



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur  
et de la Recherche Scientifique  
Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued  
Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique  
Mémoire de Fin d'Etude  
En vue de l'obtention du diplôme de  
**MASTER ACADEMIQUE**  
**Domaine:** Sciences et Technologies  
**Filière:** Génie Electrique  
**Spécialité:** Commande Electrique



**Thème:**

**Commande DTC – Mode Glissant  
d'une MSAP sans Capteur Mécanique**

✓ **Présenté par:**

✚ Abdelghani Mesbahi

✚ Haithem Fridjat

**- Dirigé par:**

**Mr. Baba Arbi Idriss**

**Année universitaire: 2021/2022**





République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur  
et de la Recherche Scientifique  
Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued  
Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique  
Mémoire de Fin d'Etude  
En vue de l'obtention du diplôme de  
**MASTER ACADEMIQUE**  
**Domaine:** Sciences et Technologies  
**Filière:** Génie Electrique  
**Spécialité:** Commande Electrique



**Thème:**

**Commande DTC – Mode Glissant  
d'une MSAP sans Capteur Mécanique**

✓ **Présenté par:**

✚ Abdelghani Mesbahi

✚ Haithem Fridjat

**- Dirigé par:**

**Mr. Baba Arbi Idriss**

**Année universitaire: 2021/2022**

# Remerciements

A Dieu, le tout puissant, nous rendons grâce pour nous avoir donné santé,  
patience, volonté et surtout raison.

En premier lieu, nous voudrions remercier mon encadreur

**Mr. BABA ARBI Idriss**

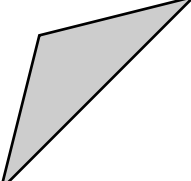
qui nous a aidé et conseillé durant ce travail.

Nous remercions également les membres du jury de nous avoir honorés de  
leur évaluation de ce travail.

Nous remercions également tous les professeurs du Département Génie  
électriques de l'université d'echahid Hamma Lakhdar d'El Oued pour leur  
aide et leurs encouragements.

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont soutenu, encouragé et  
donné l'envie de mener à bien ce travail.

**Abdelghani, Haitem**



# Dédicace

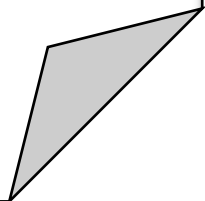
Nous dédions ce travail à tous ceux qui ont

Accompagnement de près et de loin

Pour les vallées saintes

A nos proches, à tous nos amis

**Abdelghani, Haitem**



## Liste des notations et symboles

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
CSV	Commande à structure variable
RMG	Réglage par mode glissement
DTC	Commande directe du couple
OMG	Observateur à Mode Glissement
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur Proportionnel et Intégrale
P	Opérateur de Laplace
$P$	Nombre de paires de pôles
$a, b, c$	Axes liés aux enroulements triphasés
$d, q$	Axes du référentiel de <i>Park</i>
$\alpha, \beta$	Axes du référentiel statorique
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator
$[P(\theta)]$	Matrice de <i>Park</i>
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tension statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$V_s$	Tension statorique
$V_d V_q$	Tension statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tension statorique sur l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Courant statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$I_s$	Courant statorique
$I_d, I_q$	Courant statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$I_\alpha, I_\beta$	Courant statorique sur l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$
$E$	Tension d'entrée de l'onduleur
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$\varphi_d, \varphi_q$	Flux statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$\varphi_{sa}, \varphi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe $\alpha$ et $\beta$
$\varphi_s$	Flux statorique
$\varphi_f$	Flux magnétique du rotor

$\Omega$	Vitesse mécanique de rotor
$J$	Moment d'inertie du moteur
$f_r$	Coefficient de frottement visqueux
$C_e$	Couple électromagnétique délivré par le moteur
$C_r$	Couple résistant, ou de charge
$w$	Vitesse de rotation électrique
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$L_d$	Inductance sur l'axe $d$
$L_q$	Inductance sur l'axe $q$
$L_s$	Inductance d'une phase statorique
$L_{s0}$	Inductance propre d'une phase statorique
$M_{s0}$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$K_p, K_i$	Actions proportionnelle et intégrale
$T_d, T_q$	Constante de temps électrique relative à l'axe $d$ et à l'axe $q$
$x$	Vecteur d'état
$U$	Vecteur de commande
$U_{eq}$	Commande équivalente
$U_n$	Commande discontinue
$S(\Omega)$	Surface de glissement de la vitesse
$S(I_d)$	Surface de glissement du courant $I_d$
$S(I_q)$	Surface de glissement du courant $I_q$
$K_v, K_d, K_q$	Gains (les paramètres de la commande par mode glissement)
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
$\hat{x}$	Estimation de $x$
$t$	Temps

<i>Teneur</i>	<i>la Page</i>
<b>Remerciements</b>	
<b>Dédicace</b>	
<b>Liste des notations et symboles</b>	
<b>Sommaire</b>	
<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE</b>	<b>01</b>
<b>Chapitre I: Généralité sur la machine synchrone à aimant permanent</b>	
I.1 Introduction	04
I.2 Description de la machine synchrone à aimant permanent	05
I.2.1 Structure	05
Le stator	05
Le rotor	05
I.2.2 Avantages et inconvénients de la MSAP	06
a- Les avantages	06
b- Les inconvénients	07
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	07
I.3.1 Hypothèses simplificatrices	07
I.3.2 Mise en équations de la machine synchrone dans le repère (a-b-c)	07
I.3.3 Équations Électriques	08
I.3.4 Equations du flux	09
I.3.5 Equations mécaniques	10
I.4. Modélisation de la machine dans le repère diphasée (dq)	11
I.4.1 Transformation de Clarke	11
I.4.2 Les équations de la machine dans le repère diphasée (dq)	11
a- Equation électromagnétique	12
b- Equation mécanique	12
I.4.3 Passage du repère ( $\alpha, \beta$ ) au repère (d, q)	12
I.4.4 Transformation de Park:	12
I.5. Modèle de la machine synchrone dans le repère de Park (d-q)	13
I.5.1 Equations électriques	13
I.5.2. Equations des flux	13
I.5.3 Expression de la puissance et du couple électromagnétique	13
I.5.4 Équations mécaniques	14
I.6 La simulation du moteur synchrone à aimant permanent	15
I.6.1 Résultats de simulation de la MSAP	15
I.6.2 Interprétation	16
I.7 Modélisation de l'onduleur de tension	16
I.8 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)	18
I.9 Conclusion	20
<b>Chapitre II: commande par mode de glissement</b>	
II.1 Introduction	22
II.2 Systèmes à structure variables	23
II.2.1 Principe du réglage par mode glissement	23

II.2.1.1 Configuration de base pour les systèmes à structure variable	24
II.2.1.2 Condition d'existence du mode glissement	25
II.2.2 Conception de la commande par mode de glissement	26
II.2.2.1 Choix de la surface de glissement	26
II.2.2.2 Conditions de convergence	26
II.2.2.2.1 Fonction directe de commutation	27
II.2.2.2.2 Fonction de LYAPUNOV	27
II.2.2.2.3 Détermination de loi de commande	27
II.2.2.3 Quelques solutions pour le chattering	29
II.2.2.4 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP	29
II.2.2.4.1 Stratégie de réglage à trois surfaces	29
II.3 Conclusion	31

### **Chapitre III: Commande de la MSAP par la DTC**

III.1 Introduction	33
III.2. Principes généraux de la commande directe du couple	34
III.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	34
III.4. Stratégie de commande directe de couple et de flux	35
III.4.1. Contrôle du vecteur de flux statorique	36
III.4.2. Contrôle du couple électromagnétique	37
III.5. Sélection du vecteur de tension	37
III.6. Estimation du flux et du couple	39
III.6.1. Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux	39
III.6.2. Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux	40
III.7. Elaboration des tables de commutation	41
III.7.1. Elaboration de table de commutation avec séquences nulles	41
III.7.2. Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles	42
III.8 Commande DTC-Mode glissement de la MSAP	43
III.9 Résultats des simulations et discussion	44
III.9.1 Essai à vide et en charge	44
III.10 Conclusion :	45

### **Chapitre IV: commande par DTC d'un moteur synchrone à aimant permanent à mode glissement associé à Observateur**

IV.1 Introduction	50
IV.2 Concepts d'estimateur et d'observateur	51
IV.2.1 Estimateurs	51
IV.2.2 Observateurs	51
IV.3 Classification des observateurs	52
IV.3.1 Observateurs pour les systèmes linéaires	53
IV.3.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires	53
IV.3.3 Observateurs d'ordre complet	53
IV.3.4 Observateurs d'ordre réduit	53
IV.4 Méthodes de commande sans capteur mécanique	53

IV.4.1 Méthodes à base d'estimateur	53
IV.4.2 Système adaptatif utilisant un modèle de référence	53
IV.4.3 Méthodes à base d'observateur	54
IV.5 Commande sans capteur de vitesse de la MSAP dotée d'un observateur à modes glissements	54
IV.6 Synthèse d'un observateur à modes glissements d'ordre complet	55
IV.7 Observateur en mode glissement d'ordre complet d'une MSAP	57
IV.8 Commande sans capteur de vitesse de la MSAP dotée d'un observateur à modes glissements	58
IV.9 Résultats de simulation et discussion	58
IV.10 Conclusion	63
<b>Conclusion generale</b>	<b>65</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>66</b>
<b>Résumé</b>	<b>70</b>

## Liste de Figure

<b>Figure (I.1) :</b> représente le schéma de la machine synchrone.	<b>05</b>
<b>Figure (I.2):</b> Les différents types de rotor	<b>06</b>
<b>Figure (I.3) :</b> représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor.	<b>06</b>
<b>Figure (I.4) :</b> Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel a, b, c et référentiel d, q	<b>08</b>
<b>Figure (I.5) :</b> Les différents couples qui agissent sur le rotor	<b>10</b>
<b>Figure (I.6) :</b> Schéma équivalent de la MSAP dans le repère abc et $\alpha\beta$ .	<b>11</b>
<b>Figure (I.7) :</b> Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents.	<b>15</b>
<b>Figure (I.8) :</b> Résultats de simulations du moteur synchrone à aimants permanents	<b>16</b>
<b>Figure (I.8):</b> Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge	<b>17</b>
<b>Figure (I.9)</b> Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans $(\alpha, \beta)$ .	<b>18</b>
<b>Figure (I.10)</b> Génération d'une <i>MLI</i> naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b).	<b>19</b>
<b>Figure (II.1):</b> Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	<b>23</b>
<b>Figure (II.2):</b> Configuration par changement de retour d'état.	<b>24</b>
<b>Figure (II.3):</b> Configuration avec changement de la structure par la commande.	<b>24</b>
<b>Figure (II.4):</b> Démonstration du mode de glissement	<b>25</b>
<b>Figure (II.5):</b> Linéarisation exacte de l'écart.	<b>26</b>
<b>Figure (II.6):</b> Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface	<b>27</b>
<b>Figure (II.7):</b> Représentation de la fonction « sign »	<b>28</b>
<b>Figure (II.8):</b> Phénomène de broutement (Chattering)	<b>29</b>
<b>Figure (III.1):</b> Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP.	<b>34</b>
<b>Figure (III.2):</b> Séquence de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires.	<b>35</b> <b>37</b>
<b>Figure (III.3):</b> Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ .	<b>38</b>
<b>Figure (III.4):</b> partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i = 1 \dots 6$	<b>40</b>
<b>Figure (III.5):</b> Sélection des tensions $V_i$ correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique $\phi_s$ ,	<b>41</b>
<b>Figure (III.6):</b> comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.	<b>43</b>
<b>Figure (III.7):</b> Schéma de la structure générale du commande DTC-MG de couple d'une MSAP	<b>43</b>
<b>Figure (III.8):</b> Résultats de simulation avec $\omega_{ref} = 130 \text{ rd/s}$ , démarrage à vide puis application d'une charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ à partir de $t=0.5\text{s}$	<b>45</b>
<b>Figure (III.9):</b> Résultats de simulation avec $\omega_{ref} = 130 \text{ rd/s}$ , puis $\omega_{ref} = -130 \text{ rd/s}$ partir de $t=0.5\text{s}$ et $C_r = 0 \text{ N.m}$ (à vide)	<b>47</b>
<b>Figure (IV.1):</b> Schéma bloc d'un observateur d'état.	<b>52</b>
<b>Fig. (IV.2):</b> Schéma synoptique du MRAS.	<b>54</b>
<b>Fig. (IV.3):</b> Structure d'une commande sans capteur de vitesse d'un MSAP muni d'un observateur à modes glissements.	<b>55</b>
<b>Figure (IV.4):</b> Régulation de vitesse par la <i>DTC</i> d'une MSAP avec introduction d'un observateur à mode glissement.	<b>58</b>
<b>Figure (IV.5):</b> Résultats de simulation avec $\omega_{ref} = 130 \text{ rd/s}$ , démarrage à vide puis application d'une charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ à partir de $t=0.5\text{s}$	<b>60</b>
<b>Figure (IV.6):</b> Résultats de simulation avec $\omega_{ref} = 130 \text{ rd/s}$ , puis $\omega_{ref} = -130 \text{ rd/s}$ partir de $t=0.5\text{s}$ et $C_r = 0 \text{ N.m}$ (à vide)	<b>62</b>

## Liste de Table

<b>Tab.(III.1).</b> Table généralisée des vecteurs de tension d'une commutation par DTC.	<b>41</b>
<b>Tab.(III.2).</b> Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.	<b>42</b>
<b>Tab.( III.3).</b> Table de commutation sans séquence nulles.	<b>42</b>

**INTRODUCTION**

**GÉNÉRALE**

## *Introduction général*

---

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

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

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 [3],[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 [3],[5].

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 glissements (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 quatre 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 sera consacré à l'application de la commande par mode glissement classique d'ordre un à la MSAP, on a utilisé la stratégie à trois surfaces, l'une pour la vitesse et l'autre pour les courants.

Le troisième chapitre présentera la *DTC* appliquée à la MSAP, alimenté par un onduleur triphasé de tension, et cela en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. Un régulateur *PI* est utilisé pour le contrôle de la vitesse.

Au dernier chapitre, on présentera quelques techniques de commande sans capteur de vitesse. D'autre part un observateur d'état d'ordre complet à modes glissements 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

## *Introduction général*

---

travers des résultats de simulation, et des conclusions seront avancées quant à la précision et la robustesse de la commande de vitesse sans capteur Le mémoire se termine par une conclusion générale et des perspectives.

# Chapitre I

## Généralité sur la machine synchrone à aimant permanent

## I.1 Introduction:

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple .avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.[6]

Jusqu'à un passé récent les machines à courant continu (M C C) ont été majoritairement utilisées dans les entraînements à vitesses variables, grâce à ces propres avantages (facile à commander, découplage naturel du flux et du couple).[7]

Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient .[8]

Les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant, Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP).[9] [10]

Cette machine (MSAP) reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisée comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de moteur, beaucoup davantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé.[11]

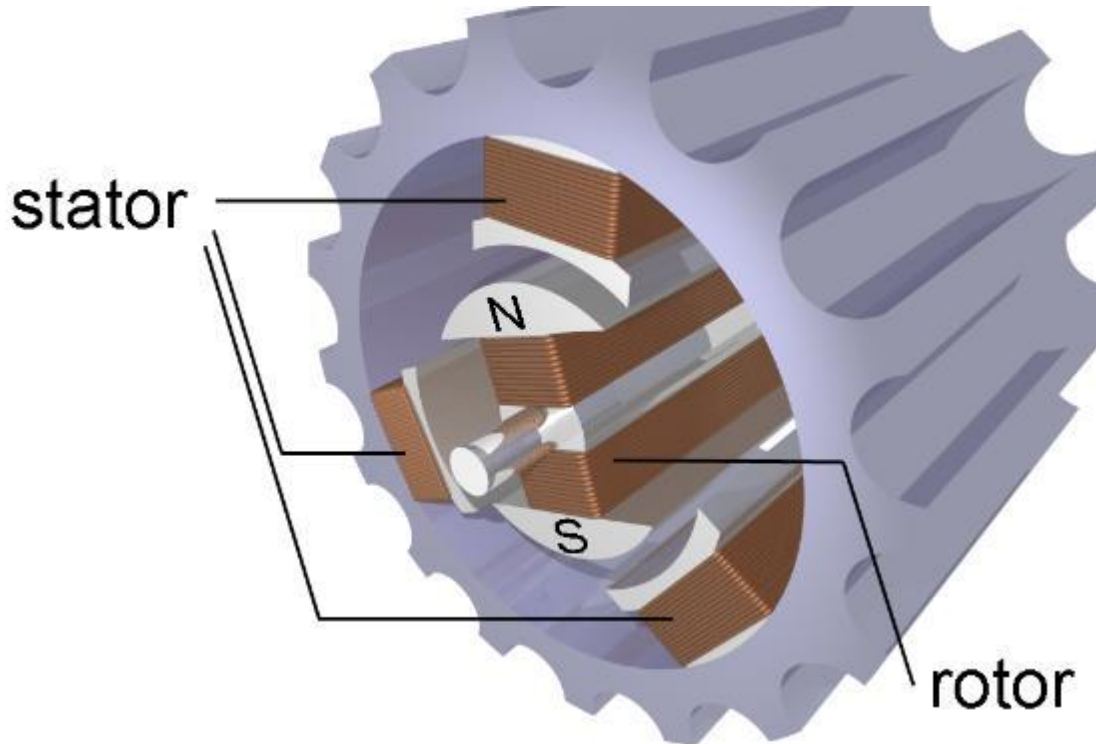
Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents par la transformation de Park est son inverse. L'objectif de ce chapitre est de présenter la conception et la modélisation de la machine dans des différents repères .

## I.2 Description de la machine synchrone à aimant permanent:

### I.2.1 Structure:

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit.[12]

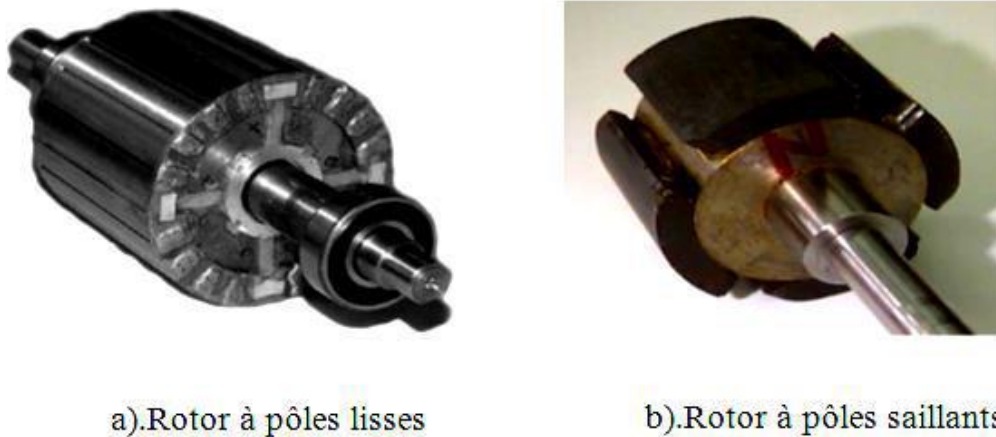
La figure (I.1) représente le schéma de la machine synchrone.



**Figure (I.1) :** la machine synchrone.

**a- Le stator:** Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements triphasés représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $120^\circ$  dans l'espace logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.

**b- Le rotor:** Partie mobile de la machine, est réalisé par un circuit magnétique comportant des aimants permanents disposés comme indiqué sur la figure (I.2). La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants.



a).Rotor à pôles lisses

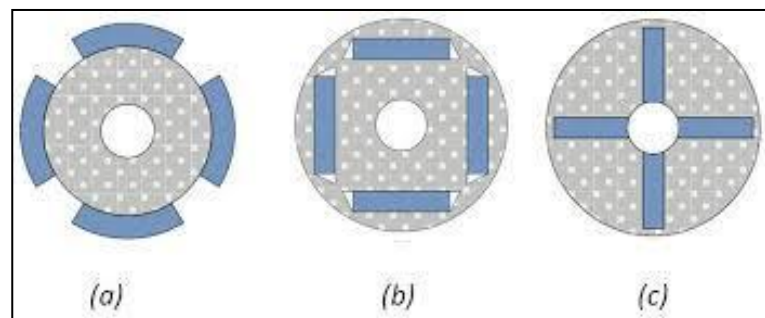
b).Rotor à pôles saillants

**Figure (I .2):** Les différents types de rotor✓ **Rotor à pôles lisses :**

Les aimants permanents sont collés à la surface du rotor.

