

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

*Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de
MASTER en Génie Electrique
Spécialité : Commande des Systèmes Electriques*

THEME

***COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA
MACHINE SYNCHRONNE A DOUBLE ETOILE***

Proposé et dirigé par :

- Dr. BARKAT Said

Présenté par :

- REGUIG BERRA Ahmed

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 085

Remerciements

Je tiens à remercier premièrement Dieu le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur, **Dr. BARKAT Saïd**, enseignant à l'Université de M'sila, pour m'avoir encadré et soutenu durant la réalisation de ce mémoire. Ses qualités humaines ainsi que Ses compétences ont été une source de motivation permanente pas seulement durant la phase de préparation de ce mémoire, mais tout le long de notre formation au sien du département de Génie Electrique à l'Université de M'sila.

Je remercie les membres du jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Je tiens à remercier vivement tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à réaliser ce travail.

Je remercie aussi tous les enseignants du département de Génie Electrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Dédicace

Je dédie ce travail

A ma très chère mère.

A la mémoire de mon père.

A mes frères et sœurs.

A mes tantes et oncles.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures.....	v
Liste des tableaux.....	vi
Symboles	vii
Introduction générale.....	01

CHAPITRE I

Modélisation de la Machine Synchrone à Double Etoile

I.1 Introduction.....	04
I.2 Présentation de la Machine Synchrone à Double Etoile	05
I.2.1 Description de la machine.....	05
I.2.2 Hypothèses	06
I.3 Modélisation de la MSDE.....	06
I.3.1 Equations dans le repère triphasé	06
I.3.1.1 Equations électriques.....	06
I.3.1.2 Equations magnétiques.....	07
I.3.1.3 Equations électromagnétiques.....	09
I.3.1.4 Equations mécaniques.....	09
I.3.2 Modélisation dans le repère $(d_1q_1d_2q_2)$	10
I.3.2.1 Equations électriques.....	10
I.3.2.2 Equations magnétiques.....	12
I.3.3 Modélisation dans le repère $\alpha\beta z_1z_2z_3z_4$	14
I.3.3.1 Equations électriques	14
I.3.3.2. Modèle de la machine dans le repère (α, β)	16
I.3.3.3. Modèle de la machine dans le repère $(z_1, z_2), (z_3, z_4)$	16
I.3.3.4. Modèle de la machine dans le repère (d, q)	17

I.4 Conclusion.....	18
CHAPITRE II	
Commande vectorielle de la MSDE	
II.1 Introduction	19
II.2 Modélisation de l'alimentation de la machine	20
II.3 Stratégie de commande de l'onduleur.....	21
II.3.1 Commande par MLI à hystérésis.....	21
II.3.2 Commande par SVM.....	23
II.4 Commande vectorielle de la MSDE.....	27
II.4.1 Principe de la commande vectorielle.....	27
II.4.2 Commande vectorielle à i_d nul.....	27
II.5 Commande vectorielle d'une MSDE alimentée en tension : Première structure.....	28
II.5.1 Synthèse du régulateur de vitesse.....	28
II.5.2 Synthèse du régulateur des courants.....	29
II.5.3 Réglage du courant d'excitation.....	30
II.5.4 Résultats de simulation	32
II.5.5 Interprétations des résultats.....	33
II.6 Commande vectorielle de la MSDE alimentée en tension : Deuxième structure.....	34
II.6.1 Synthèse du régulateur des courants	34
II.6.2 Résultats de simulation	36
II.6.3 Interprétations des résultats.....	37
II.7 Commande vectorielle d'une MSDE alimentée en courant : Première structure.....	38
II.7.1 Résultats de simulation	38
II.7.2 Interprétations des résultats.....	40
II.8 Commande vectorielle d'une MSDE alimentée en courant : Deuxième structure.....	41
II.8.1 Résultats de simulation	41
II.8.2 Interprétations des résultats.....	43
II.9 Conclusion.....	44

CHAPITRE III

Commande par mode glissant de la MSDE

III.1 Introduction.....	45
III.2 Théorie de la commande par mode de glissement.....	46
III.3 Conception de l’algorithme de commande par mode de glissement.....	46
III.3.1 Choix des surfaces de glissement.....	46
III.3.2 Conditions d’existence et de convergence du régime glissant.....	47
III.3.3 Détermination de loi de commande.....	48
III.4 Commande par mode de glissement d’une MSDE alimentée en tension : Première structure.....	49
III.4.1 Définition des surfaces de glissement.....	50
III.4.2 Contrôle de la vitesse.....	50
III.4.3 Contrôle des courants.....	51
III.4.4 Estimation du couple résistant.....	52
III.4.5 Résultats de simulation.....	52
III.4.6 Interprétations des résultats de simulation.....	54
III.5 Commande par mode de glissement de la MSDE alimentée en tension : Deuxième structure.....	54
III.5.1 Définition des surfaces de glissement.....	55
III.5.2 Contrôle de la vitesse.....	55
III.5.3 Contrôle des courants i_{d1} et i_{d2}	55
III.5.4 Contrôle des courants i_{q1} et i_{q2}	56
III.5.5 Estimation du couple résistant.....	56
III.5.6 Résultats de simulation.....	57
III.5.7 Interprétations des résultats.....	58

III.6 Commande par le mode de glissement de la MSDE alimentée en courant : Première structure.....	59
III.6.1 Résultats de simulation.....	59
III.6.2 Interprétations des résultats.....	61
III.7 Commande par le mode de glissement de la MSDE alimentée en courant : Deuxième structure.....	62
III.7.1 Résultats de simulation.....	62
III.7.2 Interprétations des résultats.....	63
III.8 Conclusion.....	64
Conclusion générale.....	65
Annexe.....	68
Bibliographie.....	69

Table des figures

Figure (1-1) : Machine synchrone à double étoile.....	05
Figure (1.2) : Machine synchrone à double étoile dans le repère de Park.....	10
Figure (1.3): Circuit électrique équivalent de la MSDE dans le repère (α, β)	16
Figure (1.4): Circuit électrique équivalent de la MSDE dans les repères $(z_1, z_2), (z_3, z_4)$	16
Figure (2.1) : Onduleur de tension raccordé au premier stator de la machine.....	20
Figure (2.2): Principe de contrôle par hystérésis.....	21
Figure (2.3): Signal PWM à hystérésis pour une phase.....	22
Figure (2.4) : Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha \beta$ et les différents secteurs.....	23
Figure (2.5) : Tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1.....	24
Figure (2.6) : Signaux de commande dans le cas où \overline{V}_{ref} est au secteur 1.....	26
Figure (2.7) : Signaux de commande pour chaque secteur.....	26
Figure (2.8) : Principe de la commande vectorielle.....	27
Figure (2.9) : Première structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en tension.....	28
Figure (2.10) : Schéma de réglage en boucle fermée.....	29
Figure (2.11) : Schéma de réglage des courants.....	30
Figure (2.12) : Régulation du courant d'excitation par un hacheur.....	31
Figure (2.13) : Stratégie de commande par hystérésis.....	31
Figure (2.14) : Contrôle par hystérésis du courant d'excitation.....	31
Figure (2.15.a) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la charge.....	32
Figure (2.15.b) Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence.....	33
Figure (2.16) : Deuxième structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en tension.....	34
Figure (2.17) : Schéma de régulateur des courants.....	35
Figure (2.18.a) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la charge.....	36
Figure (2.18.b) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence.....	37
Figure (2.19) : Première structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en courant.....	38
Figure (2.20.a) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la charge.....	39

<i>Figure (2.20.b) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence.....</i>	40
<i>Figure (2.21) : Deuxième structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en courant.....</i>	41
<i>Figure (2.22.a) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la charge.....</i>	42
<i>Figure (2.22.b) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence.....</i>	42
<i>Figure (3.1) : Commande de type relais.....</i>	49
<i>Figure (3.2) : Première structure de réglage par mode glissant de la MSDE alimentée en tension.....</i>	50
<i>Figure (3.3) : Estimateur du couple résistant.....</i>	52
<i>Figure (3.4.a) : Commande par modes glissants de la MSDE avec variation de la charge</i>	53
<i>Figure (3.4.b) Commande par modes glissants de la MSDE avec inversion du sens de rotation.....</i>	53
<i>Figure (3.5) : Deuxième structure de réglage par mode glissant de la MSDE alimentée en tension.....</i>	55
<i>Figure (3.6.a) : Commande par mode glissant de la MSDE avec variation de la charge</i>	57
<i>Figure (3.6.b) : Commande par mode glissant de la MSDE avec inversion du sens de rotation.....</i>	58
<i>Figure (3.7) : Première structure de réglage par mode glissant de la MSDE alimentée en courant.....</i>	60
<i>Figure (3.8.a) : Commande par mode glissant de la MSDE avec variation de la charge</i>	60
<i>Figure (3.8.b) : Commande par mode glissant de la MSDE avec inversion du sens de rotation.....</i>	60
<i>Figure (3.9) : Deuxième structure de réglage de la MSDE par mode glissant alimentée en courant.....</i>	62
<i>Figure (3.10.a) : Commande par mode glissant de la MSDE avec variation de la charge</i>	62
<i>Figure (3.10.b) : Commande par mode glissant de la MSDE avec inversion du sens de rotation.....</i>	63

Liste des tableaux

<i>Tableau (2.1) : Valeurs des tensions correspondantes aux différents états de l'onduleur</i>	24
--	----

Symboles

γ : Angle de déphasage entre les deux étoiles.

R_s : Résistance statorique.

R_f : Résistance rotorique.

$L_s(\theta)$: Matrice des inductances propre de la première étoile.

$L_s(\beta)$: Matrice des inductances propres de la deuxième étoile.

M_{ss} : Matrice des inductances mutuelles entre les deux étoiles.

$M_{sr}(\theta)$: Matrice des inductances mutuelles entre la première étoile et le rotor.

$M_{sr}(\beta)$: Matrice des inductances mutuelles entre la deuxième étoile et le rotor.

L_r : Inductance propre rotorique.

I_a : Le courant d'induit de la MCC.

I_f : Le courant d'excitation de la MCC.

i_{s1}, i_{s2} : Les vecteurs courants statoriques.

i_{d1}, i_{d2} : Les courants statoriques directs.

i_{q1}, i_{q2} : Les courants statoriques en quadrature.

i_f : Le courant rotorique.

v_{s1}, v_{s2} : Les vecteurs tensions statoriques.

v_f : La tension rotorique.

ϕ_{s1}, ϕ_{s2} : Les vecteurs flux statoriques.

ϕ_{d1}, ϕ_{d2} : Les flux statoriques suivant l'axe d.

ϕ_{q1}, ϕ_{q2} : Les flux statoriques suivant l'axe q.

ϕ_f : Flux d'excitation.

S : L'opérateur de Laplace.

$S(x)$: La surface de commutation.

U_{eq} : La commande équivalente.

-
- U_n : La commande discontinue.
- $V(x)$: La fonction de Lyapunov.
- C_{em} : Le couple électromagnétique.
- C_{em}^* : Le couple électromagnétique de référence.
- Ω : La vitesse de rotation.
- Ω^* : La vitesse de rotation de référence.
- J : Moment d'inertie.
- C_r : Le couple résistant.
- \hat{C}_r : Le couple résistant estimé.
- f : Coefficient de frottement.
- k_p : Paramètre de l'action proportionnelle.
- k_i : Paramètre de l'action intégrale.
- V_{dc} : Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
- MSDE* : Machine synchrone double étoile.
- MCC* : Machine à Courant Continu.
- SVM* : Space Vector Modulation.
- PI* : Proportionnel Intégrale.

Introduction générale

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser des actionneurs électriques. Sa commande est simple du fait que le couple et le flux sont naturellement découplés. Ces deux grandeurs sont pilotées par deux courants indépendants, le courant d'excitation producteur du flux et le courant d'induit producteur du couple [1] [2] [3].

Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation et la puissance de la machine, augmente son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. C'est pourquoi les chercheurs se sont orientés vers la commande des machines à courant alternatif. Ces machines possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée [2] [3].

Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phase ou des machines multi étoiles grâce à leurs avantages, tels que la segmentation de la puissance, la minimisation des ondulations du couple, et la possibilité de fonctionner en régime de défauts. Un exemple courant de ce type de structure est la machine synchrone à double étoile à rotor bobiné [4].

La machine synchrone à double étoile (MSDE) est une machine très utilisée en industrie. Son stator porte deux enroulements triphasés identiques décalés d'un angle électrique de 30° . La structure du rotor est identique à celle d'une machine synchrone triphasée. La MSDE alimentée par deux onduleurs triphasés a l'avantage de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique [2] [5].

Cependant, le contrôle de cette machine n'est pas aussi simple que pour la machine à courant continu, en raison de couplage qui existe entre le flux et le couple. La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celui des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Cependant cette structure nécessite la connaissance plus au moins précise des paramètres de la machine. De plus, dans cette structure, la position rotorique doit être connue [2] [6] [7].

Par ailleurs, la construction des correcteurs robustes est devenue l'occupation primordiale des automaticiens afin d'optimiser l'exploitation des technologies nouvelles. Parmi les approches utilisées, il y'a celle de la commande par mode de glissement. Cette technique a été élaborée durant les années 1950 et a été développée notamment par l'école russe. Depuis, cette approche a suscité l'intérêt de nombreux chercheurs et un grand nombre de travaux lui ont été consacrés. Cette méthode qui convient aussi bien aux modèles linéaires qu'aux modèles non linéaires offre l'avantage d'être simple et robuste. Le domaine typique de l'application de cette technique est celui de l'électronique de puissance. En effet, les convertisseurs statiques pilotant la machine sont constitués par des semi-conducteurs imposants des dynamiques qui sont sujettes à un comportement discontinu [8].

Le travail de ce mémoire porte sur la commande linéaire PI et non linéaire par mode de glissement d'une machine synchrone à double étoile, alimentée par deux onduleurs de tension. Ainsi notre mémoire comporte trois chapitres, qui se présentent de la manière suivante :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude de la modélisation de la machine synchrone à double étoile. Après une mise en équation classique, nous développerons dans un premier temps le modèle classique de la machine synchrone à double étoile, ensuite un modèle dans le plant de Concordia pour l'étude des régimes dynamiques et pour la simulation numérique. Enfin une nouvelle matrice de transformation, basée sur un choix judicieux du repère de Park permet d'obtenir un modèle de la machine synchrone à double étoile similaire à celui de la machine synchrone classique.

Le chapitre 2 sera consacré à la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile. En premier lieu, et pour faire distinguer entre les différentes stratégies de commande de l'onduleur, deux stratégies seront envisagées, la commande par la modulation vectorielle (Space Vector Modulation) et la commande par hystérésis. En suite, deux méthodes de commande vectorielle à i_d nul (alimentation en tension et l'alimentation en courant) seront appliquées pour la commande de la vitesse par le biais de régulateurs classiques de type PI.

Le chapitre 3 concernera l'étude de la commande par mode de glissement, appliquée à la machine synchrone à double étoile. Après une étude théorique sur les modes glissants l'exploitation de cette commande dans le contrôle de la machine synchrone à double étoile sera envisagée. Elle sera traitée en deux parties, la première partie introduira la commande par mode glissant de la machine synchrone double à étoile alimentée en tension alors que la deuxième partie sera consacrée à l'étude de la commande par mode glissant de la machine synchrone à double étoile alimentée en courant.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire.

Chapitre 1

Modélisation de la MSDE

I.1. Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant très largement le domaine industriel, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phase supérieur à trois appelées machines multiphases. Elles peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalée d'un angle régulier entre phases adjacentes (penta phases, 7-phases...), les machines poly-étoile représentent le deuxième type [3] [6].

Dans le cas de notre machine (la machine synchrone à double étoile) l'étude n'est pas aussi évidente, car plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement comme par exemple la saturation, l'effet de peau...etc. Pour réduire cette complexité, on a effectué un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui nous permettent d'obtenir des

équations simples et qui traduisent le fonctionnement de la machine [6].

Dans ce chapitre, nous allons étudier la machine synchrone à double étoile (MSDE). Le modèle de cette machine est présenté par neuf équations dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'élimination du problème des coefficients variables nécessite la transformation de Park. Elle transforme le système d'équations à coefficients variables en un système d'équations à coefficients constants, ceci facilite la mise en œuvre de la simulation, puis on passera ensuite à la modélisation dans une nouvelle transformation qui permet de diagonaliser la matrice inductance.

I.2 Présentation de la Machine Synchrone à Double Etoile (MSDE)

I.2.1 Description de la machine

La machine à étudier est de type synchrone. Elle est formée d'un stator constitué de deux enroulements triphasés montés en étoile décalés d'un angle électrique (γ). Ce dernier peut être égal à zéro, trente ou soixante degrés figure (I-1). Dans les encoches régulièrement réparties sur la surface interne du stator sont logés deux enroulements triphasés identiques, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle égal à ($2\pi/3$).

Le rotor est formé d'un enroulement alimenté en continu. L'axe du rotor est décalé par rapport à l'axe de la phase statorique (a_1) d'un angle (θ) [9].

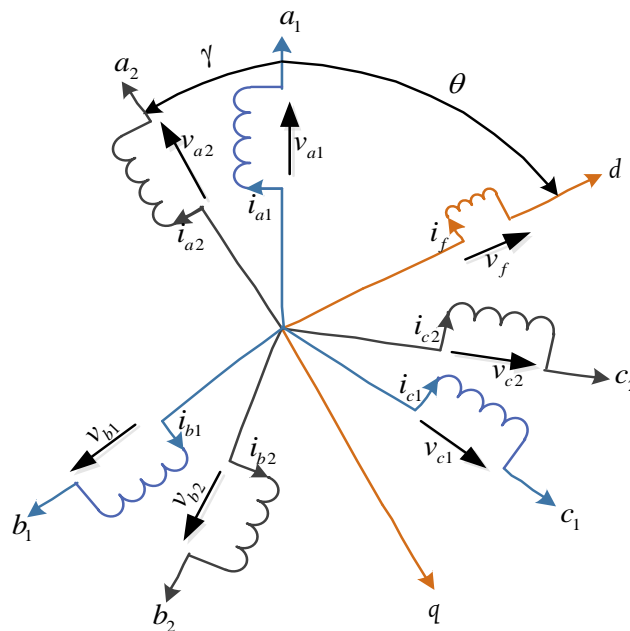


Figure (I-1) : Machine synchrone à double étoile

I.2.2 Hypothèses

Pour l'établissement du modèle de la machine synchrone à double étoile on a adopté les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'effet de la saturation de circuit magnétique est négligé ;
- Les F.M.Ms sont sinusoïdales ;
- Les pertes fer sont négligeables ;
- Les effets des encoches ne sont pas pris en compte ;
- Les deux étoiles identiques et déphasées (γ).

I.3 Modélisation de la MSDE

La machine synchrone double à étoile peut être modélisée par deux modèles qui la définissent d'une part, comme une machine à double étoile et d'autre part comme une machine hexaphasée [3].

Le comportement de la machine synchrone à double étoile est défini par trois types d'équations. On utilise la forme matricielle pour exprimer les équations de la machine.

