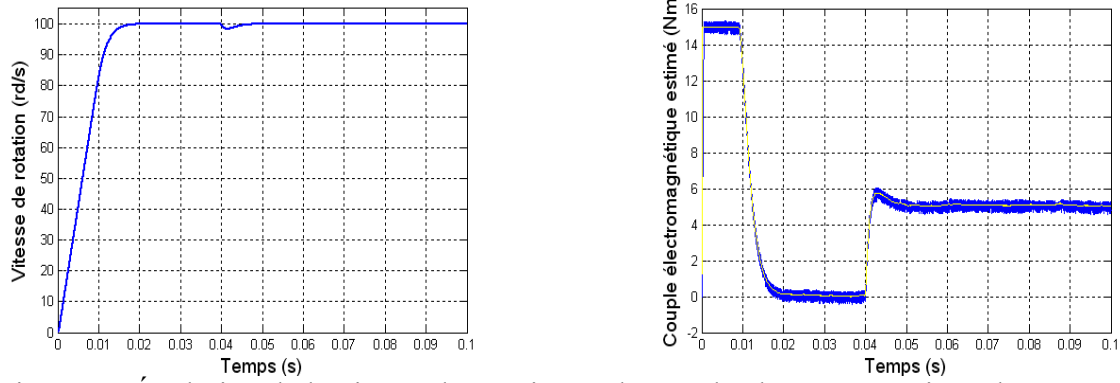


Fig. II.17 Évolution de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique du MSAP au démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 5 (N.m) à partir de 0.04 (s).

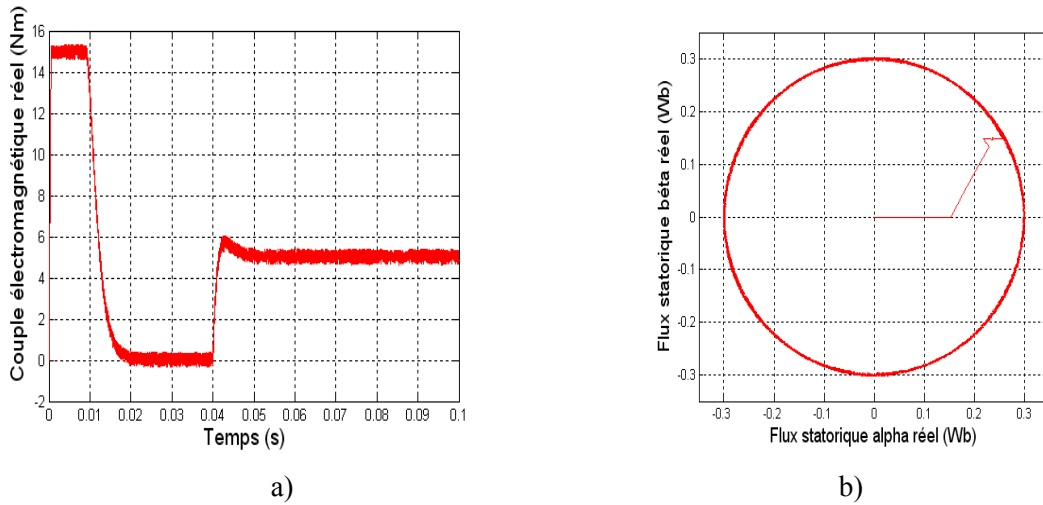


Fig. II.18 a) Évolution du couple électromagnétique réel du MSAP au démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 5 (N.m) à partir de 0.04 (s).

b) Évolution de flux statorique réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP dans les mêmes conditions .

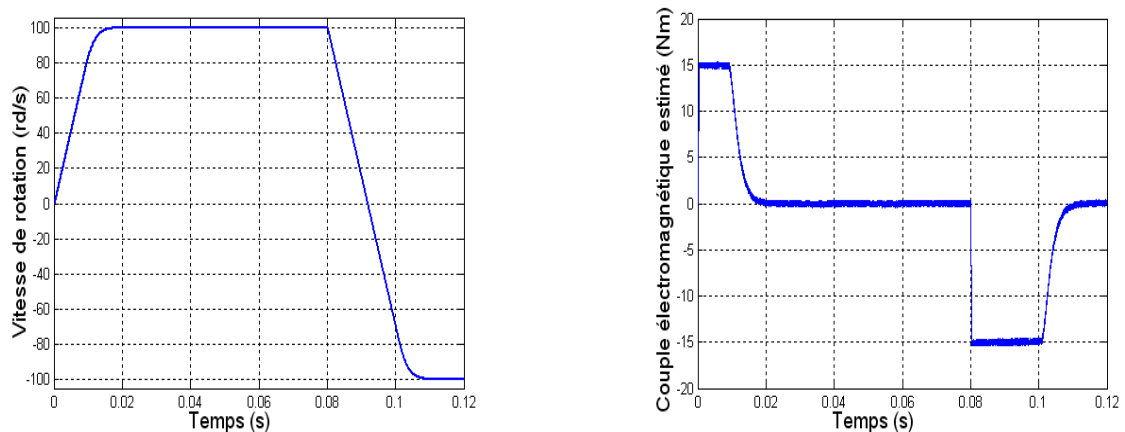


Fig. II.19 Evolution du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation d'un MSAP au démarrage à vide suivi d'une inversion de sens de rotation de 100 à -100 (rd/s) à partir de 0.08 (s)

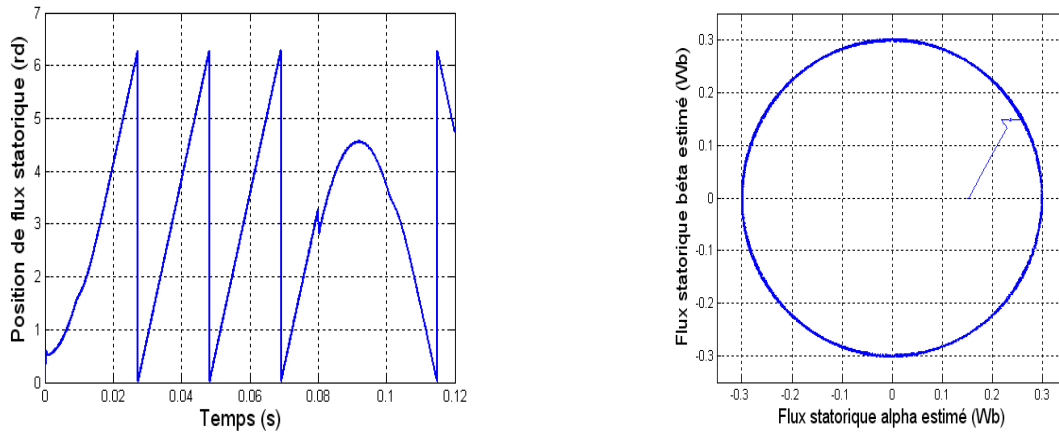


Fig. II.20 a) Evolution de la position et du module de flux statorique estimé dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP au démarrage à vide suivi d'une inversion de sens de rotation de 100 à -100 (rd/s) à partir de 0.08 (s)

## II.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliquée au moteur synchrone à aimants permanents. On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présentent des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

---

---

# **Chapitre III**

COMPENSATION DE LA VARIATION DE RÉSISTANCE  
STATORIQUE D'UN MSAP COMMANDÉ PAR DTC PAR UN  
ESTIMATEUR FLOU

### III.1 INTRODUCTION

La commande des systèmes par les méthodes classiques exige la bonne connaissance des différents paramètres qui peuvent influencer sur celle-ci. La DTC est une commande qui est basée sur l'estimation de l'amplitude et de la position du flux statorique, et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent la performance d'une commande DTC du MSAP. Plusieurs recherches récentes ont prouvé que la variation de cette résistance statorique peut réduire la robustesse de l'entraînement voire même provoquer une instabilité de l'actionneur [24]-[29],[35]-[40],[54].

Cette variation peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de cette résistance ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple [35]-[48].

Ce chapitre illustre l'effet de variation de la résistance statorique sur les performances de la commande par DTC. On présente ensuite une méthode d'estimation floue de la résistance du stator pour compenser convenablement cette variation, et améliorer la robustesse de la commande du moteur synchrone à aimants permanents par DTC.

### III.2 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE

Pressenti par le philosophe Max Black dès 1937, le concept de la logique floue fut réellement introduit en 1965 par Lotfi Zadeh, un professeur d'électronique à l'université de Berkeley (USA). Sa théorie "*Fuzzy Set Theory*" n'eut pas un succès immédiat. Elle fut développée surtout en Europe et au Japon. L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition de la logique floue. Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique [30]-[34]. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et est utilisée dans de nombreux produits destinés au "grand public" notamment au Japon. Sa mise en oeuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement. Le concept de logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vrai

ou faux) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. En effet, cette logique classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. Cela permet de répondre à de nombreuses situations, mais dans certains cas une transition «abrupte» est gênante. En revanche, la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1) [33]. Prenons l'exemple d'un système de chauffage. S'il fait froid, il chauffe, sinon il ne chauffe pas. Ensuite, il faut définir «froid» par exemple, en dessous de 18°C. Donc, le système de chauffage va chauffer à pleine puissance jusqu'à 18°C puis s'arrêter car «froid» n'est plus «vrai». Quelques temps plus tard, la température étant descendue en dessous de 18°C, il va repartir à pleine puissance pour quelques minutes. Un tel cycle peut être évité grâce à la logique floue en définissant «très froid» en dessous de 10°C, le chauffage chauffe alors à pleine puissance et «non-froid» au delà de 20°C, température à laquelle le chauffage s'arrête. Entre 10°C et 20°, le chauffage va recevoir une instruction de chauffage modéré adaptée à la température. Le chauffage va alors se stabiliser à une température constante apportant plus de confort qu'une alternance de cycles de chauffage. Lorsque plusieurs paramètres doivent être considérés (par exemple le taux d'humidité ou l'heure de la journée), la logique floue apporte aussi une réponse plus adaptée car un chauffage traditionnel programmé pour démarrer en dessous de 15°C ou à 18h ne va pas démarrer à 17h59 s'il fait 15.1°C et vous aurez froid en rentrant alors qu'un chauffage fonctionnant sur le principe de la logique floue comprendra qu'un démarrage modéré est nécessaire.

### **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.

### III.ε STRUCTURE GÉNÉRALE D'UN SYSTEME FLOU

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux [27],[28], [30]-[34] :

- Une base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance,
- Un bloc de décision ou moteur d'inférence,
- Une fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance,
- Une défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des sorties précises.

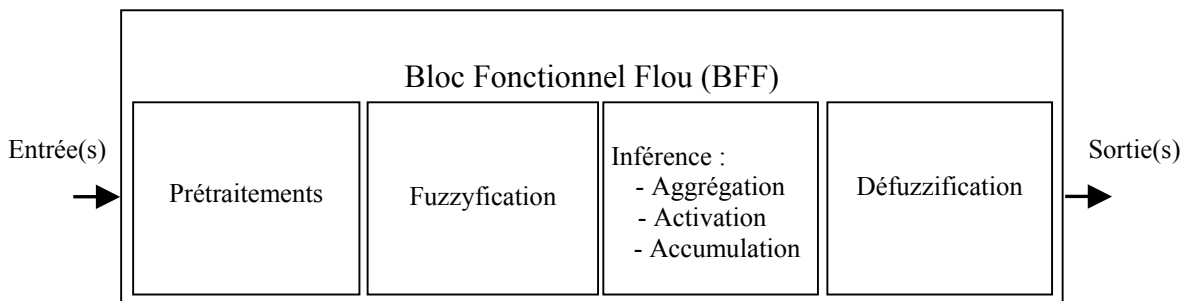


Fig.II.1 Schéma général d'un bloc fonctionnel flou

Cette définition des blocs fonctionnels flous les rend compatibles avec les langages de programmation tels que le Grafcet et les diagrammes fonctionnels, ... etc.

Les BFFs peuvent alors être utilisés comme des sous programmes par ces langages et peuvent être aussi intégrés dans tous les automatismes.

### III.° ELEMENTS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE

#### III.°.1 Variables floues

A l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition d'être en un autre état que *vrai* ou *faux*. Il y a plusieurs degrés de vérification d'une condition. Considérons par exemple la vitesse d'un véhicule sur une route nationale. La vitesse normale est de 90 km/h. Une vitesse peut être considérée comme élevée au-dessus de 100 km/h, et comme pas du tout élevée en dessous de 80 km/h. La logique booléenne envisagerait les choses de la manière suivante (voir figure (III. 2)) [33] :



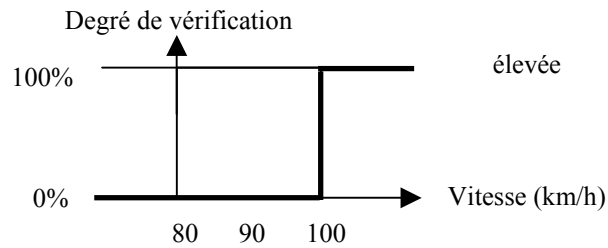


Fig. III. 2 Niveaux d'appartenance en logique booléenne

La vitesse est considérée à 100% comme élevée à partir de 100 km/h, et à 0% en dessous. La logique floue, à l'inverse, permet des degrés de vérification de la condition « La vitesse est-elle élevée ? » (Voir figure. (III.3)).

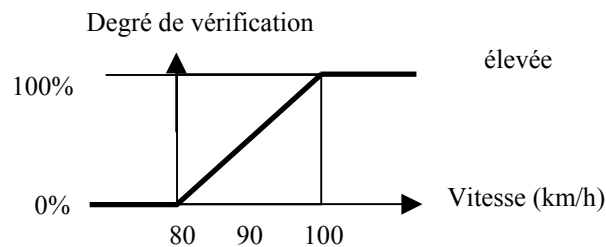


Fig. III. 3 Niveaux d'appartenance en logique floue

La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 80 km/h. On peut donc dire qu'en dessous de 80 km/h, la vitesse est élevée à 0%. Elle est considérée comme élevée au-dessus de 100 km/h, elle est donc élevée à 100% au-dessus de 100 km/h, et elle est élevée à 50% à 90 km/h, et à 25% à 85 km/h. De la même manière, les fonctions « La vitesse est-elle peu élevée ? » et « La vitesse est-elle moyenne ? » seront définies (voir figures (III.4 a) et b)).

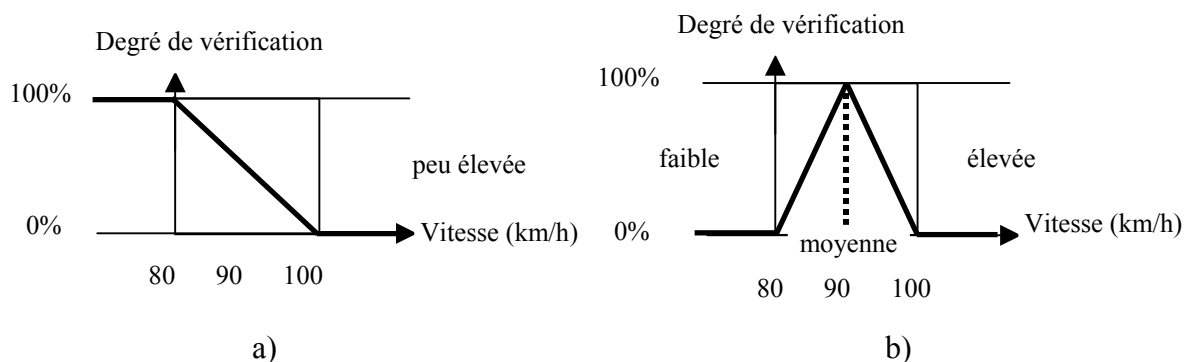


Fig. III.4 Niveaux d'appartenance en logique floue

Il n'est pas obligatoire que la transition soit linéaire. Des transitions hyperboliques (comme une sigmoïde ou une tangente hyperbolique), exponentielle, gaussienne (dans le cas d'un état moyen) ou de toute autre nature sont utilisables (voir figure ( III.5)).

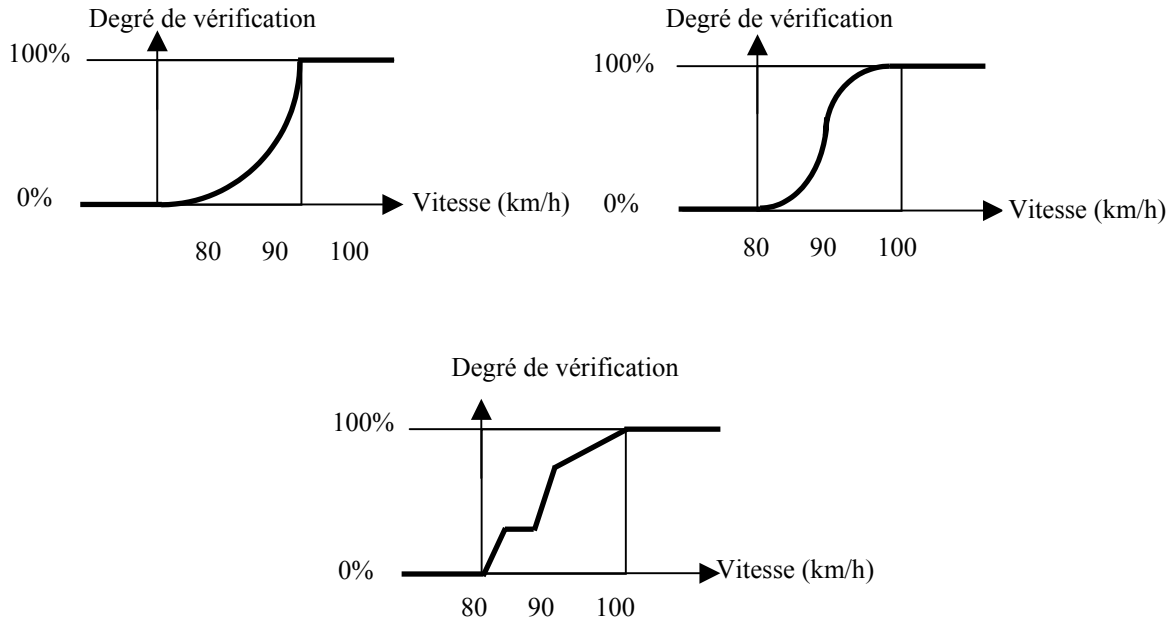


Fig. III.5 Autres formes de transition entre niveaux d'appartenance en logique floue

### III.5.2 Opérateurs de la logique floue

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas des ensembles flous pose certaines difficultés. Donc, il n'est pas possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, sont introduites quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous.

Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivantes [27],[28],[30]-[34] :

- Cas de l'opérateur *ET* : Il est réalisé par plusieurs méthodes tels que le maximum ou le produit des deux degrés d'appartenance  $\mu(x_1)$  et  $\mu(x_2)$  aux deux ensembles flous en question soit :

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1_i}(x_1) \mu_{2_j}(x_2) \quad (\text{III.1})$$

- Cas de l'opérateur *OU* : La réalisation de cet opérateur se fait par exemple par le calcul du maximum ou par la formation de la moyenne arithmétique des deux degrés

d'appartenance  $\mu_{1i}(x_1)$  et  $\mu_{2j}(x_2)$  aux deux ensembles flous  $i$  et  $j$  de  $x_1$  et  $x_2$  respectivement, c'est-à-dire :

$$\mu(x_1, x_2) = \frac{1}{2}(\mu_{1i}(x_1) + \mu_{2j}(x_2)) \quad (\text{III.2})$$

- Cas de l'opérateur *ALORS* : Cet opérateur permet d'évaluer le degré de vérité des propositions floues, il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le produit des deux fonctions d'appartenance  $\mu_{1i}(x_1)$ , et  $\mu_{2j}(x_2)$  des deux ensembles flous  $i$  et  $j$  de  $x_1$  et  $x_2$  respectivement, c'est-à-dire :

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1) \mu_{2j}(x_2) \quad (\text{III.3})$$

Les opérations *minimum* et *maximum* présentent l'avantage de la simplicité des calculs, par contre, elles privilégient l'une des deux variables. Les opérations de *produit* et *valeur moyenne* sont plus complexes à calculer mais elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs des deux variables [27].

### III.5.3 Différentes formes des fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance, leurs positions ainsi que leurs chevauchements peuvent être choisis librement. Elles (les fonctions d'appartenance) peuvent être symétriques, régulièrement distribuées ou avoir une distribution non uniforme, cependant, il convient de respecter certaines règles [31]:

- Leur forme doit être convexe,
- Les sous-ensembles d'entrées (souvent des trapèzes et des triangles) doivent se chevaucher partiellement afin qu'il n'y ait pas de zones indéterminées, tandis que pour ceux de sorties (souvent des trapèzes et des triangles), cette précaution n'est pas nécessaire,
- Eviter d'imbriquer plus de deux sous-ensembles, sinon il y aura des problèmes d'instabilité.

On peut choisir des formes quelconques de fonctions d'appartenance : une forme de cloche, trapézoïdale, ou triangulaire par exemple. Mais le plus souvent on choisira une forme triangulaire ou trapézoïdale car formée de segments de droite, le calcul est plus rapide, entre autres, le calcul de la surface de la fonction. Pour la variable "*Environ Zéro*", on doit éviter de prendre une forme trapézoïdale susceptible d'entraîner des erreurs de réglage [30],[31],[33].

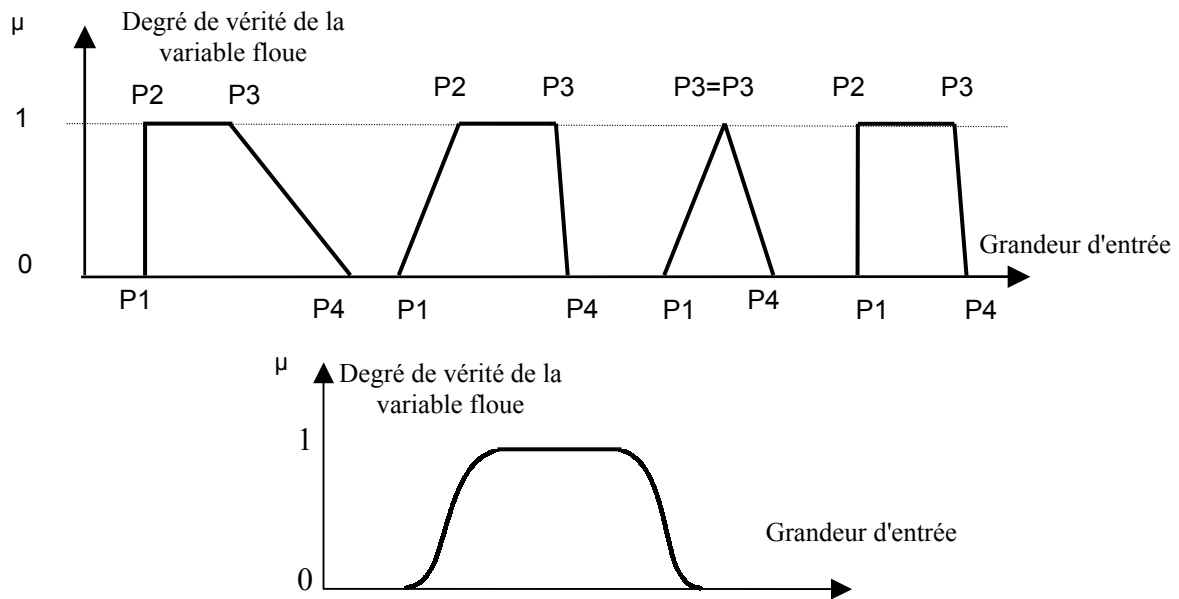


Fig. III.6 Différentes formes d'une fonction d'appartenance.