✓ **Rotor à pôles saillants :**

Les aimants sont enterrés dans le rotor.

**Figure (I .3) :** représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor.

**Avec :** La figure (I.3.a) montre les aimants permanents collés sur la surface cylindrique du moteur (pôle lisse) dans ce cas, les aimants sont magnétisés dans le sens radial.

La figure (I.3.b) consiste à enterrer les aimants dans le rotor, dans ce cas ils sont magnétisés tangentiellement. La figure (I.3.c) montre les aimants à concentration de flux sont aussi magnétisés dans le sens radial.

**I.2.2 Avantages et inconvénients de la MSAP:****a- Les avantages :**

La machine synchrone à aimants permanents possède plusieurs avantages par rapport aux autres machines à courant continu, asynchrone, synchrone à excitation électrique.[7][13][14]

- ✓ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- ✓ Facteur de puissance et rendement élevés par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- ✓ Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité grâce à l'élimination des bagues et des balais

- ✓ Une capacité à fonctionner à haute, voire très haute vitesse.
- ✓ Absences des contacts glissements.
- ✓ l'utilisation d'aimants permanents au rotor permet d'éliminer les pertes électriques dans le circuit rotorique.

#### **b- Les inconvénients:**

Parmi les inconvénients de la MSAP on cite : [14][11].

- ✓ Cout de la machine élevé.
- ✓ Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.
- ✓ Ondulation de couple, coût élevé des aimants, technologie coûteuse, survitesse pénalisante.
- ✓ Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale.
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ✓ Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

### **I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent:**

On peut modéliser la machine synchrone à aimants permanents selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés [15].

La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant [11].

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents est nécessaire pour l'étude de la commande dans les différents régimes de fonctionnements permanent et transitoire [14].

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 [13].

#### **I.3.1 Hypothèses simplificatrices:**

Avant de développer le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses simplificatrices, données dans la majorité des références : [16],[15],[17],[18].

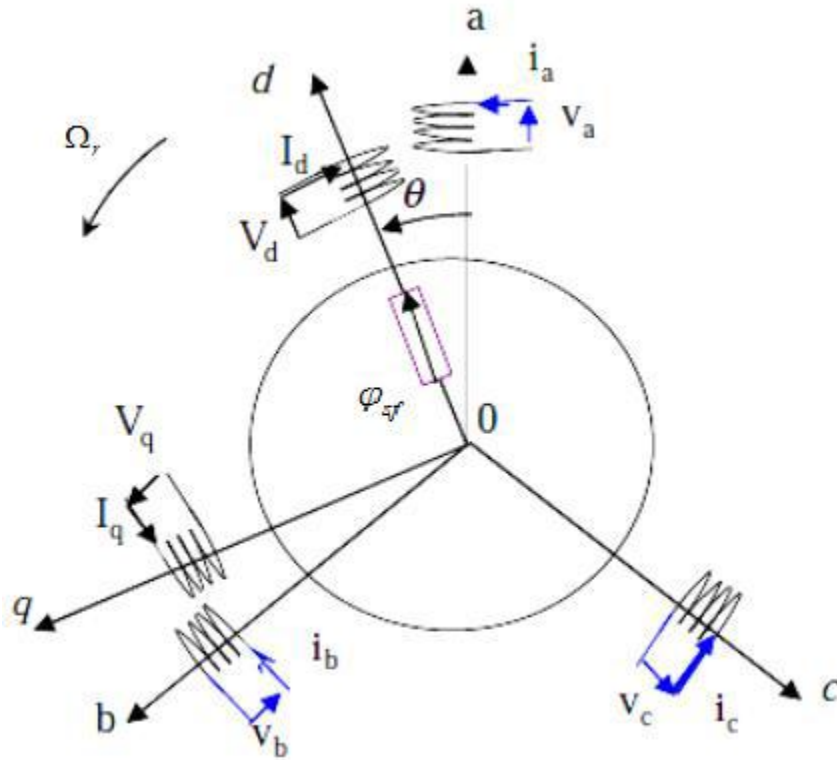
Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.

- ✓ Les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau sont négligés.
- ✓ Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de peau et d'hystérésis est négligé.
- ✓ Les flux sont des fonctions linéaires des courants qui leur donnent naissance.
- ✓ Le système de tension est équilibré
- ✓ Les f.e.m sont à répartition sinusoïdale.
- ✓ L'effet de la température sur les résistances est négligeable.

#### **I.3.2 Mise en équations de la machine synchrone dans le repère (a-b-c):**

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant : [19]

La figure (I.5) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanent :



**Figure (I.4) :** Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel a, b, c et référentiel d, q  
 A partir de la figure (I.4), nous écrivons les équations statoriques de la machine synchrone, en notation matricielle.

### I.3.3 Équations Électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R_s I_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R_s I_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Sous la forme matricielle :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad \text{ou}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

- $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$  : la résistance par phase statorique.
- $[V_{abc}] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T$  : vecteurs tensions des phases statoriques a,b,c.
- $[I_{abc}] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T$  : vecteurs courants des phases statoriques a,b,c.
- $[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T$  : vecteurs flux totaux à travers les bobines statoriques a,b,c.

### I.3.4 Equations du flux:

Les équations du flux statoriques (équations magnétiques) est données par :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_{ss}i_a + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ \varphi_b = L_{ss}i_b + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ \varphi_c = L_{ss}i_c + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{fa} \\ \varphi_{fb} \\ \varphi_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} : \text{matrice inductance du stator}$$

D'où :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_f \cdot \cos \theta \\ \varphi_{fb} = \varphi_f \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \varphi_{fc} = \varphi_f \cdot \cos(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

$\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}$  : les valeurs crêtent (constante) du flux crée par l'aiment permanent à travers les enroulement statoriques.

$\varphi_f$  : le flux induit par l'aiment permanent.

$\theta$ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta = \int_0^T \Omega \cdot d(T) \quad (\text{I.6})$$

Et

$$\Omega = p \cdot \Omega_r$$

Avec :

- $\Omega$  : La pulsation électrique.
- $p$  : Le nombre de pair de pôles de la machine.
- $\Omega_r$ : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Les flux dans les trois phases :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_{sc}i_a + \varphi_{fa} \\ \varphi_b = L_{sc}i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc}i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

**Comme exemple, pour la phase 'a', le flux ' $\varphi_a$ ' est la somme des termes :**

$\varphi_{aa} = L_s \cdot i_a$ : flux propre de la phase ' a ' sur 'a'

$\varphi_{ba} = M_s \cdot i_b$ : flux propre de la phase ' b ' sur 'a'

$\varphi_{ca} = M_s \cdot i_c$ : flux propre de la phase ' c ' sur 'a'

$\varphi_{fa}$ : Flux mutuel de l'aimant sur la phase 'a'

**L'expression du flux total dans la phase 'a' est donnée par :**

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s \cdot i_a + M_s \cdot i_b + M_s \cdot i_c + \varphi_{fa}$$

$$\varphi_a = L_s \cdot i_a + M_s (i_b + i_c) + \varphi_{fa} + M_s \cdot i_a - M_s \cdot i_a$$

$$\varphi_a = (L_s - M_s)i_a + M_s(i_a + i_b + i_c) + \varphi_{fa}$$

Du fait qu'on a un système équilibré donc  $(i_a + i_b + i_c) = 0$  d'où L'expression du flux dans la phase 'a' se réduit à :

$$\varphi_a = (L_s - M_s)i_a + \varphi_{fa} = L_{sc} \cdot i_a + \varphi_{fa} \quad (I.8)$$

$L_{sc} = (L_s - M_s)$  : l'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

$L_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$M_s$ : Mutuelle inductance entre phases du stator.

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions. On obtient :

$$\begin{cases} v_a = R_s i_a + L_{sc} \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ v_b = R_s i_b + L_{sc} \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ v_c = R_s i_c + L_{sc} \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (I.9)$$

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

### I.3.5 Equation mécanique

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - C_f) \quad (I.10)$$

Et :  $C_f = f\Omega_r$  donc:  $\Omega_r = \Omega/P$

$\Omega_r = \Omega/P$ : Vitesse de rotation de la machine.

J : moment d'inertie

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

$C_r$  : couple résistant.

$\Omega$  : vitesse électrique du rotor.

f : coefficient du frottement

p: Nombre de paires de pôles

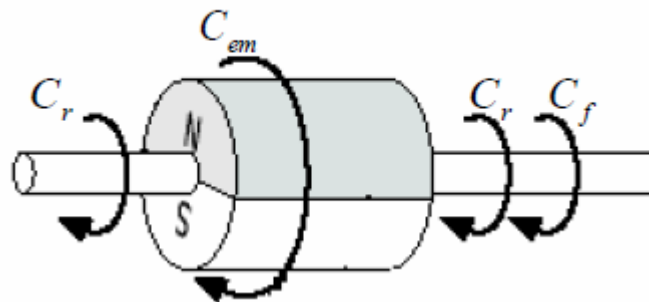


Figure (I .5) : Les différents couples qui agissent sur le rotor

En remarque que les équations de tension sont non linéaires et couplées, pour simplifier ce problème on utilise des changements de variable et des transformations appliquées aux variables réelles tension, courant et flux (transformation Park) qui réduisent la complexité du système. [18][8]

Cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Ce changement de

repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

#### I.4. Modélisation de la machine dans le repère diphasée (dq)

Le principe de base s'articule sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé (a, b, c) peut être produit par un système biphasé de deux bobines décalées de  $\frac{\pi}{2}$  dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  dans le temps. [20]

Il convient pour passer dans ce repère de Park, d'opérer les deux transformations de Clarke et de Park respectivement : abc vers  $\alpha\beta$  et  $\alpha\beta$  vers dq.

Nous pouvons donc utiliser des transformations de Clarke pour remplacer les grandeurs  $X_a, b, c$  d'un système triphasé par des grandeurs  $X_\alpha, \beta, o$  d'un système diphasé.

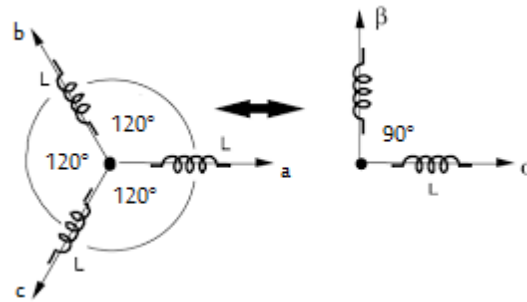


Figure (I.6) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère abc et  $\alpha\beta$ .

##### I.4.1 Transformation de Clarke

Transformation directe de clarke :

$$: [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}]$$

$$\text{Avec :} \quad C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 11})$$

Transformation inverse de Clark :

$$[X_{abc}] = C_{32} [X_{\alpha\beta}]$$

$$C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 12})$$

##### I.4.2 Les équations de la machine dans le repère diphasée (dq):

Nous allons utiliser la transformation de Clarke dans notre modélisation, puisque notre but est la loi de commande vectorielle (qui se base sur la régulation des courants dans le repère dq).

**a- Equation électromagnétique:**

**Les expressions des flux dans le repère de Clarke :**

$$\varphi_\alpha = Li_\alpha + \varphi_r \cos(p\theta) \quad (\text{I. 13})$$

$$\varphi_\beta = Li_\beta + \varphi_r \cos(p\theta) \quad (\text{I. 14})$$

Les f.é.m. de rotation sont :

$$e_\alpha = \frac{d\varphi_\alpha}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -p\varphi_r \Omega \sin(p\theta) \quad (\text{I.15})$$

$$e_\beta = \frac{d\varphi_\beta}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -p\varphi_r \Omega \cos(p\theta) \quad (\text{I.16})$$

La loi d'Ohm généralisée s'écrit :

$$v_\alpha = Ri_\alpha + \frac{d\varphi_\alpha}{d\theta} = Ri_\alpha + \frac{di_\alpha}{dt} - p\varphi_r \Omega \sin(p\theta) \quad (\text{I.17})$$

$$v_\beta = Ri_\beta + \frac{d\varphi_\beta}{d\theta} = Ri_\beta + \frac{di_\beta}{dt} - p\varphi_r \Omega \cos(p\theta) \quad (\text{I.18})$$

### b – Equation mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad (\text{I.19})$$

La puissance électrique totale, dans le repère  $(\alpha, \beta)$  s'écrit :

$$p_{elec} = \frac{3}{2} \left[ R(i_\alpha^2 + i_\beta^2) + L \left\{ i_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{di_\beta}{dt} \right\} + p\theta \Omega (i_\beta \cos(p\theta) - i_\alpha \sin(p\theta)) \right] \quad (\text{I.20})$$

La multiplication par le coefficient 3/2 est pour conserver les grandeurs (puissance et couple).

Et le couple électromagnétique s'exprime de la manière suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} \left[ \frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta}{\Omega} \right] = \frac{3}{2} P\Phi_r [i_\beta \cos(p\theta) - i_\alpha \sin(p\theta)] \quad (\text{I.21})$$

### I.4.3 Passage du repère $(\alpha, \beta)$ au repère $(d, q)$

Le passage des composantes  $(\alpha, \beta)$  aux composantes  $(d, q)$  est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.22})$$

Avec  $[R]$  : Matrice de passage de  $(\alpha, \beta)$  vers  $(d, q)$ .

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

### I.4.4 Transformation de Park:

La transformation de Park permet de remplacer le système réel par un système composé de deux enroulements tournants à la vitesse angulaire, traversés par les courants  $d, q$  et un enroulement fixe, traversé par le courant homopolaire  $i_0$ . [10]

La transformé de Park est définie par :

$$[X_{dq0}] = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta)[X_{abc}] = p(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

$$p(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

La transformé de Park inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} [X_{dqo}] = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$P(\theta)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

$\theta$ : représente la position du rotor est définie par :  $\theta = \int \omega_r dt$

$X_{dqo}, X_{abc}$  : représentent soit les vecteurs courant, tension ou flux, dans le repère (d-q) et (a-b-c) respectivement.

**Remarque** :  $X_o$  est la composante homopolaire. Dans la pratique, nous ne considérons pas la composante homopolaire.

## I.5. Modèle de la machine synchrone dans le repère de Park (d-q):

### I.5.1 Equations électriques :

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

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\Omega_r \varphi_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} - p\Omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

### I.5.2. Equations des flux:

Les équations des flux statorique s'écrivent dans le repère de Park comme suit:

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

En remplaçant les expressions des flux  $\varphi_d$  et  $\varphi_q$  dans le système (I-14) nous obtenons :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\Omega_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - p\Omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Avec :

$v_d, v_q$  : Les tensions statorique dans le repère (d, q)

$i_d, i_q$  : Les courants statorique dans le repère (d, q)

$\varphi_d, \varphi_q$  : Les flux statorique dans le repère (d, q)

$\varphi_f$  : Flux induit par les aimants permanents

$L_d, L_q$  : Inductance cyclique statorique d'axe direct 'd' et l'axe transverse 'q'

### I.5.3 Expression de la puissance et du couple électromagnétique:

L'expression du couple est obtenue à partir de celle de la puissance instantanée absorbée par la machine :

$$P_a = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (\text{I.31})$$

Dans le référentiel de PARK, cette puissance s'écrit :

$$P_e = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (\text{I.32})$$

En remplaçant  $Vd$  et  $Vq$  par leurs expressions on aura :

$$P_a(t) = \frac{3}{2} \left[ P\Omega_r \left( (L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q \right) + R_s(i_d^2 + i_q^2) + \left[ L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right] \right] \quad (\text{I.33})$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet joule :  $\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$
- Puissance électromagnétique :  $\frac{3}{2} \left[ P\Omega_r \left( (L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q \right) \right]$
- La variation d'énergie magnétique emmagasinée :  $\frac{3}{2} \left[ L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right]$

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande et l'expression de ce terme est exprimée par :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_r}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left[ \left( (L_d - L_q)i_d i_q \right) + \varphi_f i_q \right] \quad (\text{I.34})$$

#### I.5.4 Équations mécaniques:

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} P \left[ \left( (L_d - L_q)i_d i_q \right) + \varphi_f i_q \right] - C_r - f\Omega_r \right] \quad (\text{I.35})$$

En déduisant la forme finale des équations de la MSAP dans le référentiel (d-q) avec  $i_d, i_q, \Omega_r$  comme variables d'état :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + P\Omega_r L_q \frac{i_q}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} + P\Omega_r L_d \frac{i_d}{L_q} - \frac{W_r}{L_q} \varphi_f \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r \\ C_{em} = \frac{3}{2} P \left[ \left( (L_d - L_q)i_d i_q \right) + \varphi_f i_q \right] \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

A partir de l'équation (I.21) après des transformations de la place et création des fonctions de transfert pour  $vd$  et  $vq$  on peut créer un Schémas bloc qui est le suivant :

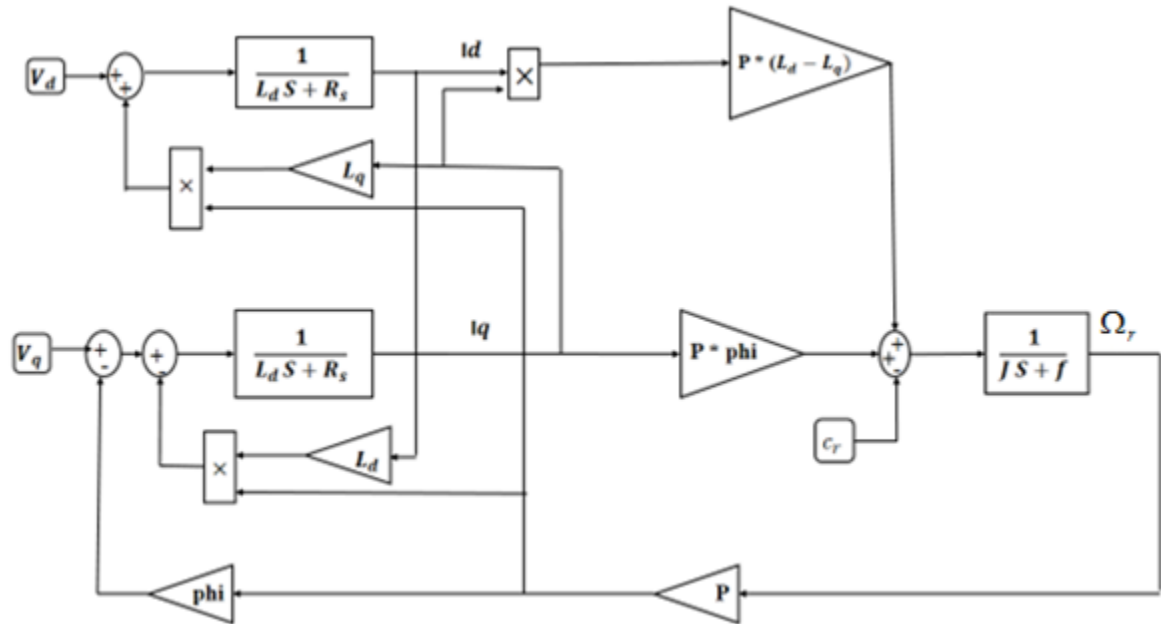


Figure (I.7) : Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents.