I.3.1 Equations dans le repère triphasé

I.3.1.1 Equations électriques

L'équation électrique de la machine synchrone à double étoile s'exprime en fonction des différents courants dans ses enroulements et de la dérivée de ses flux. Il est possible d'établir le comportement de la machine synchrone à double étoile par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_r \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Les vecteurs des tensions, courants et flux sont définis comme suit :

$$[v_{s1}] = [v_{a1} v_{b1} v_{c1}]^T : \text{Vecteur tension du premier stator}$$

$$[v_{s2}] = [v_{a2} v_{b2} v_{c2}]^T : \text{Vecteur tension du deuxième stator}$$

$$[v_r] = [v_f v_d v_q]^T : \text{Vecteur tension du rotor}$$

$[i_{s1}] = [i_{a1} i_{b1} i_{c1}]^T$: Vecteur courant du premier stator

$[i_{s2}] = [i_{a2} i_{b2} i_{c2}]^T$: Vecteur courant du deuxième stator

$[i_r] = [i_f \ 0 \ 0]^T$: Vecteur courant du rotor

$[\phi_{s1}] = [\phi_{a1} \phi_{b1} \phi_{c1}]^T$: Vecteur flux du premier stator

$[\phi_{s2}] = [\phi_{a2} \phi_{b2} \phi_{c2}]^T$: Vecteur flux du deuxième stator

$[\phi_r] = [\phi_f \ 0 \ 0]^T$: Vecteur flux du rotor

La matrice $[R]$ est une matrice diagonale et les termes qui la constituent sont les valeurs des résistances des différents enroulements :

$$[R] = \text{diag}(R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_f \ 0 \ 0)$$

Avec :

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_f : Résistance rotorique.

I.3.1.2 Equations magnétiques

Les flux totalisés s'expriment sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{ss}]^T & [L_s(\beta)] & [M_{sr}(\beta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [M_{sr}(\beta)] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

La matrice inductance propre de chaque enroulement (étoile) statorique s'écrit :

$$[L_s(\theta)] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

En posant $\beta = \theta - \gamma$, la matrice des inductances du deuxième stator est :

$$[L_s(\beta)] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\beta) & \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\beta) \\ \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\beta) & \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le premier stator et le second stator est :

$$[M_{ss}] = -2M_s \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\gamma) \\ \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$+ L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre le premier stator et le rotor est :

$$[M_{sr}(\theta)] = \begin{bmatrix} M_{sf} \cos(\theta) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le deuxième stator et le rotor est :

$$[M_{sr}(\beta)] = \begin{bmatrix} M_{sf} \cos(\beta) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Comme le rotor est identique à celui d'une machine triphasée classique, les matrices des inductances propres au rotor restent inchangées.

L'inductance du rotor est :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Avec :

L_s, L_f : Inductance propre des enroulements statoriques et rotorique respectivement.

M_s : Inductance mutuelle entre les deux enroulements statoriques.

M_{sf} : Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotorique.

M_{fd} : Inductance mutuelle entre les enroulements rotorique et des amortisseurs.

I.3.1.3 Equations électromagnétiques

Le couple électromagnétique est donné par l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i] \frac{\partial}{\partial t} [L] [i] \quad (1.9)$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{ss}]^T & [L_s(\beta)] & [M_{sr}(\beta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [M_{sr}(\beta)]^T & [L_r] \end{bmatrix} \quad et \quad [i] = \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Dans la base naturelle nous avons un système de neuf équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement du rotor ce qui complique la résolution analytique.

A cet effet, nous considérons une transformation qui offre le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent.

I.3.1.4 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine synchrone double étoile fait introduire de la variation non seulement des grandeurs électriques (tension, courant) mais aussi des grandeurs mécaniques (couple, vitesse).

Donc l'expression de l'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (1.11)$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

f : Coefficient de frottement.

I.3.2 Modélisation dans le repère ($d_1q_1d_2q_2$)

Dans le but d'obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Les enroulements (abc) du premier stator sont transformés en enroulements d_1 et q_1 et les enroulements abc du deuxième stator sont transformés en enroulements d_2 et q_2 [5].

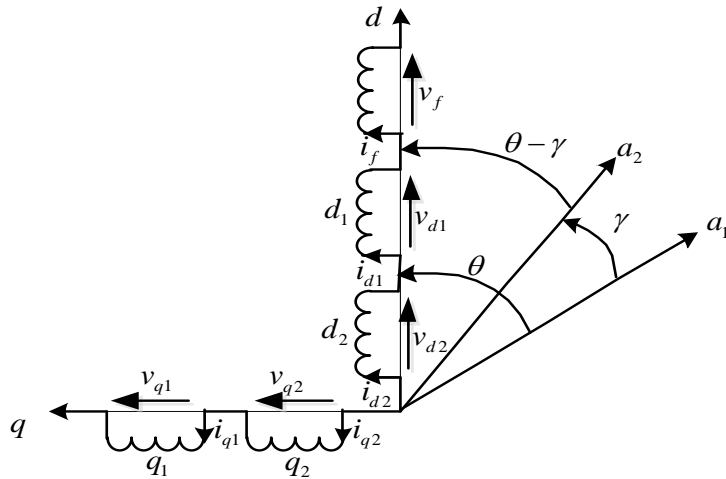


Figure (1.2) : Machine synchrone à double étoile dans le repère de Park

I.3.2.1 Equations électriques

L'équation de la tension est :

$$[V_{abc1}] = [R_s][i_{abc1}] + \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt}$$

Dans un référentiel lié au rotor :

$$[V_{d1q1}] = [P_{s1}][V_{abc1}]$$

Avec $[P_{s1}]$ la matrice de transformation de Park donnée par :

$$[P_{s1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

D'où, on obtient :

$$[P_{s1}][V_{abc1}] = [R_s][P_{s1}][i_{abc1}] + [P_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} \quad (1.13)$$

Sachant que :

$$\frac{d([P_{s1}][\phi_{abc1}])}{dt} = [P_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} + \frac{d[P_{s1}]}{dt} [\phi_{abc1}] \quad (1.14)$$

Il vient :

$$[P_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} = \frac{d([P_{s1}][\phi_{abc1}])}{dt} - \frac{d[P_{s1}]}{dt} [\phi_{abc1}] \quad (1.15)$$

Comme la matrice de Park est une fonction de l'angle θ , on peut écrire :

$$\frac{d[P_{s1}]}{dt} [\phi_{abc1}] = \frac{d\theta}{dt} \left(\frac{d[P_{s1}]}{d\theta} \right) [\phi_{abc1}] \quad (1.16)$$

En dérivant la matrice de Park par rapport à l'angle électrique on obtient :

$$\frac{d[P_{s1}]}{dt} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

On obtient l'équation (1.18) :

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{q1} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

La tension du deuxième stator est :

$$[V_{abc2}] = [R_s][i_{abc2}] + \frac{d[\phi_{abc2}]}{dt} \quad (1.19)$$

En multipliant l'équation (1.19) par la matrice de transformation de Park du deuxième stator, on obtient :

$$[P_{s2}][V_{abc2}] = [R_s][P_{s2}][i_{abc2}] + [P_{s2}] \frac{d[\phi_{abc2}]}{dt} \quad (1.20)$$

Sachant que la matrice de transformation du deuxième stator est :

$$[P_{s2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Les tensions dans le repère dq sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d2} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

L'enroulement inducteur est modélisé sur l'axe d par :

$$V_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (1.23)$$

I.3.2.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation du flux conduit à :

$$[P_{s1}][\phi_{abc1}] = [P_{s1}][L_s(\theta)][i_{abc1}] + [P_{s1}][M_{ss}][i_{abc2}] + [P_{s1}][M_{sr}(\theta)][i_r] \quad (1.24)$$

En faisant le produit matriciel $[P_{s1}][L_s(\theta)][i_{abc1}]$, on obtient :

$$L_d = L_s - M_{s1s2} + \frac{3}{2} L_{sf} \quad (1.25)$$

L_d : est l'inductance directe.

$$L_q = L_s - M_{s1s2} - \frac{3}{2} L_{sf} \quad (1.26)$$

L_q : est l'inductance en quadratique.

Et en faisant le produit matriciel $[P_{s1}][M_{ss}][i_{abc2}]$, nous aurons :

$$M_d = -3M_s + \frac{3}{2} M_{mfs} \quad (1.27)$$

M_d : est la mutuelle inductance entre les enroulements d_1 et d_2 .

$$M_q = -3M_s - \frac{3}{2} M_{mfs} \quad (1.28)$$

M_q : est la mutuelle inductance entre les enroulements q_1 et q_2 .

Finalement, les expressions des flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{sd1} = L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f \\ \phi_{sq1} = L_q i_{q1} + M_q i_{q2} \end{cases} \quad (1.29)$$

Il est de même pour le second stator :

$$\begin{cases} \phi_{sd2} = L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f \\ \phi_{sq2} = L_q i_{q2} + M_q i_{q1} \end{cases} \quad (1.30)$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$c_{em} = c_{em1} + c_{em2} \quad (1.31)$$

$$c_{em1} = p(\phi_{d1} i_{q1} - \phi_{q1} i_{d1}) \quad (1.32)$$

$$c_{em2} = p(\phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (1.33)$$

D'où le couple :

$$c_{em} = p(\phi_{d1} i_{q1} + \phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q1} i_{d1} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (1.34)$$

I.3.3 Modélisation dans le repère $\alpha\beta z_1 z_2 z_3 z_4$

Après avoir appliqué les classiques transformés de Concordia, à une machine synchrone à double étoile, il est apparu que les équations de la machine étaient encore couplées.

Une autre approche, issue d'une étude générale des systèmes polyphasés, consiste à se baser sur une propriété vérifiée par toutes les matrices inductances statoriques, à savoir la symétrie. Cette propriété implique que la matrice est diagonalisable. Par conséquent, on sait qu'il existe un repère au sein duquel les équations de la machine sont découplées.

Le passage du modèle de la machine dans le plan $a_1 a_2 b_1 b_2 c_1 c_2$ à un modèle dans le plan $(\alpha\beta z_1 z_2 z_3 z_4)$ est assuré par la matrice de transformation $[T_s]$. Cette matrice a été proposée par Lipo et Zhao. Celle-ci consiste à projeter les six vecteurs tensions sur les axes α et β [6].

I.3.3.1 Equations électriques

On définit les nouvelles variables de la MSDE exprimées dans le référentiel $(\alpha\beta z_1 z_2 z_3 z_4)$, qui sont obtenues en diagonalisant la matrice des inductances, par la matrice de transformation $[T_s]$ suivante :

$$[T_s] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\gamma) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \gamma\right) \\ \sin(0) & \sin(\gamma) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \gamma\right) \\ \cos(0) & \cos(\pi - \gamma) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{3} - \gamma\right) \\ \sin(0) & \sin(\pi - \gamma) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \gamma\right) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Les nouvelles variables de la machine exprimées dans le référentiel de $\alpha\beta z_1 z_2 z_3 z_4$ en utilisant la transformation $[T_s]$ sur les équations de la tension et courant :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_{z_1} & v_{z_2} & v_{z_3} & v_{z_4} \end{bmatrix}^T = [T_s][v_s]$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & i_{z_1} & i_{z_2} & i_{z_3} & i_{z_4} \end{bmatrix}^T = [T_s][i_s]$$

En appliquant la transformation $[T_s]$ au système d'équation (1.1) on obtient :

$$[T_s][v_s] = [T_s][R_s][T_s]^{-1}[T_s][i_s] + \frac{d}{dt} \left([T_s][L_s][T_s]^{-1}[T_s][i_s] + [T_s][M_{sr}]i_f \right) \quad (1.36)$$

Le produit $\left([T_s][L_s][T_s]^{-1}\right)$ est de la forme suivante :

$$[T_s][L_s][T_s]^{-1} = l_{sf} [i_s]_{6 \times 6} + M_{ss} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + M_{sfm} \begin{bmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

La mutuelle entre les enroulements statorique et rotorique est :

$$[T_s][M_{sr}] = \sqrt{3}M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

En remplaçant les produits matriciels par leurs valeurs. Le modèle de l'équation (1.36) se réécrit comme le présente l'équation (1.39).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{z1} \\ v_{z2} \\ v_{z3} \\ v_{z4} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{sf} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{sf} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix} + \sqrt{3}M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f \quad (1.39)$$

$$+ M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\cos(2\theta) & -3\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix}$$

Le modèle dynamique de la machine synchrone à double étoile obtenu peut être représenté dans chaque sous espace comme suit :

I.3.3.2. Modèle de la machine dans l'espace (α, β)

Dans ce repère la tension statorique de la MSDE est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{sf} + 3M_{ss} & 0 \\ 0 & l_{sf} + 3M_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{3}M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} i_f + M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

A partir du système d'équations (1.31), on déduit le circuit électrique équivalent de la MSDE dans le repère (α, β) :

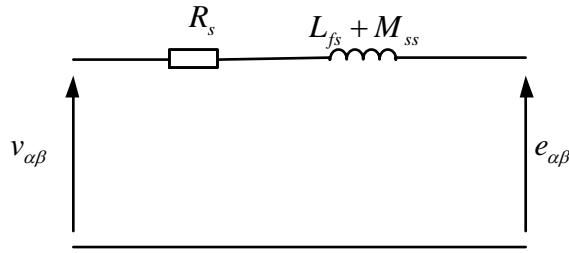


Figure (1.3): Circuit électrique équivalent de la MSDE dans le repère (α, β)

I.3.3.3. Modèle de la machine dans l'espace $(z_1, z_2), (z_3, z_4)$

La tension statorique de la MSDE est :

- Dans le repère (z_1, z_2) :

$$\begin{bmatrix} v_{z1} \\ v_{z2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

- Dans le repère (z_3, z_4) :

$$\begin{bmatrix} v_{z3} \\ v_{z4} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

La figure (1.4) représente le schéma électrique équivalent de la MSDE dans les repères $(z_1, z_2), (z_3, z_4)$.

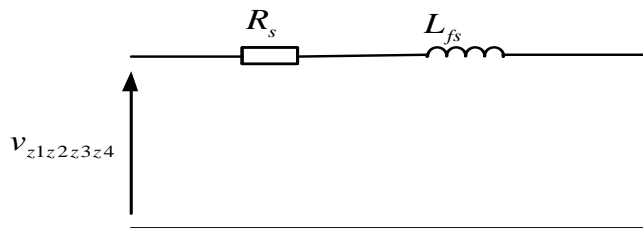


Figure (1.4): Circuit électrique équivalent de la MSDE dans les repères $(z_1, z_2), (z_3, z_4)$

On remarque que :

- La MSDE peut être décomposée en trois machines fictives totalement découplées,
- La totalité de conversion électromagnétique s'effectue dans le repère α, β . Donc la machine fictive dans le repère α, β contribue à la création du couple électromagnétique,
- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_1, z_2) ne contribue pas au couple. Les courants i_{z_1}, i_{z_2} sont appelés courants de circulation, ils dépendent fortement de l'angle entre les deux étoiles (γ) ainsi que du type d'alimentation de la MSDE,
- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_3, z_4) est formé par les composantes homopolaires qui sont nulles lorsque le neutre n'est pas connecté.

I.3.3.4. Modèle de la machine dans l'espace (d, q)

Le modèle de la machine dans le référentiel de Park est obtenu en appliquant la matrice de rotation suivante :

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

Les équations électriques de la machine s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \omega_r L_q \\ \omega_r L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + M_d \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_f \quad (1.44)$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par :

$$c_{em} = p(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (1.45)$$

Avec

$$\phi_q = L_q i_q ; \phi_d = L_d i_d + M_d i_f \quad (1.46)$$

Et

$$L_d = l_{fs} + 3M_{ss} + 3M_{msf} ; L_q = l_{fs} + 3M_{ss} - 3M_{msf} ; M_d = \sqrt{3}M_{sf}$$

Le modèle de la MSDE obtenu dans le référentiel de Park est similaire au modèle de la machine synchrone triphasée classique.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la MSDE. Nous avons tout d'abord présenté le modèle de la MSDE dans deux différentes bases. La première approche est basée sur l'application de la transformation de Park à chaque étoile. Cette approche a l'avantage de traiter les deux étoiles séparément mais aboutit à un système multi variable fortement couplé. La seconde approche est basée sur la diagonalisation de la matrice inductance globale. La définition de la base de travail a permis d'établir l'expression de la matrice de changement de base. L'application de ces outils a facilité l'établissement des modèles dynamiques de la machine synchrone à double étoile. Malgré la diversité des approches sur lesquelles se basent l'établissement du modèle, le modèle final obtenu est unique. Il est fortement couplé dans la première approche et découplé dans la deuxième approche.

Chapitre 2

Commande vectorielle de la MSDE

II.1 Introduction

Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées leurs efforts afin d'aboutir à un contrôle du variateur équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple, les deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom «commande vectorielle», et propulsée par le développement spectaculaire de la micro-informatique et de l'électronique de puissance [10].

Dans ce chapitre on procédera en premier lieu à la modélisation de l'alimentation de la machine synchrone à double étoile, ainsi que les différentes stratégies utilisées dans la commande de l'onduleur. Par la suite, on entamera la commande vectorielle de la MSDE, qui sera l'objet d'une simulation montrant l'utilité de l'étude présentée.

II.2 Modélisation de l'alimentation de la machine

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs S_a et $\overline{S_a}$, S_b et $\overline{S_b}$, S_c et $\overline{S_c}$ doivent être contrôlés de manière complémentaire.

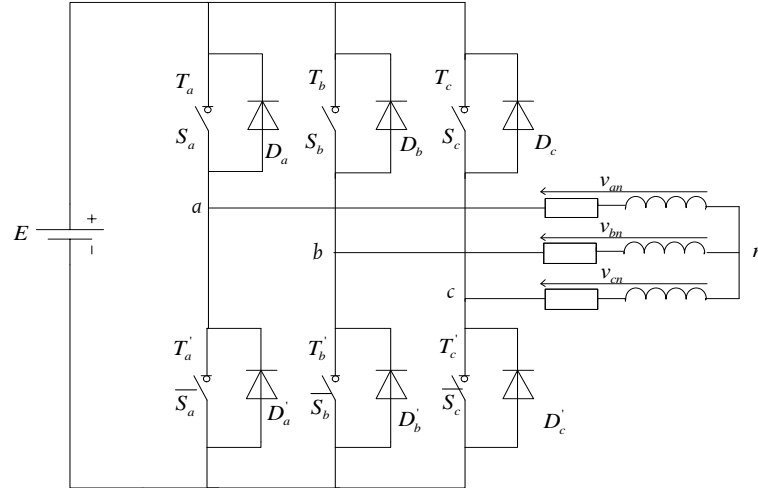


Figure (2.1) : Onduleur de tension raccordé au premier stator de la machine

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur à deux niveaux, 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 un neutre isolé.

Les diodes ($D_a, D'_a, D_b, D'_b, D_c, D'_c$), sont des diodes de protection des transistors assurant les phases de récupération.

Les tensions composées sont définies par :

$$\begin{cases} u_{ab1} = v_{an1} - v_{bn1} \\ u_{bc1} = v_{bn1} - v_{cn1} \\ u_{ca1} = v_{cn1} - v_{an1} \end{cases} \quad (2.1)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an1} + v_{bn1} + v_{cn1} = 0$), on aura :

$$\begin{cases} v_{a1} = \frac{1}{3}(u_{ab1} - u_{ca1}) \\ v_{b1} = \frac{1}{3}(u_{bc1} - u_{ab1}) \\ v_{c1} = \frac{1}{3}(u_{ca1} - u_{bc1}) \end{cases} \quad (2.2)$$

II.3 Stratégie de commande de l'onduleur

La commande de l'onduleur par (PWM) permet de produire à partir d'une source à de tension continue, des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence, avec un faible taux d'harmoniques [10]. Pour notre étude nous proposons deux stratégies de commande :

- La stratégie de commande par MLI à hystérésis,
- La stratégie de commande par SVM (Space Vector Modulation).