### III .5. 4 Intervalles d'inférence

Un intervalle flou est une quantité floue convexe. Les intervalles flous définissent le nombre de variables floues associées à une grandeur d'entrée. Pour l'exemple de la vitesse, on aurait pu définir 5 intervalles. D'une façon générale, les sous-ensembles flous sont caractérisés à l'aide de symboles tels que ceux présentés dans le tableau (III.1).

Symbole	Signification
NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
EZ	Environ Zéro
PM	Positif Moyen
PG	Positif Grand

Tab. III.1 Symboles de cinq intervalles ou sous ensembles flous

Un nombre de valeurs linguistiques supérieures à sept n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait la formulation des règles d'inférences [24],[30],[33].

### III .5.5 Etablissement des règles d'inférence floue

En logique floue, les règles que l'on établit n'ont qu'un but : lier les entrées aux sorties. Selon les valeurs d'entrée, on applique une règle et on obtient une (ou plusieurs) valeur(s) de

sortie. Cela définit le fonctionnement d'un système qui, une fois les données quantifiées et les règles établies, peut se suffire à lui-même.

Le concept repose sur le principe suivant : plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée en sortie doit être respectée [27],[33]. C'est-à-dire, plus la valeur d'entrée aura un degré d'appartenance fort à un état, plus la valeur de sortie en aura un fort aussi. Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons :

**III .5.5.1 Linguistiquement** : Dans ce cas, on écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant [24],[27],[31],[33],[34] :

- **Si** condition 1 **et/ou** condition 2 (et/ou...) **alors** action sur les sorties.

Prenons l'exemple de la conduite automobile à l'approche d'un carrefour contrôlé par des feux tricolores : Pour un conducteur normal, le processus de conduite met en oeuvre les quelques règles élémentaires suivantes :

- **Si** la vitesse est très grande et **Si** le feu rouge est proche **alors** on freine fort,
- **Si** la vitesse est faible et **Si** le feu vert est proche **alors** on accélère,
- **Si** la vitesse est faible et **Si** le feu rouge est loin **alors** on maintient la vitesse,
- **Si** ma vitesse est moyenne et **Si** le feu orange est loin **alors** on freine doucement,
- etc.

**III .5.5.2 Symboliquement** : Dans ce cas, il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

**III .5.5.3 Par matrice d'inférence** : Dans ce cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

En terme d'intelligence artificielle, ces règles résument en fait *l'expérience* de *l'expert* et elles ne sont en général pas définissables de façon unique puisque chaque individu crée ses propres règles [24],[33].

### **III.°.6 Fonctions d'appartenance de la variable de sortie**

La variable de sortie  $x_r$  du régulateur flou doit aussi être fuzzifiée. Les remarques faites précédemment sur les ensembles flous et la forme des sous-ensembles restent valables. Cependant, les lacunes sont admises au niveau de la fuzzification de la variable de sortie  $x_r$ .

voire même souhaitée (calculs plus rapides). Par exemple, on peut choisir de sous-ensembles "discrets" limités à des singletons.

La grandeur de sortie peut être définie aussi à l'aide d'un certain nombre d'ensembles flous caractérisés par des fonctions d'appartenance de diverses formes. Toutefois, en pratique, cette définition peut sembler assez lourde et le concepteur (l'*expert*) peut choisir d'associer une seule valeur à chaque intervalle flou [24],[31],[33],[34]. Par exemple, pour une grandeur à cinq intervalles flous, on peut définir les valeurs du tableau (III.2).

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. On va présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs de la logique ("ET", "OU", et "ALORS" dans ce cas) utilisés dans les règles d'inférence. On trouve trois méthodes d'inférence usuelles ; *Maximum-Minimum*, *Maximum-Produit*, *Somme-Produit* (la plus utilisée) [27],[28],[30],[31],[33].

Intervalle	Valeur en % du degré de vérité
Très Petit	0
Petit	25
Moyen	50
Grand	75
Très Grand	100

Tab. III.2 Valeurs associées aux ensembles flous d'une variable linguistique de sortie.

Ensuite la (ou les) variable(s) floue(s) de sortie doivent être converties en une grandeur de commande (tension, couple, ...) afin d'être appliquée au système à régler. On appelle cette dernière étape la *défuzzification*.

### III.7 Défuzzification

La transformation d'une information floue en une information déterminée est la défuzzification (concrétisation).

Pendant cette étape se fait la déduction de la grandeur de sortie numérique à partir de l'inférence floue. Il s'agit de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous des variables d'entrées et des ensembles flous de la variable de sortie, une valeur numérique de la variable de sortie en utilisant un ensemble de règles. Parmi les stratégies de

défuzzification, on cite la méthode du centre de gravité, la méthode du maximum et la méthode de la moyenne des maximums [24],[27],[28],[30],[31],[33] :

- la technique du maximum est la plus simple, elle consiste à ne considérer, pour chaque sortie, que la règle présentant le maximum de validité. Cette règle, simple voire simpliste, ignore les règles secondaires qui peuvent néanmoins être importantes pour le fonctionnement et la stabilité du système. Elle est peu employée.
- la technique de la moyenne des maximums, elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issues de l'inférence est maximale.
- la technique du centre de gravité est plus performante, elle consiste à tracer, sur un même diagramme, les différentes zones trapézoïdales correspondant à chacune des règles, et à calculer le centre de gravité de la zone consolidée. La méthode de défuzzification la plus mentionnée dans la littérature est celle de la détermination de l'abscisse  $x_{Gr}$  du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu(x_r)$ . Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante [27],[28],[30],[33],[35] :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x_r \mu(x_r) dx_r}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x_r) dx_r} \quad (\text{III.4})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. Ces deux intégrales sont calculées sur l'univers de discours de la variable de sortie ( $[x_0 x_1]$  dans ce cas).

### III.6 ESTIMATEUR FLOU POUR LA COMPENSATION DE LA VARIATION DE RÉSISTANCE STATORIQUE D'UN MSAP COMMANDÉ PAR DTC

La DTC classique est basée sur l'estimation du flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP à travers les deux grandeurs mesurées, la tension et le courant statoriques, et la valeur nominale de la résistance statorique qui est le seul paramètre de la machine utilisé dans cette estimation. Mais dans le cas d'une variation de  $r_s$  (due au changement de la température par exemple), et surtout à basse vitesse, l'information obtenue par ces expressions de flux et de couple sera entachée d'erreurs, c'est pourquoi la commande par DTC perd ses performances et peut devenir instable [37]-[40].

Toute variation de la résistance statorique crée un déséquilibre dans les équations des composantes de flux statorique du MSAP, exprimées en régime nominal. L'estimation du flux statorique du MSAP en partant d'un modèle invariable qui ne tient pas compte de l'évolution de la résistance statorique durant le fonctionnement, est sans doute entachée d'erreur par rapport au flux réel du moteur [29],[35]-[40].

Plusieurs correcteurs ont été proposés pour établir cette estimation afin de remédier ce problème de variation de  $r_s$ , dont on cite principalement le régulateur *PI* conventionnel, le régulateur flou, le régulateur neuronal, ... etc.

En absence d'une variation de la résistance statorique  $r_s$ , l'amplitude du flux statorique réel, ou estimé est donnée par la relation suivante :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \phi_{\alpha s} = \int_0^t (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \\ \phi_{\beta s} = \int_0^t (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

D'autre part le couple électromagnétique estimé est exprimé par :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.7})$$

Les équations de la machine liée au rotor ne sont pas nécessaires pour concevoir un correcteur *PI* pour l'estimation de la résistance statorique parce que ces équations ne donnent pas les amplitudes des vecteurs de courant [39].

On va présenter dans ce qui suit une approche basée sur la logique floue avec un nombre de règles floues minimal, pour trouver une estimation de la variation de la résistance statorique durant le fonctionnement d'un MSAP à vitesse variable commandé par DTC. Cet estimateur flou est utilisé pour corriger la valeur de  $r_s$  pour aboutir à une bonne estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. On peut alors utiliser, le module de flux statorique obtenue par reconstitution et intégration comme grandeur de référence. On aura alors :

$$\hat{\phi}_s^* = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{III.8})$$

Et on a aussi l'équation du couple électromagnétique estimé :



$$\hat{C}_e^* = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (III.9)$$

L'écart entre le flux statorique estimé et réel de la machine,  $e(k) = \phi_s^*(k) - \phi_s(k)$ , et la variation de cet écart  $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ , sont utilisés comme variables floues d'entrée de l'estimateur flou de  $r_s$ , dont le schéma bloc est illustré par la figure (III.7).

On peut utiliser aussi le module de courant statorique estimé comme grandeur de référence au lieu de module de flux statorique. Cela peut se faire d'après la relation (III.10), et après avoir résolu le système formé de deux équations (III.8) et (III.9). Généralement  $(L_d - L_q) \approx 0$  [14],[43]. On peut donc négliger ce terme et simplifier ainsi le système. On obtient:

$$i_s^* = \sqrt{\hat{i}_{s\alpha}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2} \quad (III.10)$$

Ensuite l'écart entre la valeur réelle et estimée de  $i_s$  et sa variation sont introduits comme entrées de l'estimateur flou [24],[36].

Les résultats de simulation obtenus en utilisant les deux types d'entrées du correcteur *PI* ou *PI* flou sont quasiment identiques (on se limite dans cette étude au premier cas (voir figure (III.7)).

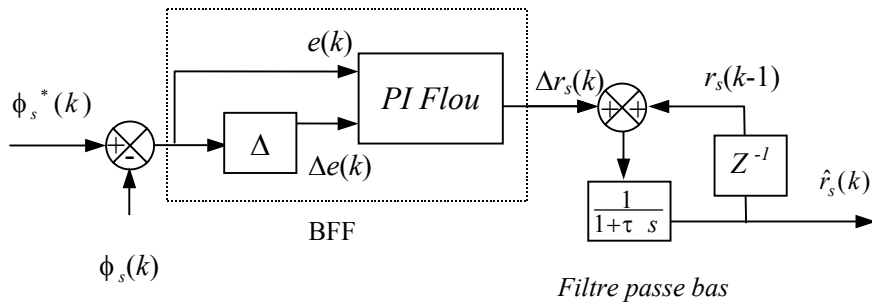


Fig. III.7 Schéma bloc d'un *PI* flou utilisé pour l'estimation  $\Delta r_s$

La fuzzification des variables d'entrée et de sortie de l'estimateur flou est illustrée par la figure (III 8). Chacune des trois variables linguistiques est représentée par cinq sous-ensembles flous (NG  $\equiv$  Négatif Grand, NP  $\equiv$  Négatif Petit, ZE  $\equiv$  nul, PP  $\equiv$  Positif Petit et PG  $\equiv$  Positif Grand).

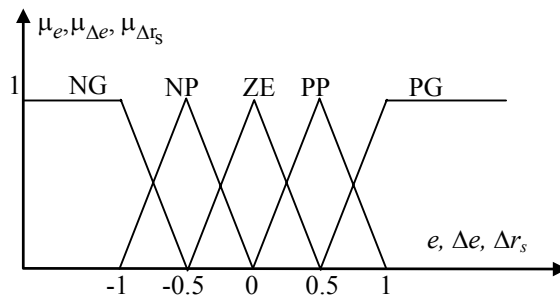


Fig. III 8 Fuzzification des variables linguistiques floues de l'estimateur de  $r_s$

Par ailleurs, la défuzzification a été réalisée par la méthode du centre de gravité associée à la méthode d'inférence *somme-produit*. Dans ce cas, la forme simplifiée de (III.4) est donnée par la relation suivante :

$$\Delta r_s = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i} \quad (III.11)$$

Où  $\mu_{ci}$  est le coefficient de modification à appliquer au  $i^{\text{ème}}$  sous ensemble de la sortie  $\Delta r_s$ , il représente le degré de vérité de la prémisse de la  $i^{\text{ème}}$  règle et  $x_{Gi}$  et  $S_i$  sont l'abscisse du centre de gravité et la surface du sous-ensemble  $i$  de la variable de sortie respectivement.

Les 25 règles d'inférence sont récapitulées dans le tableau suivant :

$\Delta e$ $e$	PG	PP	ZE	NG	NP
PG	PG	PG	PG	PP	ZE
PP	PG	PG	PP	ZE	NP
ZE	PG	PP	ZE	NP	NG
NG	PP	ZE	NP	NG	NG
NP	ZE	NP	NG	NG	NG

Tab.III.3 Règles d'inférence floue de l'estimateur de  $\Delta r_s$

Le raisonnement permettant de construire la table d'inférence (III.3) est déduit d'après le système (III.6). En effet, si la résistance statorique subit une augmentation pour une tension et courant statorique donnés, le flux statorique réel du moteur diminue. Par conséquent, on doit ajuster le flux statorique et l'obliger à poursuivre le flux statorique de référence du MSAP. Pour cela on fait croître la résistance estimée. Donc on doit augmenter  $r_s$  pour une diminution de  $\phi_s$  par rapport à  $\phi_s^*$ , et vice versa.

A titre d'exemple, pour  $e = \phi_s^* - \phi_s$  Positive Grande (PG), et une variation  $\Delta e$  PG, alors  $\Delta r_s$  doit être PG aussi, ...etc., et suivant cette logique on déduit toutes les autres règles du tableau précédent.

D'autre part, la figure (III.9) montre le schéma bloc d'une commande par DTC du MSAP, dotée d'un estimateur flou de la résistance statorique  $r_s$ .

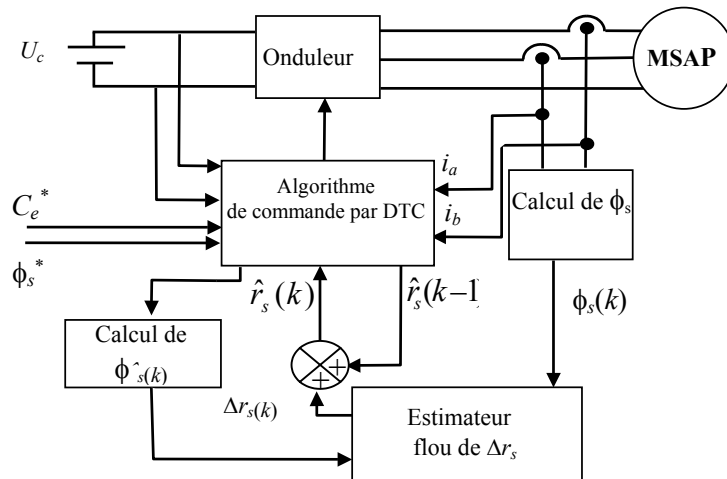


Fig. III.9 Schéma bloc d'une commande par DTC du MSAP, dotée d'un estimateur flou de la résistance statorique  $r_s$ .

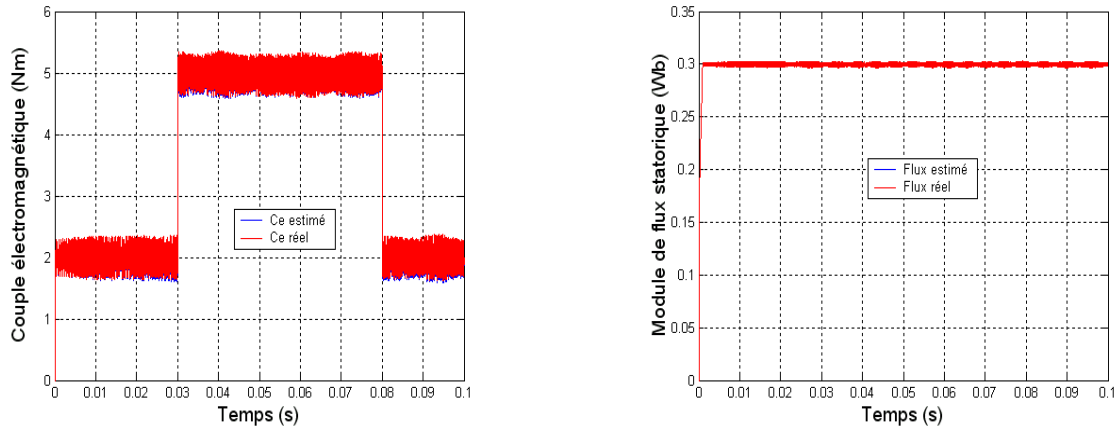
### III.7 EFFET DE LA VARIATION DE RÉSISTANCE STATORIQUE SUR UN MSAP COMMANDÉ PAR DTC

La cause principale de la variation de la résistance statorique du MSAP est due généralement à la variation de la charge et la température du milieu ambiant. Elle varie pratiquement d'une manière irrégulière pendant le fonctionnement [29].

L'erreur entre la valeur réelle de  $r_s$  du MSAP et la valeur utilisée par le bloc de commande de la DTC, provoque une erreur d'estimation du flux statorique et du couple, ce qui peut causer l'instabilité de la DTC par l'application des séquences non conformes à l'état de l'entraînement. Afin d'illustrer l'influence de la variation de  $r_s$ , on va discuter les différents cas possibles et on va les commenter ci-après.

#### III.7. 1 Fonctionnement normal sans variation paramétrique

Dans ce cas, la machine est chargée d'un couple de 2(Nm), ensuite, on introduit une charge nominale de 5(Nm) entre  $t=0.03(s)$  et  $0.08(s)$ . Les résultats de simulation montrent que le flux statorique et le couple électromagnétique suivent convenablement leurs consignes. De plus, les valeurs estimées et réelles du flux et du couple du MSAP sont pratiquement égales. Les figures (III.10 a) et b)) illustrent ces résultats.



a) Couples électromagnétique estimé et réel b) Module de flux statoriques estimé et réel.

Fig. III.10 Couples et flux (estimés, et réels) du MSAP commandé par DTC pour une référence de couple égale à 2 (Nm) suivie d'une référence de 5 (N.m) entre 0.03 et 0.08 (s).

### III.7. 2 Fonctionnement anormal avec variation paramétrique

#### III.7. 2.1 Cas d'une erreur de $r_s$ positive

Dans ce cas, la valeur de la résistance  $r_s$  utilisée par le bloc de commande par DTC est inférieure à celle réelle du MSAP. C'est à dire, on a une augmentation de la valeur réelle de la résistance du MSAP (la croissance de  $r_s$  par augmentation de la température durant le fonctionnement causé par une augmentation de la charge du MSAP par exemple). On a étudié deux cas pour cette variation, la première est une augmentation brusque de la résistance statorique de 100% à  $t=0.02$  (s), la deuxième est une augmentation graduée entre 0.02 (s) et 0.08(s) (voir figure III.11).

L'entraînement se déstabilise car la valeur de la résistance utilisée dans le bloc de commande est différente de celle de la machine (voir figures III.12 à III.15).

La variation de la résistance statorique de la forme illustrée par la figure (III.11. b)) se rapproche d'une évolution réelle de  $r_s$  (bien que cette variation due à l'influence de la température soit relativement lente). L'étude de cette variation excessive de  $r_s$ , a pour but d'illustrer les problèmes indésirables qui affectent la commande et qui peuvent détériorer les performance de la DTC. D'après les figures de couple et de flux, l'influence de ce type d'augmentation est assez similaire au deux cas étudiés (sans et en présence de la boucle de réglage de vitesse). On remarque bien l'annulation du couple et la chute du flux. On peut noter aussi dans les deux cas, que le couple est plus perturbé que le flux.

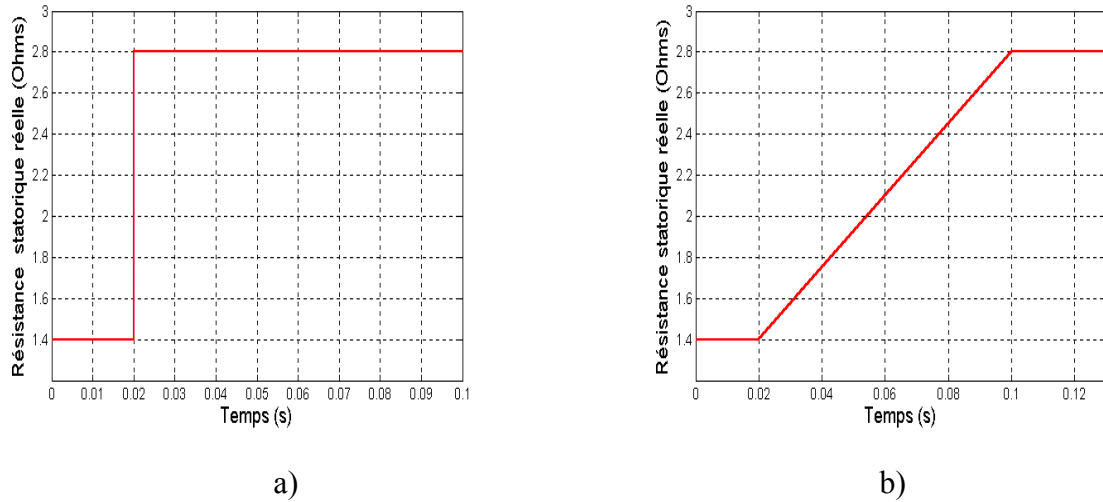
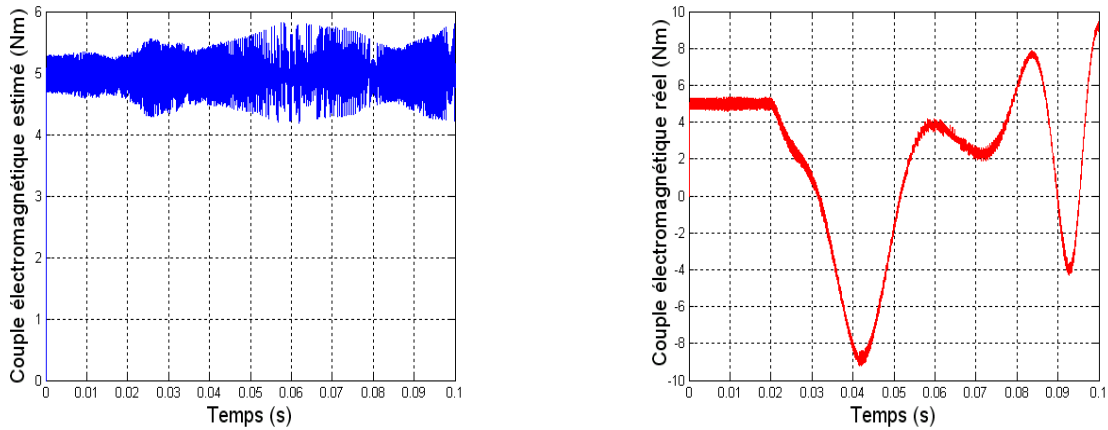
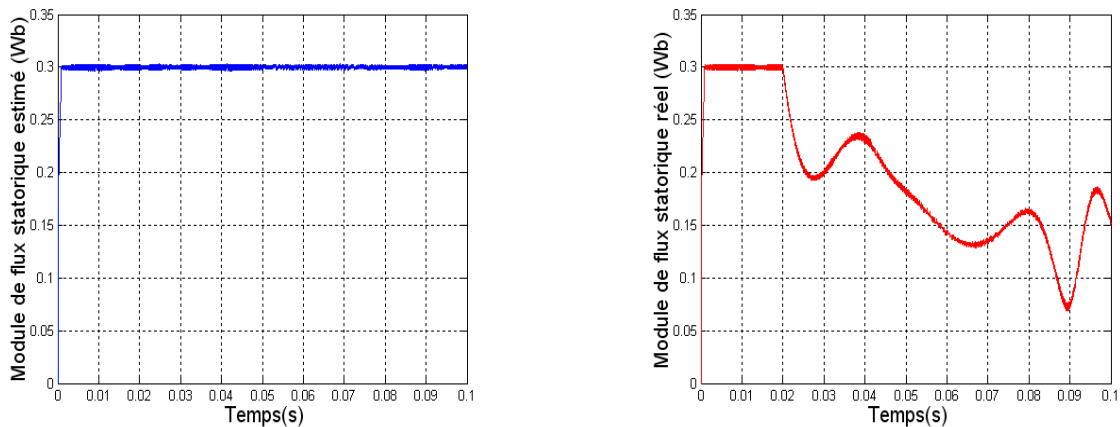


Fig. III.11 Variation brusque et graduée de la résistance statorique de 100% à partir de  $t=0.02$  (s).