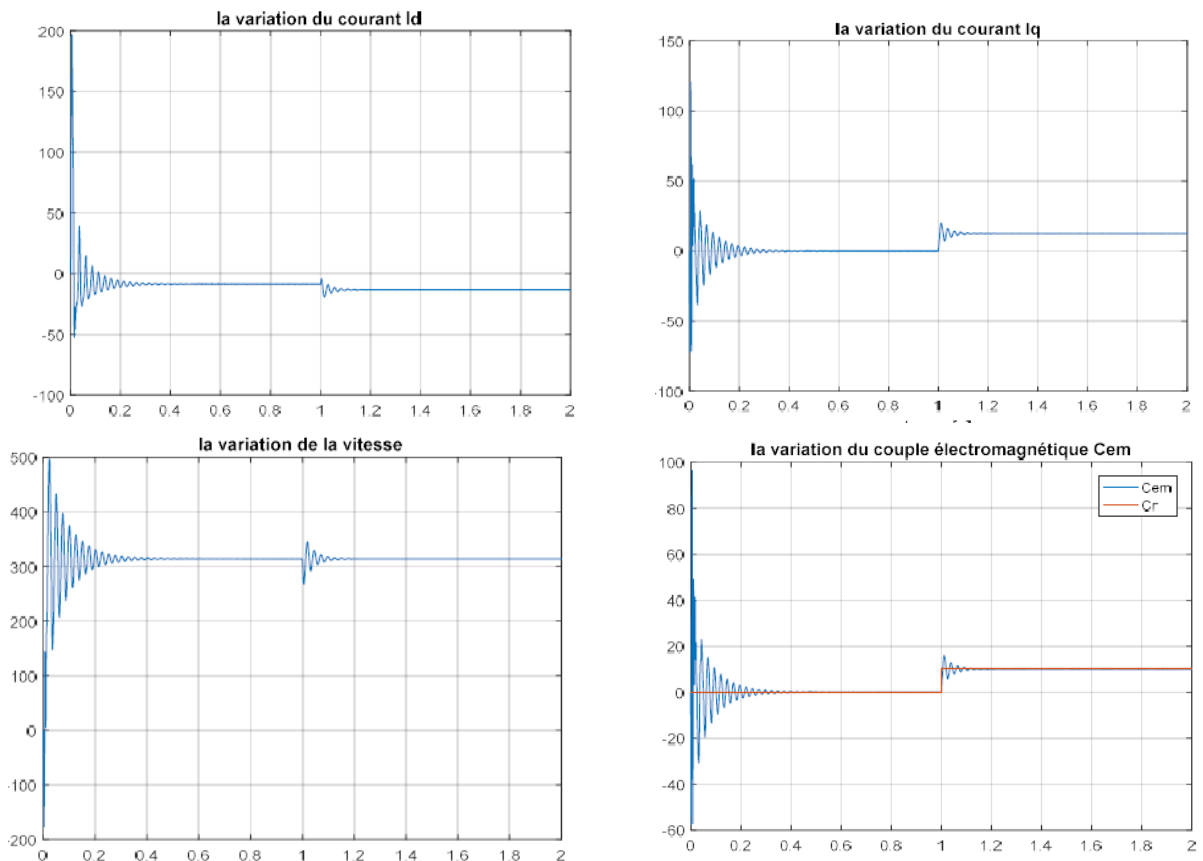
### I.6 La simulation du moteur synchrone à aimant permanent

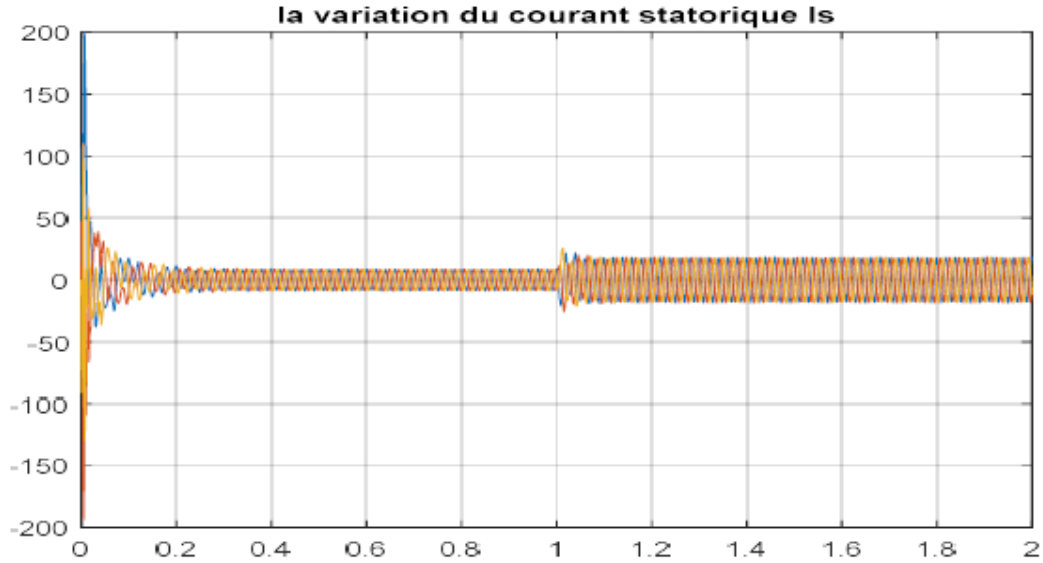
Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A

#### I.6.1 Résultats de simulation de la MSAP

Démarrage (à vide, et en charge) : ( $C_r=10$  N.m à  $t=1$ s)





**Figure (I.8) :** Résultats de simulations du moteur synchrone à aimants permanents

### I.6.2 Interprétation

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents triphasée. Il est à noter que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

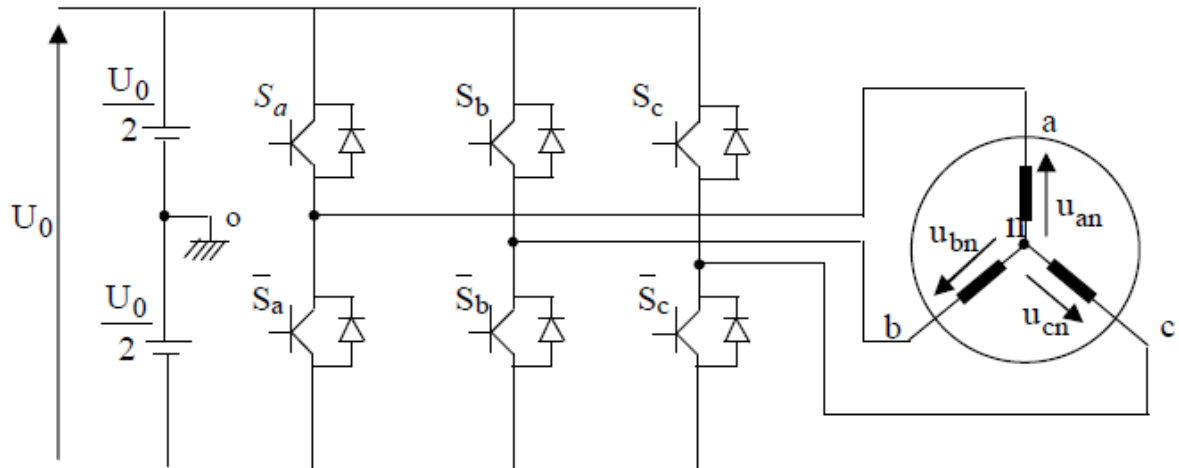
La vitesse atteint très rapidement le régime permanent avec un dépassement, puis en reste constante et égale à la vitesse de synchronisme jusqu'à l'application du  $C_r = 10 \text{ N.m}$  à  $t=1\text{s}$ . Lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse reste constante, c'est une propriété de la machine synchrone puisque celle-ci fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme. On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge. Ces résultats montrent la très faible inertie du MSAP, une très bonne maîtrise du couple et un fonctionnement avec une vitesse stable au synchronisme même en présence de charge.

### I.7 Modélisation de l'onduleur de tension

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

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

La figure I.6 montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge :



**Figure (I.8):** Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Pour les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$ , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{ca} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

$U_{ao}$ ,  $U_{bo}$  et  $U_{ca}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur ( tensions continues).

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

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

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

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{I.39})$$

La substitution de (I.13) dans (I.12) aboutit à:

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{I.40})$$

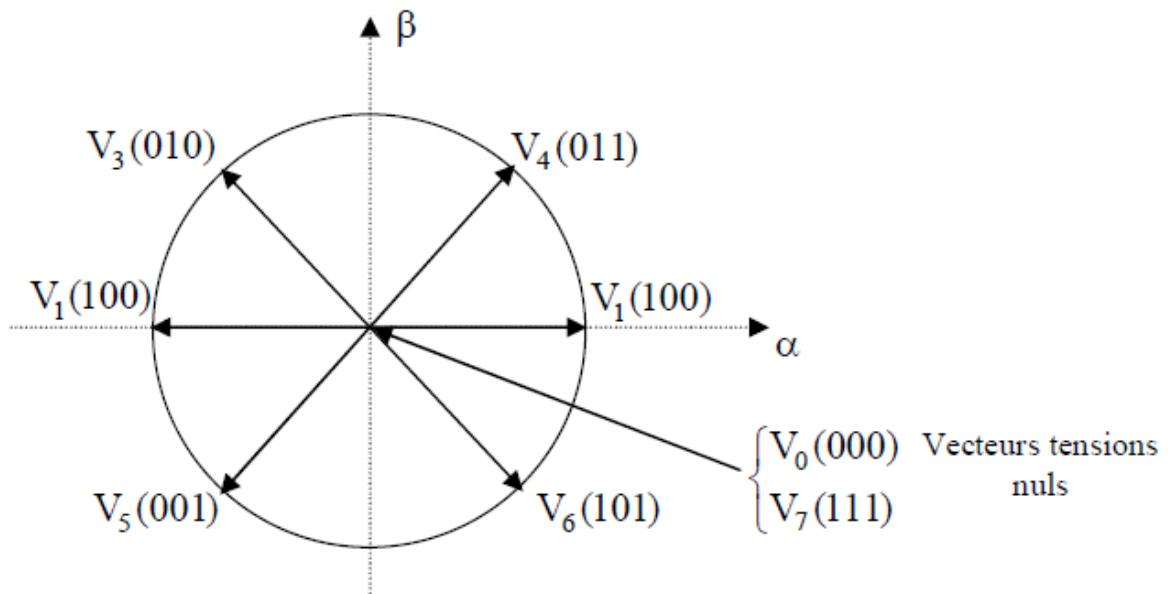
En remplaçant (I.14) dans (I.12), on obtient:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{bn} = \frac{1}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{u_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{u_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{u_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Comme on peut le voir, les combinaisons  $(S_a S_b S_c) = (111)$  et  $(000)$  correspondent au vecteur nul. La figure 1.7 montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.



**Figure (I.9)** Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans  $(\alpha, \beta)$ .

### I.8 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

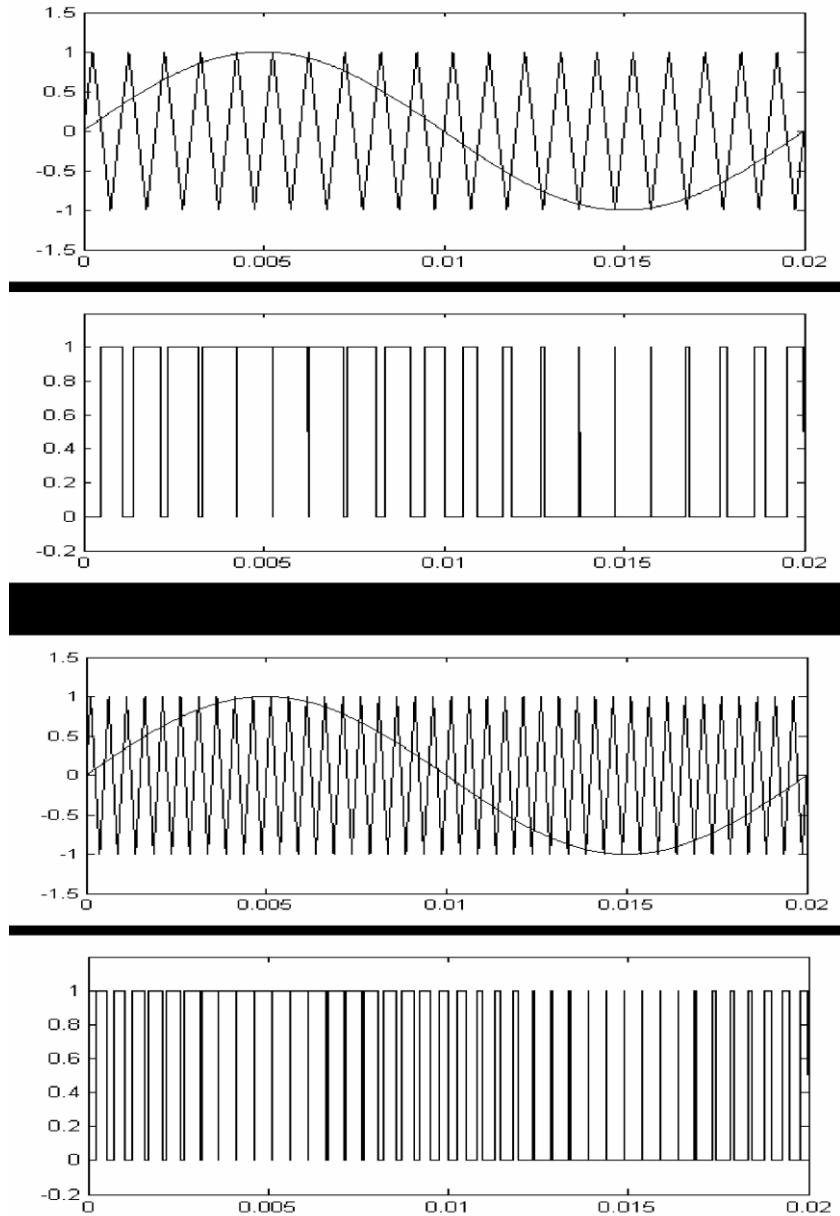
La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- ✓ le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence;
- ✓ le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}} \quad (\text{I.30})$$

Les figure I.10 représente deux signaux à *MLI* générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure I.10.a) et 2kHz (figure I.10.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.



**Figure (I.10)** Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b).

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en oeuvre dans les applications numériques. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

**I.9 Conclusion**

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines . Ensuite, nous avons modélisé cette machine en utilisant le modèle de Park et Clark, modèle qui devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Pour obtenir un résultat réel il faut insérer un onduleur de tension avec des commandes précises à l'alimentation.

# Chapitre II

commande par mode de glissement

**II.1 Introduction:**

La commande par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.[21]

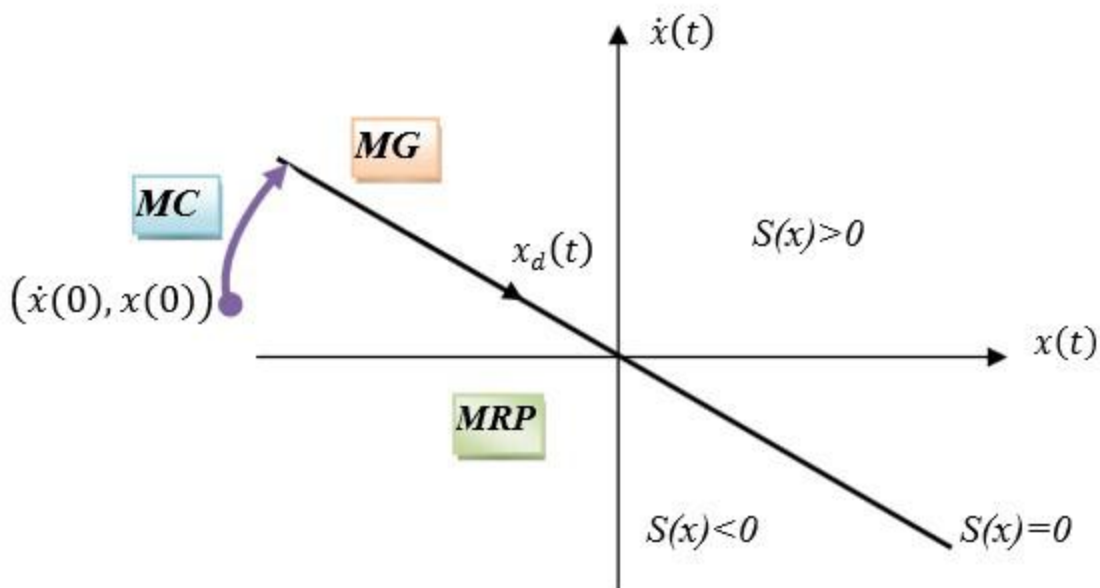
Dans ce chapitre, on présente Les Systèmes à structure variables, le principe du réglage par mode glissement, conception de la commande par mode de glissement, et Le phénomène de broutement "Chattering". On présente aussi l'application de la commande par mode de glissement à la MSAP, et les résultats des Simulations et interprétation.

## II.2 Systèmes à structure variables:

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (Hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.[22]

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (II.1) [23][24]

- ✓ Mode de convergence (MC) : C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x)=0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- ✓ Mode de glissement (MG) : C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x)=0$ .
- ✓ Mode du régime permanent (MRP) : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.



**Figure (II.1):** Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

### II.2.1 Principe du réglage par mode glissement :

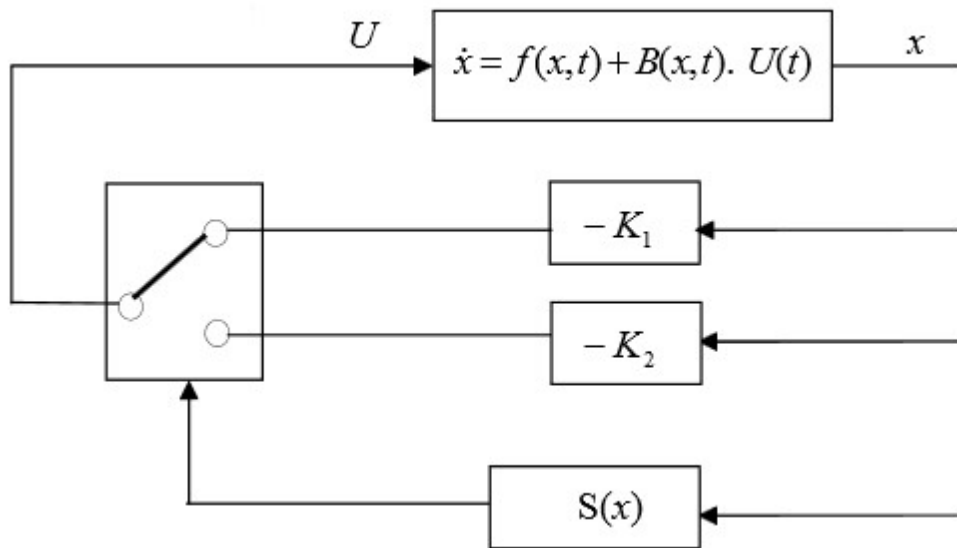
La technique des modes glissements consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Parmi les propriétés des modes glissements, on cite [25] :

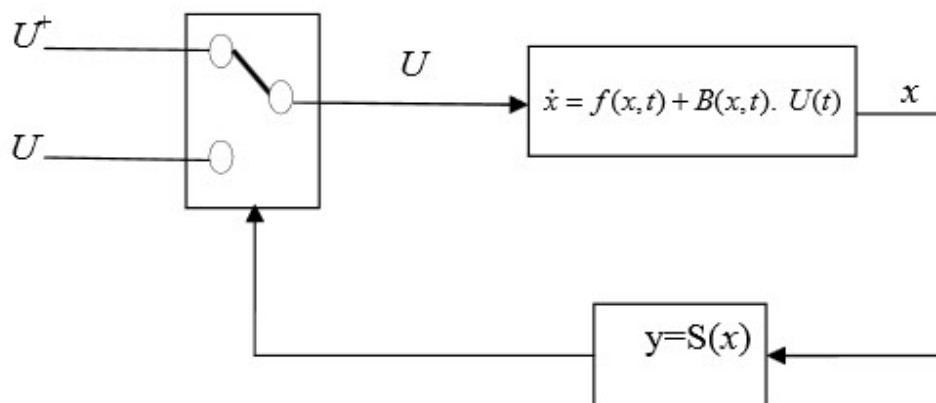
- ✓ La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- ✓ La théorie des modes glissements s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- ✓ La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

**II.2.1.1 Configuration de base pour les systèmes à structure variable :**

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable. Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retours d'état différents, Figure (3.2). Une deuxième configuration modifie la structure du système par simple commutation d'interrupteurs, Figure (3.3), ce qui est le cas de tous les convertisseurs statiques [26].