II.3.1 Commande par MLI à hystérésis

Cette stratégie est l'une des stratégies les plus utilisées dans l'alimentation des machines à courant alternatif vu sa robustesse, sa simplicité de mise en œuvre et son indépendance des paramètres électriques [3].

Le principe de cette stratégie est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que la variation du courant dans chaque phase de la machine soit limitée dans une bande encadrant les références des courants. Elle consiste à réaliser une comparaison permanente entre les courants de phase et ceux dits de références en imposant une commutation aux interrupteurs à chaque fois que le courant s'écarte de sa référence d'une valeur fixée par le régulateur à hystérésis [3]. Le principe de contrôle à hystérésis est montré par figure (2.2) :

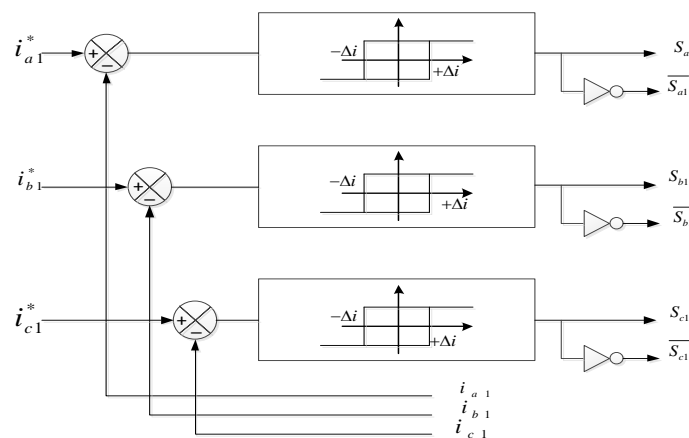


Figure (2.2): Principe de contrôle par hystérésis

Ainsi, les états des interrupteurs sont commandés telle que les fonctions logiques des bras de l'onduleur seront pour $i = a, b, c, k = 1, 2$.

$$\begin{cases} S_{ik} = 0 & \text{si } e_{ik} > +\Delta i \\ S_{ik} = 1 & \text{si } e_{ik} < -\Delta i \\ S_{ik} = S_i & \text{si } \Delta i > e_i > -\Delta i \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec :

$$e_{ik} = i_{ik}^* - i_{ik}$$

Δi : Bande d'hystérésis.

La figure (2.3) donne l'allure des courants d'alimentation pour une bande d'hystérésis fixe.

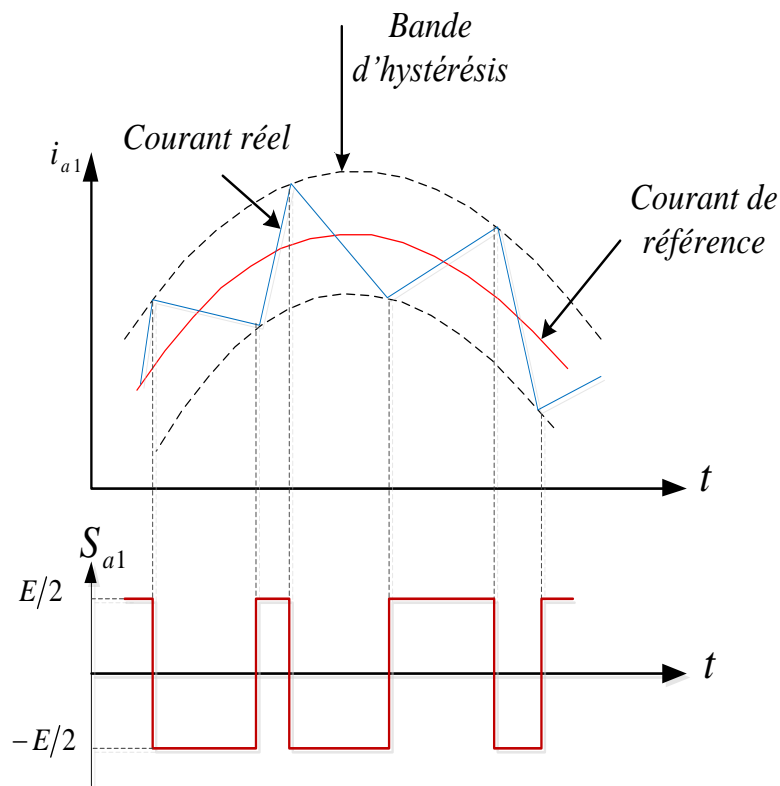


Figure (2.3): Signal PWM à hystérésis pour une phase

Si le courant mesuré (i_{a1} par exemple) est inférieur à la référence (i_{a1}^*) augmenté d'une fourchette « delta »; la tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible. S'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette « delta », alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible [10].

II.3.2 Commande par SVM

L'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques. Parmi ces techniques numériques on trouve la modulation vectorielle (ou Space Vector Modulation) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia. La SVM est certainement la méthode la mieux adaptée au contrôle des machines. Contrairement à d'autres méthodes, la SVM ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur de la tension de contrôle est calculé globalement et approximé, sur une période de modulation T_s , par un vecteur tension moyen. Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines [10] [13].

Elle est basée sur la représentation spatiale du vecteur de tension dans le repère fixe $\alpha\beta$. Les huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan $\alpha\beta$, par huit vecteurs de tension ($\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7$) parmi eux deux sont nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 et les autres sont appelés états actifs [11] [7].

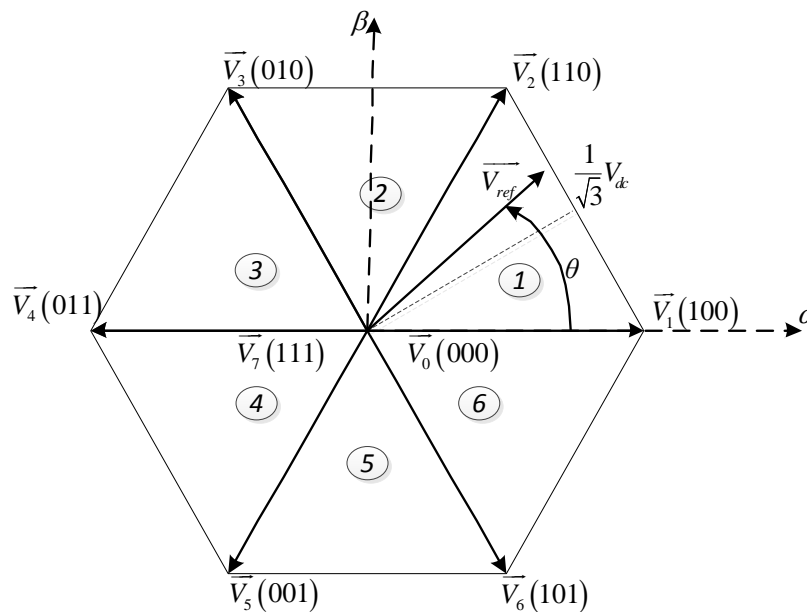


Figure (2.4) : Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$ et les différents secteurs

Les vecteurs tensions des six états actifs, peuvent s'écrire en fonction des portions de l'hexagone appelés secteur k , où $k = 1, \dots, 6$.

Le tableau (2.1) résume les définitions suscitées. Notons que toutes les valeurs des tensions doivent être multipliées par V_{dc} .

Vecteurs d'état	Tensions simples			Tensions composées			Projection dans le repère $\alpha\beta$	
	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	v_α	v_β
$\vec{V}_0(000)$	0	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1(100)$	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1	$\sqrt{2/3}$	0
$\vec{V}_2(110)$	1/3	1/3	1/3	0	1	-1	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
$\vec{V}_3(010)$	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
$\vec{V}_4(011)$	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1	$-\sqrt{2/3}$	0
$\vec{V}_5(001)$	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1	$-1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
$\vec{V}_6(101)$	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
$\vec{V}_7(111)$	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau (2.1) : Valeurs des tensions correspondantes aux différents états de l'onduleur

La SVM nécessite la détection du secteur où il trouve le vecteur de référence puis le calcul des instants de commutation pour approximer le vecteur de référence. Après la détermination du secteur du vecteur de référence, on peut calculer les durées de commutation des interrupteurs par la projection du vecteur de référence sur les axes du secteur correspondant.

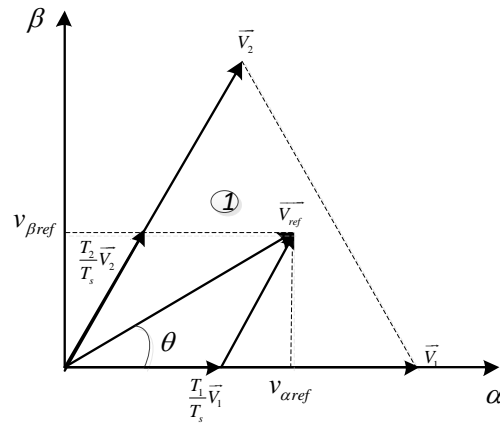


Figure (2.5) : Tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1

Dans ce qui suit T_k et T_{k+1} dénotent les durées d'application de \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} sur la demi période de commutation, T_0 est le durée d'application du vecteur nul sur la demi période de commutation. La somme des temps de conduction T_0, T_k et T_{k+1} doit être égale à la demi période de commutation de l'onduleur T_s , on aura alors:

$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0+T_k}{2}} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0+T_k}{2}}^{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (2.4)$$

En tenant compte que $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = \vec{0}$, et que \vec{V}_{ref} est constant pendant la période de commutation, et du fait que \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} sont aussi constants, la relation (2.4) est réduite à :

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (2.5)$$

En exprimant le vecteur de la tension \vec{V}_{ref} par ses composantes en $\alpha\beta$ nous aurons :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{3}{2} V_{dc} \left(T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) + \left(T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) \quad (2.6)$$

Sachant que :

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{k\pi}{3} \quad (2.7)$$

Le temps T_0 est défini à partir de la relation (2.8) :

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (2.8)$$

Sachant que, $\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\alpha} = V_{ref} (\cos(\alpha) + j \sin(\alpha))$ le système (2.6) nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{2 V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Avec la définition de l'index de modulation m , le calcul des temps d'application T_k et T_{k+1} , n'exige pas la connaissance de la tension adoptée du bus-continu, mais dépend seulement de l'index modulation désiré. La substitution de cette définition dans (2.9) mène à :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Si par exemple $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$, alors le vecteur \vec{V}_{ref} se situe au secteur 1, donc (2.8) et (2.10)

donnent :

$$\begin{cases} T_1 = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_s \sin(\theta) \\ T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (2.11)$$

En appliquant les temps de commutations dans un période de T_s , les signaux de commande sont indiqués dans la figure (2.6) :

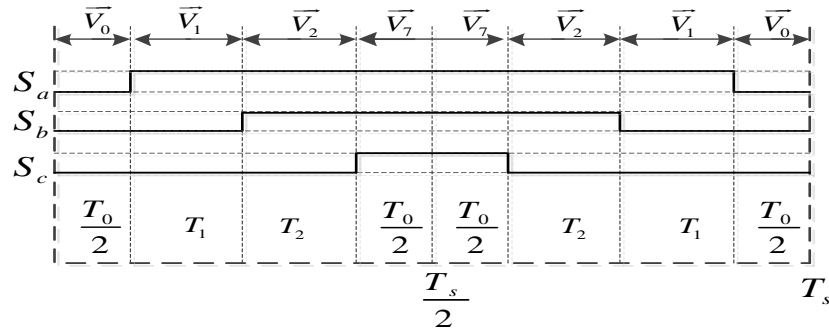


Figure (2.6) : Signaux de commande dans le cas où \vec{V}_{ref} est au secteur 1

La figure (2.7) illustre l'analyse qui vient d'être décrit pour chaque secteur.

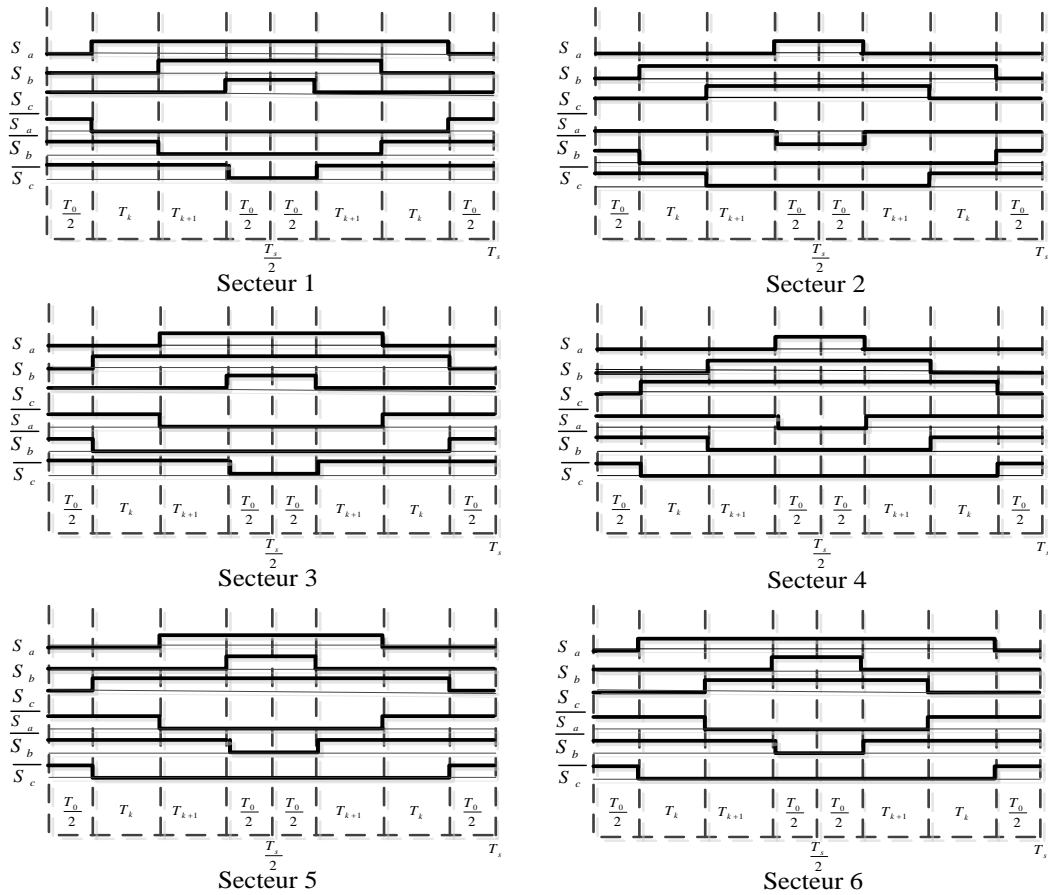


Figure (2.7) : Signaux de commande pour chaque secteur

II.4 Commande vectorielle de la MSDE

II.4.1 Principe de la commande vectorielle

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe de flux inducteur, et ceci quelque soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit [3].

Par contre dans la machine synchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexes.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant statorique se décompose en deux composantes.

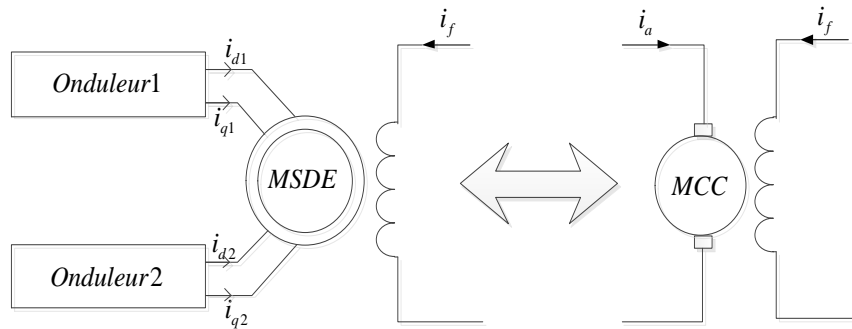


Figure (2.8) : Principe de la commande vectorielle

II.4.2 Commande vectorielle à i_d nul

Le principe de cette commande, consiste à contrôler le couple électromagnétique par une seule composante du courant, donc de maintenir les courants i_d nuls et d'assurer le contrôle par le composante en quadrature i_q seulement, ce qui revient à maintenir les courants statoriques en quadratures avec le flux inducteur [3].

Le couple électromagnétique de la machine synchrone à double étoile est exprimé par:

$$C_{em} = p(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (2.12)$$

En annulant le courant i_d , l'expression (2.12) se réduit à:

$$C_{em} = p\phi_d i_q \quad (2.13)$$

Cette expression se ressemble à celle de la machine à courant continu.

Dans ce partie de notre étude, nous appliquons deux méthodes de la commande vectorielle à i_d nul, l'une est la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile alimentée en courant et l'autre est la commande vectorielle alimentée en tension.

II.5 Commande vectorielle d'une MSDE alimentée en tension : Première structure

La commande vectorielle à i_d nul de la MSDE alimentée en tension, fait recours à la transformation $(\alpha, \beta, z_1, z_2, z_3, z_4)$. La structure de commande est représentée par le schéma de principe illustré par la figure (2.9).

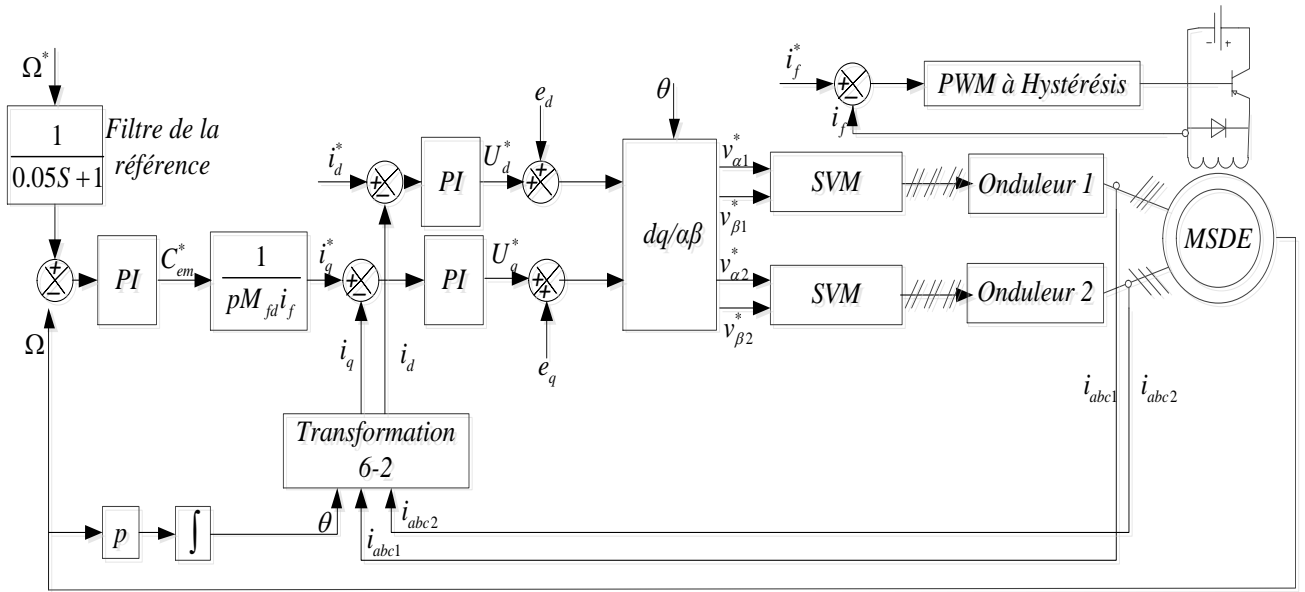


Figure (2.9) : Première structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en tension

II.5.1 Synthèse du régulateur de vitesse

Plusieurs types de réglage peuvent être appliquées, le plus simple est le réglage classique avec régulateur de type PI [3]. Le régulateur de vitesse PI permet de déterminé le couple de référence afin de maintenir la vitesse à ça valeur désirée.