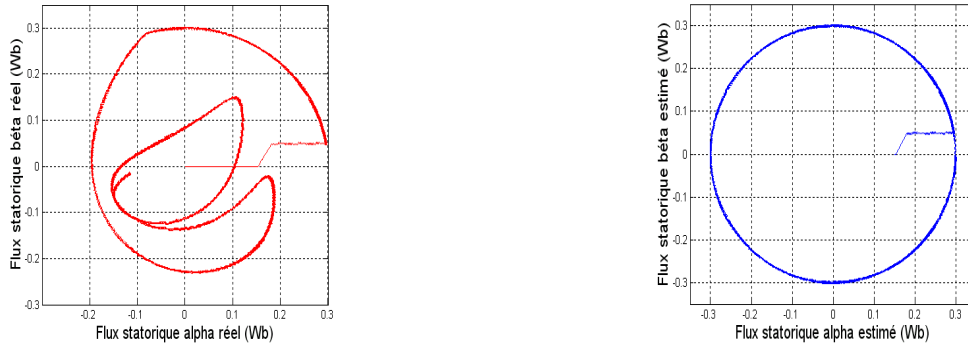


a) Évolution des couples électromagnétiques (estimé et réel)

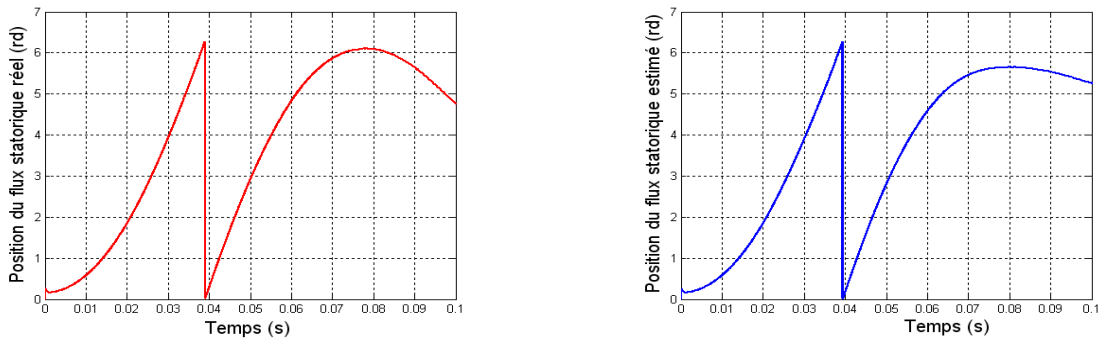


b) Évolution des flux statoriques (estimé et réel)

Fig. III.12 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP lors d'une variation brusque de  $r_s$  de 100% en absence de la boucle de réglage de vitesse.

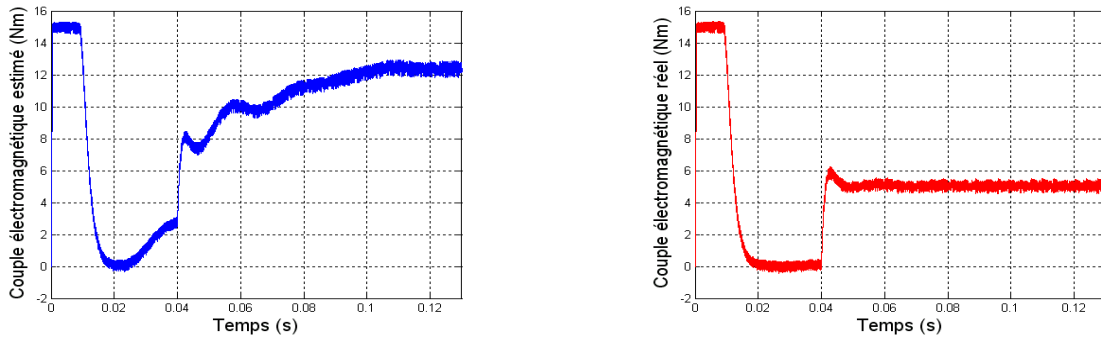


a) Flux statoriques estimé et réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$

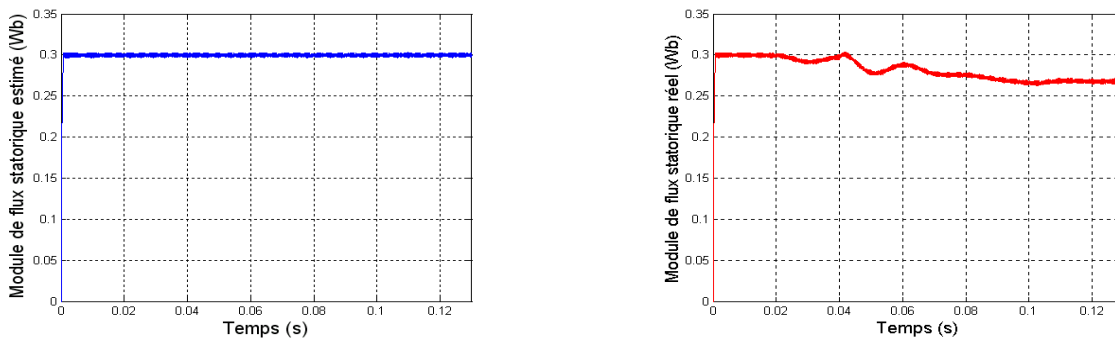


b) Évolution de la position du vecteur de flux statorique (estimé et réel)

Fig. III.13 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP lors de la variation brusque de  $r_s$  de 100% en absence de la boucle de réglage de vitesse.



a) Évolution des couples électromagnétiques (estimé et réel)



b) Évolution des flux statoriques (estimé et réel)

Fig. III.14 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP lors d'une variation graduée de  $r_s$  en présence de la boucle de réglage de vitesse.

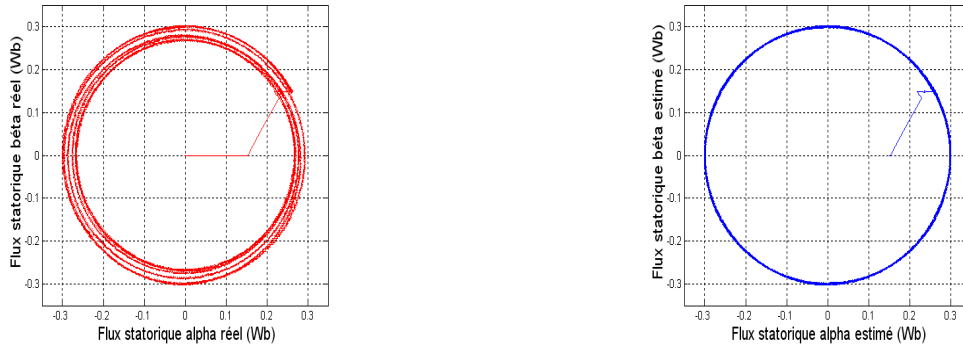


Fig. III.15 Flux statoriques estimé et réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , lors de la variation graduée de  $r_s$  en présence de la boucle de réglage de vitesse.

### III.7. 2.2 Cas d'une erreur de $r_s$ négative

Dans ce cas, la résistance  $r_s$  utilisée dans le bloc de commande par DTC est supérieure à la valeur nominale de la machine (fonctionnement dans des milieux à basses températures ou à charge faible). La diminution de la résistance statorique du MSAP implique une baisse de la chute ohmique provoquant une augmentation du flux statorique et du couple électromagnétique. Et comme l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique utilise la valeur nominale de la résistance statorique qui est différente de sa valeur réelle, on aura une déviation de ces grandeurs estimées par rapport à leurs valeurs réelles.

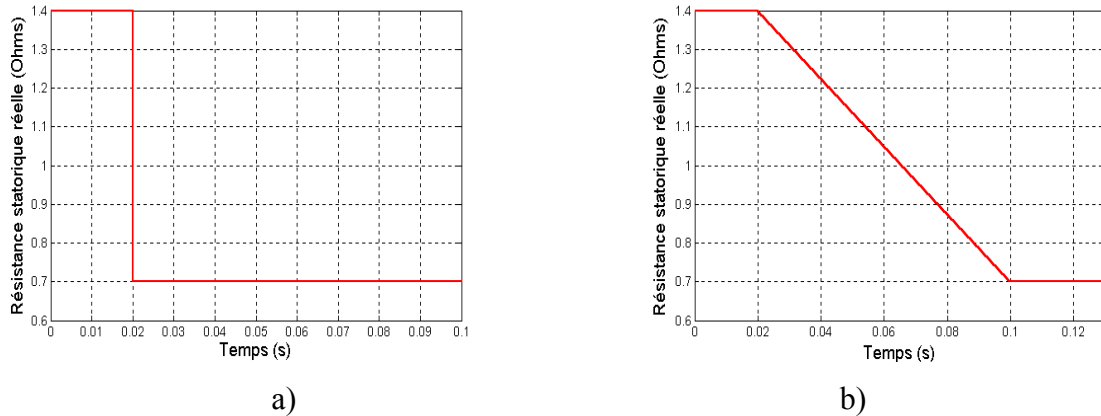


Fig. III.16 Variations brusque et progressive de la résistance statorique de -50% à  $t=0.02$  (s).

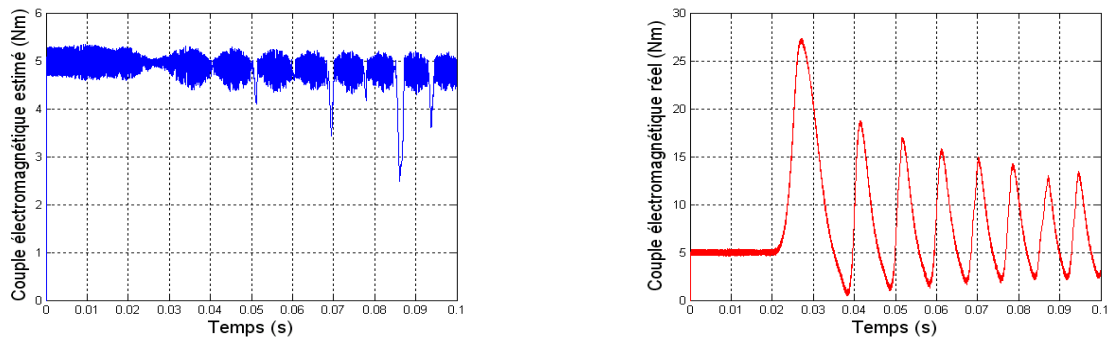
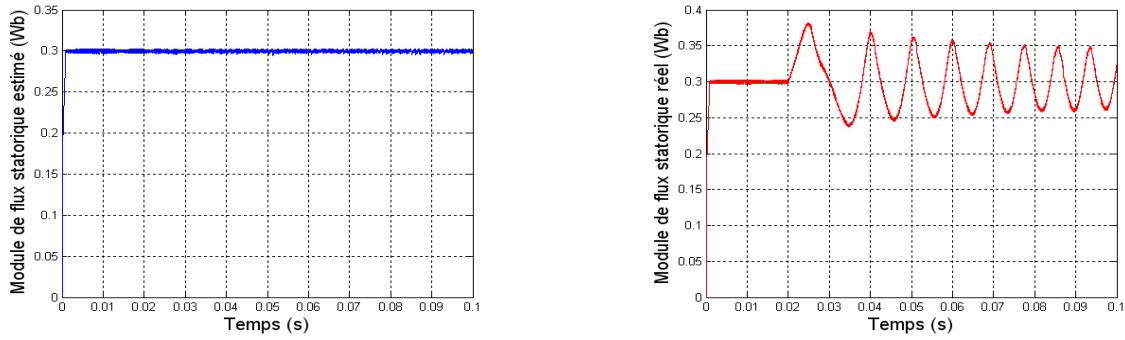
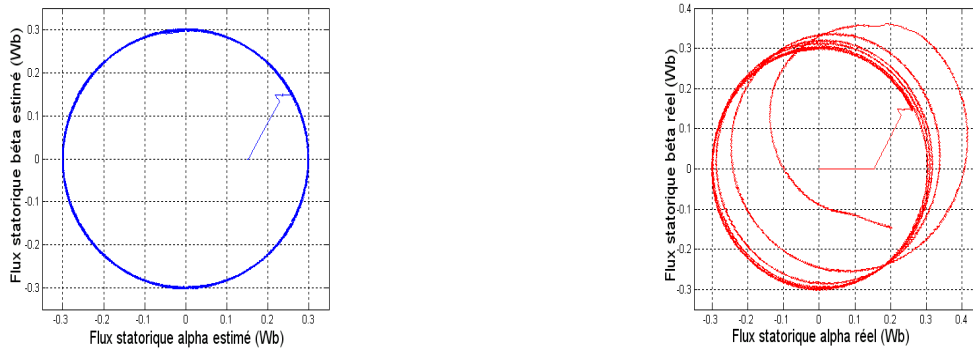


Fig. III.17 Évolution des couples électromagnétiques (estimé et réel) d'un MSAP commandé par DTC lors d'une diminution brusque de  $r_s$  de -50% en absence de la boucle de réglage de vitesse.

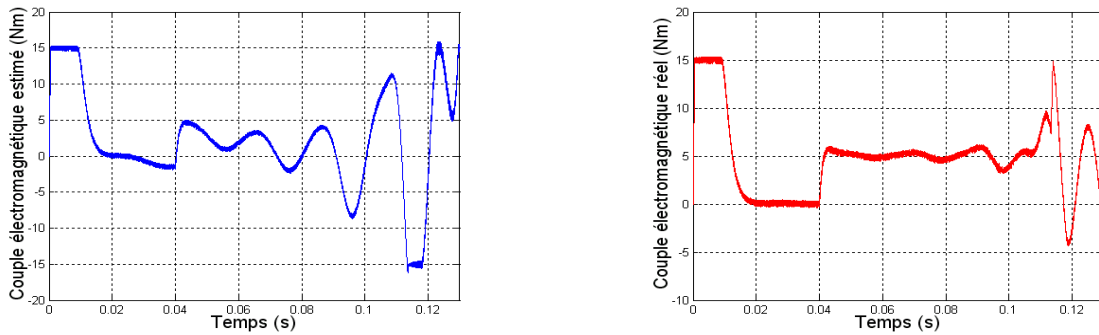


a) Évolution des flux statoriques (estimé et réel)

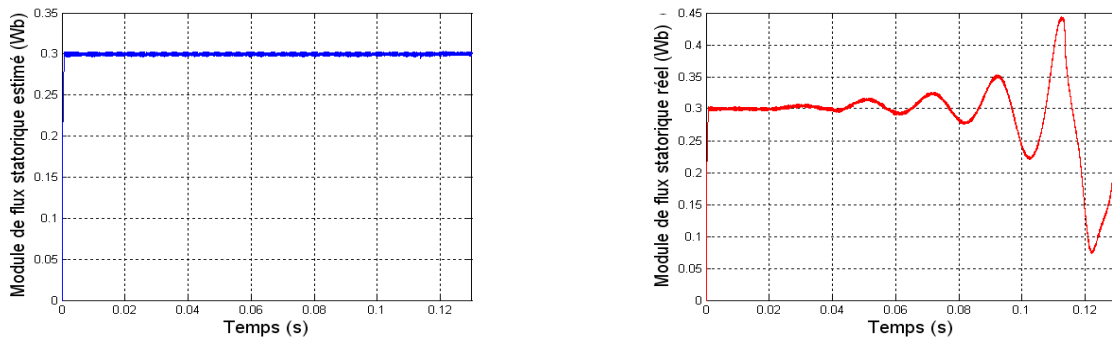


b) Flux statoriques estimé et réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$

Fig. III.18 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP lors de la diminution brusque de  $r_s$  de -50% en absence de la boucle de réglage de vitesse.



a) Évolution des couples électromagnétiques (estimé et réel)



b) Évolution des flux statoriques (estimé et réel)

Fig. III. 19 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP lors de la diminution progressive de  $r_s$  de -50% en présence de la boucle de réglage de vitesse.



On peut conclure dans les deux cas de variation de la résistance que l'erreur entre la valeur réelle de  $r_s$  du MSAP et la valeur utilisée par le bloc de commande de la DTC, provoque une erreur dans l'estimation du flux statorique et du couple, ce qui peut causer l'instabilité de la DTC. Donc la compensation de la résistance statorique est essentielle pour rendre la DTC robuste face à cette déviation paramétrique.

### III.8 COMPENSATION DE LA VARIATION DE RÉSISTANCE STATORIQUE D'UN MSAP COMMANDÉ PAR LA DTC EN UTILISANT UN ESTIMATEUR FLOU

On propose dans cette étude la compensation de deux cas de variation de la résistance statorique. Le premier cas est une augmentation exponentielle de  $r_s$  de 100% à partir de  $t=0.02$  (s) accompagnée d'une insertion de charge nominale de 5(Nm), en absence de la boucle de réglage de vitesse. Le deuxième cas de variation de  $r_s$  est représenté dans la figure (III.20 b)),  $r_s$  est supposée égale à sa valeur nominale entre 0 et 0.02 (s), puis elle augmente linéairement entre 0.02 (s) et 0.1(s). Cette augmentation atteint une valeur de 100% de  $r_s$  au bout de 0.18 (s). Ensuite la résistance  $r_s$  diminue entre 0.28 (s) et 0.36 (s) jusqu'à sa valeur nominale. Elle reste constante pendant l'intervalle 0.36 (s) et 0.40 (s), puis elle diminue de nouveau de 50% de sa valeur nominale entre 0.4 (s) et 0.44 (s), et elle conserve cette valeur entre 0.44 (s) à 0.52 (s). Elle augmente ensuite et atteint sa valeur nominale à  $t=0.56$  (s) et reste constante, en même temps, on introduit un couple de charge à  $t=0.04$ (s), et on change la vitesse de rotation à  $t=0.56$ (s) et cela en présence de la boucle de réglage de vitesse.

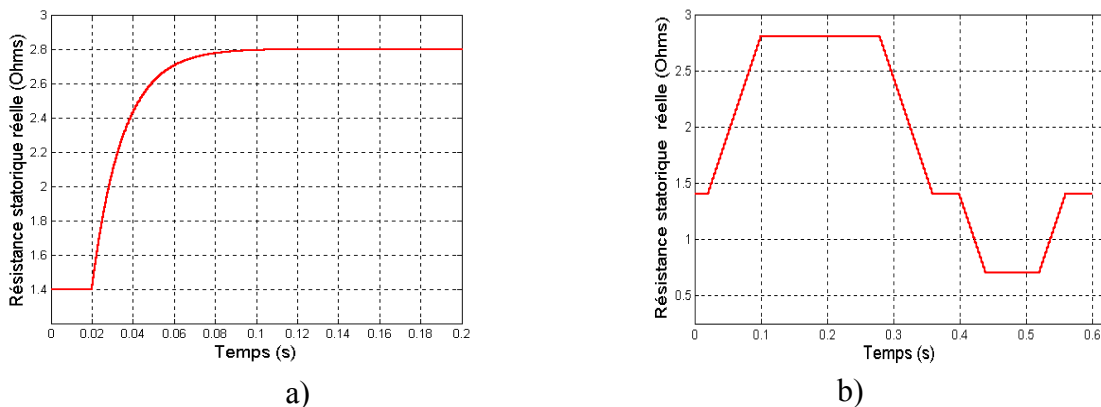
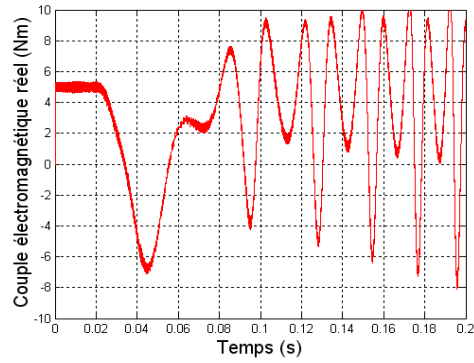
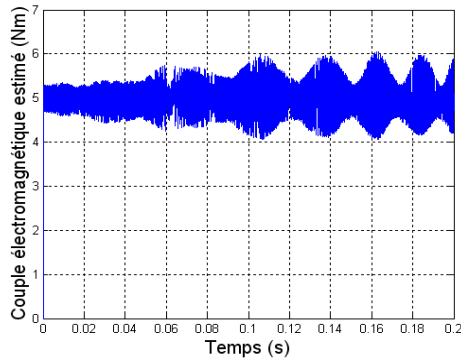


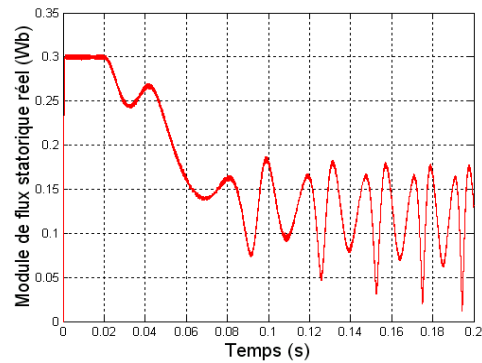
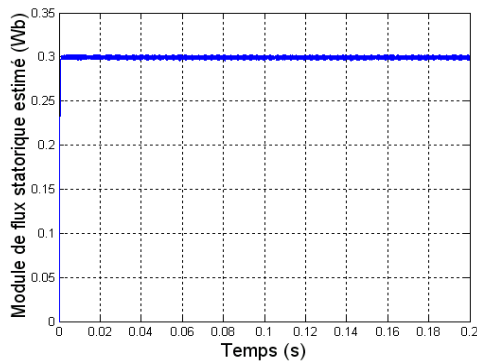
Fig.III.20. Évolutions étudiées de la résistance statorique

Les figures (III.21), (III.22), (III.23), et (III.24) montrent le comportement dynamique de quelques caractéristiques du MSAP commandé par DTC lors de la variation de  $r_s$ . On note bien une détérioration du couple électromagnétique et du flux statorique estimés et réels ainsi que l'allure de vitesse. On note aussi une instabilité de la commande en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse.