**Figure (II.2):** Configuration par changement de retour d'état.



**Figure (II.3):** Configuration avec changement de la structure par la commande.

Dans la première configuration, suivant que  $S(x)$  est positif ou négatif, la commande  $U$  est donnée par le retour d'état:

$$\begin{cases} U = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

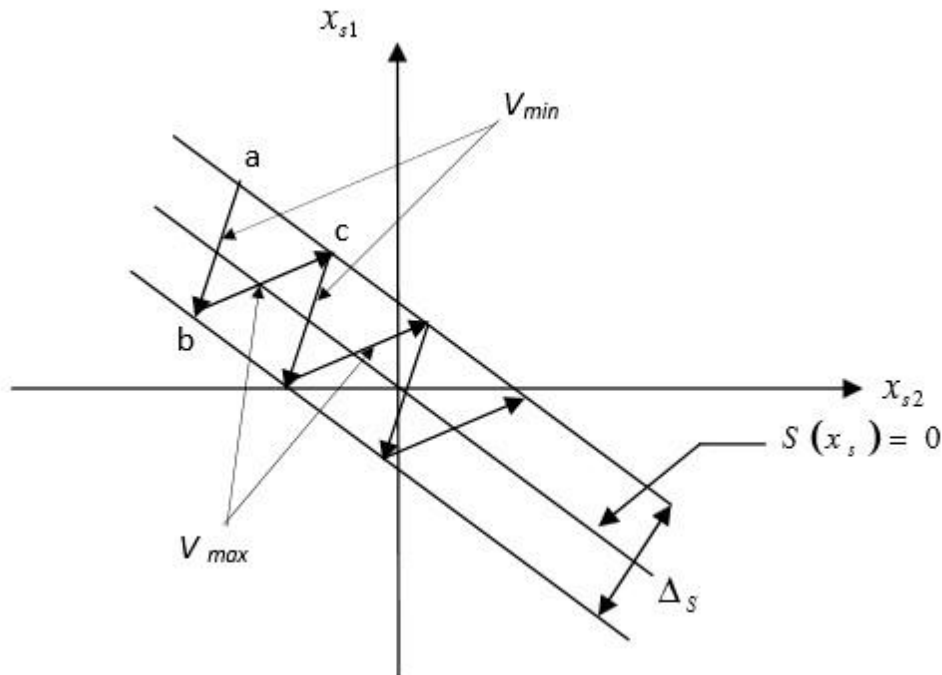
En mode de glissement idéal, le système évolue sur la surface de glissement où  $S(x)=0$ . Dans le deuxième cas, seule l'information sur le signe de la fonction  $S(x)$  suffit à générer la commande. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$\begin{cases} U^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ U^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'idée de changement discontinu de la structure du retour d'état s'avère très intéressante. Elle permet d'optimiser la réponse d'un système en combinant les avantages de chaque configuration voire même de transformer des systèmes instables en systèmes stables par logique de commutation.

### II.2.1.2 Condition d'existence du mode glissement

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu d'une façon continue entre les deux grandeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$  [27]. Ce phénomène est illustré dans la figure (3.4) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état  $x_{s1}$  et  $x_{s2}$  [27].



**Figure (II.4):** Démonstration du mode de glissement

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode glissement" sont données par deux hypothèses :

- ✓ Le produit de matrice  $g.u$  doit être inversible, c'est à dire que son déterminant doit être non, nul.
- ✓ Les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissement respectent.

$$U_{Max}^+ < 0 > U_{Max}^-$$

**II.2.2 Conception de la commande par mode de glissement:**

La conception des régulateurs par les modes glissements prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d’une façon systématique. La mise en oeuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L’établissement des conditions d’existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

**II.2.2.1 Choix de la surface de glissement:**

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l’application et de l’objectif visé.

En général, pour un système défini par l’équation d’état suivante [32]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x \quad y \in R^m \end{cases} \quad (II.3)$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $u(t)$ . Afin d’assurer la convergence d’une variable d’état  $x$  vers sa valeur de référence  $x_{ref}$  plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [32]

$$S(x) = \left[ \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right]^{r-1} e(x) \quad (II.4)$$

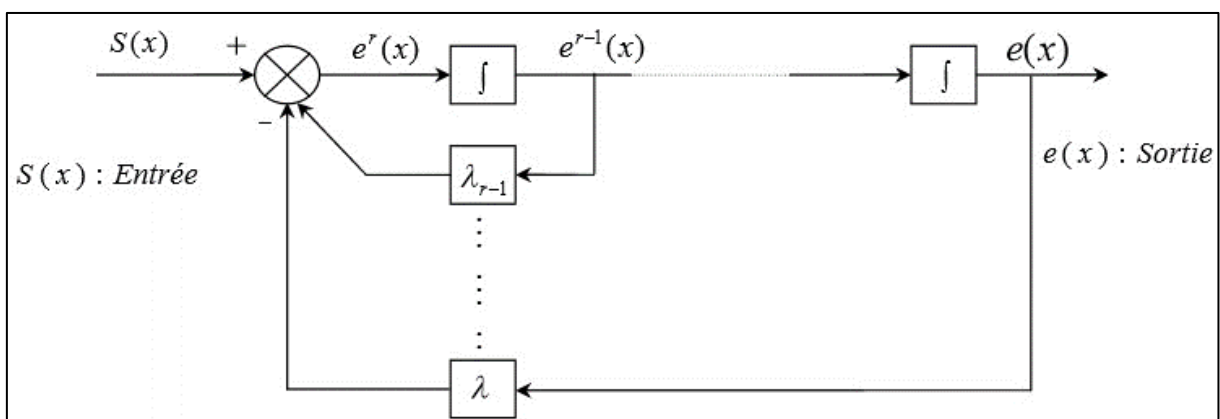
Où :

$e(x)$ : L’écart de la variable à réguler.

$\lambda_x$ : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$ : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu’il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

En d’autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l’objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l’écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l’écart a pour but de forcer la dynamique de l’écart (référence – sortie) à être une dynamique d’un système linéaire autonome d’ordre « $r$ » .



**Figure (II.5):** Linéarisation exacte de l’écart.

**II.2.2.2 Conditions de convergence:**

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et d’y rester indépendamment à la perturbation. Nous retenons de la

littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système .[28]

### II.2.2.2.1 Fonction directe de commutation:

Elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :[28]

$$S(x)S(x)\dot{ } < 0 \quad (\text{II.4})$$

### II.2.2.2.2 Fonction de LYAPUNOV :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit [29].

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{II.5})$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{V}(x) = S(x)S(x)\dot{ } \quad (\text{II.6})$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x)S(x)\dot{ } < 0 \quad (\text{II.7})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés figure (3.6). Cette condition suppose un régime glissement idéal.

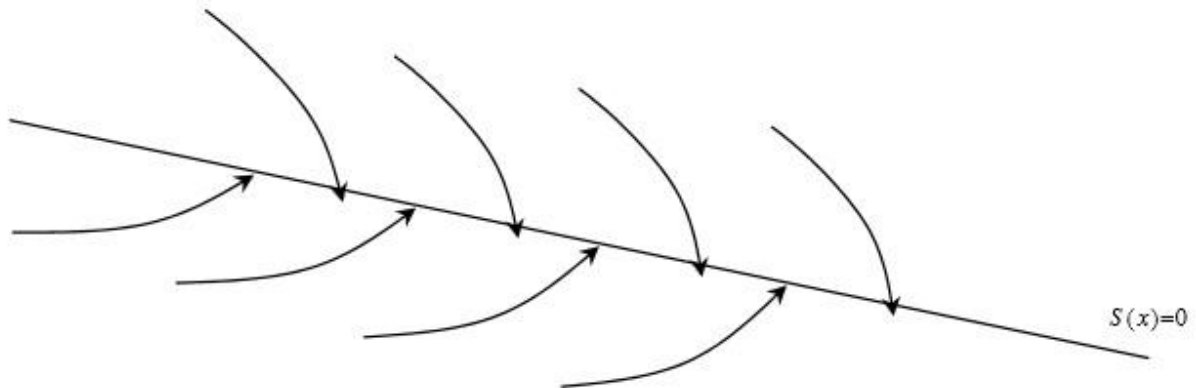


Figure (II.6): Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

### II.2.2.2.3 Détermination de loi de commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissements .

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est composée de deux thèmes  $U_{eq}$  et  $U_n$ :

$$U = u_{eq} + u_n \quad (\text{II.8})$$

L'utilisons de l'équation (3.4) et (3.10) permet obtenir la commande équivalente  $U_{eq}$ :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t)U_{eq}(t)] \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)U_n] \quad (\text{II.9})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent sa dérivée et la parité discontinue sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$U_{eq}(t) = \left[ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t)] \quad U_n = 0 \quad (\text{II.10})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left[ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \neq 0 \quad (\text{II.11})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme par sa valeur (3.12) dans L'équation (3.4), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

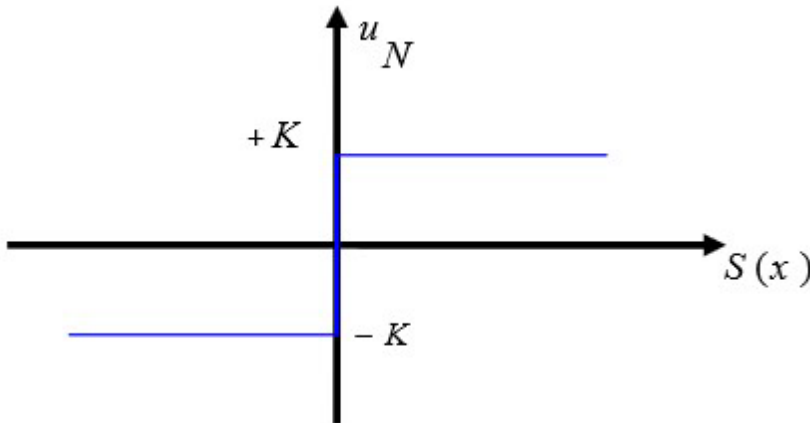
$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)U_n] \quad (\text{II.12})$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)U_n] < 0 \quad (\text{II.13})$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais. Dans ce cas la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \text{sing}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{II.14})$$



**Figure (II.7):** Représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l'expression (3.16) dans (3.15), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)]K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{II.15})$$

Il faut que  $\frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)]$  est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

Le gain  $K$  doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.[29]

Dans la pratique, un régime glissement idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie)

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence figure (3.8). Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence.

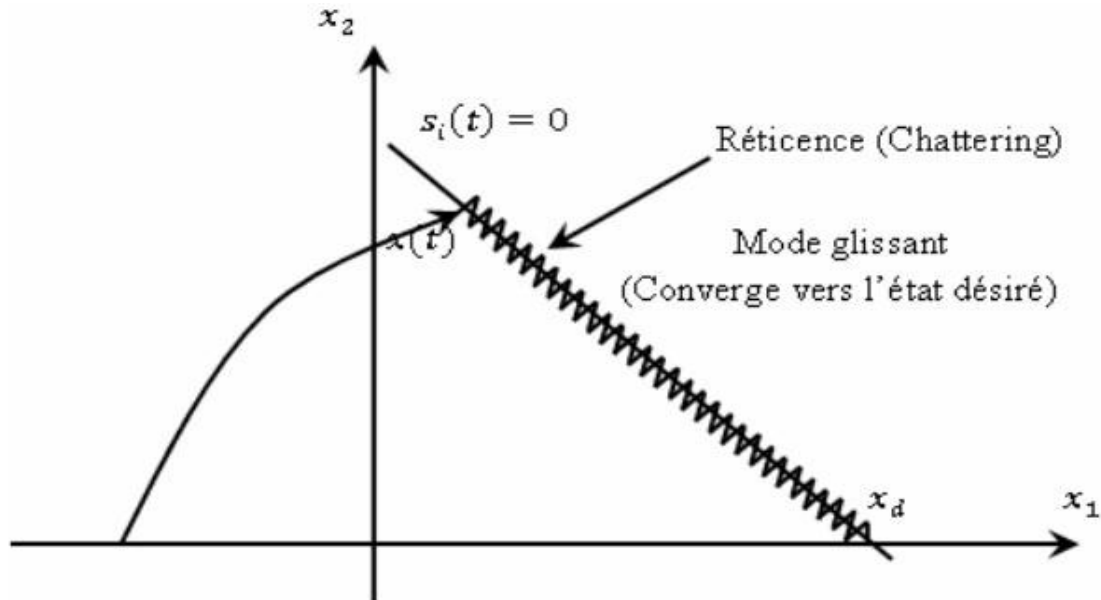


Figure (II.8): Phénomène de broutement (Chattering)

### II.2.2.3 Quelques solutions pour le chattering

Afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de chattering, de nombreuses techniques ont été proposées. Parmi les techniques les plus utilisées on cite :

- ✓ La couche limite (boundary layer)
- ✓ Observateur
- ✓ Système adaptatif flou

### II.2.2.4 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP:

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissement à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée, par des résultats de simulation. Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega i_q - \frac{\varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega}{dt} = p \frac{\varphi_f}{J} i_q - \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d i_q - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

#### II.2.2.4.1 Stratégie de réglage à trois surfaces:

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade

(structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse .

✓ **Surface de régulation de la vitesse :**

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \quad (\text{II.16})$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d + P\varphi_f}{J}i_q + \frac{1}{J}C_r \frac{f}{J}\omega_r \\ i_q = i_{qeq} + i_{qn} \end{cases}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\omega_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\omega_r) = 0 \text{ et } i_{qn} = 0 \quad (\text{II.17})$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (3.17) :

$$i_{qeq} = \frac{\dot{\omega}_{rref} + \frac{f}{J}\omega_r + \frac{1}{J}C_r}{\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + \frac{p\varphi_f}{J}} \quad (\text{II.18})$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative

$$\dot{v}(\omega_r) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.19})$$

Si en remplace l'équation (3.19) dans (3.17), on obtient :

$$\dot{S}(x) = - \left[ \frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\varphi_f \right] i_{qn} \quad (\text{II.20})$$

Alors :  $i_{qn} = K_{\omega r} \text{sing}(S(x))$   $K_{\omega r}$  : Gain positif.

✓ **Surface de régulation du courant  $i_q$ :**

La valeur de  $i_{qréf}$  à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée.

L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(x) = i_{qref} - i_q \quad (\text{II.21})$$

Dans ce cas, les commandes  $V_{eq}$  et  $V_n$  sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{deq} = \left[ i_{dref} + \frac{R_s}{L_d}p\omega_r i_d + \frac{P\varphi_f}{L_d} \right] L_d \\ v_{dn} = K_d \text{sing}(S(i_d)) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

$K_d$ : Gain positif.

### **II.3 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons établi la possibilité de contrôle d'une MSAP par la technique de la commande par mode de glissement. Ce chapitre a été consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissement et par la suite nous avons appliqué la commande par mode glissement à un moteur synchrone à aimant permanent contrôlé en vitesse et au courant  $i_d$  et  $i_q$ .

La commande par mode glissement présente plusieurs avantages tel que, robustesse, simplicité, temps de réponse très faible. On peut cependant noter que les performances du système peuvent être altérées à cause des oscillations fortes de l'organe de commande. Ce phénomène, appelé broutement (chattering) .

# Chapitre III

## Commande de la MSAP par la DTC – MG

### III.1 Introduction

La commande directe du couple a été présentée en Allemagne par Hasse, Blaske , et Leonhard pour des moteurs à induction comme nouvelle approche pour la commande de couple et de flux.

Le contrôle directe 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 allemand et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées. 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 alimentée par un onduleur de tension sans régulateur de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenue à partir d'une commande vectorielle. Trois techniques de commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes de DTFC [30] [31]:

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

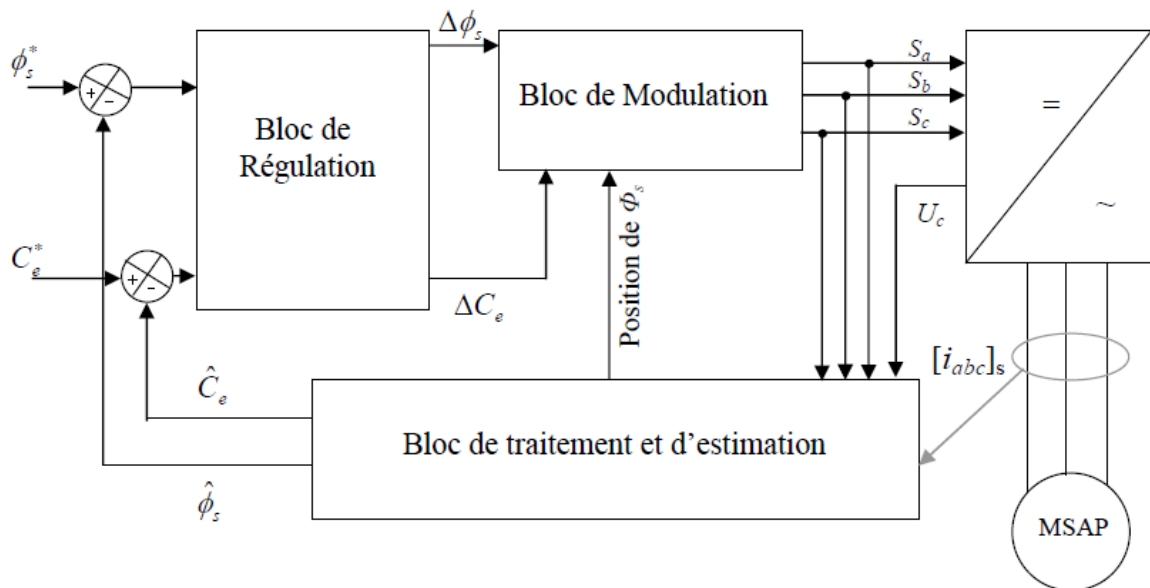
Ce type de commande repose sur la détermination «directe» de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations).

Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe du couple et du 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.

### III.2. Principes généraux de la commande directe du 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 :



**Figure (III.1):** 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. 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 ;
- ✓ 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 classique; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées Park dans des axes tournants.

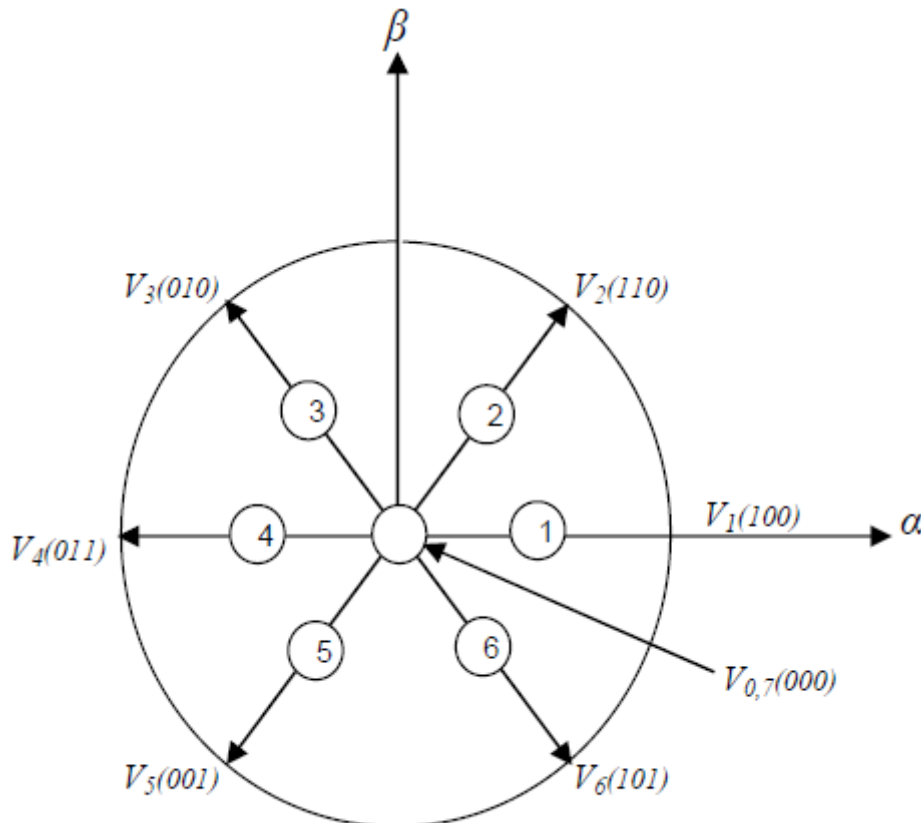
### III.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé.