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f\Omega - C_r \quad (2.14)$$

La transformée de Laplace permet d'écrire :

$$\frac{\Omega(S)}{C_{em}(S) - C_r} = \frac{1}{JS + f} \quad (2.15)$$

En utilisant un régulateur PI , le schéma de régulation devient :

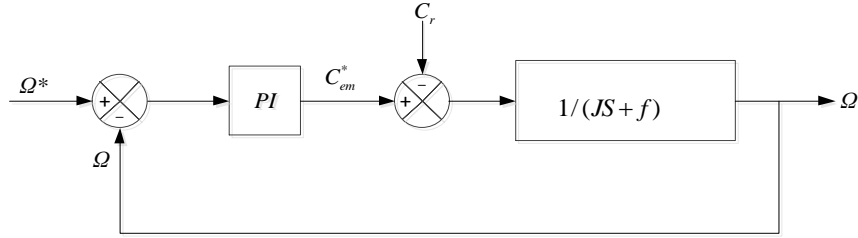


Figure (2.10) : Schéma de réglage en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\Omega(S) = \frac{k_p S + k_i}{JS^2 + (k_p + f)S + k_i} \Omega^*(S) - \frac{S}{JS^2 + (k_p + f)S + k_i} C_r(S) \quad (2.16)$$

A $C_r = 0$, l'équation (2.16) se réduit à :

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega^*(S)} = \frac{\frac{k_p S + k_i}{J}}{S^2 + \frac{(k_p + f)}{J}S + \frac{k_i}{J}} \quad (2.17)$$

En identifiant le dénominateur de l'équation (2.17) à celle de la fonction de transfert d'un système de 2^{eme} ordre suivant :

$$H(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.18)$$

On obtient :

$$\begin{cases} k_i = J\omega_n^2 \\ k_p = 2\xi\omega_n J - f \end{cases} \quad (2.19)$$

Le calcul du courant en quadrature de référence est réalisé par :

$$i_q^* = \frac{C_{em}^*}{pM_{fd}i_f} \quad (2.20)$$

II.5.2 Synthèse du régulateur des courants

Les équations des tensions sont données par :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\Omega L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\Omega (L_d i_d + M_{fd} i_f) \end{cases} \quad (2.21)$$

En utilisant la transformée de Laplace, on peut écrire les équations des tensions par la somme des deux tensions :

$$\begin{cases} v_d = U_d + e_d \\ v_q = U_q + e_q \end{cases} \quad (2.22)$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} U_d = (R_s + L_d S) i_d \\ U_q = (R_s + L_q S) i_q \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} e_d = -p\Omega(L_q i_q) \\ e_q = p\Omega(L_d i_d + M_{fd} i_f) \end{cases} \quad (2.23)$$

Les courants sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_d = \frac{U_d}{R_s + L_d S} = \frac{v_d - e_d}{R_s + L_d S} \\ i_q = \frac{U_q}{R_s + L_q S} = \frac{v_q - e_q}{R_s + L_q S} \end{cases} \quad (2.24)$$

Le schéma de la boucle de régulation des courants est comme suit :

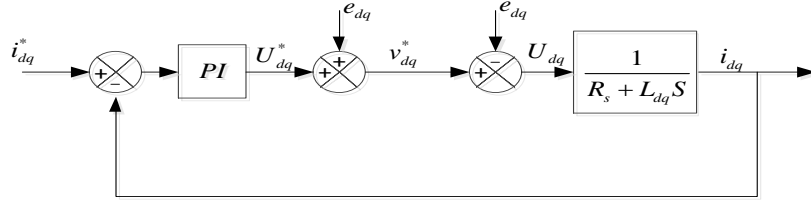


Figure (2.11) : Schéma de réglage des courants

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{i_{dq}}{i_{dq}^*} = \frac{\frac{k_{pdq}}{L_{dq}} S + \frac{k_{idq}}{L_{dq}}}{S^2 + \frac{k_{pdq} + R_s}{L_{dq}} S + \frac{k_{idq}}{L_{dq}}} \quad (2.25)$$

Par identification avec la fonction de transfert d'un système de 2^{ème} ordre on trouve :

$$\begin{cases} k_{idq} = L_{dq} \omega_n^2 \\ k_{pdq} = 2\xi \omega_n L_{dq} - R_s \end{cases} \quad (2.26)$$

Les tensions de référence sont calculer par :

$$\begin{cases} v_d^* = U_d^* + p\Omega L_q i_q^* \\ v_q^* = U_q^* - p\Omega M_{fd} i_f \end{cases} \quad (2.27)$$

II.5.3 Réglage du courant d'excitation

Pour une charge donnée, le couple électromagnétique dépend du courant d'excitation. Afin d'assurer le découplage de la machine, notamment au démarrage, il est nécessaire de réguler

ce courant à sa valeur de référence. Ceci permet d'assurer un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu. A cet effet, nous introduisons un hacheur série pour réguler le courant d'excitation [3].

L'asservissement du courant d'excitation est assuré par un régulateur de type hystérésis.

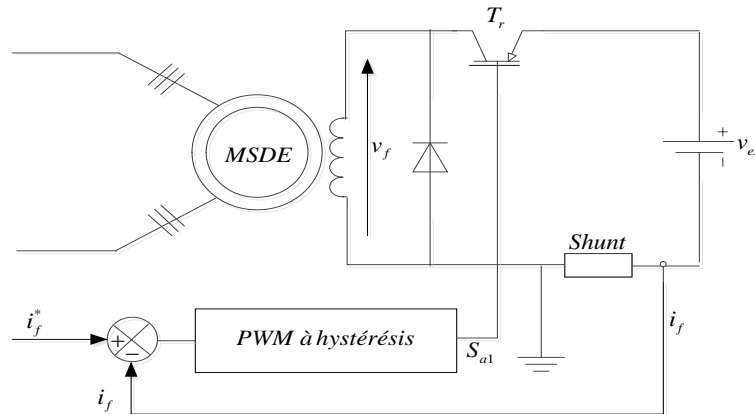


Figure (2.12) : Régulation du courant d'excitation par un hacheur

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (2.13) :

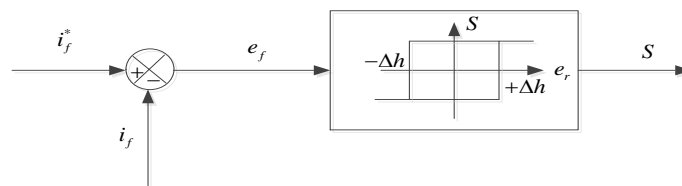


Figure (2.13) : Stratégie de commande par hystérésis

L'état de l'interrupteur est généré selon la logique suivante :

$$\begin{cases} S = 0 & \text{si } e_f > +\Delta h \\ S = 1 & \text{si } e_f < -\Delta h \\ S = S & \text{si } \Delta h > e_f > -\Delta h \end{cases} \quad (2.28)$$

Avec :

Δh : Bande d'hystérésis.

Le courant et la tension du circuit d'excitation sont schématisés par la figure (2.14) :

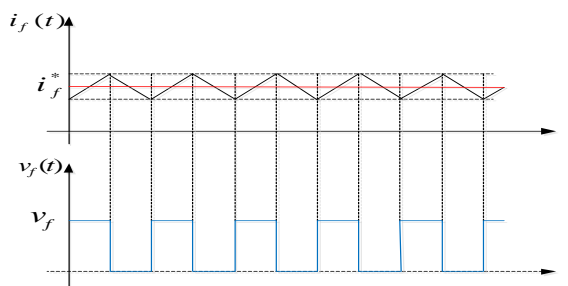


Figure (2.14) : Contrôle par hystérésis du courant d'excitation

II.5.4 Résultats de simulation

Les performances de la commande vectorielle ont été testées pour les deux cas suivants :

- Réponse à un échelon de vitesse de 100 rad/s suivi d'une application d'un couple de charge $C_r = 11 \text{ Nm}$ entre $t = 0.8 \text{ s}$ et $t = 1.5 \text{ s}$, figure (2.15.a).
- Réponse à une inversion de sens de marche de (100 rad/s) à (-100 rad/s) avec un démarrage en charge, figure (2.15.b).

Les gains des régulateurs utilisés sont :

$$\begin{cases} PI \text{ de vitesse : } \xi = 1.4, \omega_n = 11 \text{ rad/s.} \\ PI \text{ de courant : } \xi = 1.4, \omega_n = 3750 \text{ rad/s.} \end{cases}$$

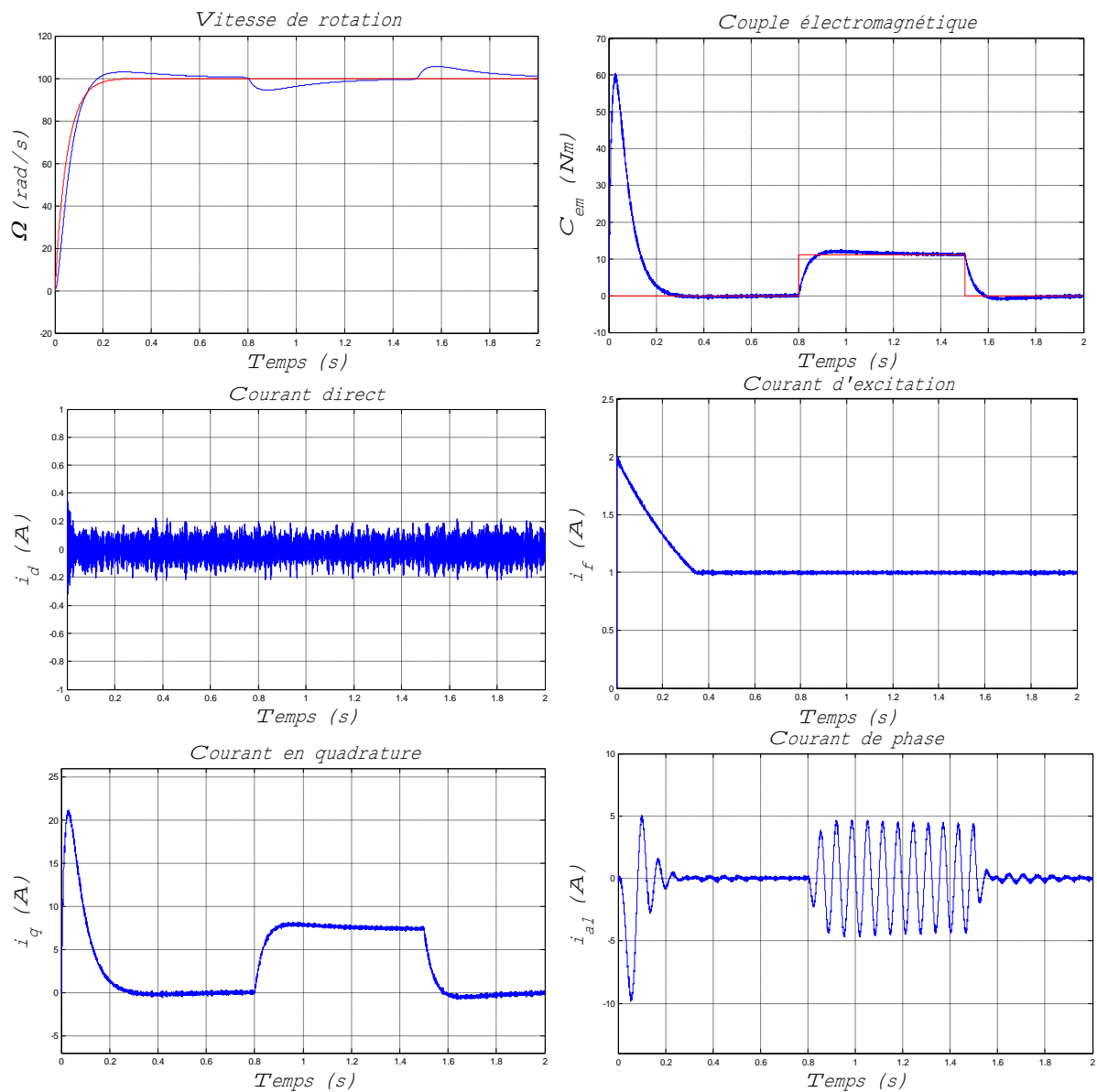


Figure (2.15.a) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la charge

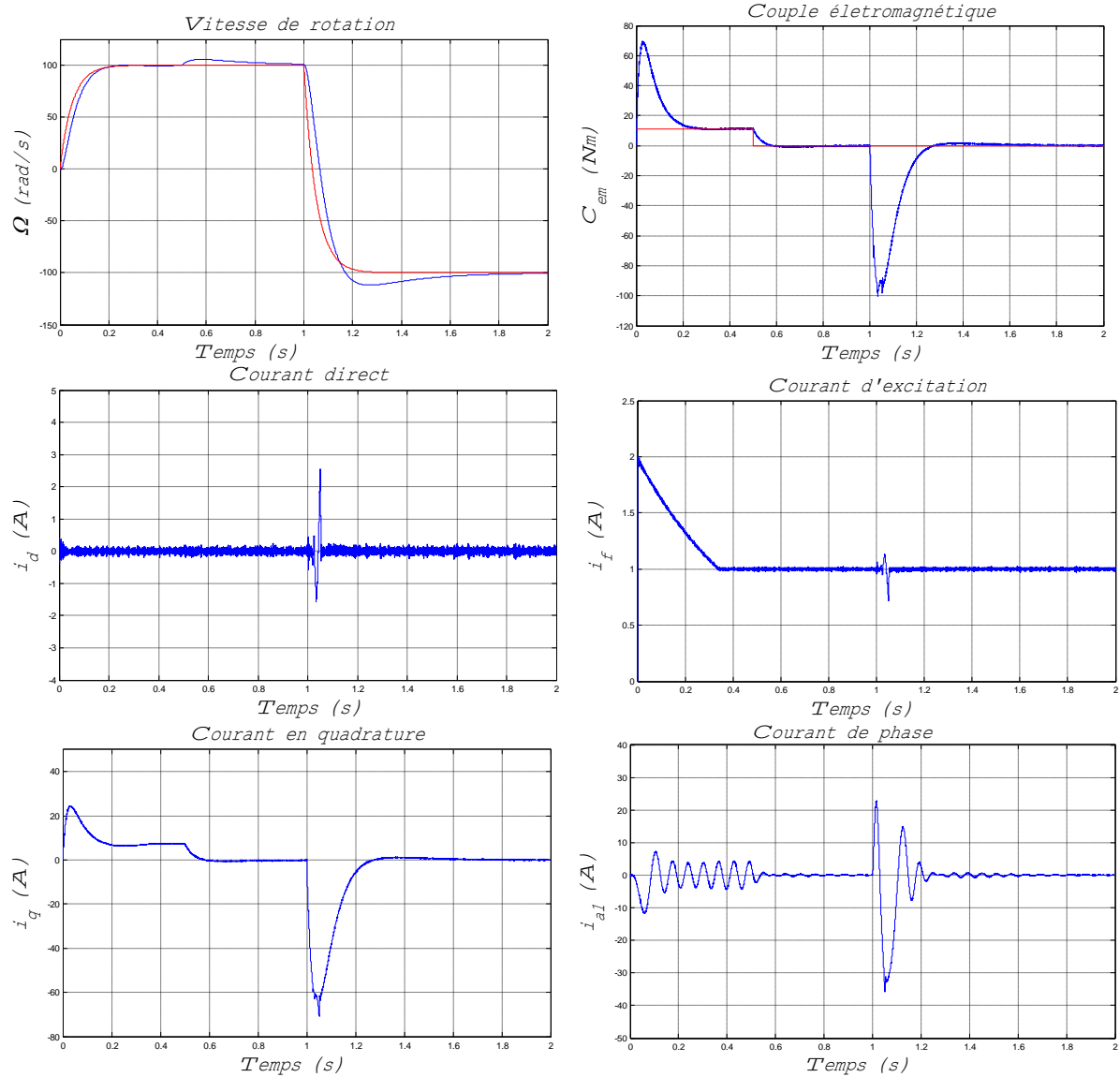


Figure (2.15.b) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence

II.5.5 Interprétations des résultats

Les résultats relatifs à la figure (2.15.a) sont obtenus pour une marche avec variation de charge. La vitesse à l'instant d'application de la charge présente une chute rejetée rapidement par le régulateur puis se stabilise à sa valeur de référence. Le couple électromagnétique rejoint sa valeur imposée par le couple de charge avec une réponse quasiment instantanée. Le courant en quadrature a la même forme que le couple électromagnétique alors que le courant direct reste nul indépendamment de la charge. Le courant d'excitation suit sa valeur de référence imposée par le régulateur à hystérésis. Le courant statorique présente une augmentation d'amplitude suite à l'augmentation de la charge.

La figure (2.15.b) représente les résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation. On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa

nouvelle référence cela veut dire que le système présente une bonne poursuite. Cette variation entraîne une variation du courant d'excitation rejetée par la suite. Le couple subit un pic important lors du passage d'un mode à l'autre.

II.6 Commande vectorielle d'une MSDE alimentée en tension : Deuxième structure

La deuxième structure de commande vectorielle à i_d nul de la MSDE alimentée en tension, est basée sur la transformée de Park. Le principe de la commande est illustré par la figure (2.16) :

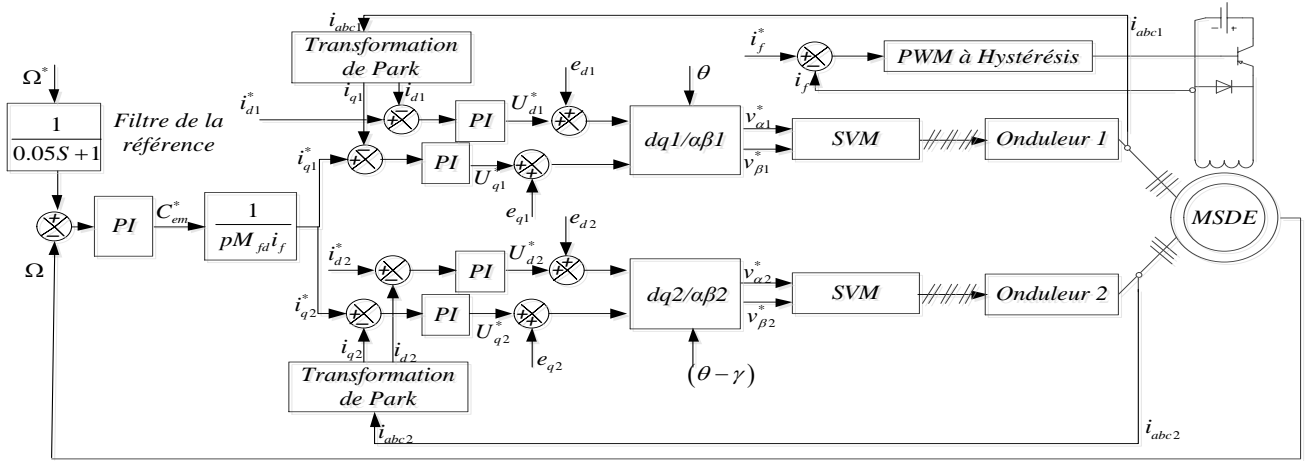


Figure (2.16) : Deuxième structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en tension

La synthèse du régulateur de la vitesse est identique à celle présentée dans le paragraphe (II.5.1).