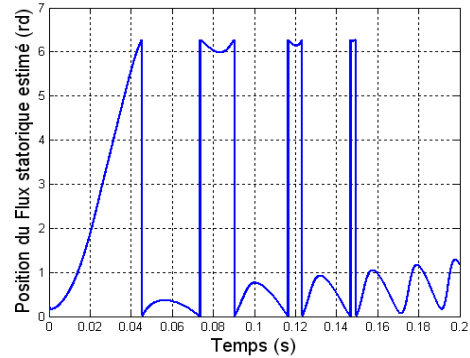
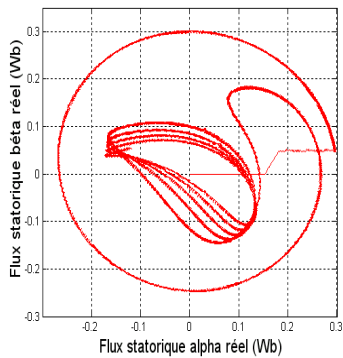
Munir la commande par DTC du MSAP d'un estimateur flux, donne une bonne correction de la résistance statorique, comme le montrent les figures (III.22 c)) et (III.26 b)). Cela implique une bonne correction du couple électromagnétique et du flux statorique (voir figures (III.22, III.25 et III.26), ce qui permet de rétablir la stabilité du système par élimination de l'erreur d'estimation de flux statorique et de couple électromagnétique.



a) Évolution des couples électromagnétiques (estimé et réel)

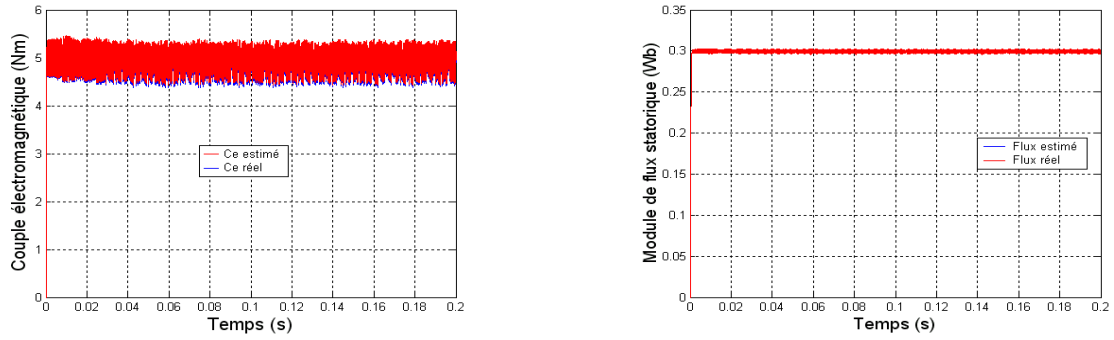


b) Évolution des flux statoriques (estimé et réel)

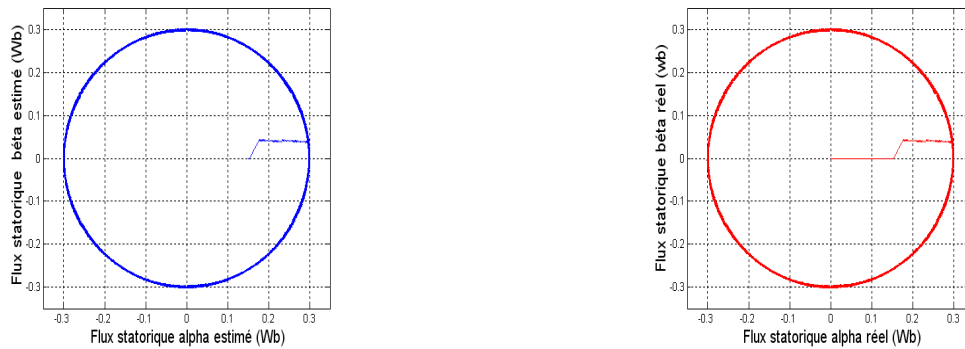


c) Évolutions du flux statorique réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  et de sa position

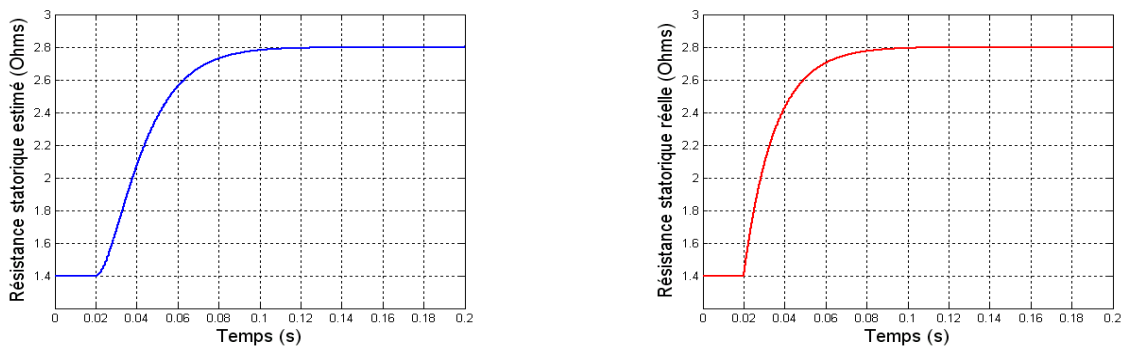
Fig. III.21 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP lors d'une variation exponentielle de  $r_s$  de 100% en absence de la boucle de réglage de la vitesse et sans compensation de  $\Delta r_s$ .



a) Évolution des couples électromagnétiques et flux statoriques (estimé et réel)



b) Évolution des flux statoriques réel et estimé dans le plan  $(\alpha, \beta)$



c) Évolution de la résistance statorique estimée et réelle

Fig. III.22 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP avec compensation de  $\Delta r_s$ , en absence de la boucle de réglage de la vitesse.

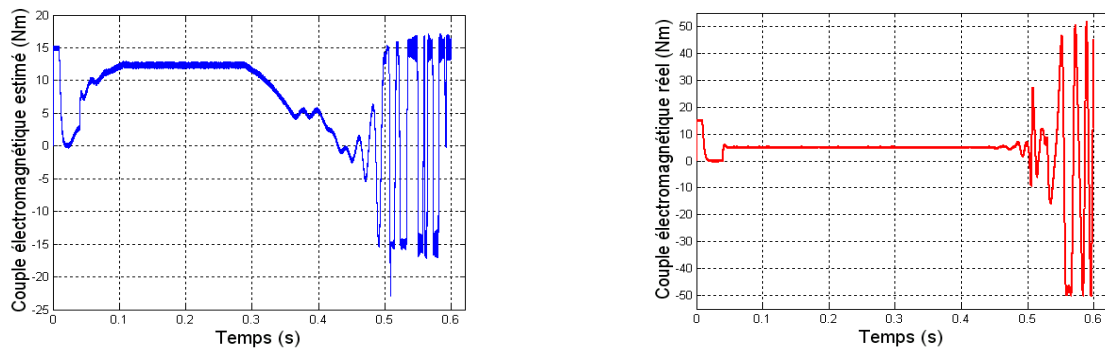
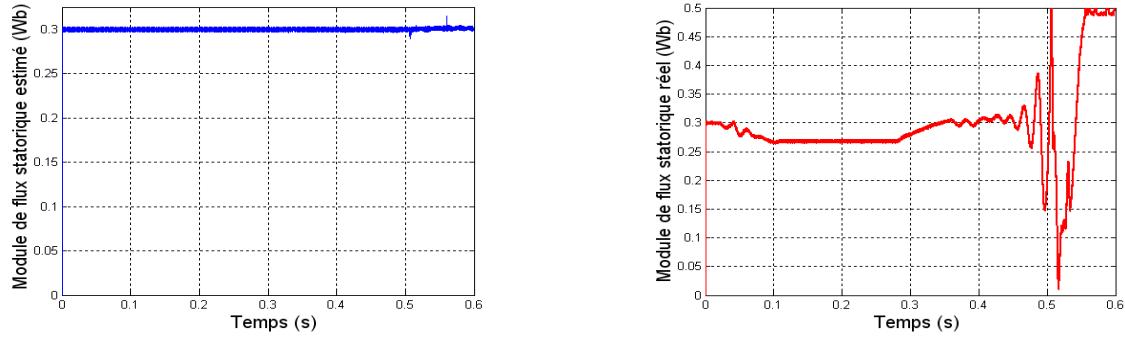
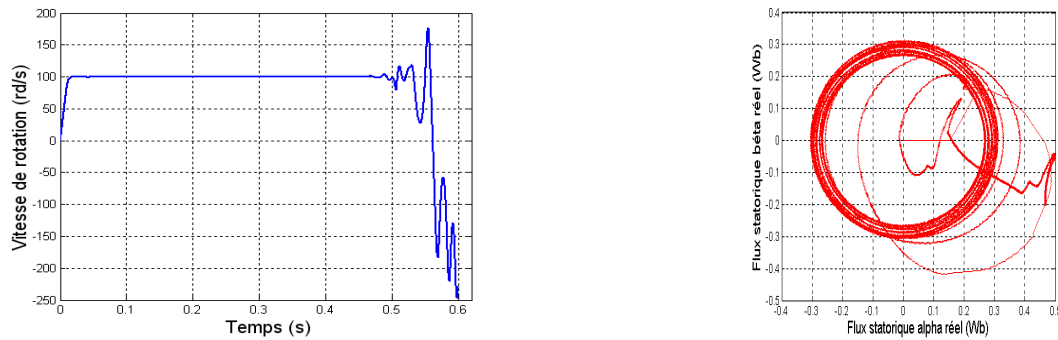


Fig. III.23 Évolution des couples électromagnétiques (estimé et réel) sans compensation de  $r_s$  en présence de la boucle de réglage de la vitesse.

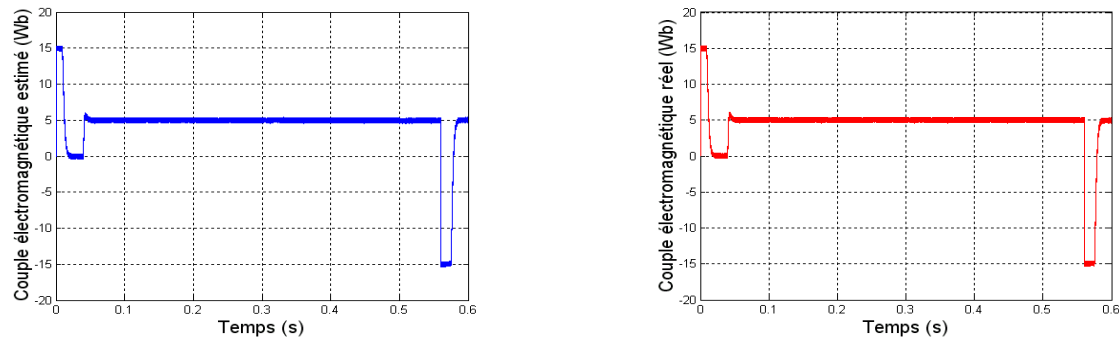


a) Évolution des couples électromagnétiques (estimé et réel)

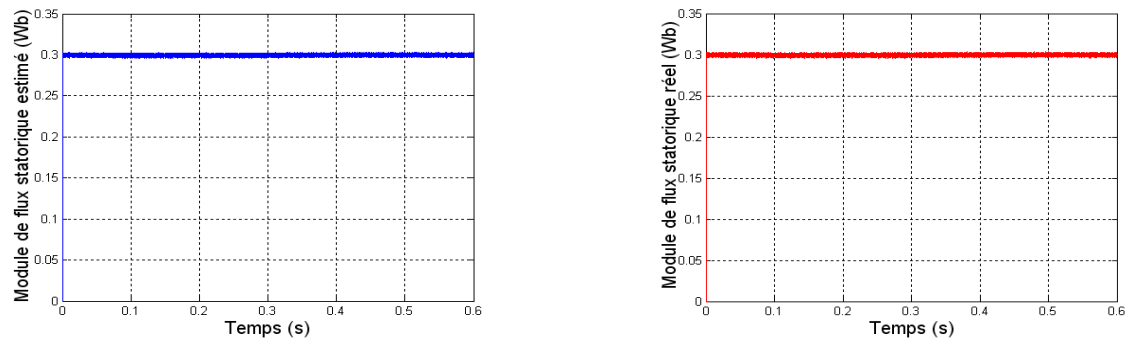


b) Évolution de la vitesse de rotation et du flux statorique réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$

Fig.III.24 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP lors de la variation graduée de  $r_s$  en présence de la boucle de réglage de la vitesse et sans compensation de  $\Delta r_s$ .

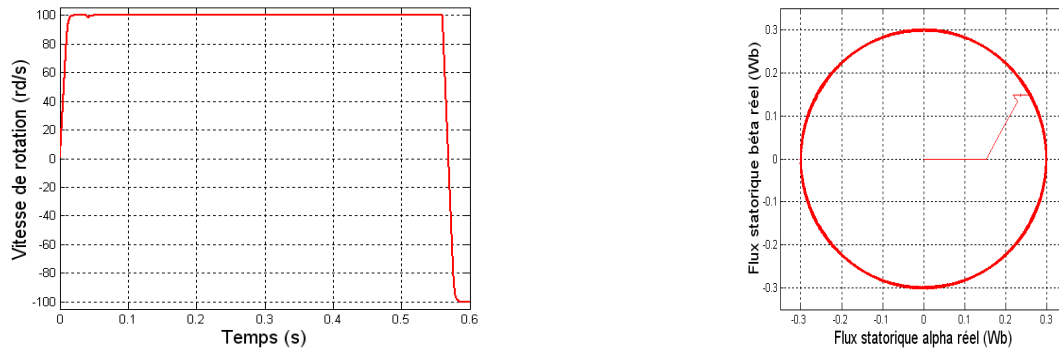


a) Évolution des couples électromagnétiques (estimé et réel)

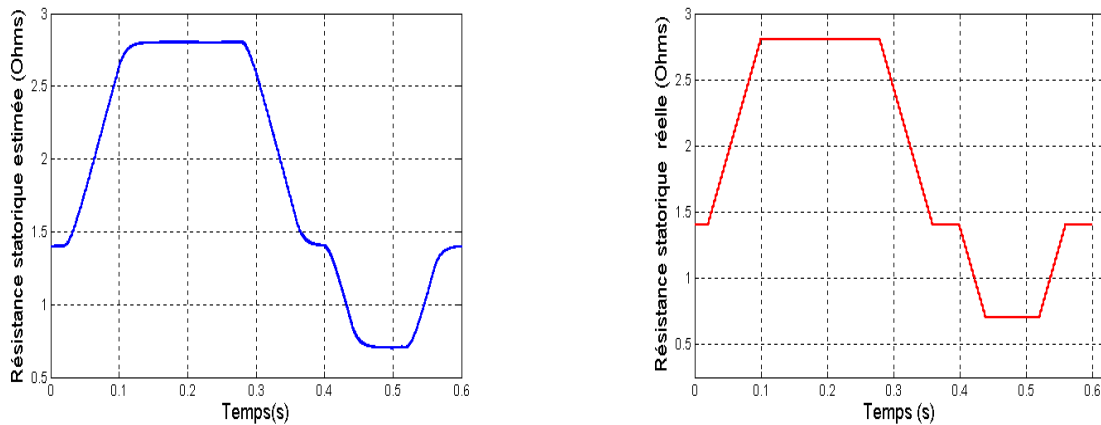


b) Évolution des flux statiques (estimé et réel)

Fig. III.25 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP avec compensation de  $\Delta r_s$ , en présence de la boucle de réglage de la vitesse.



a) Évolution de la vitesse de rotation et du flux statorique estimé dans le plan  $(\alpha, \beta)$



b) Évolution de la résistance statorique estimée et réelle

Fig. III.26 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP avec compensation de  $\Delta r_s$  en présence de la boucle de réglage de la vitesse.

### III.9 CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à l'étude de l'influence de la variation de résistance statorique sur la robustesse et la stabilité de la commande par DTC du MSAP. Des résultats de simulation détaillés ont été présentés et commentés.

Des cas de variations extrêmes et sévères ont été étudiés. Le but c'est de juger l'efficacité de l'estimateur flou de  $r_s$  qui intervient afin de corriger une telle déviation de ce paramètre clé et de compenser ainsi les erreurs d'estimation de couple et de flux causées par cette même déviation. D'après les résultats obtenus par l'insertion d'un *PI* flou pour estimer  $r_s$ , on note l'effet compensateur de cet estimateur de la variation de  $r_s$ . En effet, il a rétabli la stabilité du système et a renforcé la robustesse de la commande par DTC du MSAP, vis-à-vis de variations sévères de la résistance statorique pendant le fonctionnement du MSAP en absence et en présence de la boucle de réglage de la vitesse de rotation.

---

---

# **Chapitre IV**

OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS ASSOCIÉ À LA  
COMMANDÉ PAR DTC DU MOTEUR SYNCHRONE À  
AIMANTS PERMANENTS

## **IV.1 INTRODUCTION**

Le fonctionnement du système devient difficile aux basses vitesses, à cause de la variation de résistance statorique en fonction de la température. Cette variation introduit des erreurs sur la reconstitution des deux principales grandeurs électriques de la DTC à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique, et réduit la robustesse de cette commande [24],[36]. La bonne connaissance de ces grandeurs est nécessaire pour le contrôle de l'actionneur. Les courants et les tensions statoriques du MSAP sont les seules grandeurs facilement mesurables. On a étudié au chapitre précédent l'influence de cette variation de la résistance sur la DTC et on a déduit la nécessité d'utilisation d'un estimateur ou d'un observateur pour compenser cette variation. La recherche d'un modèle d'action correspondant au modèle d'estimation ou d'observation, nécessite une réflexion préliminaire concernant le choix d'un repère d'état et d'une méthode de discrétisation de l'équation d'état, adéquats. Pour des raisons techniques, les grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles (flux) ou bien pour des problèmes de coûts et de robustesse, il est préférable d'éviter la mesure de ces grandeurs (vitesse, position). Il faut donc déterminer, sans utiliser des capteurs dédiés, en utilisant des estimateurs en boucle ouverte ou des observateurs en boucle fermée, les variables influençant la commande et difficilement mesurables. La réduction de l'ordre du modèle est possible dans certains cas, mais la vérification de la validité du modèle retenu par rapport aux points de fonctionnement possibles, est indispensable [2],[42],[48].

On va consacrer ce chapitre à l'étude d'un observateur de courants statoriques à modes glissants d'ordre réduit dédié à la compensation de la variation de résistance statorique d'une commande par DTC appliquée à un MSAP.

## **IV.2 STRUCTURE ET PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR**

Il existe plusieurs modèles d'observation. Ils dépendent du mode d'alimentation de la machine, auquel est associé le choix du vecteur d'état et surtout du référentiel. Les observateurs peuvent être classés en deux familles [42] :

- Les observateurs d'ordre complet (4 pour la machine symétrique) qui donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long.

- Les observateurs d'ordre réduit (2 pour la machine symétrique) obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état.

La figure (IV.1) indique la structure d'un observateur d'état. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de *prédicteur* et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système.

La structure fonctionnant en boucle fermée est obtenue par l'introduction d'une matrice de gains  $K$ , qui permet d'imposer une dynamique propre à cet observateur. Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessous, représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée  $U$  du système réel et de l'observateur,
- Un vecteur d'état  $X$  constitué des grandeurs à observer,
- Un vecteur de sortie  $y$  dont les composantes sont mesurables (tensions, courants).

Ce dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent  $\hat{y}$  donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une nouvelle variable qui est l'erreur d'observation  $\varepsilon$ . Celle-ci est multipliée par une matrice de gains  $K$  et renvoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés  $\hat{X}$  par un retour d'état [5],[24],[42].

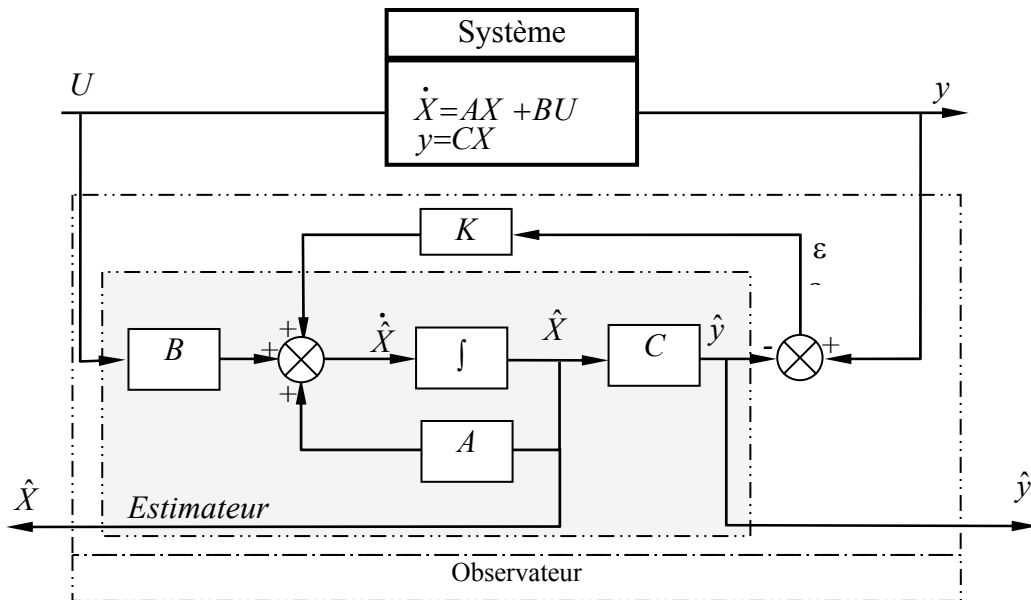


Fig. IV.1 Schéma bloc d'un observateur d'état.