A 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 [32] [33] formes. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de *Takahashi* et celle sans séquence nulles.

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

$$\bar{V}_{sn0} = \bar{V}_S = v_{sa} + jv_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_{an0} + V_{bn0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0}e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{III.1})$$

$[V_{an0} \ V_{bn0} \ V_{cn0}]^T$  est le vecteur de tensions de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs (voir figure II.7). Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande  $S_i (i=1,2,3)$ , où  $S_i$  est l'état de l'interrupteur.



**Figure (III.2):** Séquence de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires.

Avec :  $\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_1, S_2, S_3) = (0,0,0)$  et  $\bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_1, S_2, S_3) = (0,0,0)$ .

### III.4.Strategie de commande directe de couple et de flux

*Takahashi* a proposé une stratégie de commande ce couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant :

- ✓ le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T \leq 50 \mu s$ );
- ✓ pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la (MSAP) ;
- ✓ On reconstitue les composantes du vecteurs de flux statorique, on utilisant les équations (IV.10-13) ;

- ✓ On estime le couple électromagnétique de la (MSAP), en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (IV-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 qui suit.

### III.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 de la (MSAP) est obtenu à partir de l'équation suivante :

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

On obtient :

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_s &= \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \\ \bar{\phi}_s &\approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

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

$$\bar{\phi}_s(k+1) \approx \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.4})$$

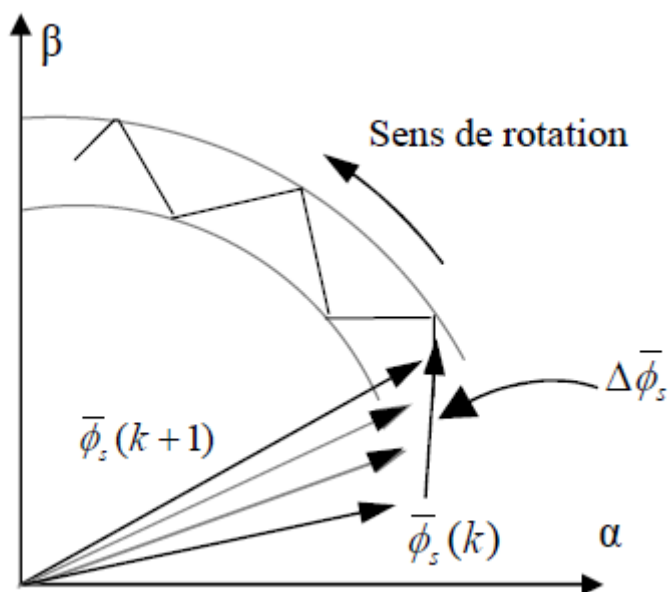
Où encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e$$

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 de la (MSAP). La figure (IV.) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .



**Figure (III.3): Evolution 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.

### III.4.2. Contrôle du couple électromagnétique.

$$C_e = k(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}'_r) = k|\bar{\phi}_s||\bar{\phi}'_r| \sin(\delta) \quad (\text{III.5})$$

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.

### III.5. Sélection du vecteur de tension.

Le choix de 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  $\bar{\phi}_s$ , également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique  $(\alpha, \beta)$ , on peut délimiter l'espace  $\bar{\phi}_s$  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  $(\alpha)$  de l'enroulement triphasé  $(a, b, c)$  (voir figure IV.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 [34][35] [36] :

- ✓ 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 relation du flux  $\bar{\phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\phi}_s$  reste inchangé.

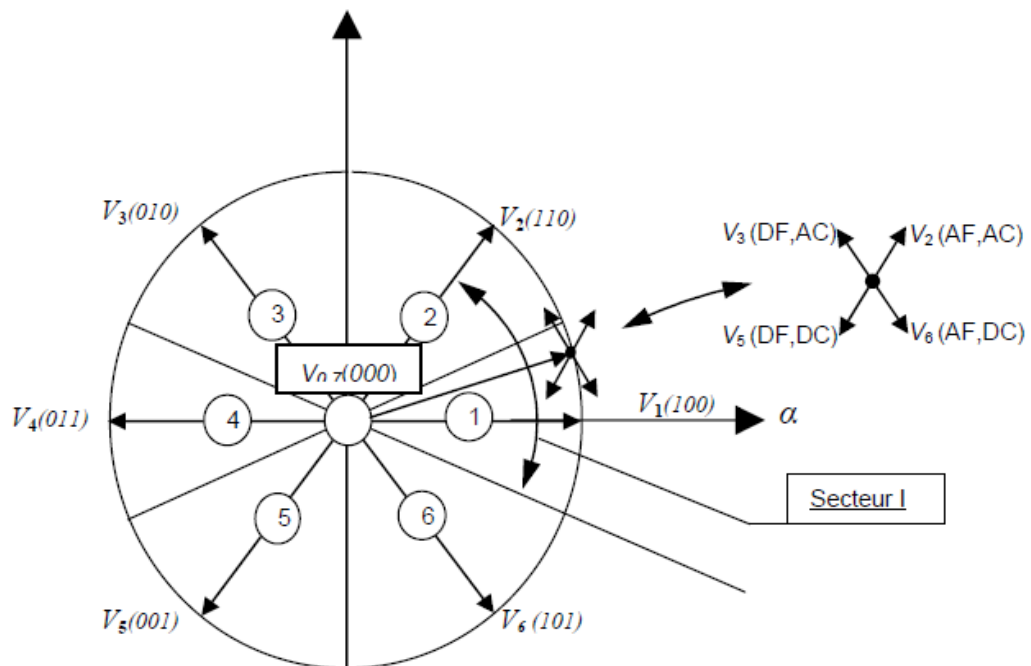
Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone  $i$ .

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 est donc nécessaires, pour une commande DTC.



$V_6[101]$  signifié :

- 1 : interrupteur en haut du 1<sup>er</sup> bras fermé
- 0 : interrupteur en haut du 2<sup>eme</sup> bras ouvert
- 1 : interrupteur en haut du 3<sup>eme</sup> bras fermé

AF : Augmenter le flux      DF : diminuer le flux  
 AC : augmenter le couple      DC : diminuer le couple

Figure (III.4): partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_i=1...6$

### III.6. Estimation du flux et du couple.

On considère le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la (MSAP). Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [47].

$$\begin{cases} v_{sa} = r_s i_{sa} + \dot{\phi}_{sa} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

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

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \hat{\phi}_{sa} + j\hat{\phi}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{sa} = \int_0^t (v_{sa} + r_s i_{sa}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} + r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

On obtient les tensions  $v_{sa}$  et  $v_{s\beta}$  à partir des commandes  $(S_1, S_2, S_3)$  et de la mesure de la tension  $U_c$ , en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = v_{sa} + jv_{s\beta} \\ v_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_1 - (S_2 + S_3)) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_2 + S_3) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

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

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

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

$$C_e = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{sa} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{sa}) \quad (\text{III.10})$$

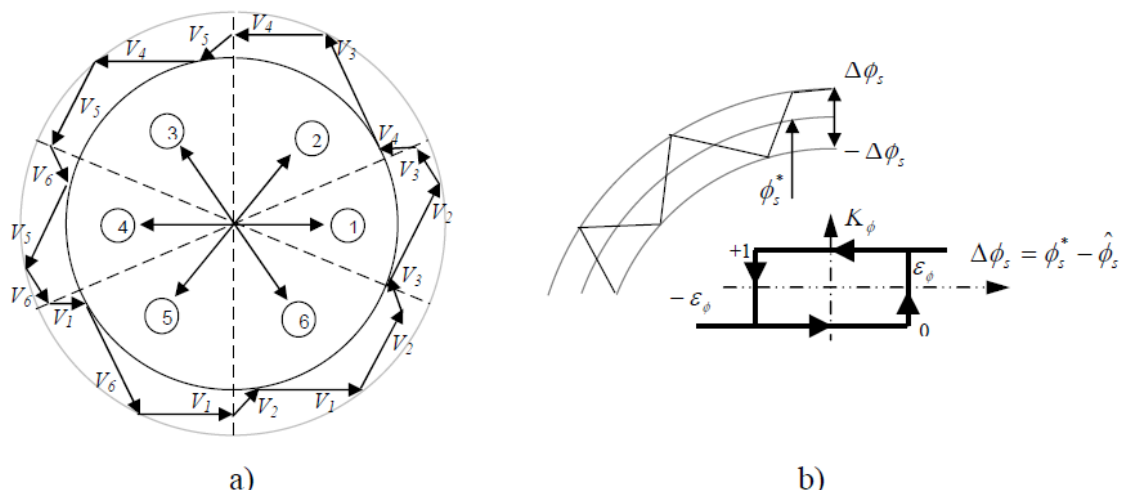
L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée à la (MSAP) en particulier et surtout la commande par DTC.

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

Les deux composantes du flux statorique sont donnée par (II.21, 22), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse  $\alpha\beta \rightarrow dq$ .

#### III.6.1. Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis a 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 (IV.5).



**Figure (III.5): a) Sélection des tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique  $\phi_s$ ,**

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

On peut écrire ainsi :

- ✓ Si  $\Delta\phi_s > \varepsilon_\phi$  alors  $K_\phi = 1$
- ✓ Si  $0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi$  et  $\frac{d\Delta\phi}{dt} > 0$  alors  $K_\phi = 0$
- ✓ Si  $0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi$  et  $\frac{d\Delta\phi}{dt} < 0$  alors  $K_\phi = 1$
- ✓ Si  $\Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi$  alors  $K_\phi = 0$

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 fig. IV.5.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $K_\phi = +1$  pour augmenter l'écart le flux  $K_\phi = 0$  pour le réduire ; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs  $\vec{V}_{i+1}$  ou  $\vec{V}_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évaluer le vecteur de flux statorique  $\phi_s$ .

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 impose un croisement d'un bras du convertisseur.

**III.6.2. Correction du couple en utilisant un comparateur a hystérésis a 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. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (IV.14), tels que  $K_c$  représente l'état de sortie du comparateur et  $\varepsilon_{ce}$  la limite de la bande d'hystérésis (voir figure. IV.6)

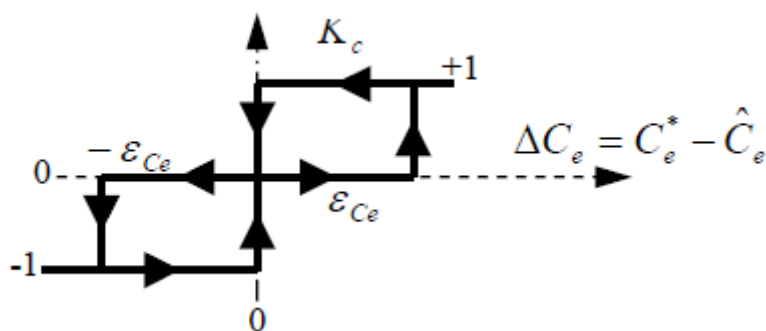


Figure (III.6): comparateur a hystérésis a trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

On peut écrire alors :

- ✓ Si  $\Delta C_e > \epsilon_{Ce}$  alors  $K_c = 1$
- ✓ Si  $0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{Ce}$  et  $\frac{d\Delta C_e}{dt} < 0$  alors  $K_c = 0$
- ✓ Si  $0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{Ce}$  et  $\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$  alors  $K_c = 1$
- ✓ Si  $\Delta C_e < -\epsilon_{Ce}$  alors  $K_c = -1$
- ✓ Si  $-\epsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0$  et  $\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$  alors  $K_c = 0$
- ✓ Si  $-\epsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0$  et  $\frac{d\Delta C_e}{dt} < 0$  alors  $K_c = -1$

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.IV.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

$\epsilon_{Ce}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

### III.7.Elaboration des tables de commutation.

#### III.7.1.Elaboration 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 (IV.4) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

de contrôle  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement

	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 $V_{i-3}$

Tab.(III.1). Table généralisée des vecteurs de tension d'une commutation 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 de la (MSAP).

$K_\Phi$	$K_c$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Tab.(III.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 :  $-\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < \varepsilon_{Ce}$ .

### III.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. Alors, les séquences qui correspondent à  $\Delta C_e$  nulle sont ignorées (voir tableau.IV.2). La table suivante illustre cette modification.

$K_\Phi$	0	0	1	1
$K_d$	0	1	0	1
$S_1$	001	010	101	110
$S_2$	101	011	100	110
$S_3$	100	001	110	011
$S_4$	110	101	010	001
$S_5$	010	100	011	101
$S_6$	011	110	001	100

**Tab.( III.3).** Table de commutation sans séquence 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.

### III.8 Commande DTC-Mode glissement de la MSAP

Dans le chapitre précédent on utilise un régulateur proportionnel intégrale PI pour élaborer le signal de couple électromagnétique  $C_e$ , ce qui est remplacé dans la nouvelle commande DTC par un régulateur par mode glissement (Figure III.6).

On prend comme surface de glissement:

$$S = e_w = w_{ref} - w \tag{III.11}$$

La dérivée de la surface :

$$\dot{S} = \dot{e}_w = \dot{w}_{ref} - \dot{w}$$

Lorsque on prend  $w_{ref}$  comme constante alors  $\dot{w}_{ref} = 0$

A partir de l'équation

$$w = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f w \tag{III.12}$$

Alors

$$S = \frac{1}{J} C_{em} + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} f w$$

Une manière pour atteindre la condition de convergence . et en appliquant la technique de la commande continue avec composante intégrale, on prend:

$$S = K \frac{s}{|s| + \lambda} \text{ avec } \lambda > 0 \tag{III.13}$$

Alors

$$\frac{1}{J} C_{em} + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} f w = K \frac{s}{|s| + \lambda}$$

Finalement le couple électromagnétique qui sera utilisé pour la commande DTC est donné par:

$$C_{em} = C_r + f w + J K \frac{s}{|s| + \lambda} \tag{III.14}$$

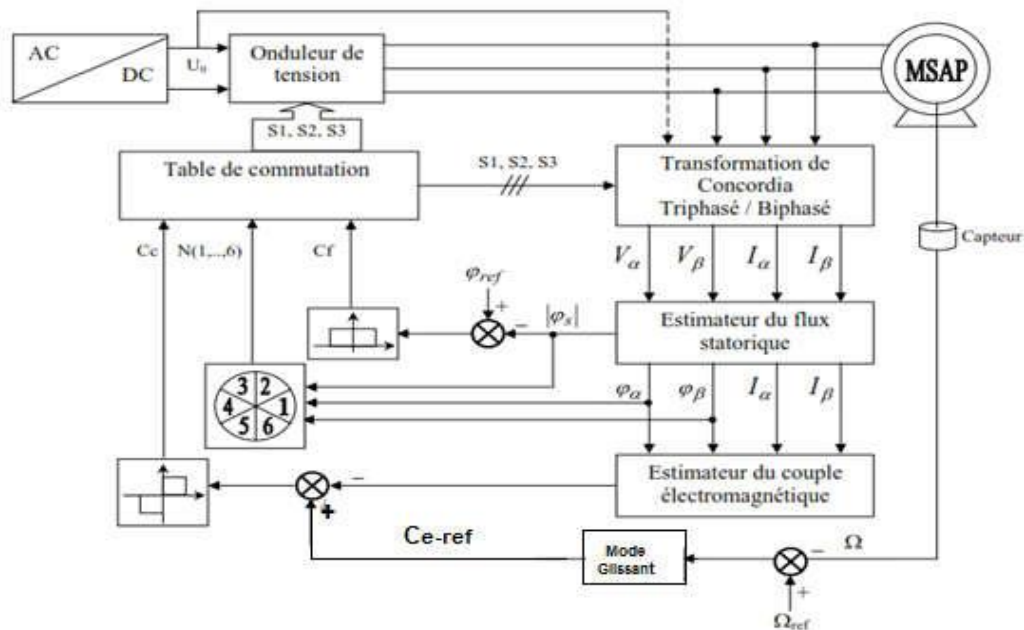


Figure (III.7): Schéma de la structure générale du commande DTC-MG de couple d'une MSAP

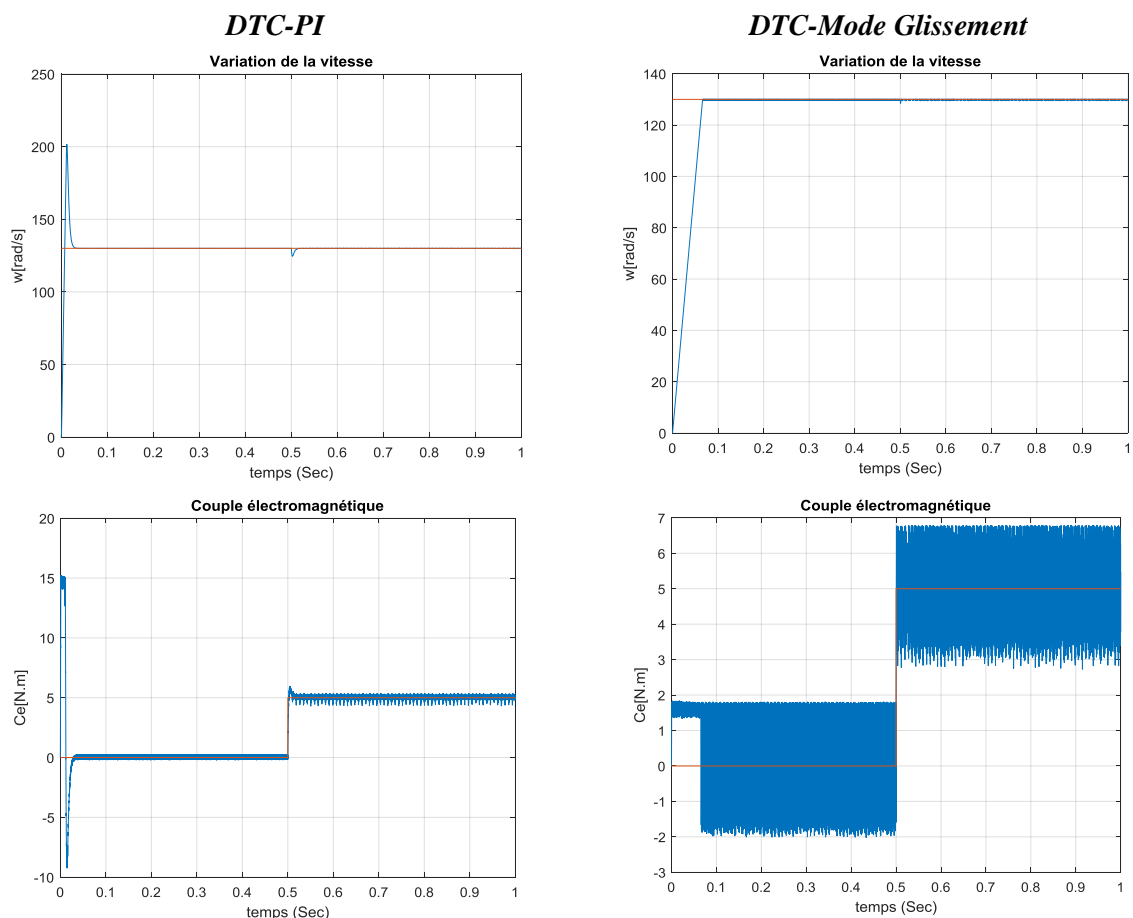
### III.9 Résultats des simulations et discussion