Les courants i_{q1}^* et i_{q2}^* sont obtenues par la relation :

$$i_{q1}^* = i_{q2}^* = \frac{C_{em}^*}{2pM_{fd}i_f} \quad (2.29)$$

Le réglage du courant d'excitation est assuré par un régulateur à hystérésis comme nous l'avons présenté dans le paragraphe (II.5.3).

II.6.1 Synthèse du régulateur des courants

Les équations des tensions sont données par :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s i_{d1} + \frac{d}{dt}(L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) - p\Omega(L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) \\ V_{d2} = R_s i_{d2} + \frac{d}{dt}(L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f) - p\Omega(L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) \\ V_{q1} = R_s i_{q1} + \frac{d}{dt}(L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) + p\Omega(L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) \\ V_{q2} = R_s i_{q2} + \frac{d}{dt}(L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) + p\Omega(L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f) \end{cases} \quad (2.30)$$

En utilisant la transformée de Laplace, on peut écrire les équations des tensions par la somme des deux tensions :

$$\begin{cases} V_{d12} = U_{d12} + e_{d12} \\ V_{q12} = U_{q12} + e_{q12} \end{cases} \quad (2.31)$$

Tel que : $\begin{cases} U_{d1} = (R_s + L_d S) i_{d1} \\ U_{q1} = (R_s + L_q S) i_{q1} \end{cases}$ et $\begin{cases} e_{d1} = S(M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) - p\Omega(L_q i_{q1} + M_d i_{d2} + M_q i_{q2}) \\ e_{q1} = S(M_q i_{q2} + M_{fd} i_f) + p\Omega(L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) \end{cases}$ (2.32)

Les courants sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_{d12} = \frac{U_{d12}}{R_s + L_d S} = \frac{v_{dq12} - e_{d12}}{R_s + L_d S} \\ i_{q12} = \frac{U_{q12}}{R_s + L_q S} = \frac{v_{dq12} - e_{q12}}{R_s + L_q S} \end{cases} \quad (2.33)$$

Le schéma de la boucle de régulation des courants est présenté par la figure (2.17) :

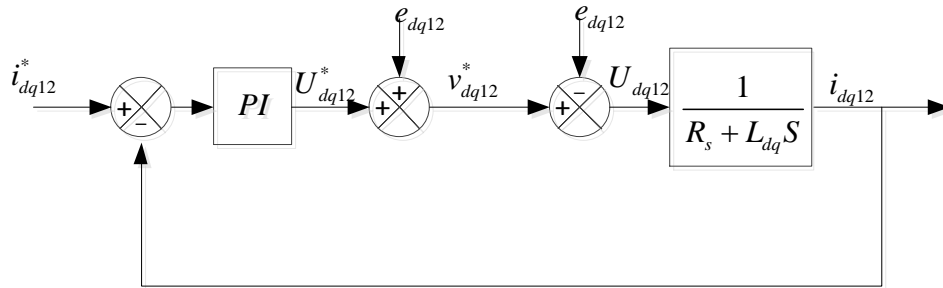


Figure (2.17) : Schéma de réglage des courants

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{i_{dq12}}{i_{dq12}^*} = \frac{\frac{k_{pdq}}{L_{dq}} S + \frac{k_{idq}}{L_{dq}}}{S^2 + \frac{k_{pdq} + R_s}{L_{dq}} S + \frac{k_{idq}}{L_{dq}}} \quad (2.34)$$

Par identification avec la fonction de transfert d'un système de 2^{ème} ordre on obtient :

$$\begin{cases} k_{idq} = L_{dq} \omega_n^2 \\ k_{pdq} = 2\xi \omega_n L_{dq} - R_s \end{cases} \quad (2.35)$$

Les tensions de référence sont calculées par compensation à l'aide de l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_{d1}^* = U_{d1} + e_{d1} \\ V_{d2}^* = U_{d2} + e_{d2} \\ V_{q1}^* = U_{q1} + e_{q1} \\ V_{q2}^* = U_{q2} + e_{q2} \end{cases} \quad (2.36)$$

II.6.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la commande vectorielle à i_d nul de la MSDE alimentée en tension sont réalisés pour les deux tests : la variation de la charge et l'inversion du sens de rotation. Les figures (2.18.a et b) présentent l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, les courants des axes d et q , le courant d'excitation et le courant de ligne.

Les gains des régulateurs utilisés sont : $\begin{cases} PI \text{ de vitesse} : \xi = 0.5, \omega_n = 9 \text{ rad/s.} \\ PI \text{ de courant} : \xi = 0.45, \omega_n = 3100 \text{ rad/s.} \end{cases}$

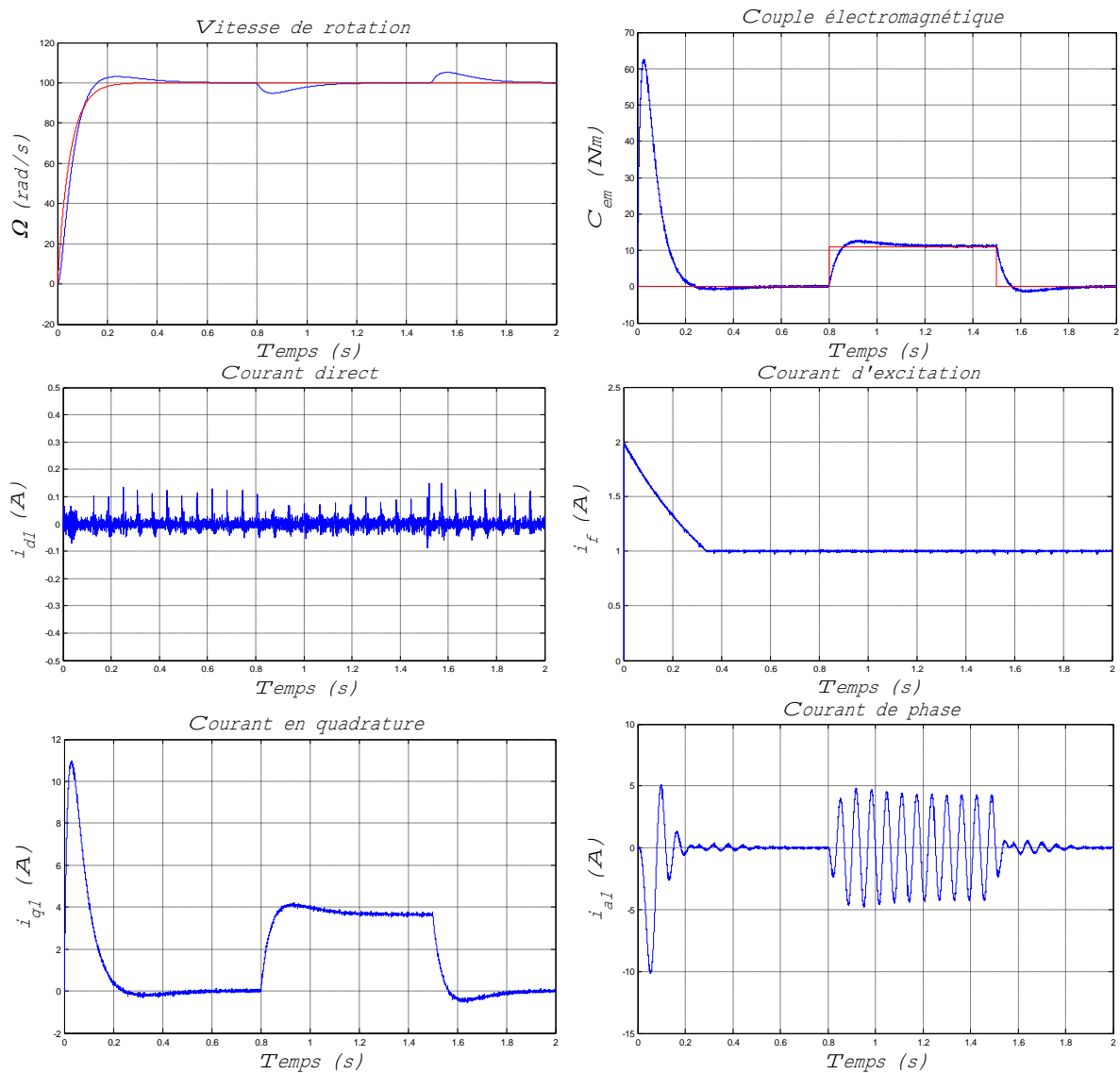


Figure (2.18.a) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la charge

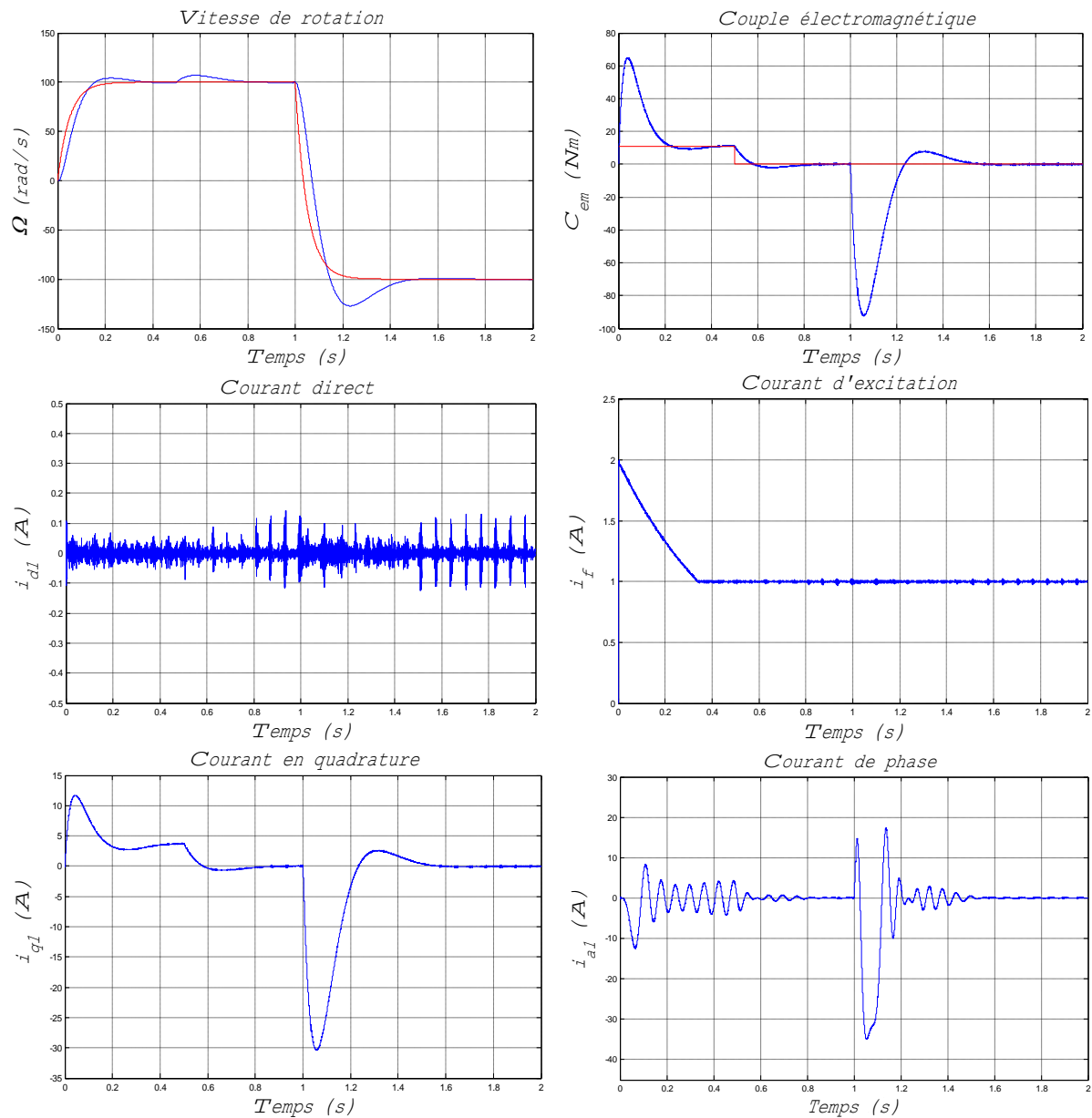


Figure (2.18.b) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence

II.6.3 Interprétations des résultats

On remarque que dans la figure (2.18.a), la réponse en vitesse est rapide, lorsqu'on applique une charge, on constate que la vitesse suit sa référence. Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 70 Nm puis se stabilise à une valeur qui compense le couple de charge. Le courant direct est nul avec des oscillations au moment de l'inversion de la vitesse. Le courant en quadrature reflète toujours l'image du couple électromagnétique.

A $t = 1$ s, on introduit une inversion du sens de rotation. En analysant les résultats de la figure (2.18.b), nous remarquons que, la réponse en vitesse est rapide sans dépassement. Le couple électromagnétique présente un pic au démarrage puis il suit le couple de charge. Un autre pic apparaît au moment de l'inversion de vitesse. Le courant en quadrature est toujours

proportionnel au couple électromagnétique. Le courant statorique varie en amplitude avec la variation de la vitesse. Le courant d'excitation est imposé en régime permanent à 1A, cependant il subit un pic au moment de la variation de vitesse.

II.7 Commande vectorielle d'une MSDE alimentée en courant : Première structure

La commande par hystérésis est représentée par la figure (2.19). Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur [8].

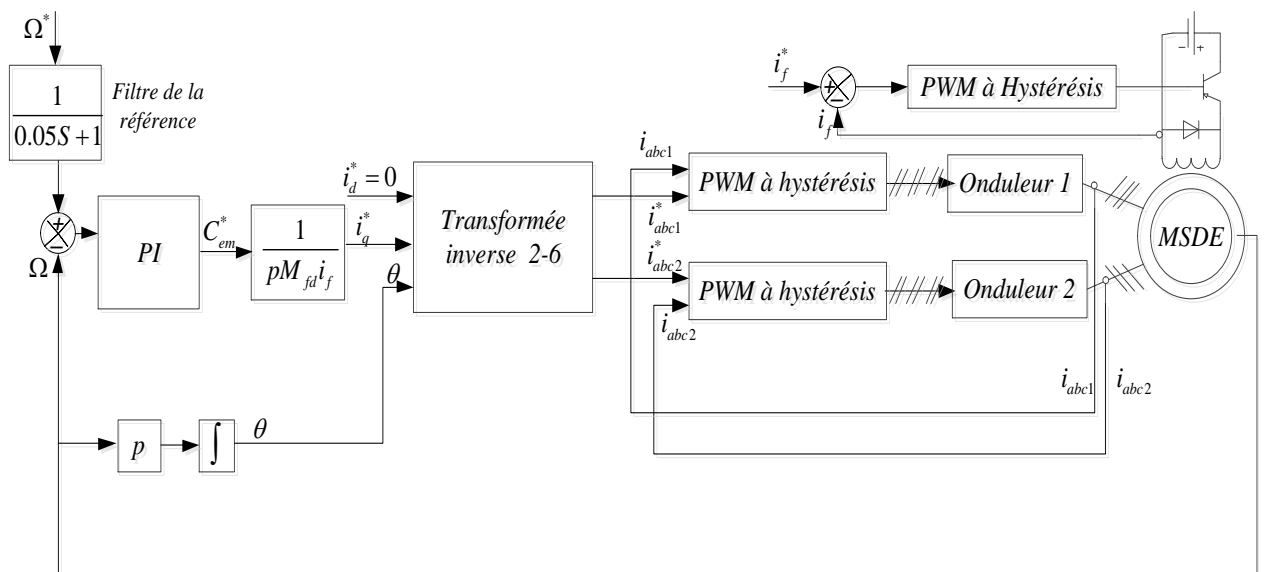


Figure (2.19) : Première structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en courant

La structure de commande est composée par les blocs suivants :

- Bloc de régulateur de vitesse PI ,
- Bloc de calcul du courant en quadrature de référence,
- Bloc de transformation inverse, permettant de calculer les courants des phases de référence i_{abc1}^* et i_{abc2}^* à partir des courants i_d^* et i_q^* ,
- Bloc PWM à hystérésis permettant de commander les interrupteurs de l'onduleur par la comparaison entre les courants de références et les courants réels.

II.7.1 Résultats de simulation

La structure de la figure (2.19) a été examinée durant deux tests. Le premier concerne l'application d'une charge à l'instant $t=0.8s$ et $t=1.5s$, alors que le deuxième comporte un démarrage en charge suivi d'une inversion du sens de rotation à $t=1s$.

Les résultats de la simulation sont représentés par les figures (2.20.a) et (2.20.b). Les gains du régulateur de vitesse utilisé est calculé en adoptant les valeurs de $\xi = 0.707$, $\omega_n = 10 \text{ rad/s}$.