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [2],[24],[43]-[62] :



$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Il y a plusieurs types d'observateurs, l'un de ces types est l'observateur de *Luenberger* qui permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système. Cet observateur peut être utilisé pour reconstituer la vitesse de rotation d'un moteur électrique par exemple à partir du couple électromagnétique. Il permet aussi de reconstituer les flux de la machine, sachant que ces grandeurs restent loin d'être facilement mesurées [2],[24]. Les observateurs optimisant un critère statistique, donnent une estimation optimale de l'état du système perturbé par des bruits, dont les propriétés stochastiques sont connues. Le filtre de *Kalman* appartient à cette famille de reconstituteurs d'état. Généralement, il est utilisé comme un estimateur de flux, de la vitesse ou des paramètres rotoriques utilisés pour la synthèse des commandes vectorielles [2],[50].

### IV.3 OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS

Les modes glissants constituent une manière simple et robuste de réglage des systèmes automatiques. Leur application aux actionneurs électromagnétiques ne représente qu'un cas particulier. Cette technique a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Elle consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation glissant autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre (voir figure (IV.2)) d'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à certaines variations paramétriques et aux perturbations. Le terme correcteur est une fonction signe discontinue. Cette technique consiste à contraindre à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre  $n$  à converger sur une variété de dimension  $n-m$ , dite surface de glissement. L'attractivité et l'invariance de la surface de glissement sont assurées par des conditions, appelées conditions de glissement. L'observateur à modes glissants basé sur les systèmes à structures variables proposé par *Emel'yanov*, a la particularité d'être robuste par rapport aux perturbations et aux erreurs paramétriques [49]. L'estimation par ce type d'observateurs est alors plus adaptée à notre système (les dynamiques d'un système sont calculées par la méthode de résolution proposée par *Fillipov* ou une méthode similaire de la commande équivalente ou du vecteur équivalent proposé par *Utkin* [42],[48],[49]).

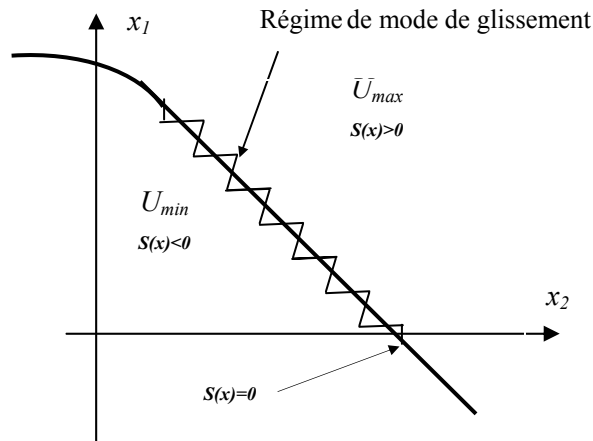


Fig. IV.2 Trajectoire d'état en régime de modes glissants

Les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état  $e = X - \hat{X}$ . On impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie  $\varepsilon = y - \hat{y}$ , est nulle. Les dynamiques sur cette variété sont stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler le reste de l'erreur d'estimation [5],[24],[28],[42]-[53].

L'observateur à modes glissants (OMG) peut être introduit dans une boucle de commande par DTC d'un MSAP, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre une structure générale d'un OMG associé à un bloc de commande par DTC d'un MSAP [43]-[47].

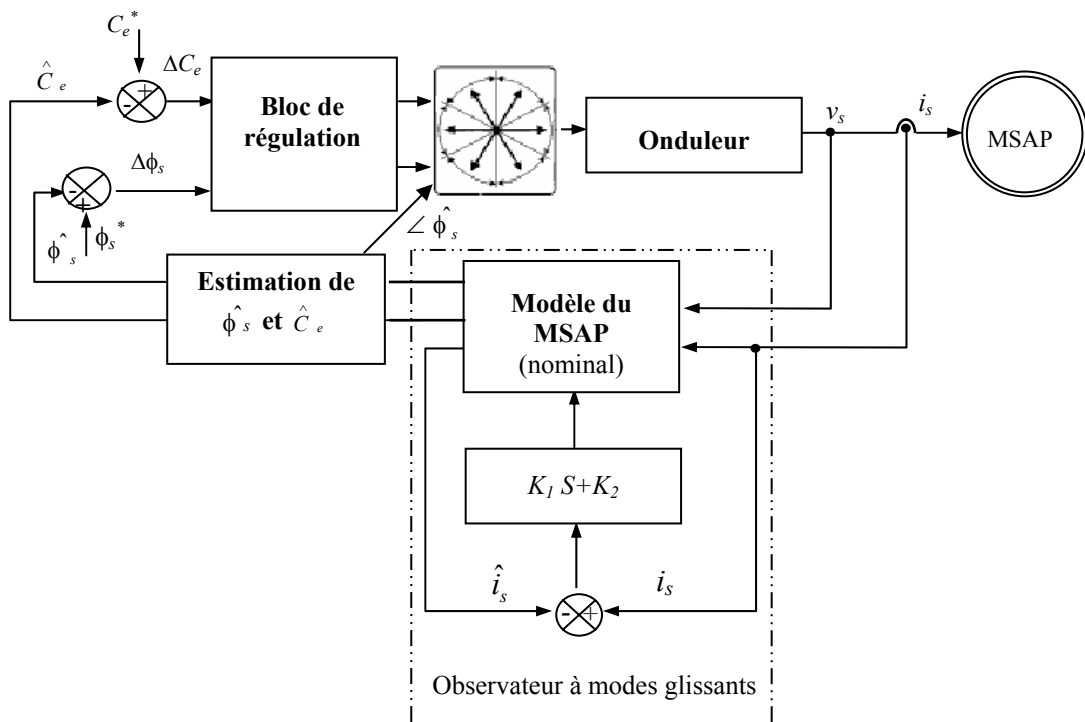


Fig. IV.3 Structure d'un observateur à modes glissants associé à une commande par DTC d'un MSAP.

#### IV.4 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS DE COURANTS STATORIQUES DU MSAP

Le modèle du MSAP lié au stator peut être mis sous la forme d'état suivante [43]-[48] :

$$\dot{X} = AX + BU + B\zeta_s \quad (IV.2)$$

Avec :

$$X = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T, \quad U = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T, \quad \zeta_s = [\zeta_{\alpha s} \ \zeta_{\beta s}]^T \quad (IV.3)$$

$$A = \frac{r_s}{l_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \frac{1}{l_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

et  $\zeta_{\alpha s} = K_e \omega_r \sin\theta_r, \quad \zeta_{\beta s} = -K_e \omega_r \cos\theta_r \quad (IV.5)$

Alors le modèle de l'observateur peut être exprimé sous la forme suivante [44] :

$$\dot{\hat{X}} = \hat{A} \hat{X} + BU + B\zeta - K \quad (IV.6)$$

Avec :  $\hat{A} = \begin{pmatrix} \hat{r}_s \\ l_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad K = K_1 S + K_2, \quad K_1 = \begin{bmatrix} K_{11} & 0 \\ 0 & K_{12} \end{bmatrix} \text{ et } K_2 = \begin{bmatrix} K_{21} \\ K_{22} \end{bmatrix} \quad (IV.7)$

La surface de glissement  $S$  est définie par :

$$S = [s_1 \ s_2]^T = [i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \quad i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}]^T = e_{is} = 0 \quad (IV.8)$$

Les expressions des erreurs des courants estimées sont données par les équations suivantes :

$$\dot{S} = \frac{d}{dt} (i_s - \hat{i}_s) = (\hat{A} \hat{i}_s - A i_s) - K \quad (IV.9)$$

Afin d'estimer la résistance statorique, on utilise la fonction de *Lyapounov*  $V$  [45],[52], choisie telle que :

$$V = \frac{1}{2} S^T S + \lambda \frac{(\hat{r}_s - r_s)^2}{2} \quad (IV.10)$$

Où  $\lambda$  est un facteur de pondération positif.

La dérivée de cette fonction de *Lyapounov*  $V$  est :

$$\dot{V} = \dot{S}^T S + \lambda (\hat{r}_s - r_s) \dot{\hat{r}}_s \quad (\text{IV.11})$$

En remplaçant (IV.9) dans (IV.11) on trouve :

$$\dot{V} = \dot{S}^T [(\hat{A} - A) \hat{i}_s + A(\hat{i}_s - i_s) - K] + \lambda \Delta r_s \dot{\hat{r}}_s \quad (\text{IV.12})$$

$\Delta r_s = \hat{r}_s - r_s$  est obtenue en vérifiant le critère de *Lyapounov* ( $V < 0$ ) qui assure la stabilité de l'OMG. Cela peut être obtenu si on prend par exemple [44] :

$$S^T [(\hat{A} - A) \hat{i}_s] + \lambda \Delta r_s \dot{\hat{r}} = 0 \quad (\text{IV.13})$$

$$S^T [A(\hat{i}_s - i_s) - K] < 0 \quad (\text{IV.14})$$

On peut ainsi dériver l'algorithme d'estimation de la résistance statorique à partir de la relation (IV.13). Il faut aussi que la matrice des gains de l'observateur soit choisie de telle sorte à satisfaire l'équation (IV.14). On obtient la dérivée de la résistance statorique exprimé par la relation suivante :

$$\dot{\hat{r}}_s = \frac{1}{\lambda l_d} [(s_1 \hat{i}_{\alpha s} + s_2 \hat{i}_{\beta s})] \quad (\text{IV.15})$$

Pour garantir la condition  $\dot{V} < 0$ , on a choisi des gains d'entrée de l'observateur  $K_1$  et  $K_2$  satisfaisant l'équation suivante :

$$S^T [A(\hat{i}_s - i_s) - K_1 S - K_2] < 0 \quad (\text{IV.16})$$

Cette condition est équivalente à :

$$K_1 > A \quad \text{et} \quad S^T K_2 > 0 \quad (\text{IV.17})$$

Pour déterminer  $K_1$  et  $K_2$  on doit vérifier la condition de (V.17), c'est à dire :

$$K_{11}, K_{12} > \frac{\hat{r}_s}{l_d} \quad (\text{IV.18})$$

$$K_{2i} = \begin{cases} \alpha_i & \text{si } s_i > 0 \\ -\beta_i & \text{si } s_i < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Où  $\alpha_i$  et  $\beta_i$  sont des constantes positives, et  $i=1,2$ .

Enfin, on donne le schéma bloc d'un observateur par modes glissants des courants statoriques d'un MSAP commandé par DTC qui est illustré par la figure suivante [24],[52] :

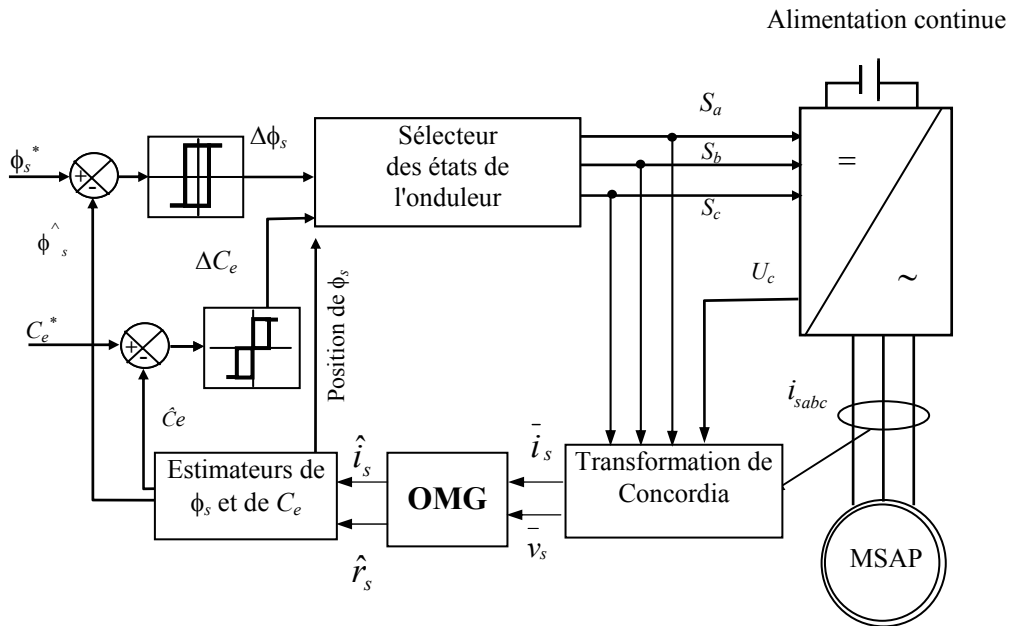


Fig. IV.5 Schéma bloc d'une commande DTC d'un MSAP muni d'un OMG des courants statoriques.

#### IV.5 RÉSULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION

On traite ici deux cas de variation de la résistance statorique montrés ci-dessous (voir figures IV.6 a), b)) qui sont les mêmes variations qu'on a étudiées au troisième chapitre et cela pour valider les performances, et tester la robustesse de cette commande associée avec l'OMG en présence et en absence d'une boucle de réglage de la vitesse.

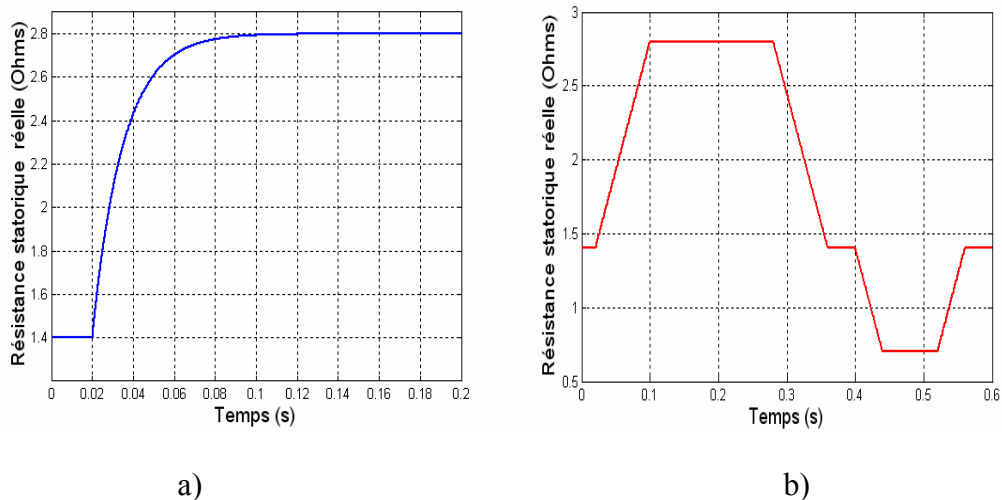


Fig. IV.6 Deux cas de variations de la résistance statorique du MSAP commandé par DTC.

- Pour la première simulation, on a testé la robustesse de l'observateur en introduisant une variation exponentielle de la résistance statorique à partir de 0.02(s) pour une charge nominale de la machine  $C_r=5$  (Nm). La résistance statorique atteint 200% de sa valeur nominale à  $t=0.9$ (s) environ. Cette variation est extrême de point de vue dynamique et statique, cela nous permet d'illustrer la robustesse de l'OMG. Les figures (IV.7 a) et b)) montrent l'évolution des couples électromagnétiques estimé et réel, ainsi que l'évolution du flux statorique estimé et réel. Notons bien que le flux réel de la machine est bien corrigé par l'OMG et suit sa référence en régime établi. On remarque aussi que le couple converge vers sa consigne. D'autre part, les allures des couples ont des fluctuations remarquables causées par ce qu'on appelle le *chattering*, phénomène caractéristique de ce type d'observateurs et par la DTC aussi.
- La figure (IV.8 a) représente les allures des résistances statoriques estimée et réelle. On remarque que l'OMG délivre une bonne estimation de la résistance statorique, cela justifie la bonne estimation de couple et de flux statorique, et par conséquent l'amélioration des performances de la commande (DTC) en présence d'une variation sévère de  $r_s$ .
- Les figures (IV.9 a) et b)) montrent l'évolution des composantes selon  $\alpha$  et  $\beta$  des courants statoriques réel et estimé. On remarque qu'ils sont confondus deux à deux, et ont presque une forme sinusoïdale sans distorsion. Ces allures obtenues montrent une bonne correction et une bonne poursuite en utilisant un OMG.

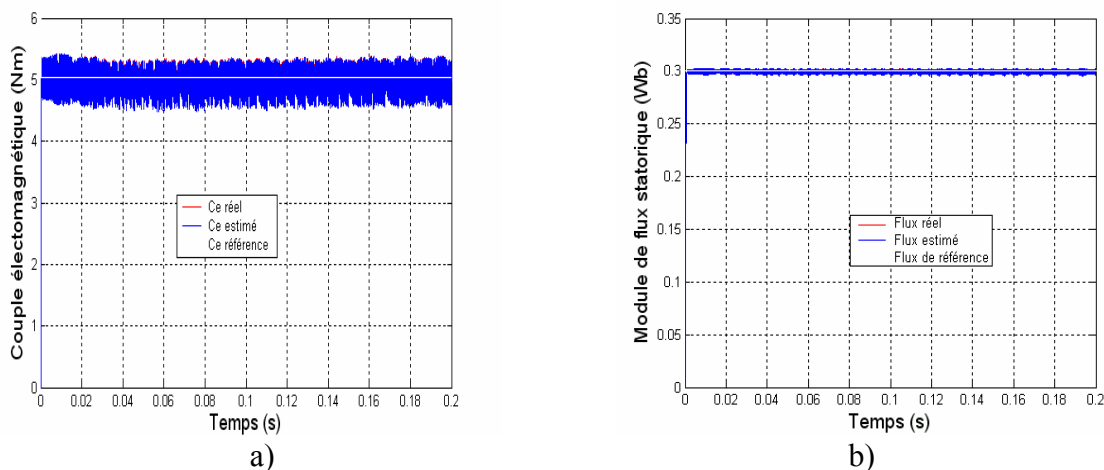


Fig.V.7 a) Evolution du couple électromagnétique estimé,  
 b) Evolution du module de flux statorique réel d'un MSAP, commandé par DTC,  
 et muni d'un OMG.

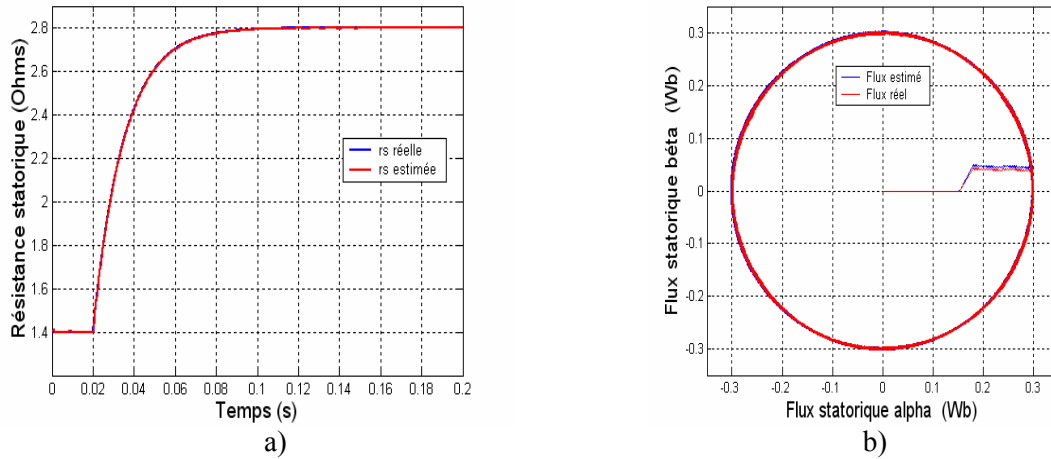


Fig. IV .8 a) Evolution des resistances statoriques estimée et réelle (confondues),  
 b) Evolution du flux statoriques estimé et réel confondus dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

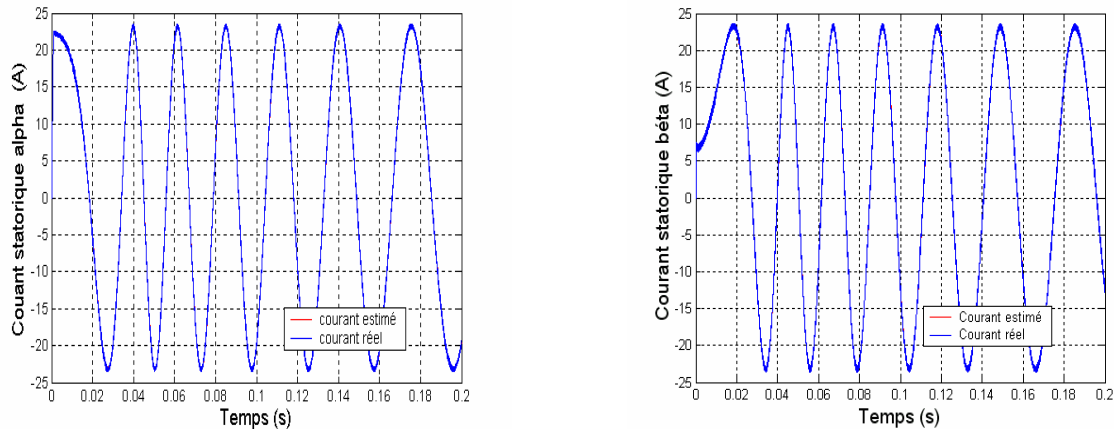


Fig. IV.9. Evolution des composantes selon  $\alpha$  et  $\beta$  des courants statoriques réel et estimé en présence d'un OMG.

Finalement, on peut conclure que les résultats obtenus sans boucle de vitesse en utilisant un OMG sont satisfaisants de point de vue robustesse vis à vis d'une variation extrême de  $r_s$ .

Examinons maintenant les résultats de simulation en présence d'une boucle de réglage de la vitesse d'un MSAP commandé par DTC, et muni d'un OMG. Afin de tester la robustesse de l'observateur, la résistance statorique va subir une variation illustrée par La figure (IV.6 a). A  $t=0.04(s)$ , on charge la machine par un couple résistant égal à la charge nominale  $C_r=5$  (Nm).

- La figure (IV.10 a) illustre les allures des couples électromagnétiques estimé et réel. On remarque qu'elles sont pratiquement superposées. D'autres part la figure (IV.10 b)) représente le flux estimé et réel confondus, et la figure (IV.11 a)) montre l'évolution des flux statoriques réel et estimé dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP, commandé par DTC. On remarque aussi que le flux statorique de la

machine est bien estimé et corrigé par l'OMG. Dans l'ensemble, ces résultats montrent bien la bonne reconstitution donnée par l'observateur et la robustesse qu'il a manifesté en rétablissant la stabilité de l'entraînement du MSAP vis à vis des variations extrêmes de la résistance statorique.