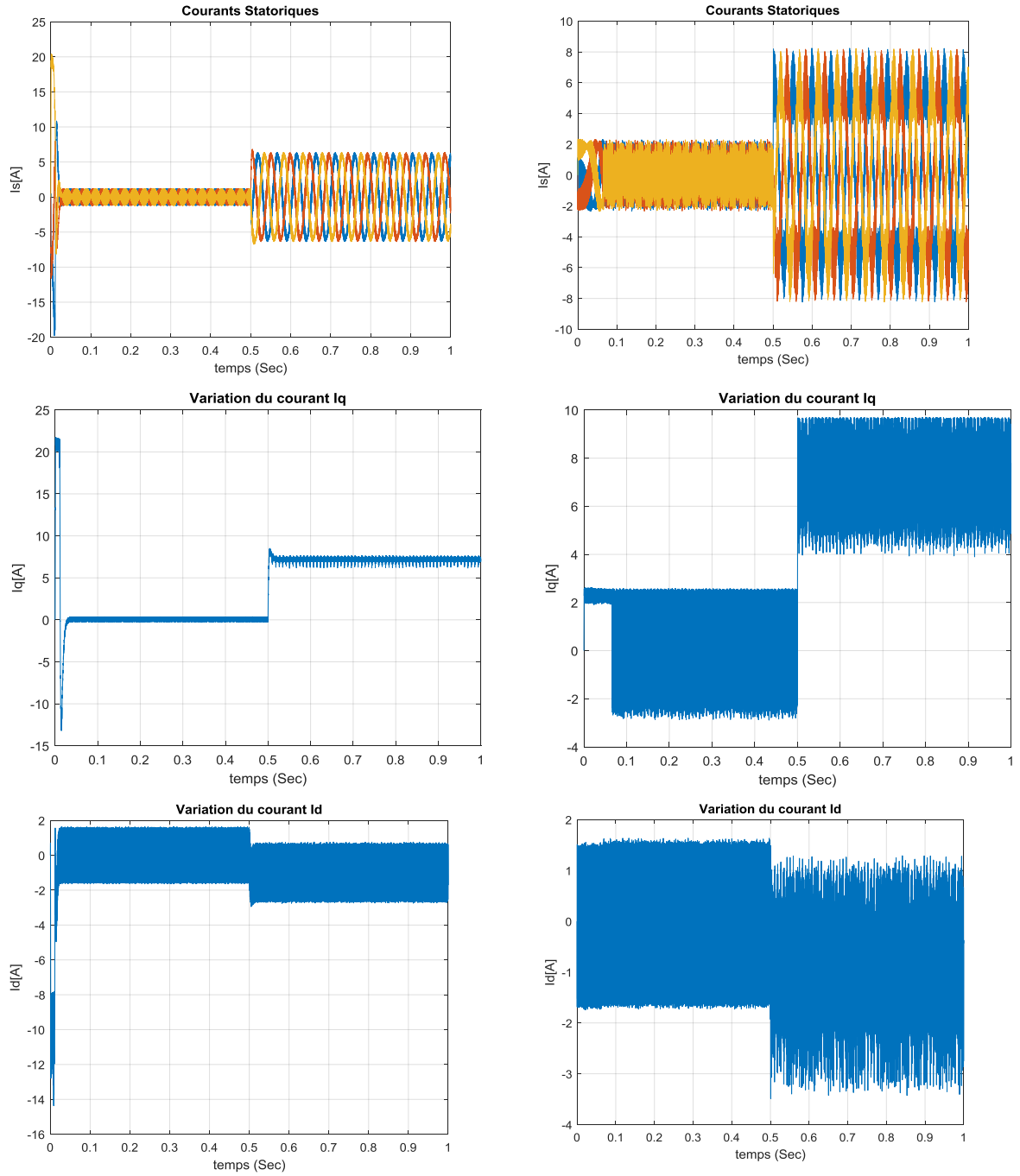
Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par DTC- mode glissement de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées :

#### III.9.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 130 ( $rad/s$ ). Les figures (III.8), et (III.9) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

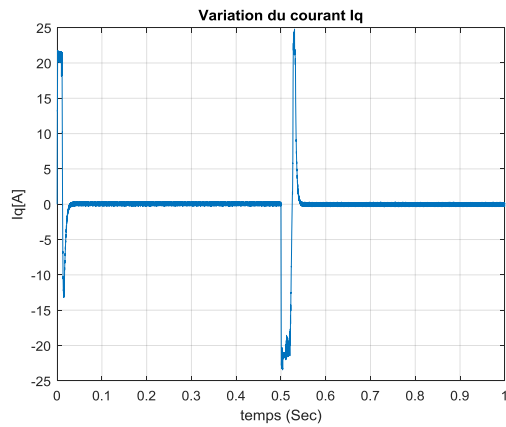
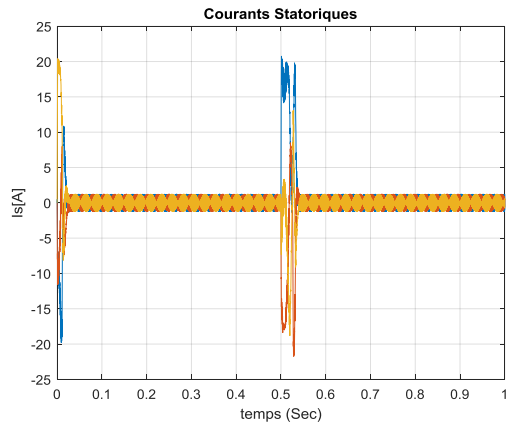
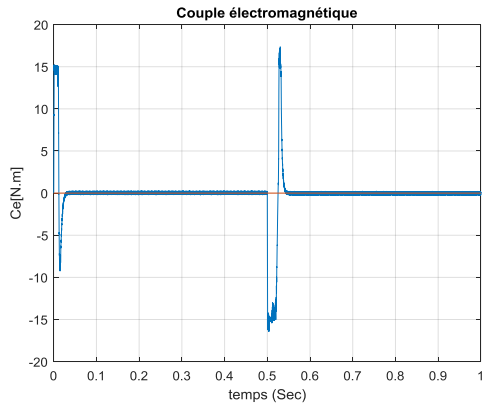
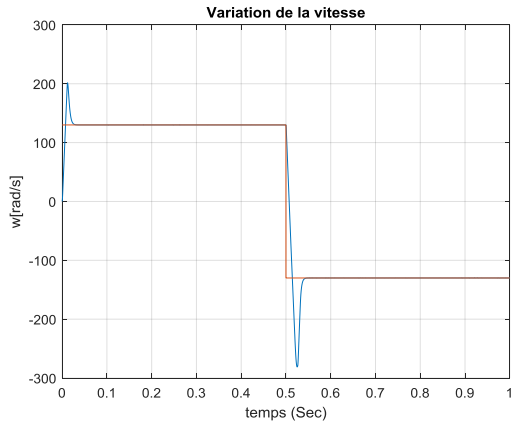
On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant  $t=0.5s$  ( $C_r=9.5Nm$ ), on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse. L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge. Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Le courant  $i_q$  est l'image du couple. Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple aux instants  $t=0.5s$  et  $t=0.501s$  correspondent à une oscillation qui est très rapidement atténuée, car la commande passe de la commande discontinue à la commande continue et le système entre dans le régime glissement de  $S(w) = 0$ .



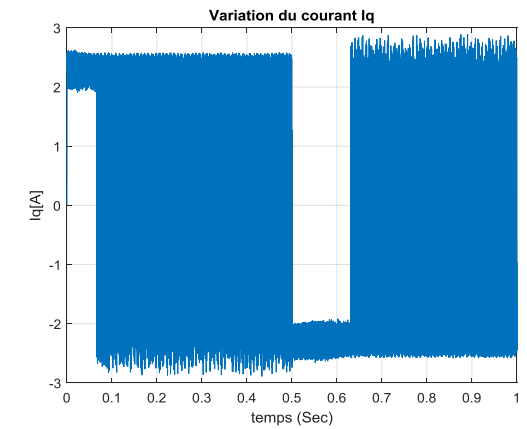
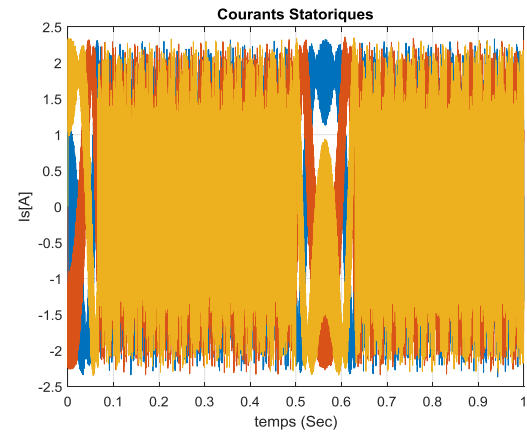
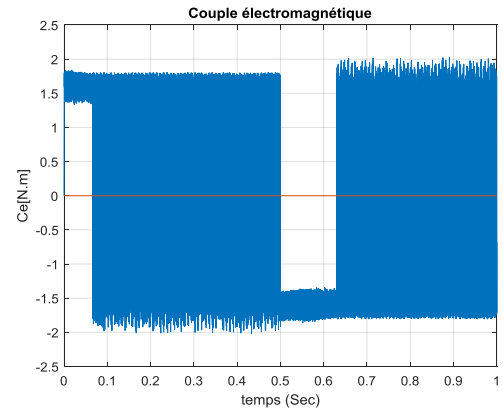
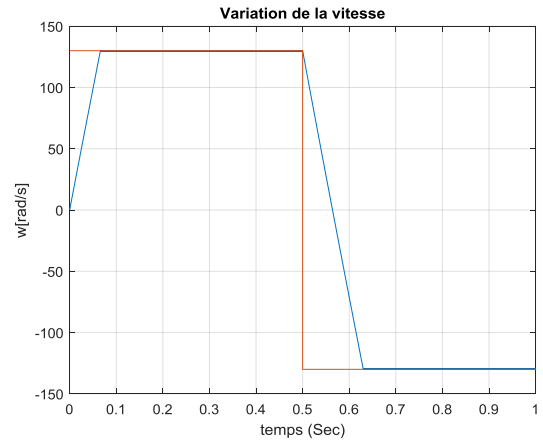


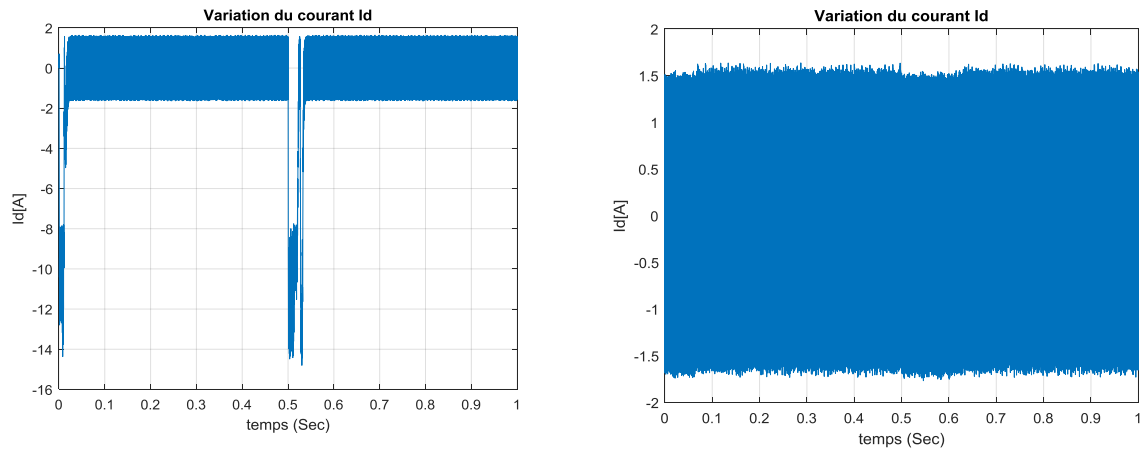
**Figure (III.8):** Résultats de simulation avec  $\omega_{ref} = 130 \text{ rad/s}$ , démarrage à vide puis application d'une charge  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à partir de  $t=0.5\text{s}$

**DTC-PI**



**DTC-Mode Glissement**





**Figure (III.9):** Résultats de simulation avec  $\omega_{ref} = 130 \text{ rd/s}$ , puis  $\omega_{ref} = -130 \text{ rd/s}$  partir de  $t=0.5\text{s}$  et  $C_r = 0 \text{ N.m}$  (à vide)

**III.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 de réglage de vitesse par un correcteur **PI** dont les paramètres sont calculés sur la base analogique.

On peut conclure que la **DTC** présente de bonnes performances dynamiques et statiques. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présente des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande.

# Chapitre IV

## commande par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents à modes glissants associé à Observateur

## **IV.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.

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. 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 [37].

Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance à remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courants et de tensions en information concernant d'autres variables du moteur telle que la vitesse [38].

On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques.

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 glissements d'ordre complet. Elle permet avantageusement d'estimer la vitesse et de compenser les variations paramétriques.

## **IV.2 Concepts d'estimateur et d'observateur**

### **IV.2.1 Estimateurs**

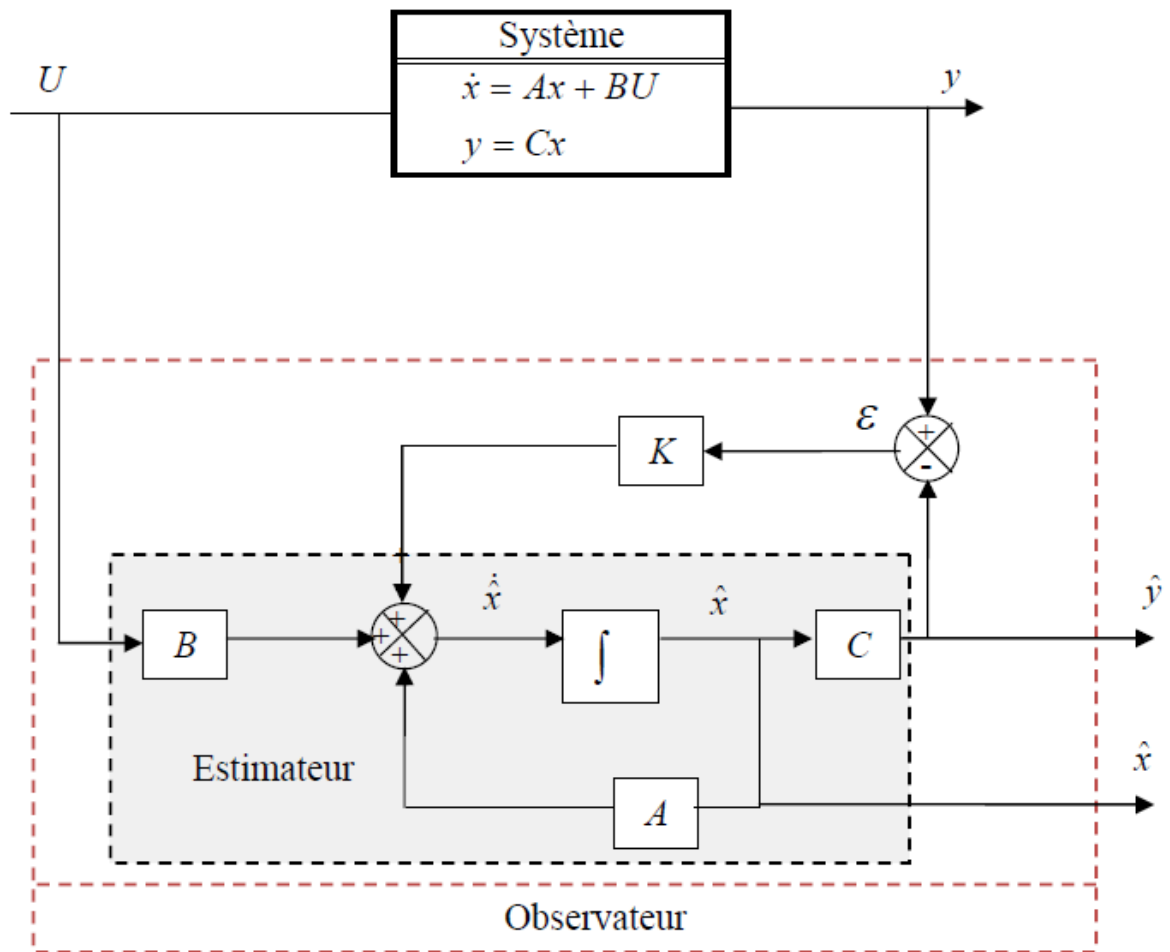
Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en oeuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours du fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure (V.1) [39].

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur.

Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur au travers d'une matrice de gain de correction  $K$ , c'est ce qu'on entend par observateur.

### **IV.2.2 Observateurs**

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain  $K$  pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Figure (V.1) [39].



**Figure (IV.1):** Schéma bloc d'un observateur d'état.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessus, 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).

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [37] :

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

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (V.1) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite.

### IV.3 Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [40]:

### **IV.3.1 Observateurs pour les systèmes linéaires :**

ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A " du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

### **IV.3.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires :**

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- ✓ des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la
- ✓ méthode de Lyaunov,
- ✓ des observateurs à structure variables (modes glissements),
- ✓ des observateurs à grand gain. En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles [37]:

### **IV.3.3 Observateurs d'ordre complet :**

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.

### **IV.3.4 Observateurs d'ordre réduit:**

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. Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

En fin, en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [41] :

- ✓ Observateurs de type déterministes,
- ✓ Observateurs de type stochastiques.

## **IV.4 Méthodes de commande sans capteur mécanique**

### **IV.4.1 Méthodes à base d'estimateur**

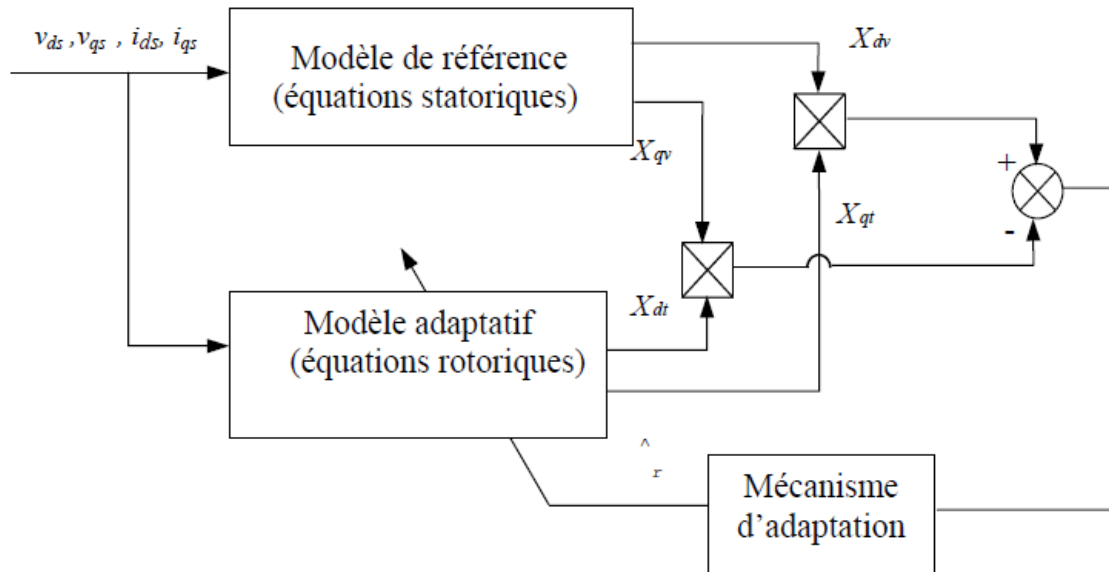
Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel.

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [42], On peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. La technique utilisée pour estimer la vitesse et la position est basée sur la mesure des courants et des tensions d'alimentation de la machine [43].

### **IV.4.2 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* [44],[45],[46].



**Fig. (IV.2):** Schéma synoptique du MRAS.

#### IV.4.3 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 [47],[48].

Dans ce travail, on s'intéresse à l'observateur à modes glissements (OMG) à cause de sa robustesse (invariance contre la variation paramétrique) et sa simplicité. Des articles ont déjà fait l'objet de nombreuses vitesses, l'OMG pour l'estimation de la force électromotrice, la position et la vitesse de rotation [49],[50],[51].