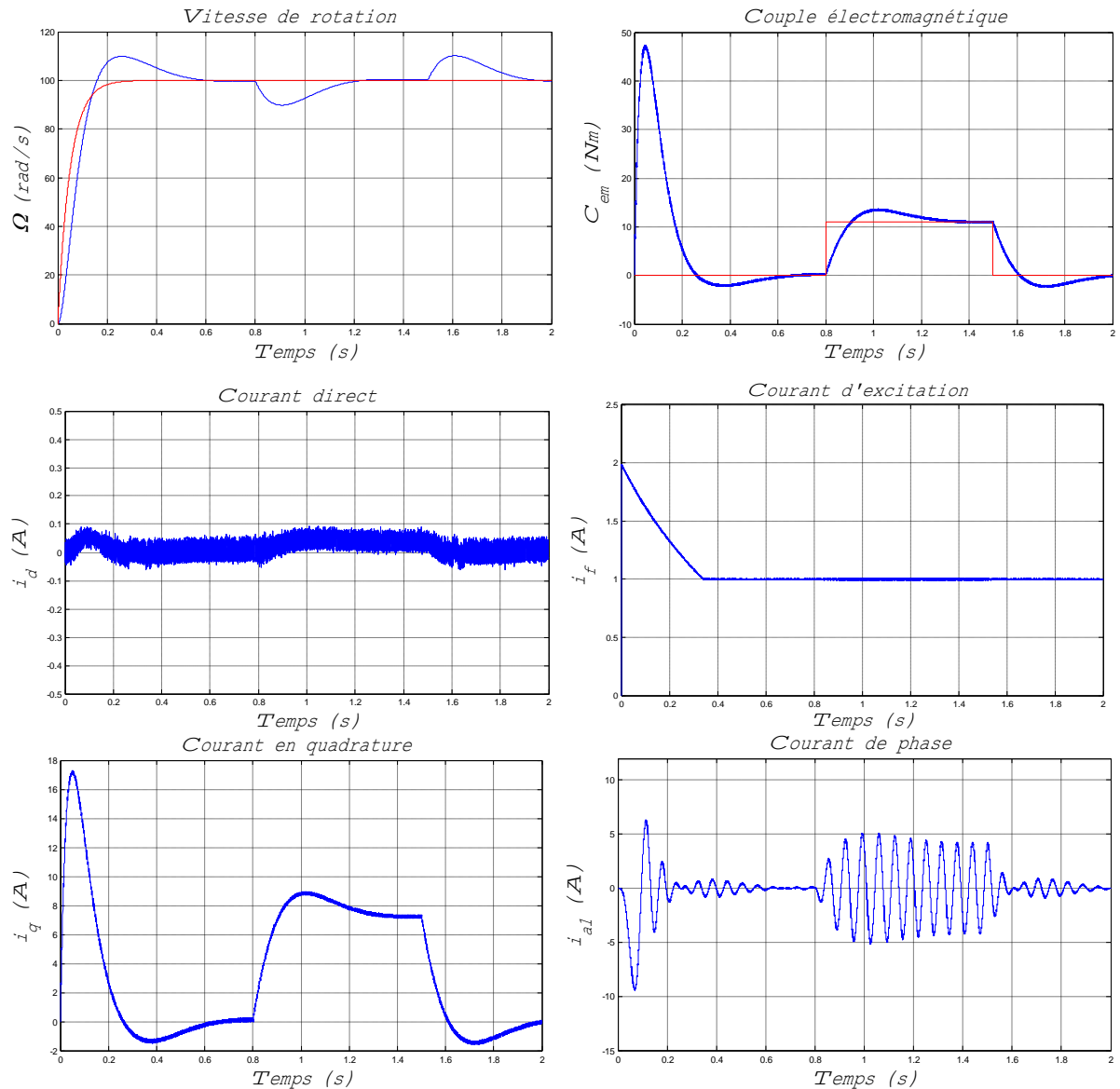


Figure (2.20.a) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la charge

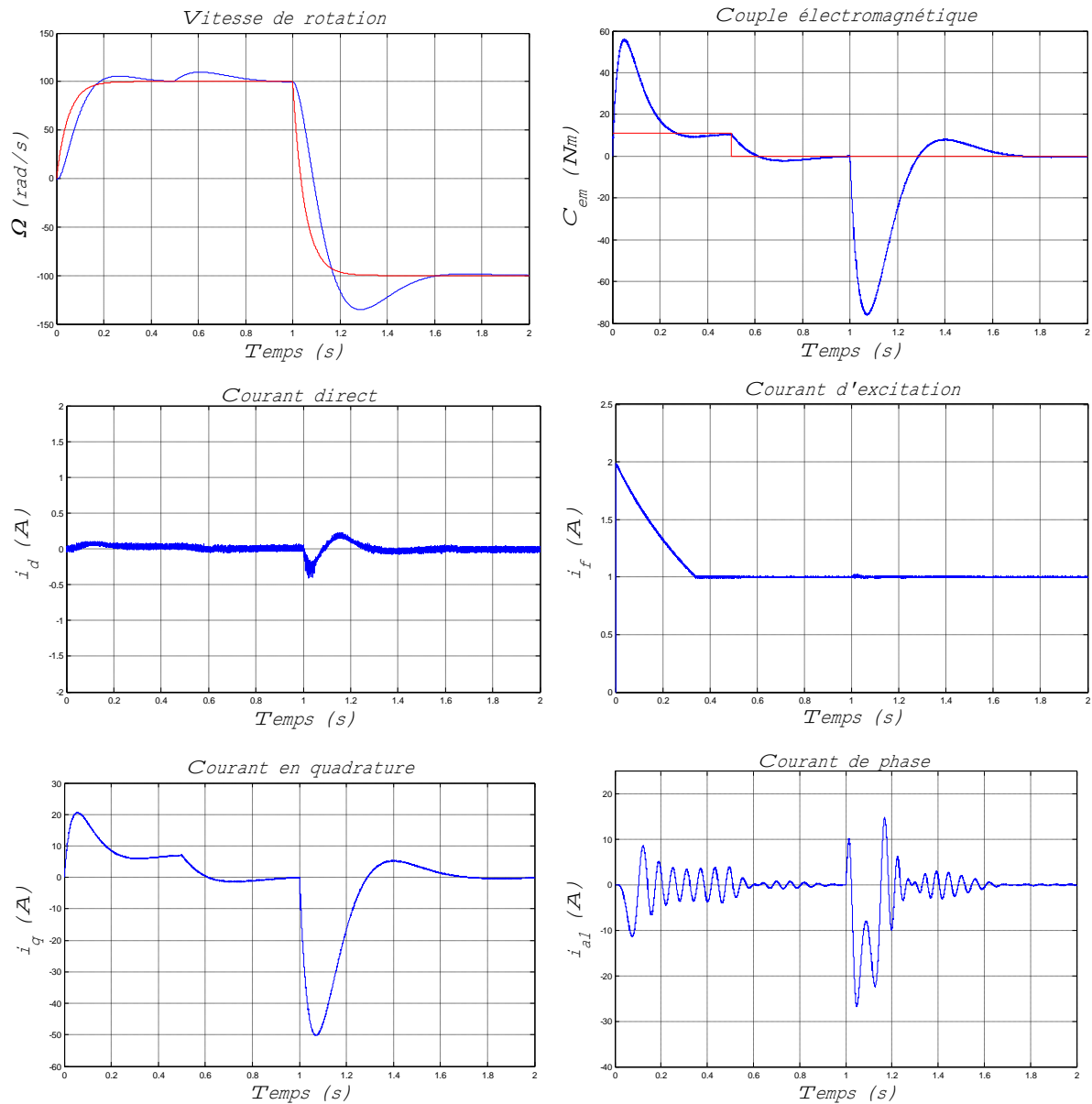


Figure (2.20.b) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence

II.7.2 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSDE alimentée en courant sont représentés dans les figures (2.20.a et 2.20.b).

La figure (2.20.a) représente le comportement de la machine synchrone à double étoile suite à une application d'un échelon de vitesse de 100 rd/s suivi d'une perturbation par un couple résistant de 11 Nm . Nous remarquons que La vitesse de rotation suit sa référence avec une légère variation au moment de l'application de la charge. Le couple électromagnétique présente un pic au démarrage puis suit le couple de charge. Le courant en quadrature est proportionnel au couple électromagnétique. Le courant direct est toujours nul. Le courant

d'excitation suivi sa référence et le courant de phase a une forme sinusoïdale et présente une augmentation de l'amplitude au démarrage ainsi que lors de l'application de charge.

Pour la figure (2.20.b) on remarque une faible chute de vitesse rejetée en suite par la commande. Le couple présente des pics au démarrage et à l'instant d'inversion du sens de rotation. Le courant en quadrature a la même forme que le couple électromagnétique. Le courant direct est nul en régime permanent tandis qu'il subit une variation lors de l'inversion du sens de vitesse.

II.8 Commande vectorielle d'une MSDE alimentée en courant : Deuxième structure

Le schéma de la figure (2.21) représente la deuxième structure de commande vectorielle de la MSDE alimentée en courant.

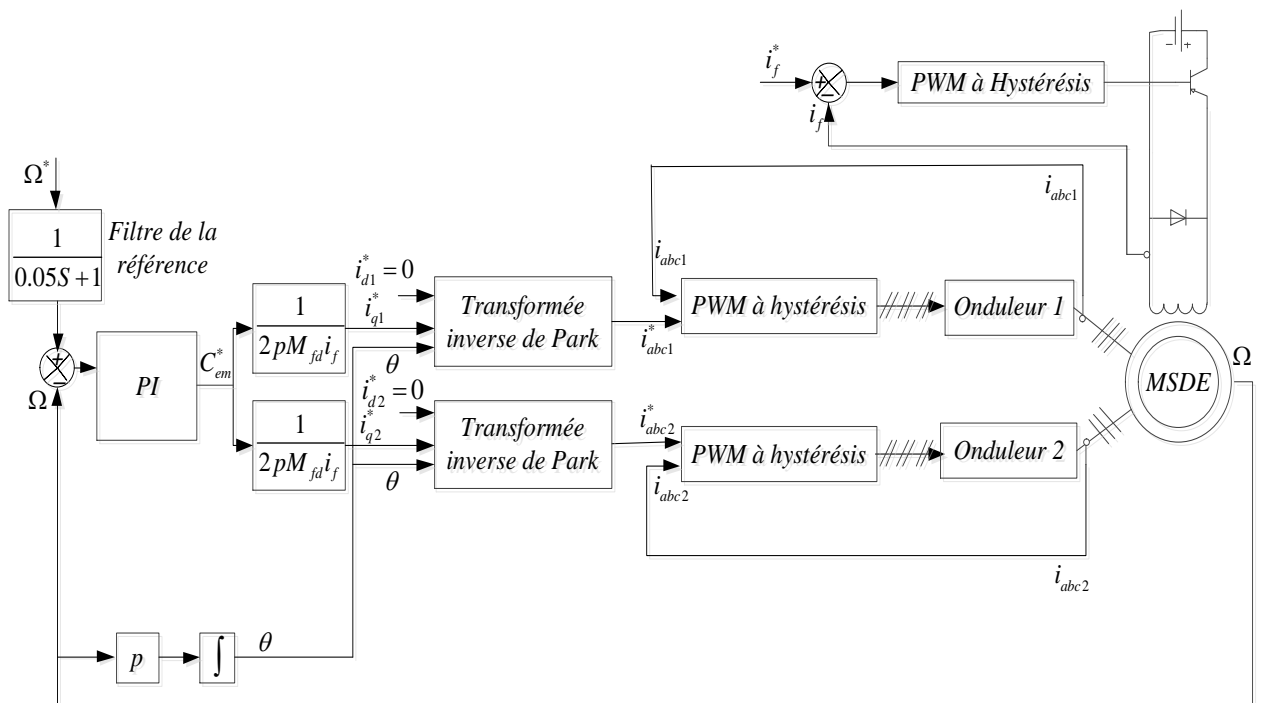


Figure (2.21) : Deuxième structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en courant

II.8.1 Résultats de simulation

Nous avons effectué la simulation de la structure de la commande vectorielle de la MSDE alimentée en courant dans les mêmes conditions que ceux du paragraphe précédent. Les résultats obtenus sont présentés aux figures (2.22.a et b).

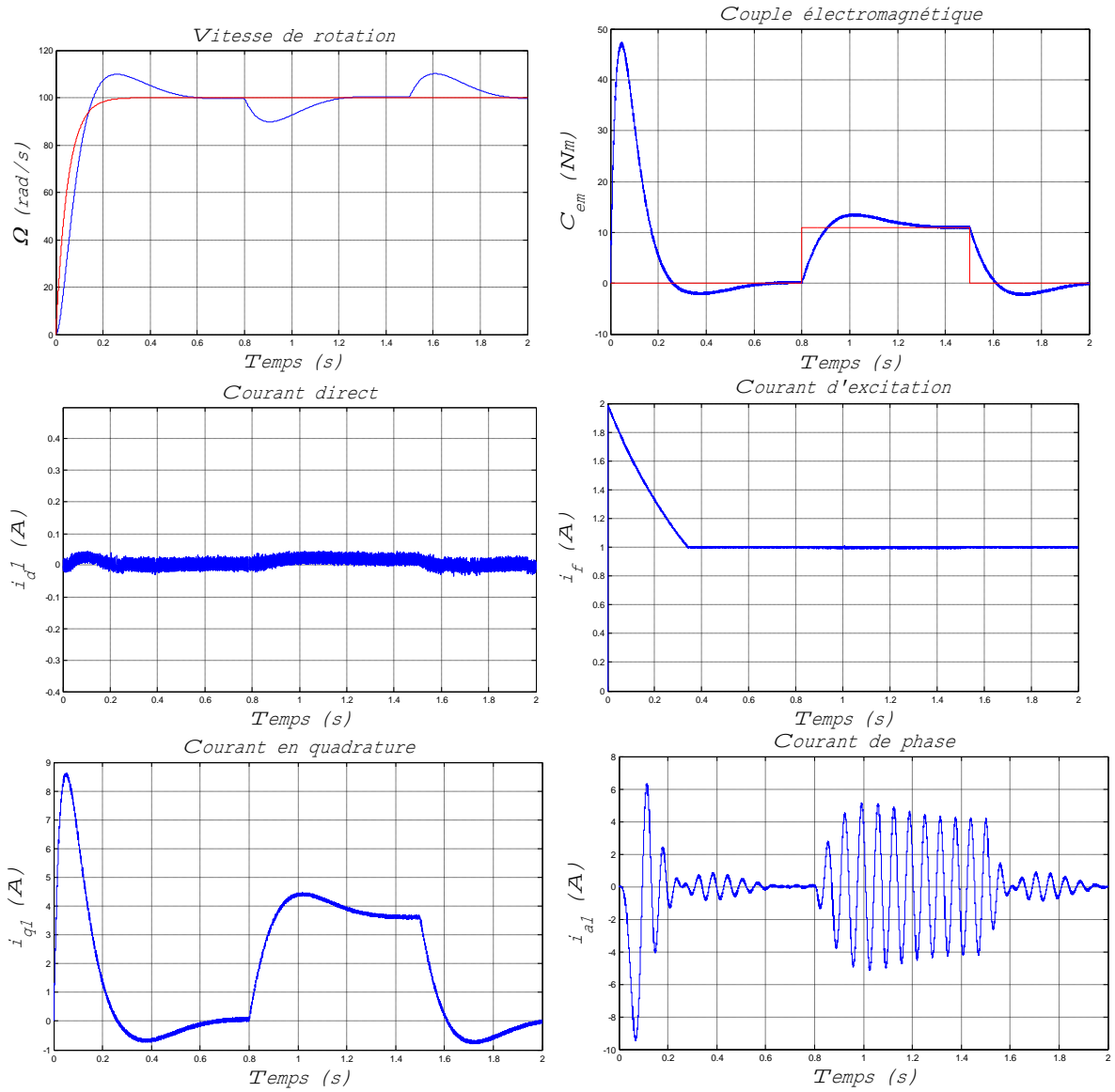


Figure (2.22.a) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la charge

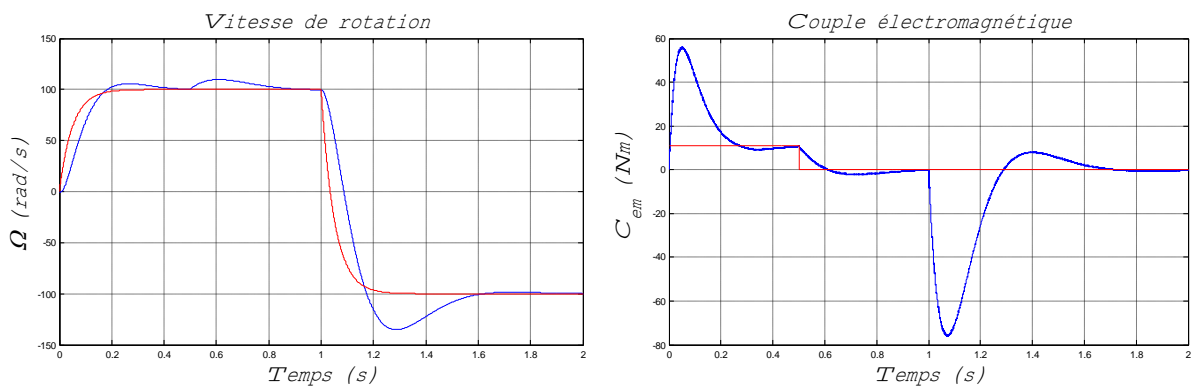


Figure (2.22.b) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence

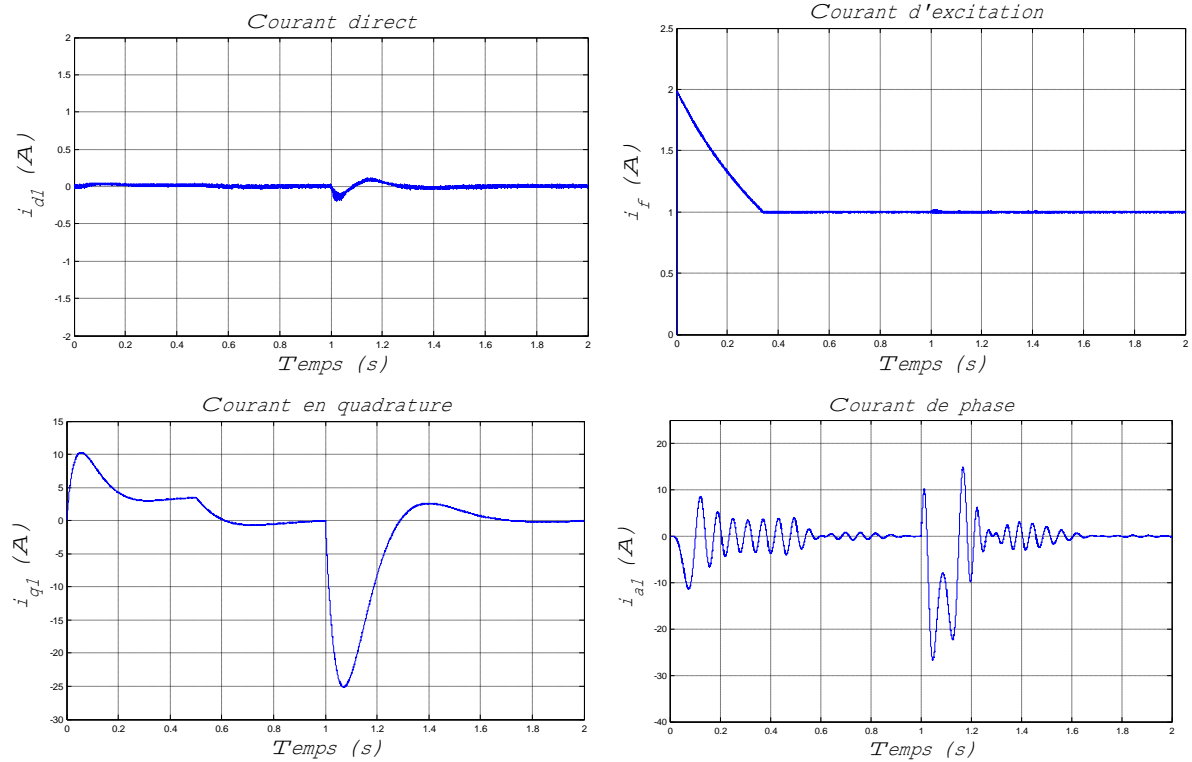


Figure (2.22.b)(suite) : Commande vectorielle de la MSDE avec variation de la vitesse de référence

II.8.2 Interprétations des résultats

Les résultats relatifs à la figure (2.22.a) sont obtenus pour une marche avec variation de la charge. La vitesse au moment de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence. Le couple électromagnétique présente un pic au démarrage puis se stabilise à la valeur du couple résistant. Le courant en quadrature prend une forme similaire à celle du couple électromagnétique. Le courant d'excitation présente un pic puis se stabilise à 1A et le courant direct a une légère variation lors de l'application de la charge. Le courant statorique présente une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

La figure (2.22.b) représente les résultats de simulation pour une vitesse variable. On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre. Le courant en quadrature est de même forme que le couple électromagnétique. Cette variation entraîne une variation importante du courant de phase rejetée par la suite.

II.9 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle de la MSDE. Cette commande est réalisée avec la stratégie i_d nul dont le but de rendre la commande de la MSDE similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Pour cela, deux méthodes de commande vectorielle sont appliquées selon que la machine est alimentée en tension ou en courant.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la machine est complètement découplée. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances mais possède des inconvénients relatifs au dépassement et au temps de réponse.

La commande vectorielle de la MSDE alimentée en tension présente des performances meilleures que celle présentées par la commande vectorielle à hystérésis en termes du temps de réponse, du rejet de perturbation du dépassement, et du temps de l'inversion de la vitesse.

L'inconvénient des algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI, est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Face à cet inconvénient, on propose une technique de réglage robuste basée sur le réglage par mode glissant, et qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3

Commande par mode glissant de la MSDE

III.1 Introduction

La commande à structure variable par régime glissant, apparue depuis le début des années 60, a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [10].

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement est devenue très intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente [10].

Dans ce contexte, on va présenter en première étape la théorie et le principe de fonctionnement de la commande par mode de glissement. Ensuite, nous nous intéressons à l'application de cette commande au réglage des courants et de vitesse de la MSDE.

III.2 Théorie de la commande par mode de glissement

La théorie des systèmes à structure variable (sliding mode) est une technique de commande non linéaire, caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants 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 commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre [3].