- La figure (IV.11 b) illustre l'évolution d'une composante des courants statorique estimé et réel du MSAP commandé par DTC, en présence d'un OMG. On remarque qu'ils sont confondus et ont les mêmes allures. Cela implique aussi l'efficacité et la robustesse de l'OMG.
- La figure (IV.12 a)), représente l'évolution de la résistance statorique estimée. Cette bonne estimation justifie aussi la robustesse de la commande DTC du MSAP muni d'un OMG dans ces conditions de variation sévère de  $r_s$ . On note de plus que le flux statorique a pu être reconstitué par la relation (III.6) dans laquelle on a injecté la valeur estimée de la résistance statorique. On remarque aussi que les erreurs d'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique sont pratiquement nulles en régime établi.
- La figure (IV.12 b)) montre l'évolution de la vitesse de rotation qui s'établit et se rétablit rapidement sans dépassement à sa référence de 100 (rd/s) sans qu'elle soit influencée par le fait d'introduire une variation de la résistance statorique et un couple résistant de la charge.

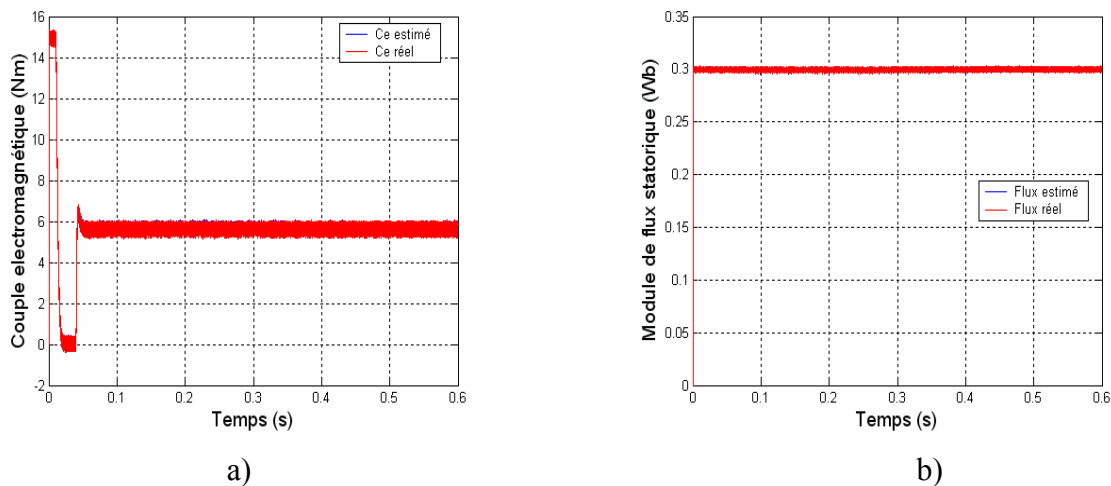


Fig. IV.10. a) Evolution du couple électromagnétique, en présence d'un OMG et d'une boucle de réglage de la vitesse.

b) Evolution du module de flux statorique, en présence d'un OMG.



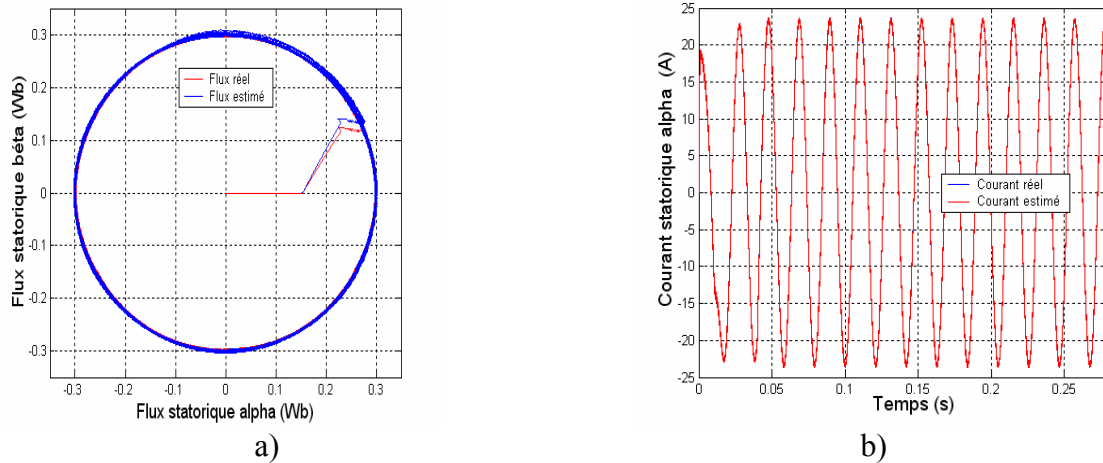


Fig. IV.11 a) Evolution du flux statorique réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP, commandé par DTC.

b) Evolution de la composante du courant statorique estimé et réel suivant l'axe  $(\alpha)$  du MSAP commandé par DTC, en présence d'un OMG.

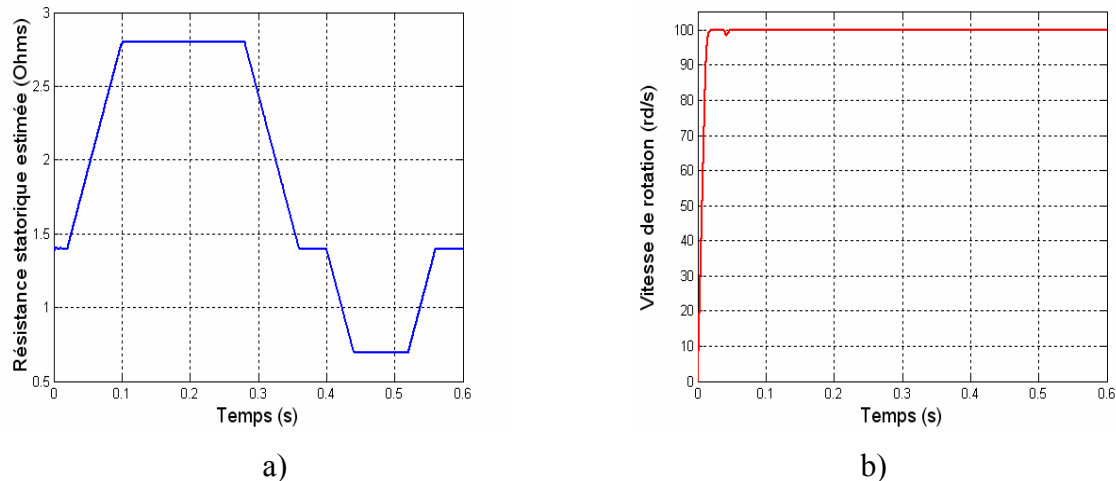


Fig. IV.12 a) Evolution de la résistance statorique estimée, en présence d'un OMG,  
b) Evolution de la vitesse de rotation d'un MSAP commandé par DTC, en présence d'un OMG,

#### IV.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a vu que la commande par DTC d'un MSAP nécessite une bonne connaissance de ses paramètres internes. Ceux-ci sont souvent difficilement accessibles (flux) et peuvent être déterminés sans utiliser des capteurs, par le biais d'estimateurs ou d'observateurs. L'observateur à modes glissants a bien compensé la variation de la résistance statorique en rétablissant la stabilité de la commande par DTC du MSAP. Les résultats obtenus ont montré la robustesse de cette commande quand la résistance statorique varie fatalement.

---

---

# **Chapitre V**

COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UN  
MSAP DOTÉE PAR UN OBSERVATEUR À MODES  
GLISSANTS

## V.1 INTRODUCTION

Les différentes applications industrielles des variateurs synchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent, leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leur commande. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques (courants, tension) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques captés [5],[28],[42],[48]. De plus, ils manifestent une sensibilité aux interférences extérieures et exigent une maintenance très coûteuse. D'un autre côté, certaines grandeurs internes d'une machine ne sont pas mesurables directement (flux, couple résistant). Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient l'un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. On s'intéresse surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne [28],[48]. On essaie donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul utilisés pour reconstituer la vitesse de la machine. Avec des moyens de calcul numérique de plus en plus puissants, des méthodes dont l'implantation était impossible il y a quelques années, deviennent réalisables sur des DSP de faible coût. On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques. On s'intéresse, dans ce qui suit, à celles qui peuvent être utilisées dans le cadre d'une commande directe de la machine synchrone. Des articles généraux sur l'état de l'art ont déjà fait l'objet de nombreuses publications [41],[43],[47]-[50].

Dans ce chapitre, on présente une méthode simple de commande par DTC de la machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse dotée par un observateur à modes glissants d'ordre complet. Elle permet avantageusement d'estimer la vitesse et de compenser les variations paramétriques.

## V.2 MÉTHODES DE COMMANDE SANS CAPTEUR MÉCANIQUE

### V.2.1 Méthodes à base d'estimateur

A partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse [5],[14],[41],[42],[48],[54]. Cependant, afin d'avoir un contrôle direct de couple performant, il convient de ne pas utiliser la vitesse ainsi estimée pour reconstruire l'angle de flux statorique  $\phi_s$ . Une meilleure façon de procéder, c'est d'implanter

une commande directe du couple qui ne repose pas sur la connaissance de la vitesse pour calculer l'angle de la matrice de rotation. On estime cet angle à partir des composantes  $\hat{\phi}_{s\alpha, \beta}$  du flux estimées, dans le cas d'une DTC par l'équation suivante [41] :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

La forme discrète de cette intégration est

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha}(k) = \hat{\phi}_{s\alpha}(k-1) + [v_{s\alpha}(k-1) - r_s \bar{i}_{s\alpha}(k)] T_e \\ \hat{\phi}_{s\beta}(k) = \hat{\phi}_{s\beta}(k-1) + [v_{s\beta}(k-1) - r_s \bar{i}_{s\beta}(k)] T_e \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

$$\text{Avec } \bar{i}_{s\alpha}(k) = \frac{[i_{s\alpha}(k-1) + i_{s\alpha}(k)]}{2} \quad \text{et} \quad \bar{i}_{s\beta}(k) = \frac{[i_{s\beta}(k-1) + i_{s\beta}(k)]}{2} \quad (\text{V.3})$$

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

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{V.4})$$

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

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{V.5})$$

$$\text{Où encore } \hat{C}_e = \frac{3 p k \hat{\phi}_s(k)}{4 l_d l_q} [2 \phi_e l_d \sin(\delta(k)) - \hat{\phi}_s(k) (l_d - l_q) \sin(2\delta(k))] \quad (\text{V.6})$$

Où  $\delta(k)$  est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Après avoir déterminé le couple électromagnétique d'après la relation (V.5), l'angle de couple peut être calculé à partir de la relation (V.6). La position du rotor est donnée par l'expression  $\theta_s(k) = \pm \delta(k)$ . Après dérivation et filtrage, on obtient le signal de la vitesse.

Deux problèmes subsistent encore, le premier est dû à la résistance statorique dont la valeur varie avec la température et la fréquence [35]. Le second, est celui de l'intégration effectuée en boucle ouverte. En effet, surtout à basses vitesses, le moindre décalage (offset) sur les signaux va lui aussi être intégré. Il donne lieu à une rampe qui s'ajoute à l'allure sinusoïdale des flux et rend ce signal inutilisable pour le calcul de  $\phi_s$  qui constitue le cœur même de toute commande directe de couple.

### V.2.2 Système adaptatif utilisant un modèle de référence

Ce système appelé (Système Adaptatif à Modèle de Référence (MRAS)) est basé sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. La première étude du MRAS a été faite sur la machine asynchrone par *Schauder* [2],[28],[48].

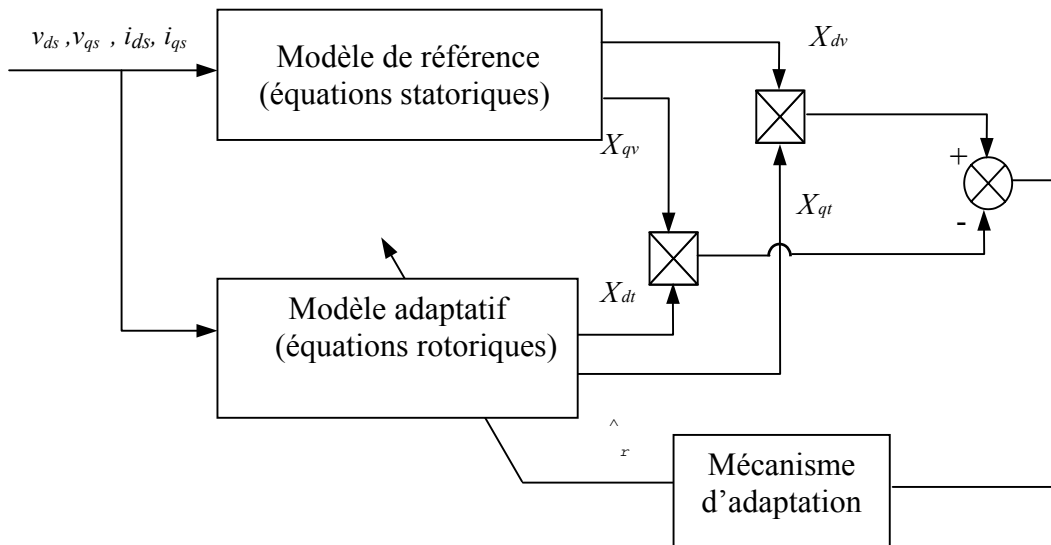


Fig. V.1 Schéma synoptique du MRAS.

### V.2.3 Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Si le système à observer est déterministe, alors le reconstituteur d'état est appelé observateur. Le plus connu et le plus simple est l'observateur de *Luenberger*. Dans le cas contraire, lorsque le système est stochastique, on parle de filtre (cas d'un estimateur utilisant le *filtre de Kalman*). Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable [2],[42].

Dans ce travail, on s'intéresse à l'observateur à modes glissants (OMG) à cause de sa robustesse (invariance contre la variation paramétrique) et sa simplicité. Des articles ont déjà fait l'objet de nombreuses publications qui utilisent, pour la commande sans capteur de vitesse,

l'OMG pour l'estimation de la force électromotrice, la position et la vitesse de rotation [44], [47],[50],[51],[53],[57],[58]. Mais notre but est de concevoir un OMG permettant d'estimer en plus la résistance statorique.

### V .3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DU MSAP DOTÉE PAR UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS

L'OMG peut être introduit dans une boucle de commande par DTC d'un MSAP, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre une structure générale d'un OMG associé à un bloc de commande du MSAP par DTC [41],[43].

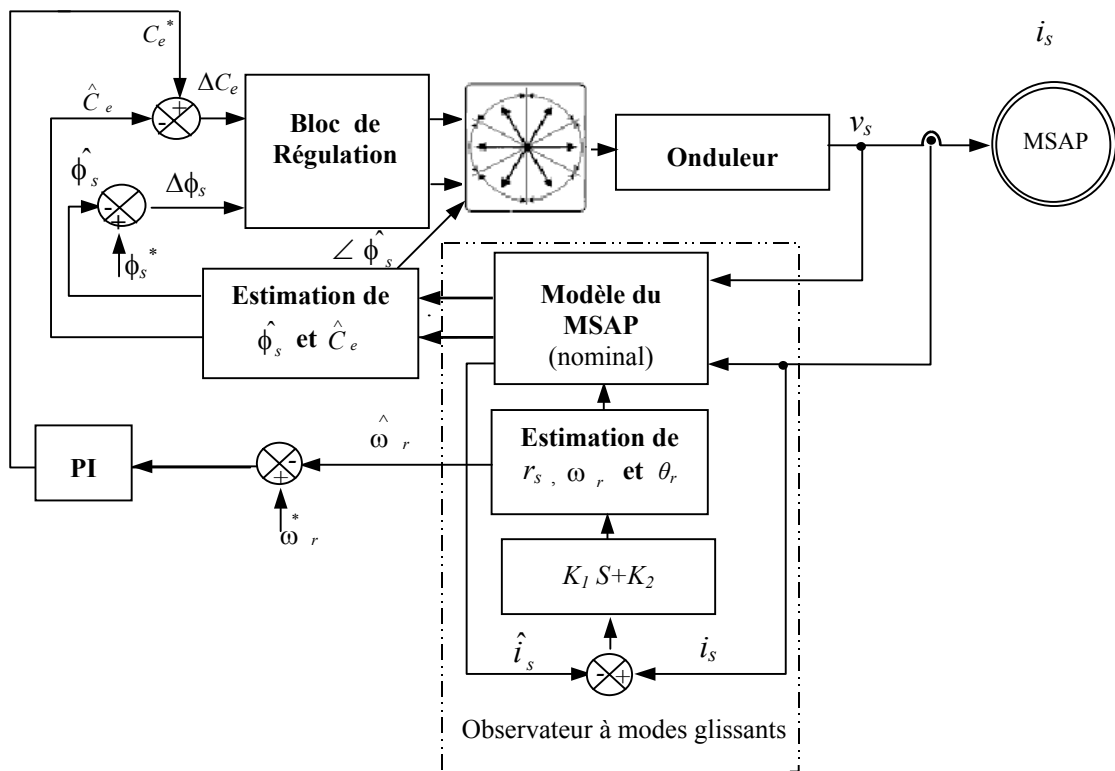


Fig. V.2 Structure d'une commande sans capteur de vitesse d'un MSAP muni d'un observateur à modes glissants.

#### V.4 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS D'ORDRE COMPLET

Rappelons le modèle du MSAP lié au stator mis sous la forme d'état suivante [43], [47] :

$$\dot{X} = AX + BU + B\zeta_s \quad (\text{V.7})$$

Avec :

$$X = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T, \quad U = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T, \quad [\zeta_{\alpha s} \ \zeta_{\beta s}]^T \quad (\text{V.8})$$

$$A = \frac{r_s}{l_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \frac{1}{l_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.9})$$

$$\text{et : } \quad \zeta_{\alpha s} = K_e \omega_r \sin\theta_r, \quad \zeta_{\beta s} = -K_e \omega_r \cos\theta_r \quad (\text{V.10})$$

Alors le modèle de l'observateur peut être écrit sous la forme suivante [44]:

$$\dot{\hat{X}} = \hat{A}\hat{i}_s + BU + B\hat{\zeta}_s - K \quad (\text{V.11})$$

$$\hat{\zeta}_{\alpha s} = K_e \hat{\omega}_r \sin\hat{\theta}_r, \quad \hat{\zeta}_{\beta s} = -K_e \omega_r \cos\hat{\theta}_r \quad (\text{V.12})$$

$$\text{Avec: } \quad \hat{A} = \begin{pmatrix} \hat{r}_s \\ \hat{l}_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad K = K_1 S + K_2, \quad K_1 = \begin{bmatrix} K_{11} & 0 \\ 0 & K_{12} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad K_2 = \begin{bmatrix} K_{21} \\ K_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{V.13})$$

La surface de glissement  $S$  est définie par :

$$S = [s_1 \ s_2]^T = [i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \quad i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}]^T = e_{is} = 0 \quad (\text{V.14})$$

De plus, les expressions des erreurs estimées du courant sont données par les équations suivantes :

$$\dot{S} = \frac{d}{dt}(i_s - \hat{i}_s) = (\hat{A}\hat{i}_s - A_s) + B(\hat{\zeta}_s - \zeta_s) + K \quad (\text{V.15})$$

Afin d'estimer la vitesse de rotation et la résistance statorique, on utilise la fonction de Lyapounov  $V$ , choisie telle que [45],[48],[51],[57]:

$$V = \frac{1}{2} S^T S + \lambda_1 \left( \frac{\hat{\omega}_r - \omega_r}{2} \right)^2 + \lambda_2 \left( \frac{\hat{r}_s - r_s}{2} \right)^2 \quad (\text{V.16})$$

Où  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont des constantes de pondération positives.

La dérivée de cette fonction de *Lyapounov*  $V$  est :

$$\dot{V} = \dot{S}^T S + \lambda_1 (\hat{\omega}_r - \omega_r) \hat{\omega}_r + \lambda_2 (\hat{r}_s - r_s) \hat{r}_s \quad (\text{V.17})$$

En remplaçant (V.9) dans (V.11), on trouve :

$$\dot{V} = \dot{S}^T [(A - A) \hat{i}_s + A (\hat{i}_s - i_s) + B (\hat{\zeta}_s - \zeta_s) - K] + \lambda_1 \Delta\omega_r \hat{\omega}_r + \lambda_2 \Delta r_s \hat{r}_s \quad (\text{V.18})$$

Où  $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$  et  $\Delta r_s = \hat{r}_s - r_s$  sont obtenues en vérifiant le critère de stabilité de *Lyapounov* ( $\dot{V} < 0$ ). En effet, on doit s'assurer obligatoirement de la stabilité de l'OMG, cela revient à choisir par exemple [43] :

$$S^T [(A - A) \hat{i}_s] + S^T [B (\hat{\zeta}_s - \zeta_s)] + \lambda_1 \Delta\omega_r \hat{\omega}_r + \lambda_2 \Delta r_s \hat{r}_s = 0 \quad (\text{V.19})$$

Et : 
$$S^T [A (\hat{i}_s - i_s) - K] < 0 \quad (\text{V.20})$$

On peut ainsi dériver un algorithme d'estimation de la vitesse de rotation et de la résistance statorique en partant de la relation (V.19). Il suffit après réarrangement de choisir :

$$S^T [(A - A) \hat{i}_s] + \lambda_2 \Delta r_s \hat{r}_s = 0 \quad (\text{V.21})$$

Et : 
$$S^T [B (\hat{\zeta}_s - \zeta_s)] + \lambda_1 \Delta\omega_r \hat{\omega}_r = 0 \quad (\text{V.22})$$

Par conséquent, la dérivée de la résistance statorique estimée donnée par la relation suivante :

$$\hat{r}_s = \frac{1}{\lambda_2 l_d} [(s_1 \hat{i}_{\alpha s} + s_2 \hat{i}_{\beta s})] \quad (\text{V.23})$$

Et la dérivée de la vitesse estimée est donnée par la relation qui suit :

$$\hat{\omega}_r = \frac{K_e}{\lambda_1 l_d} [(s_1 \sin \hat{\theta}_r - s_2 \cos \hat{\theta}_r)] \quad (\text{V.24})$$

D'autre part, la position estimée du rotor  $\theta_r$  est obtenue par intégration de la vitesse de rotation estimée à partir de (V.24). Maintenant, pour garantir la condition de stabilité de *Lyapounov* ( $\dot{V} < 0$ ) [5],[42], on choisit des gains de l'observateurs  $K_1$  et  $K_2$  satisfaisant l'équation suivante :



$$S^T [A(\hat{i}_s - i_s) - K_1 S - K_2] < 0 \quad (V.25)$$

Ce qui revient à satisfaire la condition la suivante :

$$K_1 < A \text{ et } S^T K_2 < 0 \quad (V.26)$$

Pour déterminer  $K_1$  et  $K_2$ , on doit alors vérifier la condition de (V.20), on aura alors :

$$K_{11}, K_{12} > \frac{\hat{r}_s}{l_d} \quad (V.27)$$

$$\text{Et } K_{2i} = \begin{cases} \alpha_i & \text{si } s_i > 0 \\ -\beta_i & \text{si } s_i < 0 \end{cases} \quad (V.28)$$

Où  $\alpha_i$ , et  $\beta_i$  ( $i=1,2$ ) sont des constantes positives.