Mais notre but est de concevoir un OMG permettant d'estimer en plus la résistance statorique.

#### IV.5 Commande sans capteur de vitesse de la MSAP dotée d'un observateur à modes glissements

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 [52].

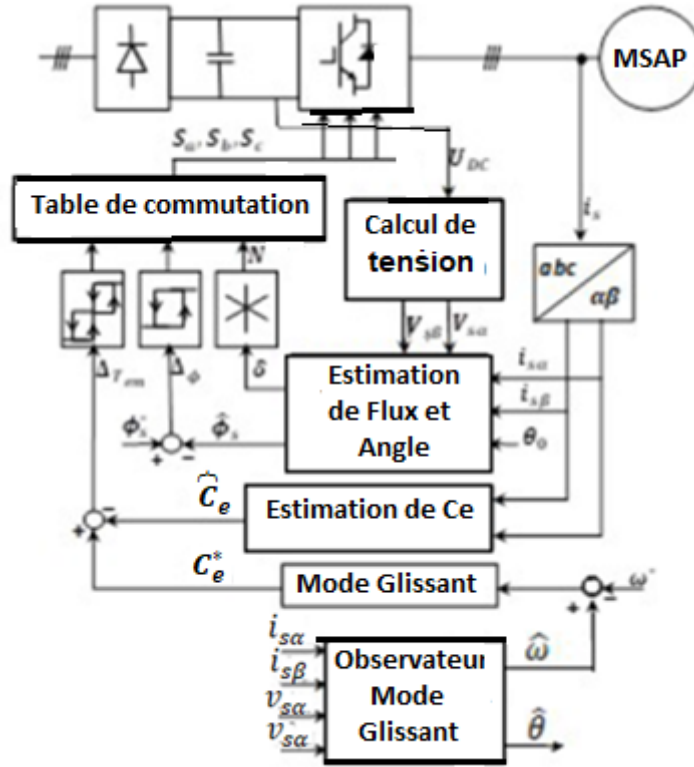


Fig. (IV.3): Structure d'une commande sans capteur de vitesse d'un MSAP muni d'un observateur à modes glissements.

#### IV.6 Synthèse d'un observateur à modes glissements d'ordre complet

Rappelons le modèle du MSAP lié au stator mis sous la forme d'état suivante :

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

Avec

$$X = [i_{as} i_{\beta s}]^T, U = [v_{as} v_{\beta s}]^T, [\zeta_{as} \zeta_{\beta s}]^T$$

$$A = \frac{r_s}{l_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \frac{1}{l_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

et  $\zeta_{as} = K_e w_r \sin \theta_r, \zeta_{\beta s} = -K_e w_r \cos \theta_r$

Alors le modèle de l'observateur peut être écrit sous la forme suivante [12]:

$$\hat{\dot{X}} = \hat{A}\hat{X} + BU + B\hat{\zeta}_s - K$$

$$\hat{\zeta}_{as} = K_e \hat{w}_r \sin \hat{\theta}_r, \hat{\zeta}_{\beta s} = -K_e \hat{w}_r \cos \hat{\theta}_r$$

$$\text{Avec : } \hat{A} = \begin{pmatrix} \hat{r}_s \\ l_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, K = K_1 S + K_2, K_1 = \begin{bmatrix} K_{11} & 0 \\ 0 & K_{12} \end{bmatrix} \text{ et } K_2 = \begin{bmatrix} K_{21} \\ K_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

La surface de glissement  $S$  est définie par :

$S = [s_1 \ s_2]^T = [i_{as} - \hat{i}_{as} \ i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}]^T = e_{is} = 0$  De plus, les expressions des erreurs estimées du courant sont données par les équations

suivantes :

$$\dot{S} = \frac{d}{dt}(\hat{i}_s - i_s) = (\hat{A}\hat{i}_s - A_s) + B(\hat{\zeta}_s - \zeta_s) + K \quad (\text{IV.5})$$

Afin d'estimer la vitesse de rotation et la résistance statorique, on utilise la fonction de *Lyapounov*  $V$ , choisie telle que [21],[22],[15],[17]:

$$V = \frac{1}{2}S^T S + \lambda_1 \left(\frac{\hat{w}_r - w_r}{2}\right)^2 + \lambda_2 \left(\frac{\hat{r}_s - r_s}{2}\right)^2 \quad (\text{IV.6})$$

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

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

$$\dot{V} = \dot{S}^T S + \lambda_1(\hat{w}_r - w_r)\hat{w}_r + \lambda_2(\hat{r}_s - r_s)\hat{r}_s \quad (\text{IV.7})$$

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

$$\dot{V} = \dot{S}^T [(\hat{A} - A)\hat{i}_s + A(\hat{i}_s - i_s) + B(\hat{\zeta}_s - \zeta_s) - K] + \lambda_1 \Delta w_r \hat{w}_r + \lambda_2 \Delta r_s \hat{r}_s$$

Où  $\Delta w_s = \hat{w}_r - w_r$  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 [20] :

$$S^T [(\hat{A} - A)\hat{i}_s] + S^T [B(\hat{\zeta}_s - \zeta_s)] + \lambda_1 \Delta w_r \hat{w}_r + \lambda_2 \Delta r_s \hat{r}_s = 0 \quad (\text{IV.8})$$

ET :

$$S^T [(\hat{i}_s - i_s) - K] < 0$$

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 :

$$S^T [(\hat{A} - A)\hat{i}_s] + \lambda_2 \Delta r_s \hat{r}_s = 0 \quad (\text{IV.9})$$

ET :

$$S^T [B(\hat{\zeta}_s - \zeta_s)] + \lambda_1 \Delta w_r \hat{w}_r = 0$$

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

$$\hat{r}_s = \frac{1}{\lambda_2 l_d} [(S_1 \hat{i}_{as} + S_2 \hat{i}_{\beta s})] \quad (\text{IV.10})$$

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

$$\hat{w}_r = \frac{K_e}{\lambda_1 l_d} [(S_1 \sin \hat{\theta}_r - S_2 \cos \hat{\theta}_r)] \quad (\text{IV.11})$$

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* ( $\dot{V} < 0$ ) [23],[11], on choisit des gains de l'observateurs  $K_1$  et  $K_2$  satisfaisant l'équation suivante :

$$S^T [A(\hat{i}_s - i_s) - K_1 S - K_2] < 0 \quad (\text{IV.12})$$

Ce qui revient à satisfaire la condition la suivante :

$$K_1 < A \text{ et } S^T K_2 < 0$$

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

$$K_{11}, K_{12} > \frac{\hat{r}_s}{l_d} \quad (\text{IV.13})$$

$$\text{Et} \quad K_{21} = \begin{cases} \alpha_i & \text{si } s_i > 0 \\ -\beta_i & \text{si } s_i < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

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

### IV.7 Observateur en mode glissement d'ordre complet d'une MSAP

Si on considère le modèle de la machine dans le repère  $(\alpha, \beta)$  est donné par:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{pK_e}{L_s} \omega \sin \theta + \frac{1}{L_s} u_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \frac{pK_e}{L_s} \omega \cos \theta + \frac{1}{L_s} u_\beta \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{pK_e}{J} (i_\beta \cos \theta - i_\alpha \sin \theta) - \frac{f}{J} \omega - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\alpha + \frac{pK_e}{L_s} \hat{\omega} \sin \hat{\theta} + \frac{1}{L_s} u_\alpha + K_1 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\beta + \frac{pK_e}{L_s} \hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \frac{1}{L_s} u_\beta + K_1 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{pK_e}{J} (\hat{i}_\beta \cos \hat{\theta} - \hat{i}_\alpha \sin \hat{\theta}) - \frac{f}{J} \hat{\omega} - \frac{1}{J} C_r + K_2 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + K_2 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + K_3 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + K_3 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

### IV.8 Commande sans capteur de vitesse de la MSAP dote d'un observateur à modes glissements

L'OMG peut être introduit dans une boucle de commande par *DTC* d'une MSAP, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre une structure générale de la commande *DTC* d'une MSAP associée à un observateur à mode glissement.

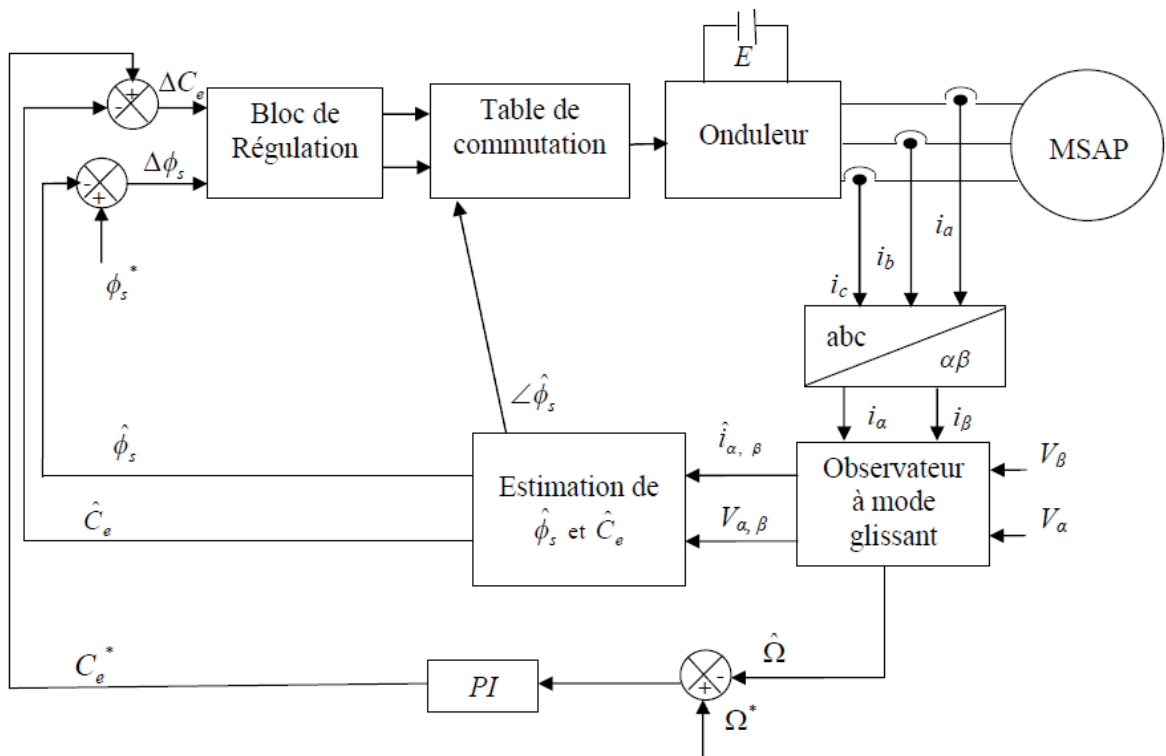
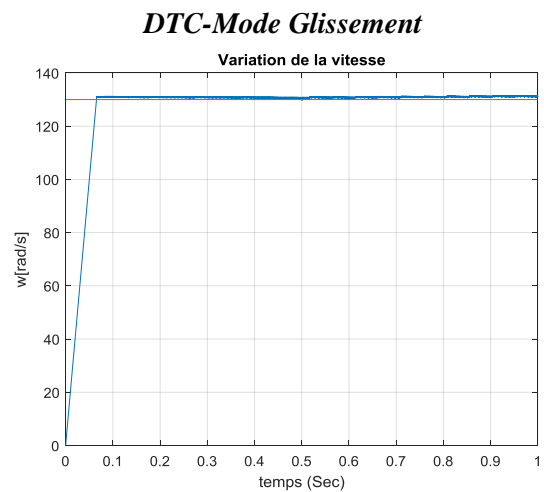
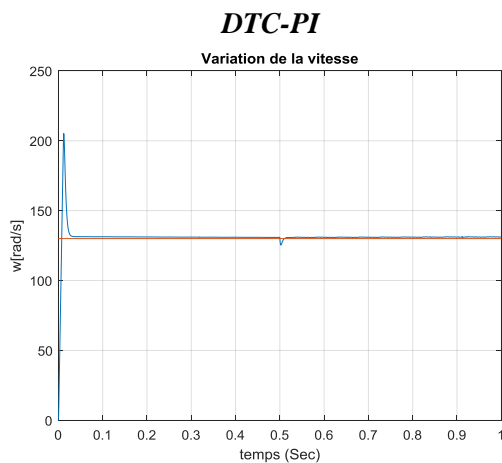


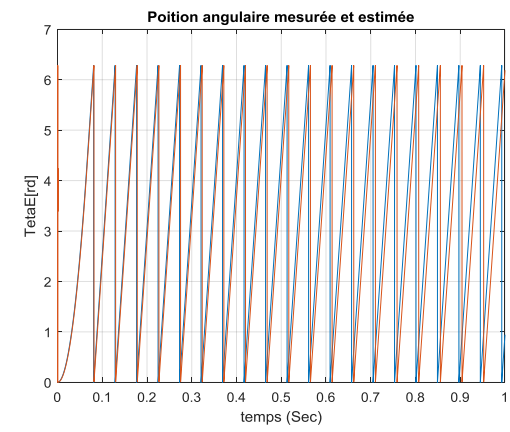
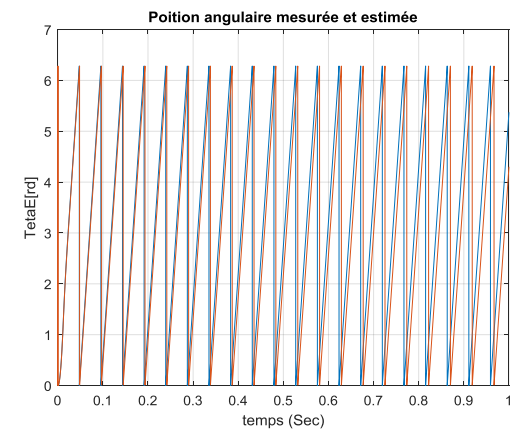
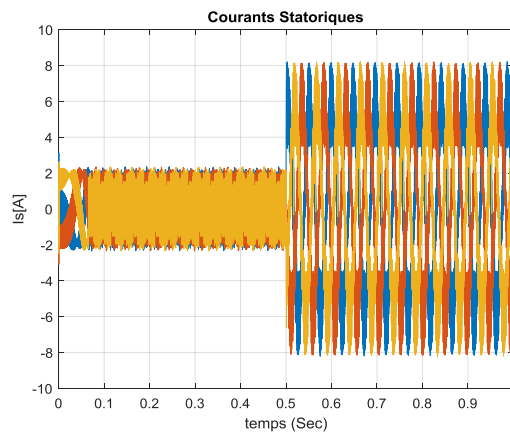
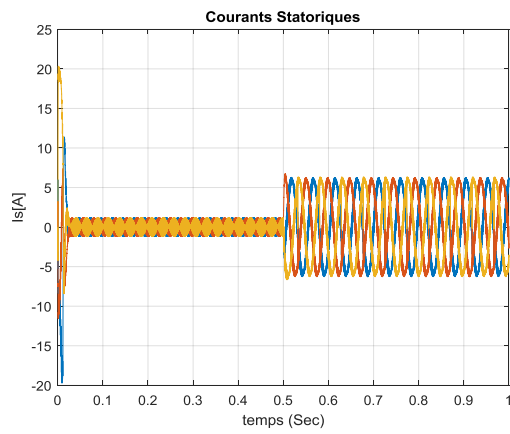
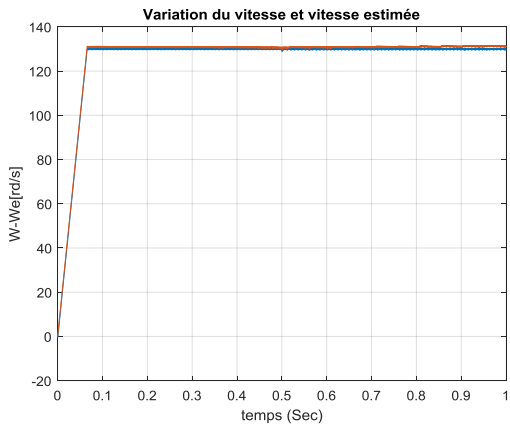
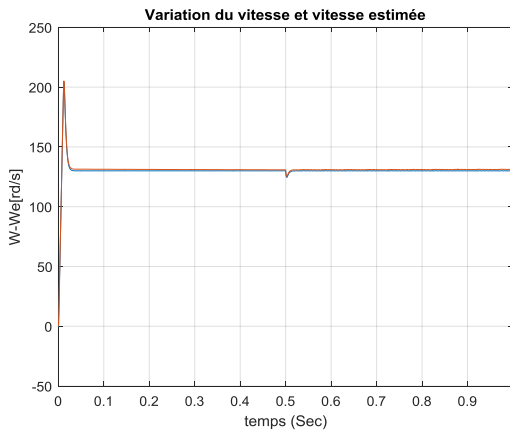
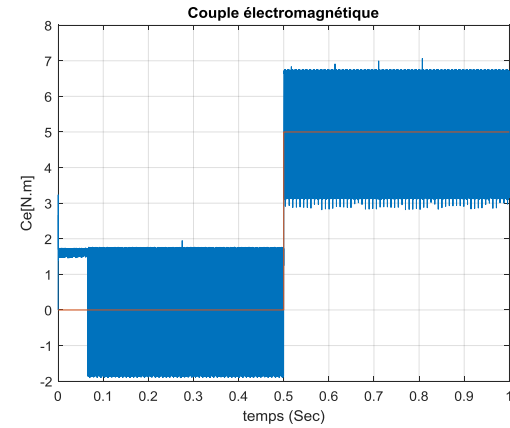
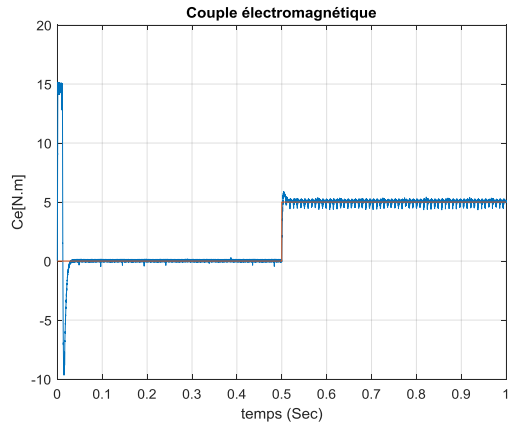
Figure (IV.4): Régulation de vitesse par la DTC d'une MSAP avec introduction d'un observateur à mode glissement.