III.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [8] :

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

III.3.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$\dot{x} = A(x,t)x + B(x,t)U \quad (3.1)$$

Où $x \in R^n$ est le vecteur d'état, et $U \in R^m$ est le vecteur de commande.

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et l'objet visé.

Pour un système défini par l'équation (3.1), le vecteur de la surface est de même dimension que le vecteur de commande U .

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par [10] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (3.2)$$

Avec :

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence ($e(x) = x^* - x$).

λ : est une constante positive.

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

Pour $r = 1$ donc $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$ donc $S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$ donc $S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de 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 à pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r [3].

III.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système, dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement, sont deux conditions :

- **La condition directe de commutation**

C'est la première condition de convergence, elle est sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.3)$$

- **La fonction de Lyapunov**

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.4)$$

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.5)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.6)$$

Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantit la stabilité du système non linéaire.

III.3.3 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 vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants [10].

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte U_{eq} et l'autre stabilisante U_n .

$$U = U_{eq} + U_n \quad (3.7)$$

U_{eq} : Elle est obtenue avec la méthode de la commande équivalente. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface $\dot{S}(x)$ est nulle.

U_n : la commande discontinue, permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement [10].

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.8)$$

Par substitution nous obtenons :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x,t)x + B(x,t)U_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial t} B(x,t)U_n \quad (3.9)$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et le régime permanent, la dérivée et la partie discontinue U_n sont aussi nulles :

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ \dot{S}(x,t) = 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

L'expression de la commande équivalente peut donc être donnée par :

$$U_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial t} A(x,t)x \quad (3.11)$$

Durant le mode convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression, nous obtenons une nouvelle expression de $\dot{S}(x)$:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) U_n \quad (3.12)$$

On obtient :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) U_n < 0 \quad (3.13)$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de U_n soit opposé à celui de

$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)$ [7]. Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la

forme de type relais donnée par l'expression suivante :

$$U_n = k \text{sign}(S(x)) \quad (3.14)$$

Où : $\text{Sign}(S(x))$ est la fonction définie par :

$$\text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

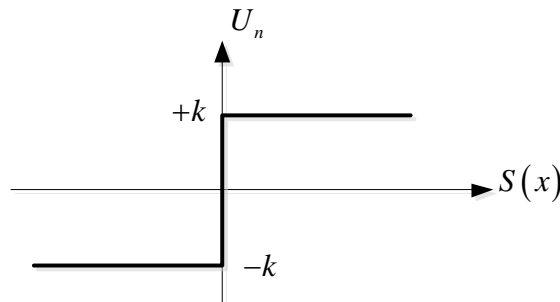


Figure (3.1) : Commande de type relais

L'utilisation de la fonction (Sign) signifie que la commande entre deux valeurs $\pm k$ avec une fréquence théoriquement infinie si le gain k est très petit. Le temps de réponse sera long si le gain k est très grand, dans le cas contraire le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître « Couramment appelées Chattering » sur les réponses en régime permanent.

III.4 Commande par mode de glissement d'une MSDE alimentée en tension : Première structure

La structure de la commande est représentée par la figure (3.2). La boucle interne assure le contrôle des courants tandis que la boucle externe permet le contrôle de la vitesse.

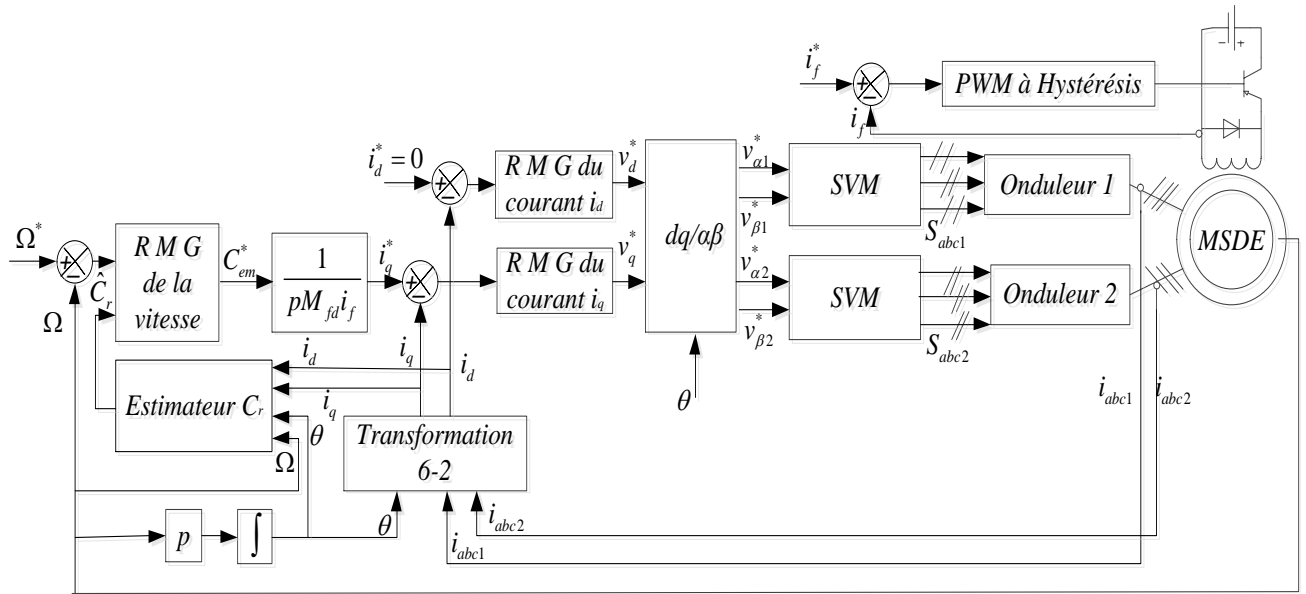


Figure (3.2) : Première structure de réglage par mode glissant de la MSDE alimentée en tension

III.4.1 Définition des surfaces de glissement

Dans ce cas, les surfaces de glissement seront choisies comme suit :

$$\begin{cases} S(1) = \Omega^* - \Omega \\ S(2) = i_d^* - i_d \\ S(3) = i_q^* - i_q \end{cases} \quad (3.16)$$

III.4.2 Contrôle de la vitesse

La surface de glissement $S(1)$ est de degré relatif égal à un sa dérivée sera donc :

$$\dot{S}(1) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (3.17)$$

Et d'après l'équation mécanique de la machine :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - f\Omega - C_r}{J} \quad (3.18)$$

La solution de $S(1) = 0$ et $\dot{S}(1) = 0$ donne la commande équivalente :

$$C_{emeq} = f\Omega + C_r \quad (3.19)$$

La condition de convergence $\dot{S}(1)S(1) < 0$ est satisfaite par le choix suivant :

$$C_{em} = k_{\Omega} \text{sign}(S(1)) \quad (3.20)$$

Donc l'expression du couple est comme suit :

$$C_{em}^* = C_{emeq} + C_{emn} \quad (3.21)$$

A partir de l'expression du couple électromagnétique, on trouve :

$$i_q^* = \frac{C_{em}^*}{pM_{fd}i_f^*} \quad (3.22)$$

III.4.3 Contrôle des courants

Les degrés relatifs des surfaces de glissement $S(2)$ et $S(3)$ sont égales à un. Leurs dérivées seront donc :

$$\begin{cases} \dot{S}(2) = \dot{i}_d^* - \dot{i}_d \\ \dot{S}(3) = \dot{i}_q^* - \dot{i}_q \end{cases} \quad (3.23)$$

En utilisant les équations :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + p\Omega L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \\ v_q = R_s i_q + p\Omega (L_d i_d + M_{fd} i_f) + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (3.24)$$

Durant le mode de glissement la surface $S(2)=0$ $\dot{S}(2)=0$ et $S(3)=0$ $\dot{S}(3)=0$. On trouve les lois de commande suivantes :

$$\begin{cases} v_{deq} = R_s i_d - p\Omega L_q i_q \\ v_{qeq} = R_s i_d - p\Omega (L_d i_d + M_{fd} i_f) + L_q \frac{di_q^*}{dt} \end{cases} \quad (3.25)$$

Les conditions $\dot{S}(2)S(2) < 0$ et $\dot{S}(3)S(3) < 0$ sont satisfaites par les choix suivants :

$$\begin{cases} v_{dn} = k_d \text{sign}(S(2)) \\ v_{qn} = k_q \text{sign}(S(3)) \end{cases} \quad (3.26)$$

Les tensions de références seront donc :

$$\begin{cases} v_d^* = v_{deq} + v_{dn} \\ v_q^* = v_{qeq} + v_{qn} \end{cases} \quad (3.27)$$

III.4.4 Estimation du couple résistant

Les estimateurs connus depuis longtemps, s'appuient sur la duplication du modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. En effet, à partir des équations d'état de la machine synchrone à double étoile, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer le couple de charge. La technique utilisée pour estimer le couple électromagnétique est basée sur la mesure des courants d'alimentation de la machine [14]. A partir des équations du modèle d'état, le couple résistant peut estimer par :

$$\hat{C}_r = \hat{C}_{em} - j\dot{\Omega} - f\Omega \quad (3.28)$$

Le couple électromagnétique est estimé en fonction des courants mesurés comme suit :

$$\hat{C}_{em} = p(L_d i_d i_q + L_q i_q i_d + M_{fd} i_f i_q) \quad (3.29)$$

L'estimation du couple résistant est représentée par la figure (3.3) :

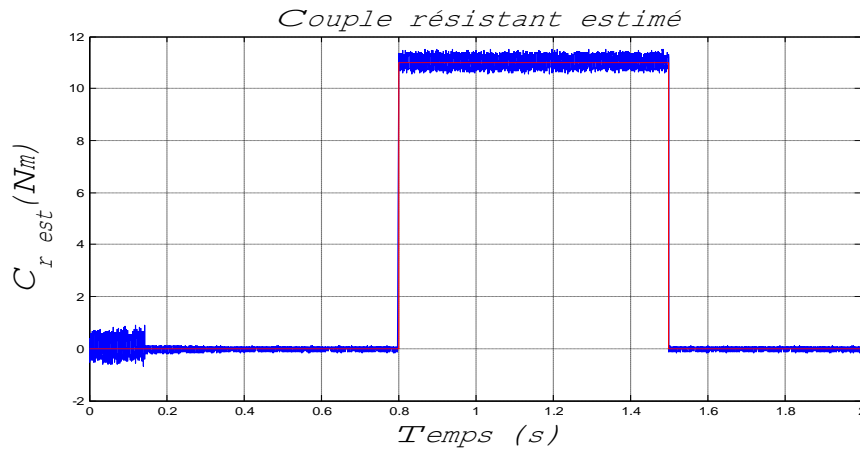


Figure (3.3) : Estimateur du couple résistant

III.4.5 Résultats de simulation

Nous avons effectué la simulation de la structure de réglage par mode de glissement en utilisant les paramètres suivants ($k_{\Omega} = 20, k_d = k_q = 1500$). Les résultats obtenus sont présentés aux figures (3.4.a et b) :

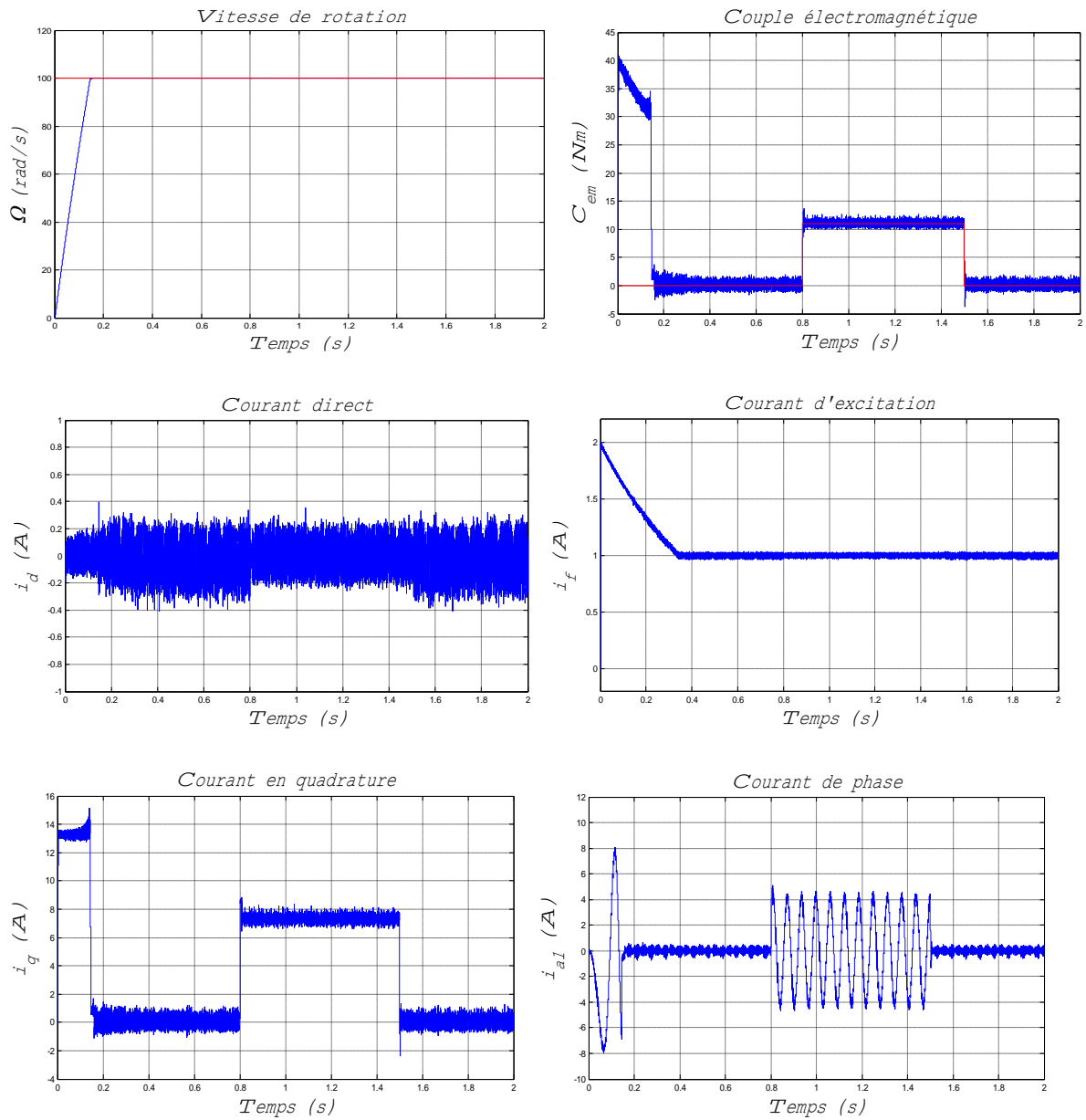


Figure (3.4.a) : Commande par modes glissants de la MSDE avec variation de la charge

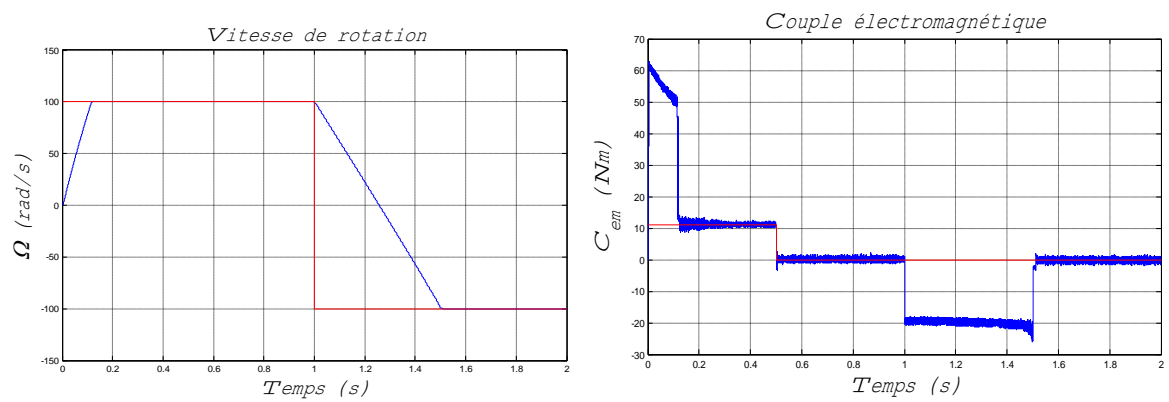


Figure (3.4.b) : Commande par modes glissants de la MSDE avec inversion du sens de rotation

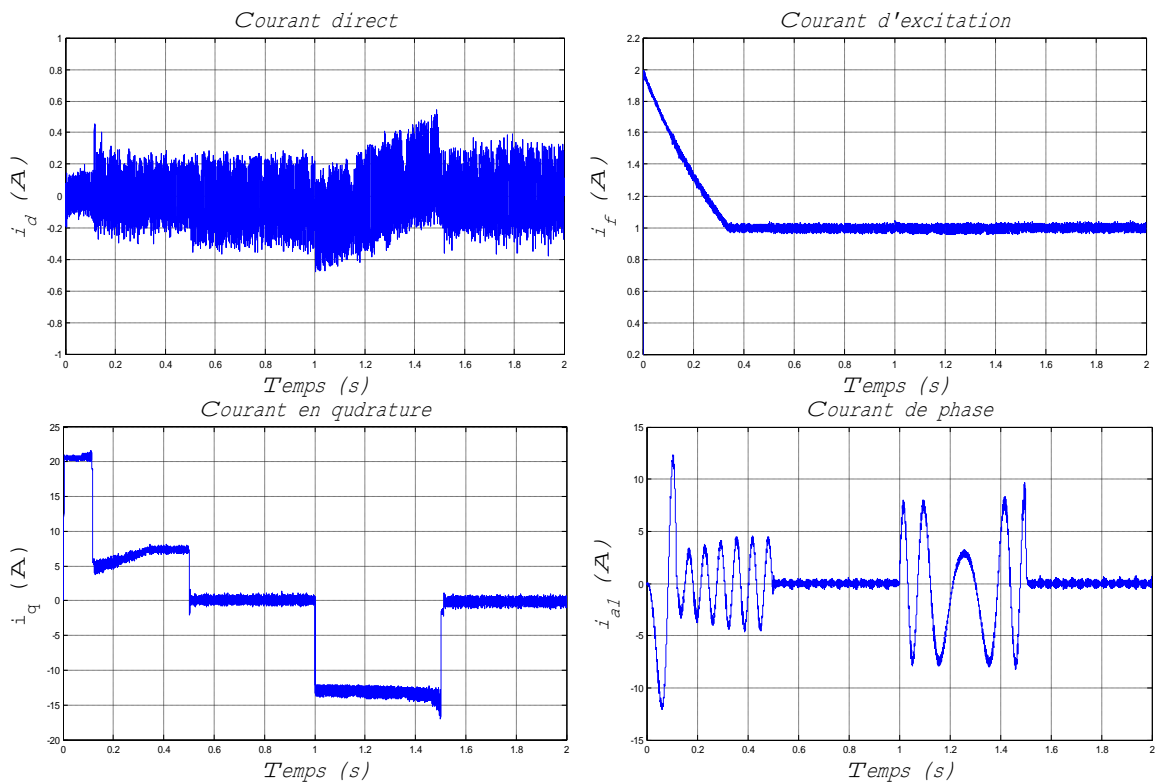


Figure (3.4.b)(suite) : Commande par modes glissants de la MSDE avec inversion du sens de rotation

III.4.6 Interprétations des résultats de simulation

Les résultats de la figure (3.4.a), montrent que pour une charge variable, la réponse en vitesse est rapide par rapport un régulateur classique de type *PI*, sans dépassement ni erreur statique. Le couple subit un dépassement à chaque variation de la charge puis il rejoint sa valeur finale. L'allure du courant en quadrature est similaire à celle du couple électromagnétique. On remarque aussi un fort appel des courants statoriques à fin de produire le couple électromagnétique nécessaire.