## V.5 RÉSULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION

On traite ici deux cas de réglage avec et sans boucle de réglage de la vitesse. La machine va subir une variation de la résistance statorique en forme exponentielle qui est la même que celle étudié au troisième chapitre et cela pour tester et valider les performances, et la robustesse de cette commande DTC du MSAP sans capteur de vitesse munie d'un OMG d'ordre complet.

### V.5.1 En absence d'une boucle réglage de la vitesse

On présentera dans ce qui suit des résultats de simulation d'un entraînement à base d'un MSAP alimenté par un onduleur de tension commandé par DTC sans capteur de vitesse en absence de la boucle de réglage de la vitesse.

#### V.5.1.1 Variation de la consigne du couple et de la résistance statorique

Les figures (V.3 a) et b)) montrent la réponse du couple électromagnétique et du flux statorique du MSAP commandé par DTC. La consigne du couple est alternée et égale à  $\pm 5$  (Nm). On note les performances du couple électromagnétique estimé qui suit précisément sa consigne, et se superpose sur le couple réel mais manifeste des ondulations importantes qui caractérisent ce type de commande (DTC) et l'OMG, tandis que le flux suit convenablement sa référence.

D'autre part, les figures (V.4 a) et b)), montrent l'évolution de la vitesse estimée et réelle et la résistance estimée et réelle lorsque la machine subit une succession de références du couple

de  $\pm 5$  (Nm). On note que cette commande sans capteur menée par l'OMG s'adapte bien à cette variation non paramétrique avec une précision étonnante.

De plus, les figures (V.5 a) et b)), montrent le comportement de la position du flux statorique estimé et réel et l'erreur du courant statorique qui converge vers zéro (d'où la stabilité de l'OMG).

Enfin, la figure (V.6) montre l'évolution des flux statoriques estimé et réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP à vide, qui sont bien corrigés par cet observateur.

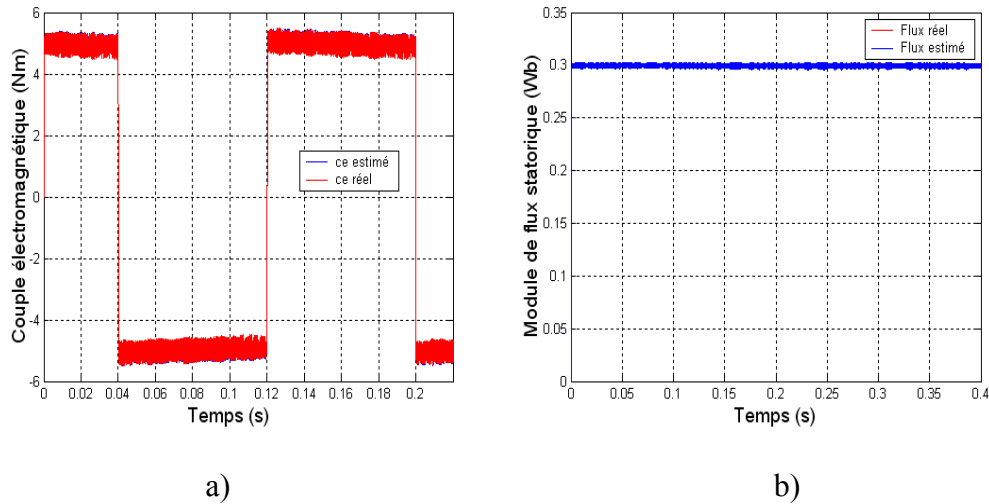


Fig.V.3 a) Évolution du couple électromagnétique du MSAP commandé par DTC,  
 b) Évolution du flux statorique du MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse.

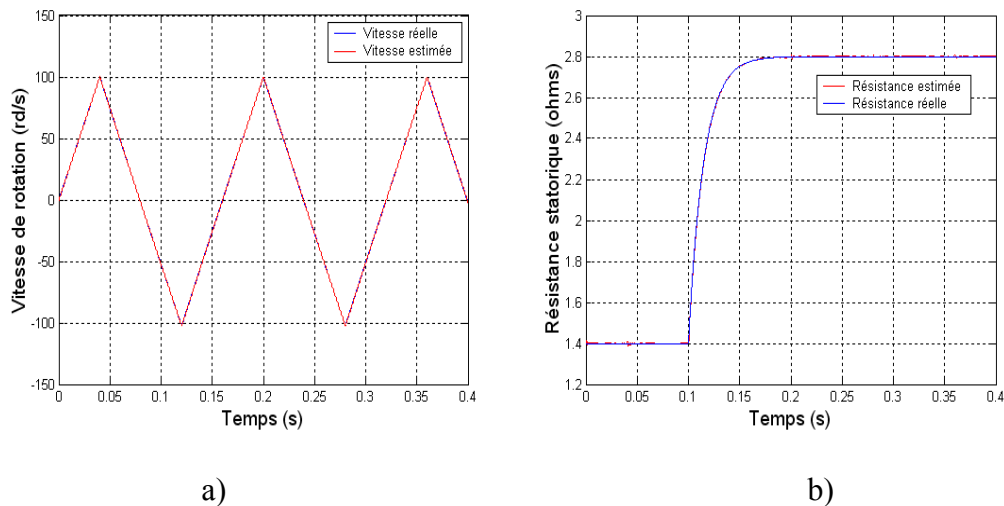


Fig.V.4 a) Évolution de la vitesse du MSAP commandé sans capteur de vitesse par DTC,  
 b) Évolution de la résistance du MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse.

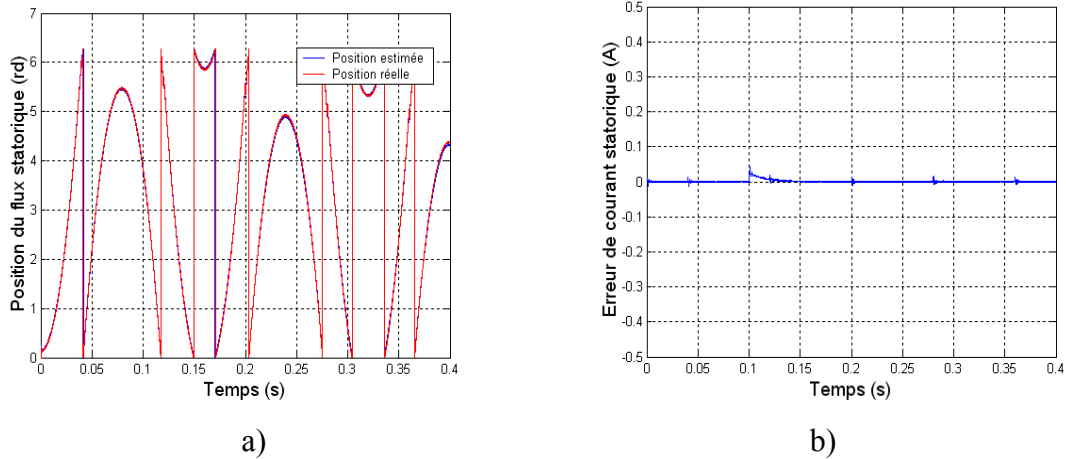


Fig.V.5 a) Évolution de la position du MSAP commandé sans capteur de vitesse par DTC, b) Évolution du l'erreur du courant du MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse.

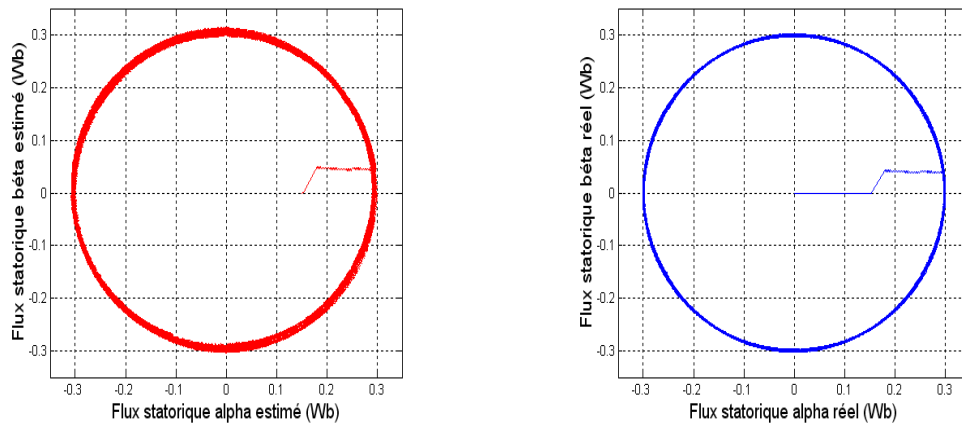
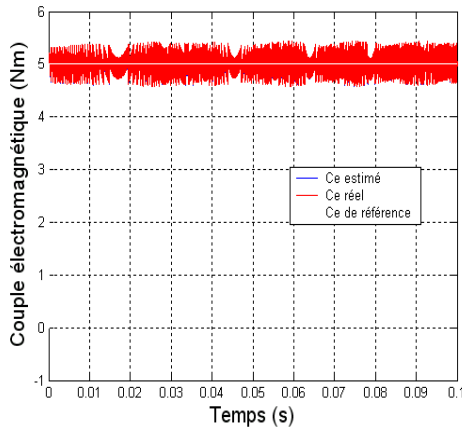


Fig.V.6) Evolution des flux statoriques estimé et réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  d'un MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse à vide.

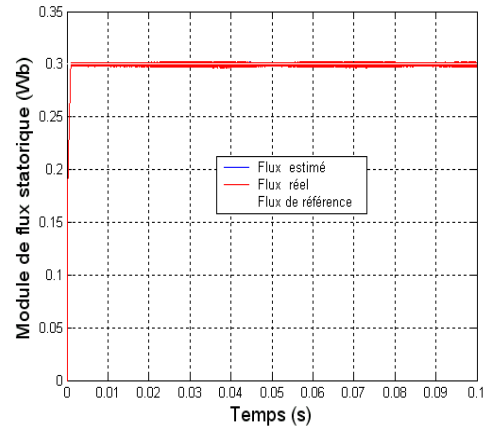
### V.5.1 .2 Démarrage en charge

Les figures (V.7 a), et b)), montrent la réponse du couple électromagnétique et du flux statorique du MSAP commandé par DTC, au démarrage à vide suivie introduction de charge nominale de 5(Nm) à  $t=0.04(s)$ . On note que le couple électromagnétique suit convenablement sa consigne du couple avec des ondulations relativement importantes, tandis que le flux suit convenablement sa référence.

D'autre part, Les figures (V.8, a) et b)), représentent l'évolution de la position de flux statorique et l'erreur de courant statorique (qui est de 0.005(A) au maximum en régime établi).

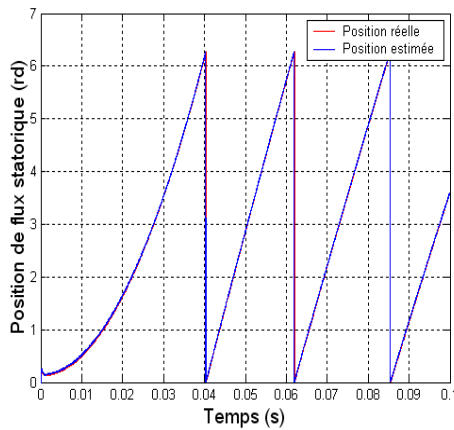


a)

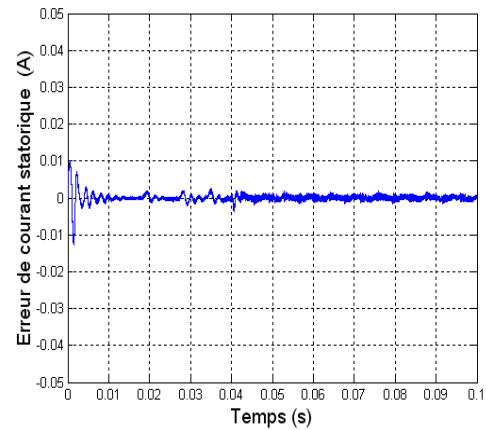


b)

Fig.V.7 a) Évolution du couple électromagnétique du MSAP commandé par DTC  
b) Évolution du flux statorique du MSAP commandé sans capteur de vitesse par DTC.



a)



b)

Fig.V.8 a) Évolution de la position du flux statorique d'un MSAP commandé par DTC,  
b) Évolution de l'erreur de courant statorique du MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse à vide suivi par une insertion d'une charge.

## V.5.2 En présence d'une boucle de réglage de la vitesse

### V.5.2.1 Démarrage à vide

On a simulé le système d'entraînement pour une vitesse de référence de 100 (rd/s) au démarrage à vide comme le montre les figures (V. 9 à V. 11) et cela sans introduire la charge et la variation de la résistance statorique. On constate que l'OMG nous a permis de bien estimer la vitesse de rotation ainsi que la valeur de la résistance avec une incertitude sur la vitesse de 0.01 (rd/s) au maximum. En comparant ces résultats avec ceux trouvés au deuxième chapitre (cas d'utilisation des capteurs mécaniques), on trouve qu'ils sont pratiquement identiques. Les erreurs entre les courants statoriques estimés et réels sont presque nulles (0.002A au maximum en régime établi, voir figure (V.11 b)). Enfin, Les allures des couples

électromagnétiques comprennent des fluctuations remarquables causées par ce qu'on appelle le *chattering* caractéristique de ce type d'observateurs et de la commande par DTC (voir figure (V.9 a)).

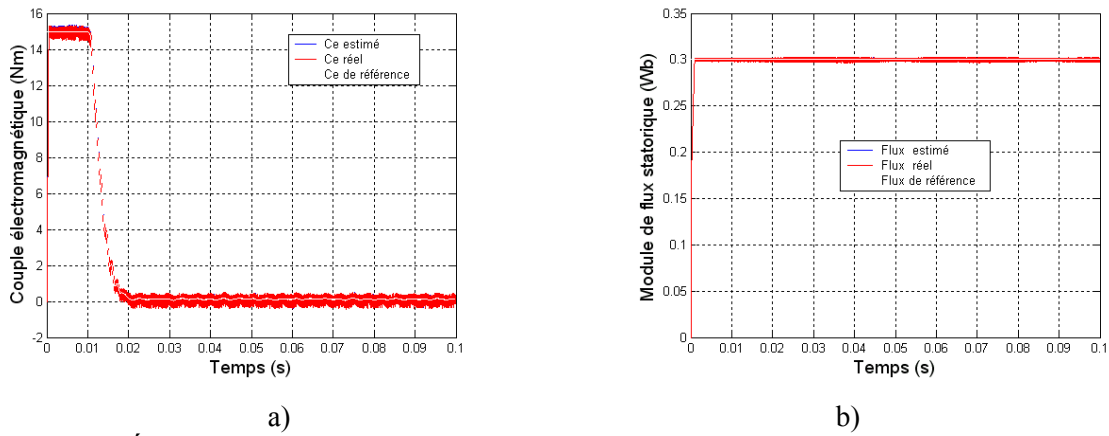


Fig.V.9 a) Évolution du couple électromagnétique estimé, réel et de référence d'un MSAP, b) Évolution du module de flux statorique estimé, réel, et de référence d'un MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse au démarrage à vide en présence d'un OMG.

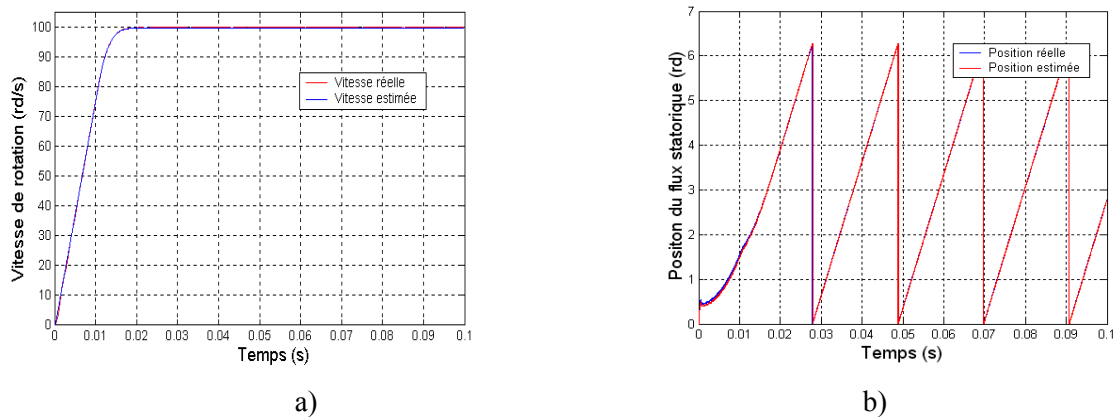


Fig.V.10 a) Évolution de la vitesse de rotation estimée et réelle du MSAP, b) Évolution de la position estimée et réelle du MSAP commandé par DTC au démarrage à vide.

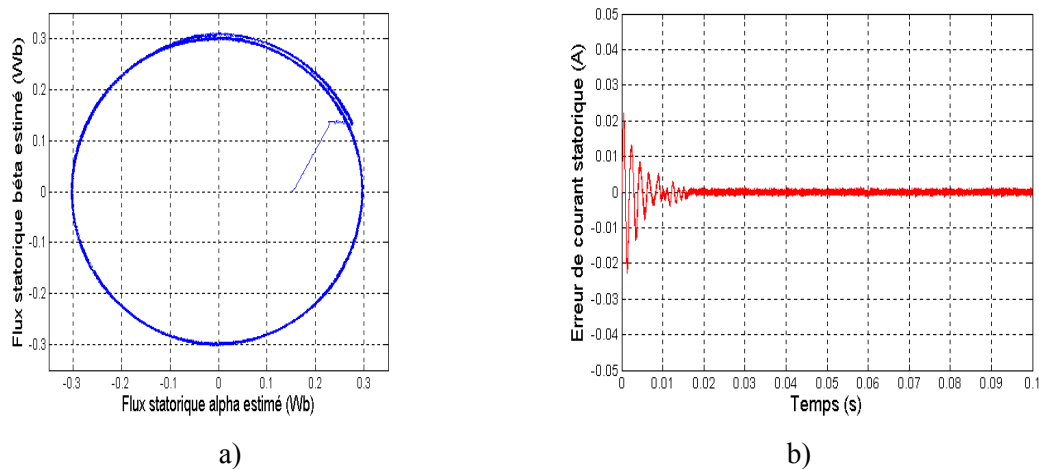


Fig.V.11 a) Évolution du flux statorique estimé dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP, b) Évolution de l'erreur entre courants statoriques estimé et réel du MSAP, commandé par DTC, sans capteur de vitesse.

### V.5.2.2 Démarrage à vide suivi d'une introduction de charge, d'une variation de la résistance et d'un changement de vitesse de rotation

Dans ce cas, on a simulé le système d'entraînement pour une vitesse de référence de 100 (rd/s) au démarrage à vide. A  $t=0.04(s)$ , on charge la machine par un couple résistant nominal égal à 5(Nm), puis à partir de  $t=0.1(s)$ , on a supposé une variation de la résistance statorique en forme exponentielle (voir figure V.4 b)). Enfin, on a inversé le sens de rotation à partir de l'instant  $t=0.22(s)$ , en changeant la consigne de vitesse de 100 à  $-100(\text{rd/s})$ .

La figure (V.12 b)) montre la réponse du flux statorique. On note que celui-ci n'est pas perturbé par tous ces changements. En revanche, la variation de la résistance statorique perturbe légèrement le couple électromagnétique en régime transitoire. En régime établi, le couple électromagnétique suit sa consigne comme le montre la figure (V.12 a)). Une erreur de l'observateur surgit quand la vitesse de rotation est soumise à un transitoire de grande amplitude et disparaît rapidement. Cela influe sur l'estimation de la résistance statorique en régime dynamique (voir figure V.13 a)).

De plus, le comportement dynamique et statique s'avère satisfaisant en vitesse (voir figure V.14 b) et l'erreur d'estimation n'a pas dépassé 0.05 (rd/s) (voir figure V.16 a)). Les courants statoriques estimés ont des formes tout à fait correctes et correspondent bien aux courants statoriques réels obtenus par simulation, c'est pourquoi l'erreur entre courant estimé et réel ne dépasse pas 0.005 (A) en régime dynamique et disparaît pratiquement en régime établi comme le montre la figure (V.16 b)). Une légère perte d'information se manifeste pendant l'introduction de perturbation en charge. En effet, la figure (V.13 b)) montre les positions des flux statoriques estimé et réel qui sont presque superposées. Par ailleurs, la figure (V.15 a) montre l'évolution des flux statoriques estimé et réel du MSAP dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , on remarque qu'ils suivent parfaitement leur trajectoire circulaire.

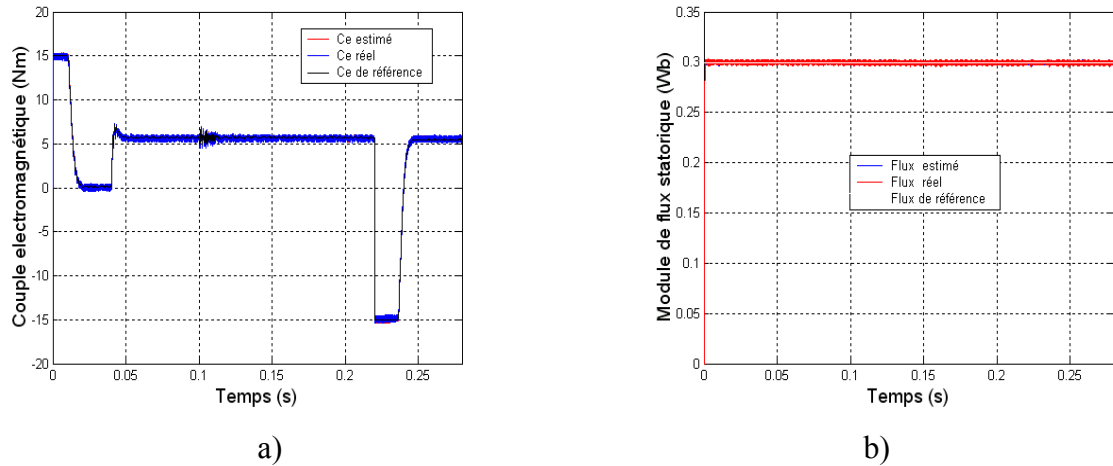


Fig.V.12.a) Évolution du couple électromagnétique estimé, réel et de référence du MSAP en présence d'un OMG

b) Évolution du module de flux statorique estimé, réel et de référence du MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse.