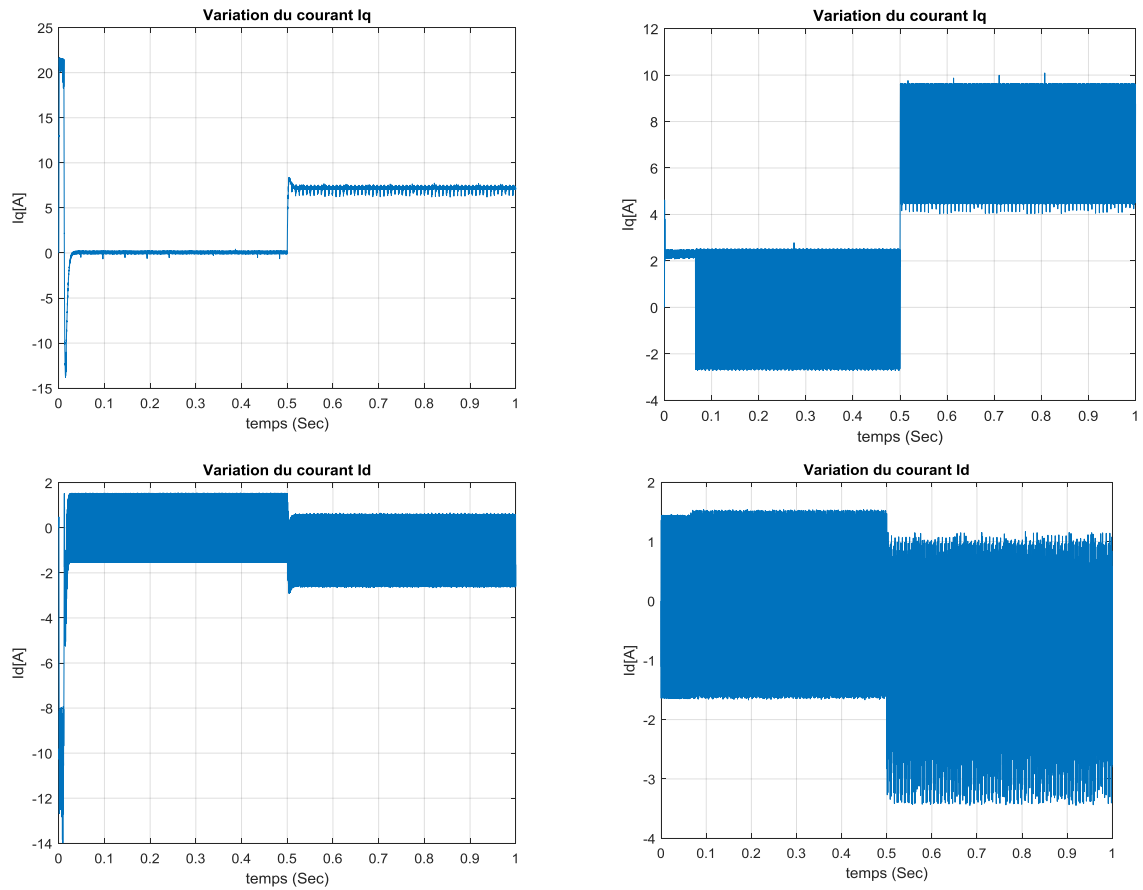
#### IV.9 Résultats de simulation et discussion

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.

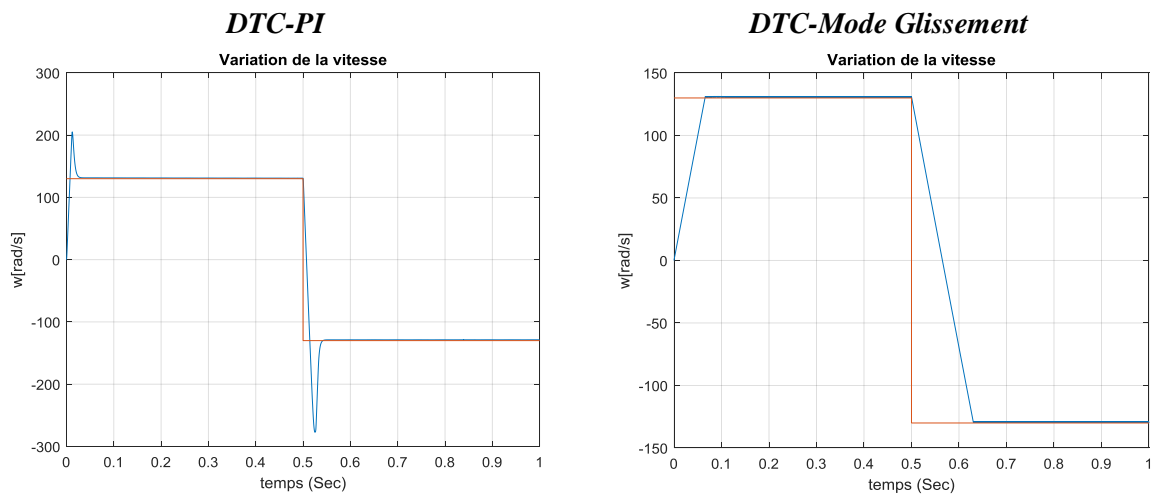


# Chapitre IV commande par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents à modes glissants associé à Observateur

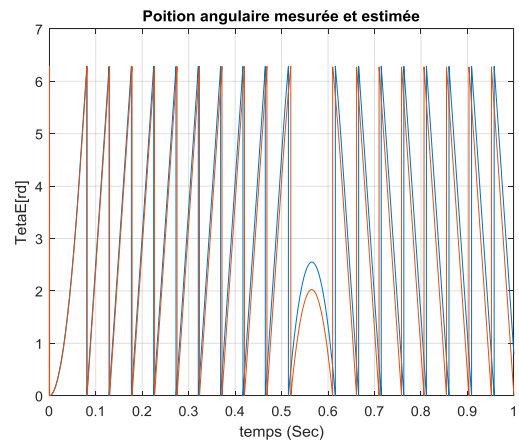
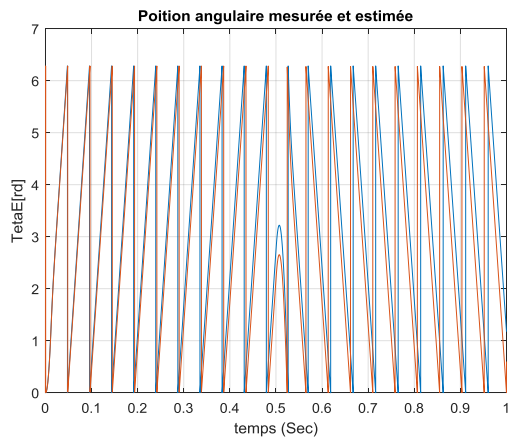
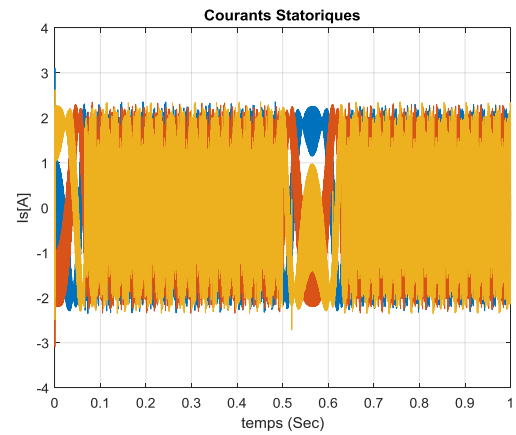
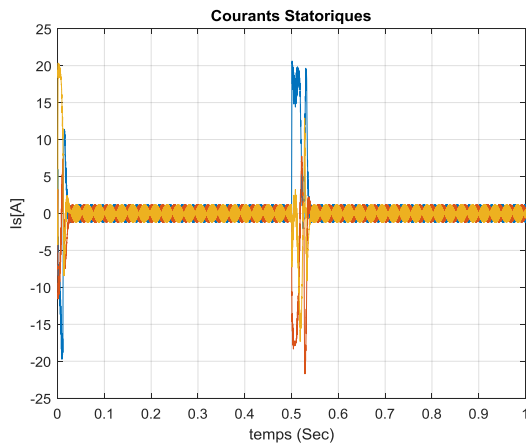
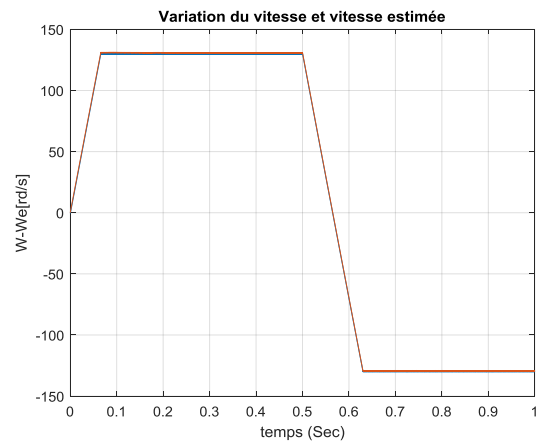
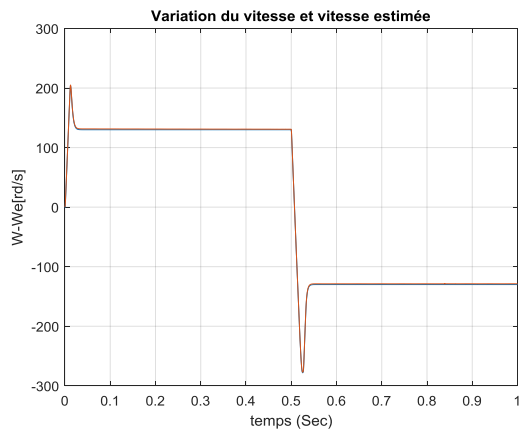
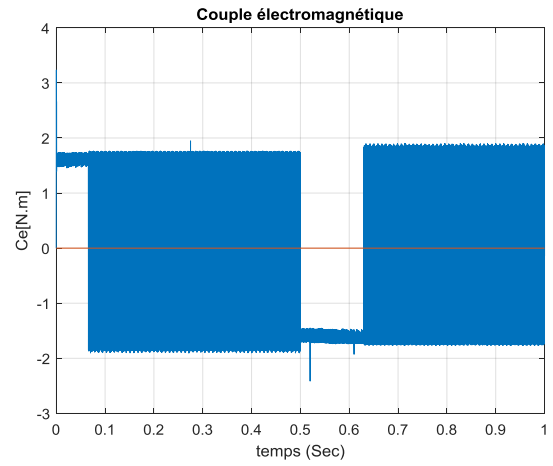
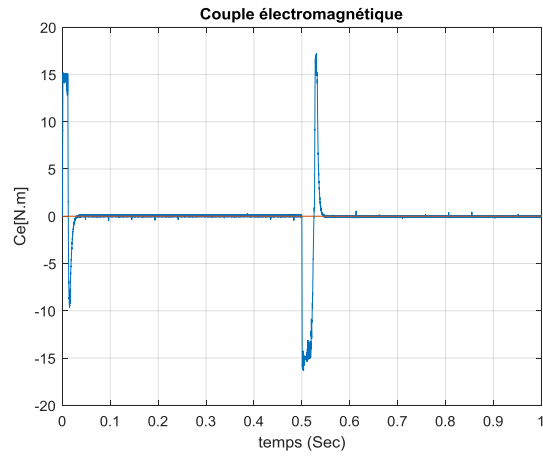




**Figure (IV.5):** Résultats de simulation avec  $\omega_{ref} = 130 \text{ rd/s}$ , démarrage à vide puis application d'une charge  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à partir de  $t=0.5\text{s}$



## Chapitre IV commande par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents à modes glissants associé à Observateur



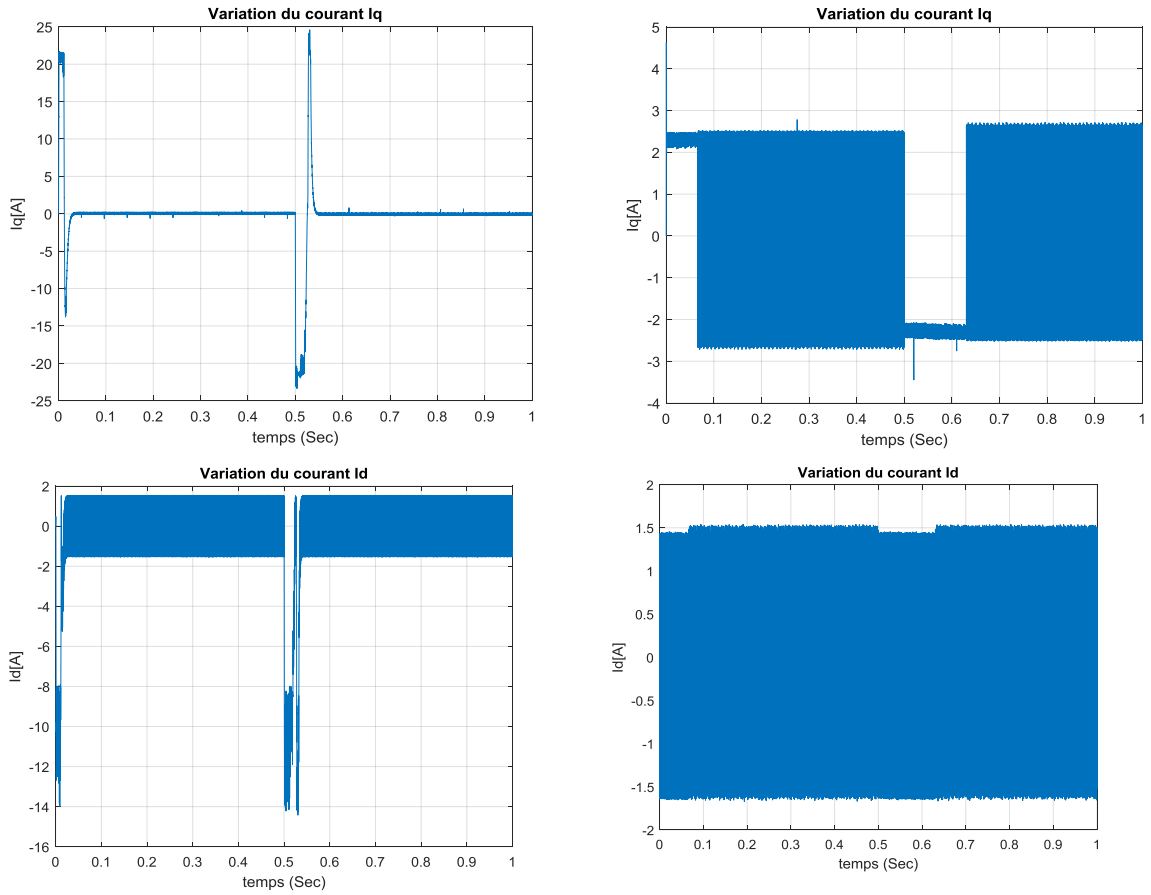


Figure (IV.6): Résultats de simulation avec  $\omega_{ref} = 130 \text{ rd/s}$ , puis  $\omega_{ref} = -130 \text{ rd/s}$  partit de  $t=0.5\text{s}$  et  $C_r = 0 \text{ N.m}$  (à vide)

#### **IV.10 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 glissements, 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**

**GENERALE**

## Conclusion générale

---

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 glissements, 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 deuxième méthode utilise un observateur d'ordre réduit à modes glissements 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 glissements, 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.

### Bibliographie

- [1] **A. Kaddouri**, " Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [2] **A. Aneur**, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [3] **C. Carlos**, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1"Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [4] **J. P. Caron, et J. P. Hautier**, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip, Paris 1995.
- [5] **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.
- [6] **A. Kaddouri**, " Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000
- [7] **H. Abdellaoui** " Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques", Mémoire de Magister, Université de Tizi-Ouzou
- [8] **A. Ben Brahim**, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Mémoire de Magister, Université de Batna, 18 Juin 2009
- [9] **F. Abdelmalek** "Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle" thèse de magister 2011
- [10] **M. Mahgoun** " Application de la commande  $H_\infty$  aux systèmes linéaires perturbés" Mémoire de Magister, Université de Ferhat Abbas Sétif 24 octobre 2012.
- [11] **H. Aid et W. Aina** " Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents", Mémoire de Master, Université de Tlemcen 01 Octobre 2013.
- [12] **A. Aneur**, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants ", Mémoire de Magister, Université de Batna, 25 Octobre 2005
- [13] **S. Zeghoudi** " commande par passivité de la machine synchrone a aiment permanent " Mémoire de master, Université de Tlemcen 15 juin 2015.
- [14] **A. Bouchahed** "Amélioration de la gamme de vitesse du moteur synchrone a
- [15] **K. Kendouci** " Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents " Thèse de L'université d'Oran 2012.
- [ 16] **N. Choug** "Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011
- [17] **R. Errouissi** " Contribution à la commande prédictive non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de L'université du Québec. Juin 2010

- [18] **A. Boumediene**, "Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [19] **L. Nezli, D. Boudana, M.S. Boucherit**, "Réglage par Mode de Glissement en Cascade d'une Machine Synchrone Auto-pilotée Alimentée en Courant", Conférence nationale SMAPDIMA'99 Annaba.
- [20] **P. Liutanakul**, "Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance-Structure-Commande", Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, 2007.
- [21] **A.E. Khaldi**, "Diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [22] **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [23] **R. Sadouni**, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [24] **Bachir B.R** « Synthèse commande équivalente par mode du glissement par orientation du champ ». Génie électrique, école national polytechnique d'Alger, 1994.
- [25] **L. Fadhila** « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'un machine asynchrone ». ICEEE'2004 Algeria, 2nd International Conference on Electrical April/2004
- [26] **H.Tamrbed et T.Azarobr** « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone » proceedings de la conférence CEE'00, pp.136-141, 2000.
- [27] **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.
- [28] **I. Takahashi, T.Noguchi**, "a new quick-reponse and high efficiency control strategy of an induction machine" IEEE Trans.Ind.Applicat., Vol.IA-22, pp.820-827, Oct.1986
- [29] **M. hadef** "contrôle direct du couple des machines synchrones à aimants permanents avec et sans capteur mécanique" mémoire de magister université de béjaia 2003
- [30] **C. Carlos** "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1 " Edition Hermes Science Europe, 2000
- [31] **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", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2004.
- [32] **G. Guy**, "*Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande*", Edition Eyrolles, 2000.
- [33] **J. Luukko**, "*Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine – Analysis and Implementation*", Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.
- [34] **F. Bouchafaa**, "Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [35] **L. Litim**, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents

## ***Bibliographie***

---

sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.

[36] **D. Lahouel**, "Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.

[37] **S. Chekroun**, "Commande Neuro-Floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée", Thèse de magistère, Université d'Oran, 2009.

[38] **S. Chaouch**, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.

[39] **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.

[40] **A. Bilal**, "*State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors*", Master Thesis of the Middle East Technical University, August 2003.

[41] **C. Carlos**, "*Optimisation, Discrétisation et Observateurs, Commande des Moteurs Asynchrones 2*", Edition Hermes Science Europe, 2000.

[42] **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.

[43] **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 21st International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, Vol.2, pp. 1023-1028, November 1995.

[44] **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.

[45] **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.

[46] **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.

[47] **L. Changsheng, and M. Elbuluk**, "*A Robust Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*", In Proceedings of the 28th Annual IEEE Conference on Industrial Electronics Society, (IECON 02), Vol. 2, pp. 1014-1019, November 2002.

[48] **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.

[49] **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.

## ***Bibliographie***

---

- [50] **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.
- [51] **H. Yoon-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.
- [52] **G. Lacroux**, "*Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements*", Lavoisier, 1995.

## ملخص:

يوفر التحكم المباشر في عزم الدوران متانة جيدة في مواجهة تغيرات قيم الألة التزامنية. في هذا العمل نقدم التحكم الهجين تحكم مباشر-انزلاقي حيث يتم تقدير السرعة و موضع الدوار باستعمال مراقب انزلاقي كامل.

سيتم تنفيذ التحكم في الوضع المنزلق عند التحكم في سرعة الدوران وعزم الدوران المرجعي والتدفق المرجعي، واستبدال تقنية التحكم التقليدية التناسبية التكاملية بتقنية التحكم المنزلق.

**الكلمات المفتاحية:** آلة تزامنية بمغانط دائمة MSAP ، تحكم مباشر في العزم DTC ، تحكم منزلق ،

ملاحظ انزلاقي كامل OMGOC

## Résumé :

La commande directe de couple (DTC) offre une bonne robustesse face aux variations des paramètres de la machine synchrone.

Dans ce travail on va présenter la commande hybride DTC-Mode Glissant de la MSAP où la vitesse de rotation et la position de rotor sont estimées à l'aide d'un observateur par mode glissant d'ordre complet.

La commande par mode glissant sera implantée au niveau de la commande de vitesse de rotation, le couple de référence et le flux de référence, en remplaçant la technique de commande conventionnelle avec régulateur PI par la technique mode glissant.

**Mots clés :** MSAP, DTC, Mode Glissant, Surface de glissement, Observateur, OMGOC

## Abstract:

Direct torque control (DTC) offers good robustness in the face of variations in synchronous machine parameters.

In this work we will present the MSAP DTC-Glide Mode hybrid control where the rotation speed and rotor position are estimated with the help of a full-order glide mode observer.

The sliding mode control will be implemented at the rotation speed control, the reference torque and the reference flow, replacing the conventional control technique with PI controller by the sliding mode technique.

**Keywords:** PMSM, DTC, Sliding Mode, Sliding Surface, Observer, FOSMO