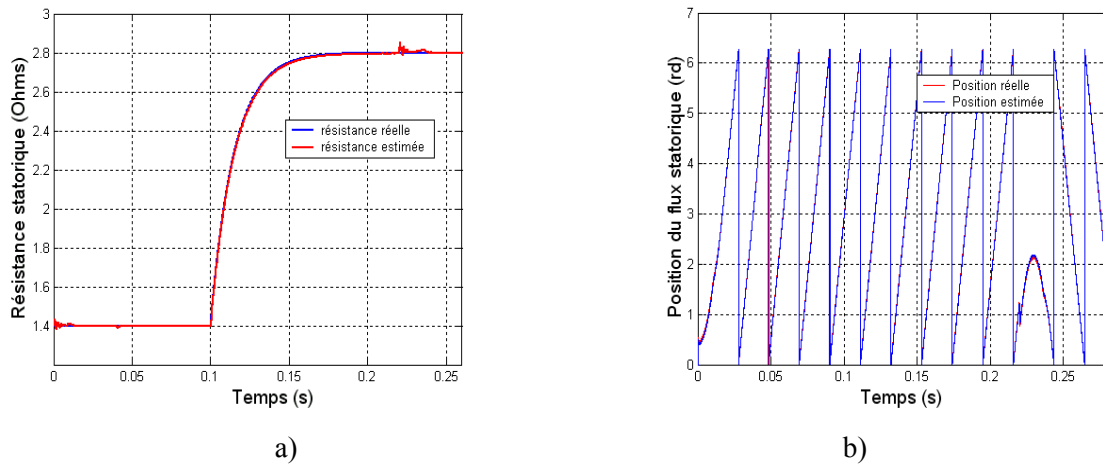


Fig.V.13 a) Évolution de la résistance estimée et réelle du MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse,

b) Évolution de la position estimée et réelle du MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse.

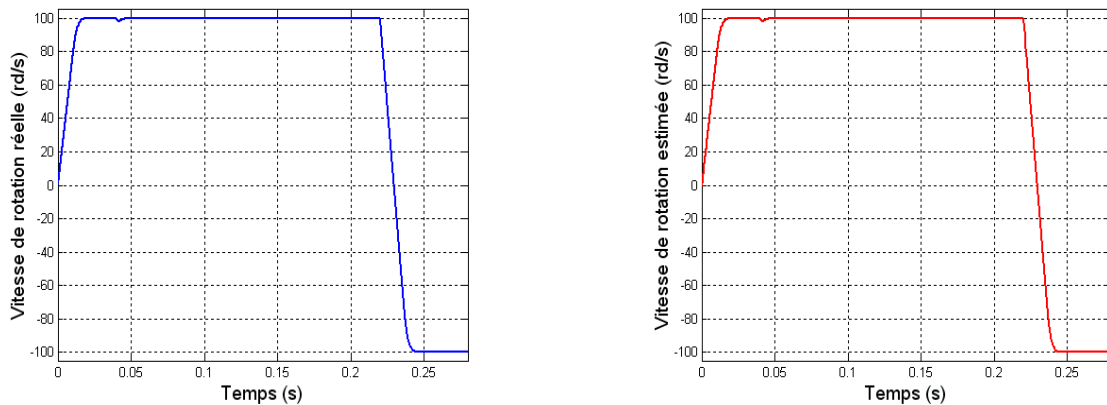


Fig.V.14 Évolution de la vitesse de rotation estimée et réelle du MSAP commandé par DTC sans capteur de vitesse.

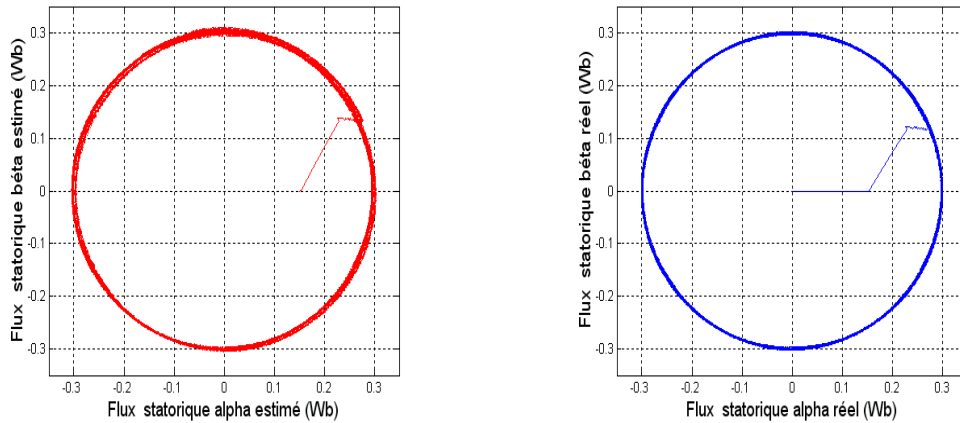


Fig.V.15 Évolution des flux statoriques estimé et réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du MSAP, commandé par DTC sans capteur de vitesse.

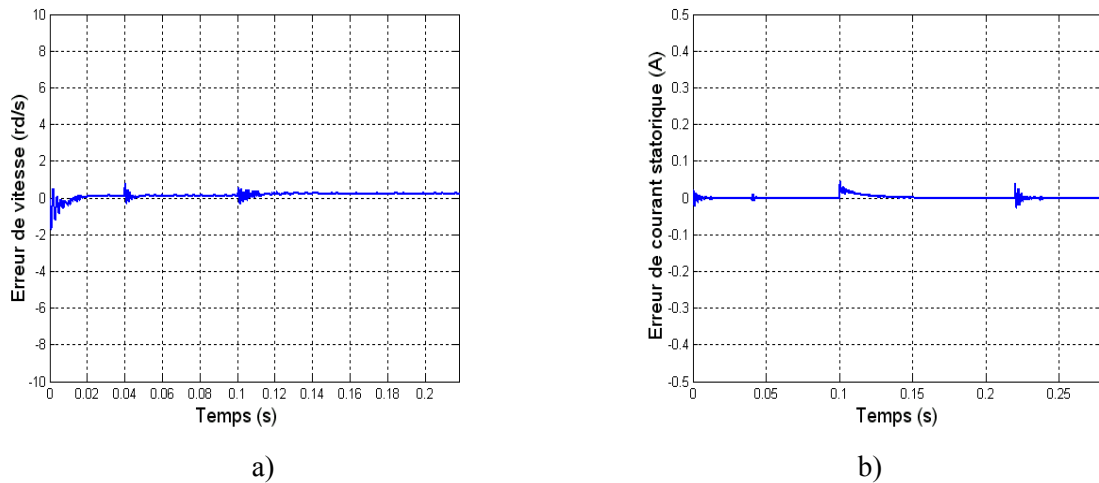


Fig.V.16 a) Evolution de l'erreur entre la vitesse de rotation estimée et réelle du MSAP commandé par DTC

b) Evolution du l'erreur entre courants statoriques estimé et réel du MSAP commandé sans capteur de vitesse par DTC.

## V.6 CONCLUSION

Les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre nous ont permis de conclure que la commande sans capteur de vitesse du MSAP commandé par DTC, et dotée d'un observateur à modes glissants, est assez rapide et robuste vis à vis de la variation paramétrique (variation de la résistance statorique qui influe sur la DTC dans notre cas) et face aux perturbations de la charge et le changement de la consigne de vitesse de rotation. On constate aussi que cette commande est caractérisée par sa simplicité de conception et sa robustesse, elle nous a permis surtout de se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position, qui est coûteux et fragile.



---

---

# **Conclusion Générale**

## CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer une structure de commande sans capteur de vitesse par un contrôle direct de couple (DTC) des machines synchrones à aimants permanents munies d'un observateur à modes glissants, peu sensible aux variations des paramètres de la machine et ne nécessitant pas de capteurs mécaniques qui sont fragiles et /ou coûteux.

Cette structure de commande par DTC se présente comme une alternative aux commandes vectorielles basées sur l'orientation de flux rotorique (FOC), elle est basée sur l'estimation de flux statorique et du couple électromagnétique du MSAP à travers les deux grandeurs mesurées tension et courant, et la valeur nominale de la résistance statorique qui est le seul paramètre de la machine utilisé dans cette estimation. Ce qui fait que cette commande est affectée par les changements de ce paramètre clé qui réduit la robustesse et apporte des erreurs sur la reconstitution du flux statorique et du couple électromagnétique pour un fonctionnement à basses vitesses.

On a également abordé ce problème de variation (extrême) de ce paramètre interne de la machine et son incidence sur la DTC. On a présenté deux méthodes de compensation :

- la première méthode utilise un estimateur flou qui est une technique intelligente très appréciée et capable de faire la compensation de la résistance avec un temps de réponse court, une dynamique performante, et une invariance face aux perturbations (inversion de sens de rotation, variation de la charge, et de la variation paramétrique) ;
- La deuxième méthode utilise un observateur d'ordre réduit à modes glissants connu par sa robustesse face aux variations paramétriques, en effet il permet de garder la stabilité et les performances de la commande. Mais il est caractérisé par un phénomène appelé le *chattering*, qui élargit nettement la bande de fluctuation du couple, ce qui présente l'inconvénient majeur de cette commande.

D'autre part, la commande des machines synchrones par DTC nécessite la bonne connaissance des grandeurs difficilement ou même non mesurables. Les techniques développées en automatique connues sous le nom d'observation d'état apportent une aide considérable pour l'approche et la résolution de ces problèmes. En effet, grâce à un observateur à modes glissants, on a pu obtenir une commande performante, fiable et robuste par rapport aux variations des paramètres structurels, et fonctionnels, et même de se débarrasser du capteur mécanique.

En fin, et afin de développer et améliorer cette technique de commande, on suggère d'étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes tels que les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques qu'on peut associer à cette commande dans le cas des onduleurs à trois niveaux ou multi niveaux pour réduire les fluctuations du couple électromagnétique du MSAP et optimiser la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur utilisé en modifiant la table de vérité de la DTC par exemple.

## A.1 PARAMÈTRES DU MOTEUR SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS ÉTUDIÉ

Paramètre	Valeur (S.I)
Fréquence	50
Puissance	1500
Tension d'alimentation	220/380
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4
Inductance de fuite	0.0008
Inductance longitudinale	0.0066
Inductance transversale	0.0058
Flux d'un aimant	0.15
Inertie	0.00176
Coefficient de frottements	0.00038

## A.2 RÉGULATEUR PI DE VITESSE

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, et a fin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence [13] :

$$k_p=2.346 ; k_i=782.22 .$$

## A.3 GAINS DE L'ESTIMATEUR FLOU

Les gains de cet estimateur flou sont obtenus après plusieurs simulations afin d'obtenir des résultats meilleurs, les valeurs suivantes sont alors adoptées :

$$K_e=0.35, K_{\Delta e}= 2500 \text{ et } K_{\Delta r_s}= 0.16$$

## A.4 GAINS DE L'OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS D'ORDRE RÉDUIT

Les gains de l'OMG d'ordre réduit utilisé pour la compensation de la variation de résistance statorique sont obtenus après plusieurs essais de simulation. Afin d'atteindre des meilleurs résultats, les valeurs suivantes sont alors adoptées :

$$\lambda=1, K_{11}=499, K_{12}= 499, K_{21}= 8, K_{22}= 8.$$

## A.5 GAINS DE L'OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS D'ORDRE COMPLET

Les gains de l'OMG d'ordre complet associé à la commande sans capteur de vitesse par DTC d'un MSAP adoptés afin d'atteindre des meilleurs résultats sont obtenus après plusieurs essais de simulation, on a trouvé :

$$\lambda_1=1, \lambda_2=0.02, K_{11}=499, K_{12}= 990, K_{21}= 8, K_{22}= 8.$$

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] C. Carlos, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [2] G. Guy, et C. Guy, "*Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande*", Edition Eyrolles, 2000.
- [3] W. Leonhard, "*Control of AC Drives*", Springer, Verlag, Berlin, 1984.
- [4] J. P. Caron, et J. P. Hautier, "*Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*", Edition Technip, Paris 1995.
- [5] G. Lacroux, "*Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements*", Lavoisier, 1995.
- [6] L. Tang and M. F. Rahman, "*A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset -A New Direct Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System* ", In Proceedings of AUPEC'01, Australian University, Power Engineering Conference, Perth, Australia, pp. 281-286, 2001.
- [7] G. Segulier, et F. Notelet, "*Electrotechnique Industrielle*", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
- [8] A. Kassatkine, "*Electrotechnique élémentaire* ", Edition Mir, Moscou 1987.
- [9] A. Bouscayrol, et T. Communal "*Approche Globale de La Commande Dynamique De Machines Electriques*", Revue 3EI, N° 17, pp. 73-79, juin 1999.
- [10] G. Sturtzer, "*Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés*", Ellipses Edition, Markty. S. A, 2000.
- [11] A. Genon, et W. Lagros, "*Machines Electriques*", Edition science Europe, Paris 2000.
- [12] Y. Amara "*Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride*", Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, France, Décembre 2001.
- [13] A. Golea, "*Contribution to the Development of a Design Methodology for Electrical Machine Drives*", (in French), Doctorate Thesis, INGP, Grenoble, France, 1994.
- [14] D. Yousfi, M. Azizi, and A. Saad, "*Robust Position and Speed Estimation Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Drives*", In Proceedings of Industry Applications Conference (IAS2000), Vol. 3, pp. 1541-1546, October 2000.
- [15] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, "*Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 : La conversion continu-Alternatif*", Lavoisier, 1995.
- [16] P. S. Bastiani, "*Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur - machine alternative : Application à la traction électrique*", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [17] P. A. Arias, "*Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors*", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [18] I. Takahashi, and Y. Ohmori, "*High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor*", In Proceedings of IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25, pp. 257-264, March/April 1989.

- [19] M. F. Rahman, L. Zhong, and M. E. Haque, "*Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor*", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [20] M. F. Rahman, L. Zhong, and K. W. Lim, "*A Direct Torque Controlled Interior Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 6, pp. 1246-1253, November/December 1998.
- [21] Y. A. Chapuis, "*Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique*", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [22] J. Luukko, "*Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine - Analysis and Implementation*", Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.
- [23] L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu, Lim K. W, and M. A. Rahman, "*A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 637-642, September 1999.
- [24] B. Mokhtari, "*Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux*", Thèse de Magister; université de Batna, 2004.
- [25] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea, "*Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive*", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
- [26] F. Parasiliti, R. Petrella, M. Tursini, "*Sensorless Speed Control of a PM Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer and Extended Kalman Filter*", In Proceedings of the Thirty Sixth IEEE-IAS Annual Meeting, Chicago, September/October 2001.
- [27] K. Benlarbi, "*Optimisation Floue, Neuronale et Neuro-Floue d'un Système de Pompage Photovoltaïque Entraîné par Différentes Machines*", Thèse de Magister, université de Batna, 2003.
- [28] L. Baghli, "*Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques*", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [29] M. E. Haque, and M. F. Rahman, "*Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance and its Compensation*", In Proceedings of the Thirty-Sixth IEEE Industry Applications Conference (IAS-2001), Vol. 4, pp. 2563-2569, Chicago, USA, 2001.
- [30] O. Landolt, P. Marchal et E. Vittoz, "*Processeurs Flous*", Eisi-Micro Swiss, Semaine d'Enseignement Spécifique, Exposé on St-Imier, Décembre 2000
- [31] H. Bühler, "*Réglage par Logique Floue*", Collection Électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [32] Y. Kebbati, "*Développement d'une Méthodologie de Conception Matériel à Base de Modules Génériques VHDL/VHDL-AMS en Vue d'une Intégration de Systèmes de Commande Electriques*", Thèse de Doctorat de l'université Louis Pasteur, Strasbourg, France, 2002.
- [33] R. Ben abdenour, P. Borne, M. Ksouri, et F. M'sahli, "*Identification et Commande des Procédés Industriels*", Edition Technip, Paris 2001.
- [34] J.-C de Barros, "*Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone*", Thèse de doctorat, Université Aix-Marseille III, France, 2003.
- [35] M. E. Haque and M. F. Rahman, "*The Effect of Stator Résistance Variation on Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives and Its Compensation*", In

- Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'00), pp. 126-131, Brisbane, Australia, September 2000.
- [36] L. Cabrera, M. Elbuluk, and I. Husain, "*Tuning the Stator Resistance of Induction Motors Using Artificial Neural Network*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 5, pp. 879-886, 1997.
- [37] M. E. Haque, and M. F. Rahman, "*A PI Stator Resistance Compensator for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*", In Proceedings of Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2000), Vol. 1, pp. 175-179, Beijing, China, August 2000.
- [38] B. Mokhtari, L. Mokrani, R. Abdessemed, and M.L. Bendâas, "*Estimateur Flou de la Résistance Statorique d'un Moteur à Induction Commandé par DTC Neuronale*", In Proceedings of 1<sup>st</sup> International Conference (ICEEE), pp. 77-83, Laghouat, Algeria, Avril 2004.
- [39] T. Lixin, M. F. Rahman, "*A new Stator Resistance Tracker for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive*" ,In Proceedings of The 4<sup>th</sup> International Conferences on Power Electronics and Motion Control (IPEMC), Vol. 3, pp. 1454-1459, August 2004.
- [40] L. Tang, M. F. Rahman, and M. E. Haque, "*A Novel PI Stator Resistance Estimator for Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*", In Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference (AUPEC2002), Monash University, Melbourne, Australia, September/October 2002.
- [41] M. E. Haque, L. Zhong , and M. F. Rahman, "*A Sensorless Speed Estimator for Application in a Direct Torque Controller of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*", In Prerecordings of Power Electronics Specialist's Conference, (PESC'02), Vol. 1, pp. 276-281, Cairns, Australia, June 2002.
- [42] C. Carlos, "*Optimisation, Discrétisation et Observateurs, Commande des Moteurs Asynchrones 2*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [43] H. Yoon-Seok, C. Jung-Soo, and K. Young-Seok, "*Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator*", IEEE Transactions on Magnetics ,Vol. 36, pp. 3588-3591, September 2000.
- [44] H. Yoon-Seok, and K. Young-Seok, "*The Speed And Position Sensorless Control of PMSM Using the Sliding Mode Observer with the Estimator of Stator Resistance*", In Proceedings of the IEEE Conference (TENCON 99), Vol. 2, pp. 1479-1482, September 1999.
- [45] H. Yoon-seok, and K. Young-seok, "*Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based an Adaptive Speed and a Rotor Resistance Estimator*", In Proceedings of IEEE International Conference on Magnetics, INTERMAG Digest of Technical Papers, pp. 565-565, April 2000.
- [46] Z. M. A. Peixo, F. M. F .Sa, P. F. Seixas, B. R. Menezes, P. C. Cortizo, and W. S .Lacerda, "*Application of Sliding Mode Observer for Induced e.m.f., Position and Speed Estimation of Permanent Magnet Motors*", In Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, pp. 599-604, February 1995.
- [47] Z. M. A. Peixo, F. M. F. Sa, P. F. Seixas, B. R. Menezes, and P. C. Cortizo, "*Speed Control of Permanent Magnet Motors using Sliding Mode Observers for Induced EMF Position and Speed Estimation*", In Proceedings of the IEEE IECON 21<sup>st</sup> International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, Vol.2, pp. 1023-1028, November 1995.
- [48] A. Bilal, "*State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors*", Master Thesis of the Middle East Technical University, August 2003.

- 
- [49] F. Boudjema, "*Commande par Mode de Glissement: Application Aux Convertisseurs Electriques*", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1991.
- [50] X. Zhuang, and M. F. Rahman, "*Sensorless Sliding Mode Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Extended Kalman Filter*", In Proceedings of The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2003), Vol. 1, pp. 722-727, November 2003.
- [51] L.A. Changsheng, and M. Elbuluk, "*A Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors*", In Proceedings of the Thirty-Sixth IEEE Industry Applications Conference, Annual Meeting, (IAS-2001), Chicago, USA, 2001.
- [52] B. Tabbache, A. Ali Guechi, F. Khoucha et A. Kheloui, "*Implatation sur DSP de la Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone avec Observateur Adaptatif de Flux*", In Proceedings of CGE EMP, Algérie, 2004.
- [53] F. Parasiliti, R. Petrella, and M. Tursini, "*Adaptive Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motors*", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 36, No. 5, Septembre/Octobre 2000.
- [54] M. Linke, R. Kennel, and J. Holtz, "*Sensorless Position Control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed*", In proceedings of 28<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 674-679, Sevilla, Spain, November 2002.
- [55] X. Junfeng, W. Fengyan, X. Shaofeng, X. Jianping, and F. Jianghua "*A New Control Method for Permanent Magnet Synchronous Machines with Observer*", In Proceedings of the IEEE 35<sup>th</sup> Annual conference on Power Electronics Specialists (PESC 04), Vol. 2, pp.1404-1408, June 2004.
- [56] A. Golea, N. Golea, M .Kadjoudj, and N. Benounnes, "*Computer-Aided Design of Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motors*", In Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Computer Aided Control System Design, pp. 602-606, Hawaii, USA, August 1999.
- [57] L. Changsheng, and M. Elbuluk, "*A Robust Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*", In Proceedings of the 28<sup>th</sup> Annual IEEE Conference on Industrial Electronics Society, (IECON 02), Vol. 2, pp. 1014-1019, November 2002.
- [58] I. Hocine, "*Observation D'états d'un Véhicule pour l'Estimation du Profil dans les Traces de Roulement*", Thèse de doctorat, Université de Versailles, Saint Quentin en Yvelines, France, 2003.
- [59] G. L. Cascella, N. Salvatore, and L. Salvatore, "*Adaptive sliding-mode observer for field oriented sensorless control of SPMSM Industrial Electronics*", In proceedings of the IEEE International Symposium (ISIE '03), Vol. 2, pp. 1137-1143, June 2003.
- [60] L. Salvatore, F. Cupertino, and G. L. Cascella, "*A New Approach to Sensorless Vector Control of SPMSM with Adaptive Sliding Mode Observer*", In Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, (ISIE'02), Vol. 2 , pp. 489-494, July 2002.
- [61] F. Parasiliti, R. Petrella, and M. Tursini, "*Speed Sensorless Control of an interior PM Synchronous Motor*", In Proceedings of the 37<sup>th</sup> IEEE Industry Application Society, Annual Meeting (IAS'2002), Pittsburg, Pennsylvania, USA, October 2002.
- [62] J. I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S. K. Sul, "*Sensorless Position Control and Initial Position Estimation of an Interior Permanent Magnet Motor*", In Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference, 36<sup>th</sup> IAS Annual Meeting, Chicago, USA, 2001.