Dans les résultats de la figure (3.4.b), nous remarquons que le couple suit la variation du couple résistance et à l'instant d'inversion du sens de rotation il diminue jusqu'à (-20 Nm) puis rejoint à sa valeur final. L'allure du courant i_q est proportionnelle au couple électromagnétique. Le courant de phase subit des variations lors de l'application de la charge et lors de l'inversion du sens de rotation.

III.5 Commande par mode de glissement de la MSDE alimentée en tension : Deuxième structure

La figure (3.5) représente la commande par mode de glissement de la machine synchrone à double étoile alimentée en tension.

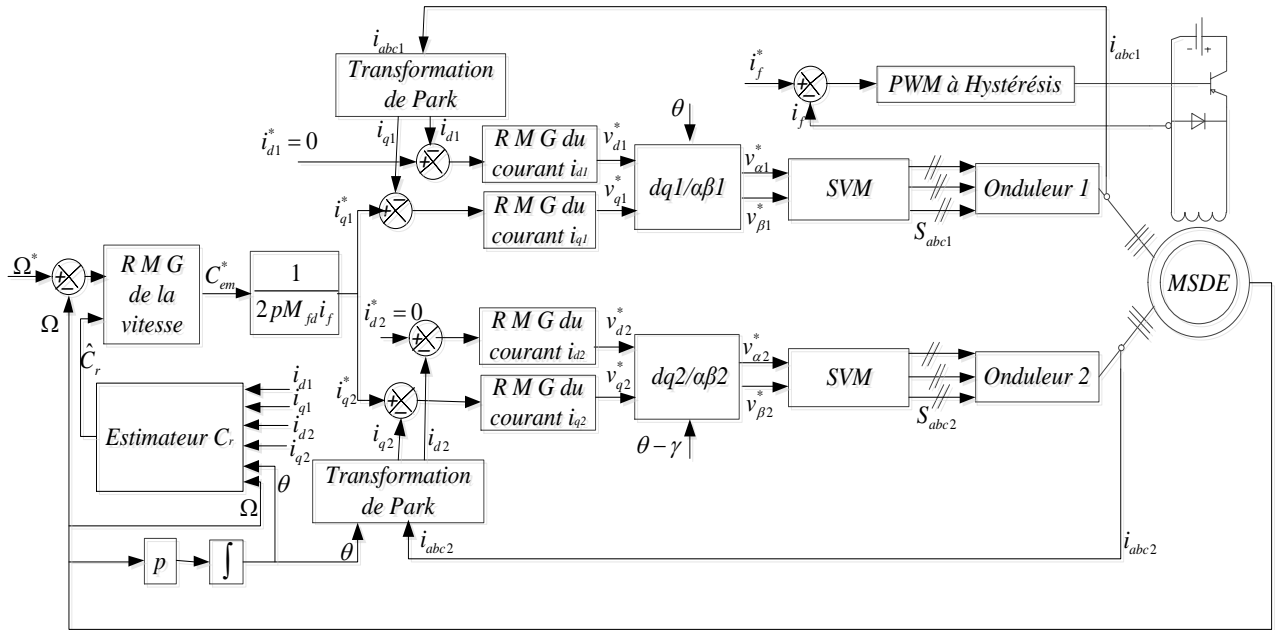


Figure (3.5) : Deuxième structure de réglage par mode glissant de la MSDE alimentée en tension

III.5.1 Définition des surfaces de glissement

Les surfaces de glissement sont comme suit :

$$\begin{cases} S(1) = \Omega^* - \Omega \\ S(2) = i_{d1}^* - i_{d1} \\ S(3) = i_{d2}^* - i_{d2} \\ S(4) = i_{q1}^* - i_{q1} \\ S(5) = i_{q2}^* - i_{q2} \end{cases} \quad (3.30)$$

III.5.2 Contrôle de la vitesse

La synthèse de régulateur de vitesse est identique à celle présentée pour la première structure.

Les courants i_{q1}^* et i_{q2}^* sont calculés par la relation suivante :

$$i_{q1,2}^* = \frac{C_{em}^*}{2pM_{fd}i_f^*} \quad (3.31)$$

III.5.3 Contrôle des courants i_{d1} et i_{d2}

Les dérivées des surfaces de glissement $S(2)$ et $S(3)$ sont :

$$\begin{cases} \dot{S}(2) = \dot{i}_{d1}^* - \dot{i}_{d1} \\ \dot{S}(3) = \dot{i}_{d2}^* - \dot{i}_{d2} \end{cases} \quad (3.32)$$

Nous obtenons les lois de commande équivalentes suivantes :

$$\begin{cases} v_{d1eq} = R_s i_{d1} - p\Omega(L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) \\ v_{d2eq} = R_s i_{d2} - p\Omega(L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) \end{cases} \quad (3.33)$$

Afin de satisfaire la condition $\dot{S}(2)S(2) < 0$ et $\dot{S}(3)S(3) < 0$ nous avons choisi les lois attractivité suivantes :

$$\begin{cases} v_{d1n} = k_d \text{sign}(S(2)) \\ v_{d2n} = k_d \text{sign}(S(3)) \end{cases} \quad (3.34)$$

Pour le contrôle complet de i_{d1} et i_{d2} les tensions de références sont :

$$\begin{cases} v_{d1}^* = v_{d1eq} + v_{d1n} \\ v_{d2}^* = v_{d2eq} + v_{d2n} \end{cases} \quad (3.35)$$

III.5.4 Contrôle des courants i_{q1} et i_{q2}

Les dérivées des surfaces de glissement $S(4)$ et $S(5)$ sont :

$$\begin{cases} \dot{S}(4) = i_{q1}^* - \dot{i}_{q1} \\ \dot{S}(5) = i_{q2}^* - \dot{i}_{q2} \end{cases}$$

Nous obtenons les lois de commande équivalentes suivantes :

$$\begin{cases} v_{q1eq} = R_s i_{q1}^* - p\Omega(L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) \\ v_{q2eq} = R_s i_{q2}^* + p\Omega(L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f) \end{cases} \quad (3.36)$$

Afin de satisfaire la condition $\dot{S}(4)S(4) < 0$ et $\dot{S}(5)S(5) < 0$ nous avons choisi les lois attractivité suivantes :

$$\begin{cases} v_{q1n} = k_q \text{sign}(S(4)) \\ v_{q2n} = k_q \text{sign}(S(5)) \end{cases} \quad (3.37)$$

Les tensions de références sont :

$$\begin{cases} v_{q1}^* = v_{q1eq} + v_{q1n} \\ v_{q2}^* = v_{q2eq} + v_{q2n} \end{cases} \quad (3.38)$$

III.5.5 Estimation du couple résistant

L'estimateur du couple résistant est basé sur l'équation mécanique suivante :

$$\hat{C}_r = \hat{C}_{em} - j\dot{\Omega} - f\Omega \quad (3.39)$$

Le couple électromagnétique est estimé en fonction des courants mesurés comme suit :

$$\hat{C}_{em} = p \left((L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) i_{q1} + (L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) i_{d1} + (L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f) i_{q2} + (L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) i_{d2} \right) \quad (3.40)$$

III.5.6 Résultats de simulation

Les simulations sont effectués en utilisant les gains ($k_\Omega = 5.15, k_d = k_q = 780$). Les résultats de simulation sont illustrés par les figures (3.6.a et b) :

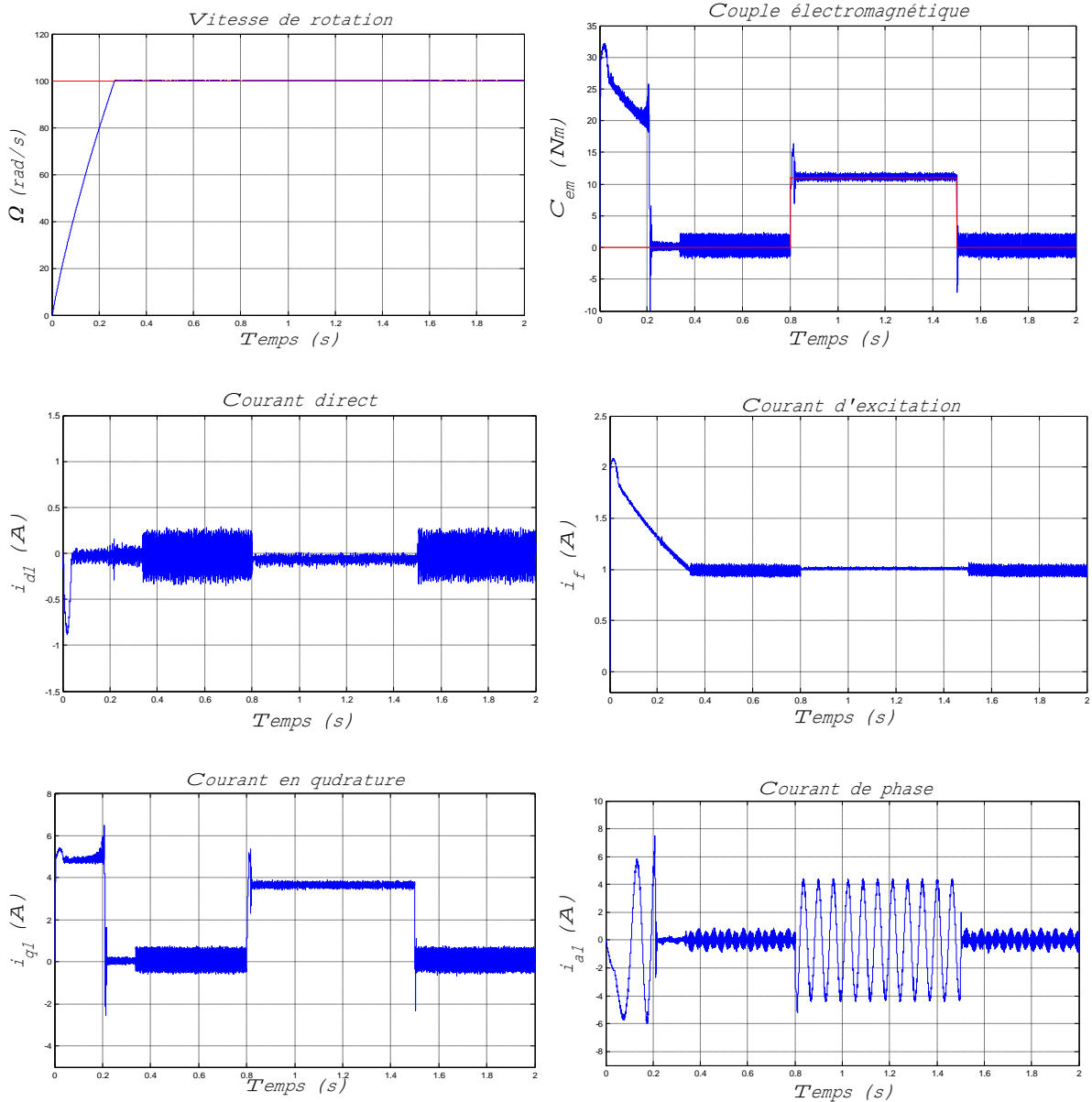


Figure (3.6.a) : Commande par mode glissant de la MSDE avec variation de la charge

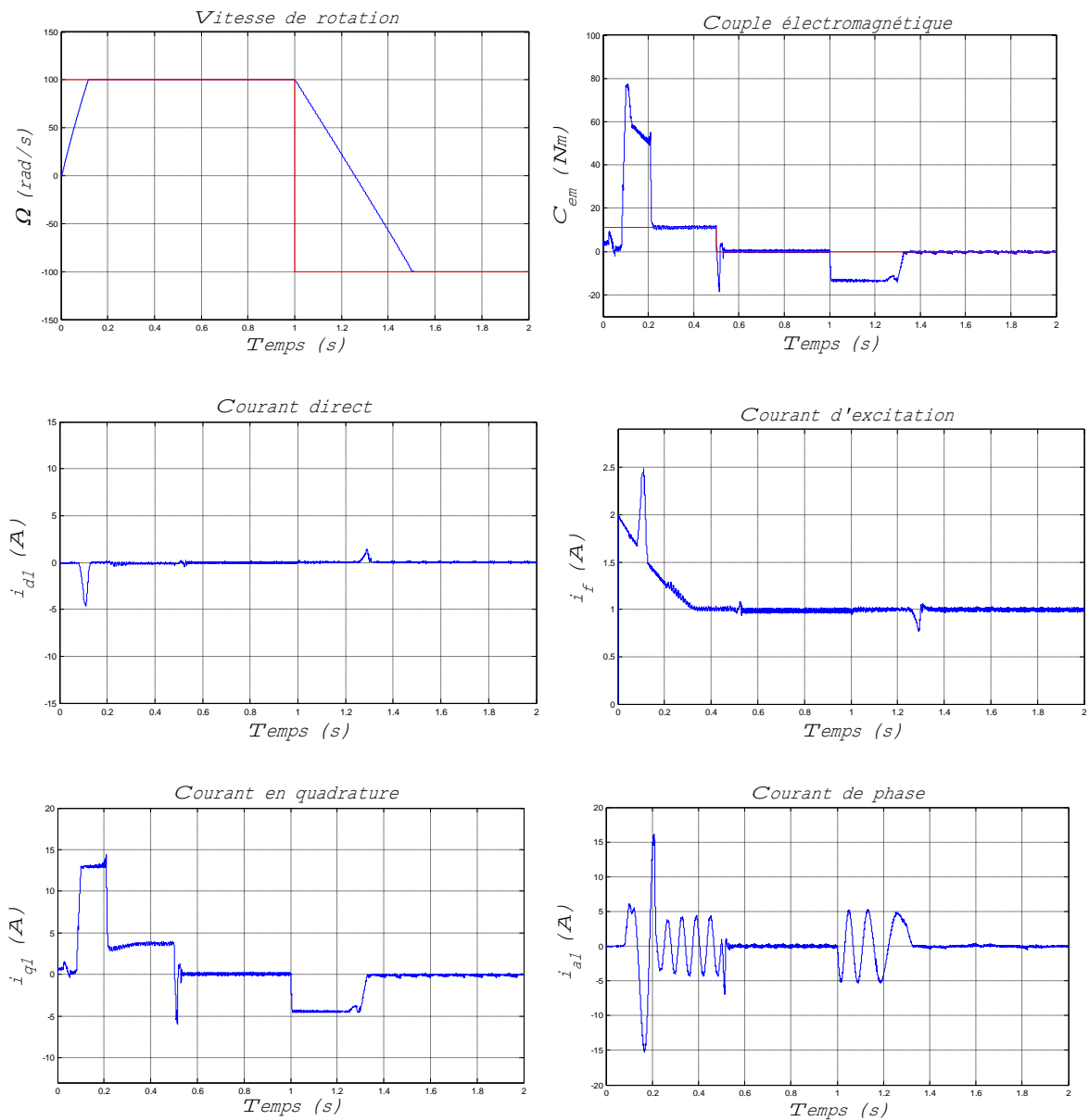


Figure (3.6.b) : Commande par mode glissant de la MSDE avec inversion du sens de rotation

III.5.7 Interprétations des résultats

La figure (3.6.a) représente l'évolution des caractéristiques de la MSDE avec application d'une charge ($C_r = 11Nm$) entre 0.8 et 1.5 s. La vitesse augmente linéairement en fonction du temps. On constate qu'une erreur est provoquée par la perturbation de la charge cette erreur est compensée instantanément. Le courant direct présente des petits pics au démarrage puis s'annule, alors que le courant en quadrature évolue d'une façon identique à celle du couple électromagnétique. Le courant de phase prend une forme sinusoïdale avec une augmentation de son amplitude durant l'intervalle de l'application de la charge.

Le deuxième test illustré par la figure (3.6.b) consiste à inverser la vitesse de rotation de 100 à -100 rad/s à l'instant $t = 1s$ avec un démarrage en charge. On constate que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (0.1s). L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif

égale à (-25Nm) . Le courant direct présente un pic important puis s'annule. L'inversion de la vitesse engendre, une augmentation au niveau du courant statorique i_{d1} , tout en gardant une forme sinusoïdale.

III.6 Commande par mode de glissement de la MSDE alimentée en courant : Première structure

Le schéma de la figure (3.7) représente la première structure de la commande par mode glissant de la MSDE alimentée en courant.

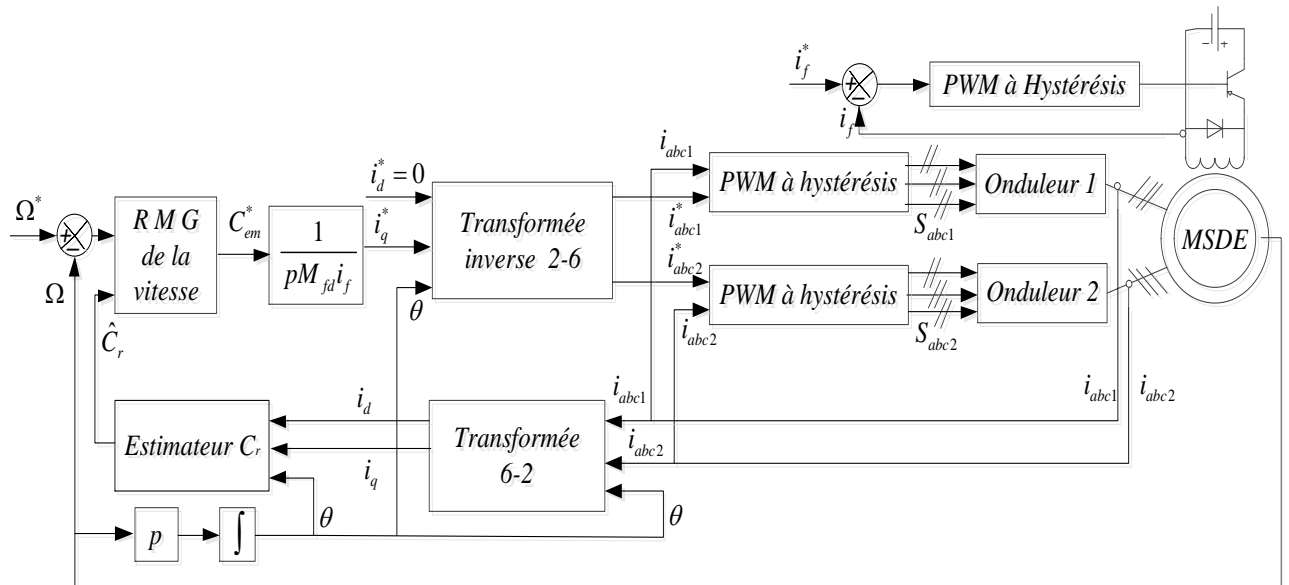


Figure (3.7) : Première structure de réglage par mode glissant de la MSDE alimentée en courant

III.6.1 Résultats de simulation

Les performances du fonctionnement de la commande sont examinées par deux tests. Le premier test concerne l'application d'un couple de charge entre les instants $t=0.8\text{s}$ et $t=1.5\text{s}$, et le deuxième test concerne le démarrage en charge suivi d'une inversion du sens de rotation. Les résultats de simulation sont représentés par les deux figures (3.8.a et b).

Le gain du régulateur de vitesse est fixé à $k_{\Omega} = 6..$

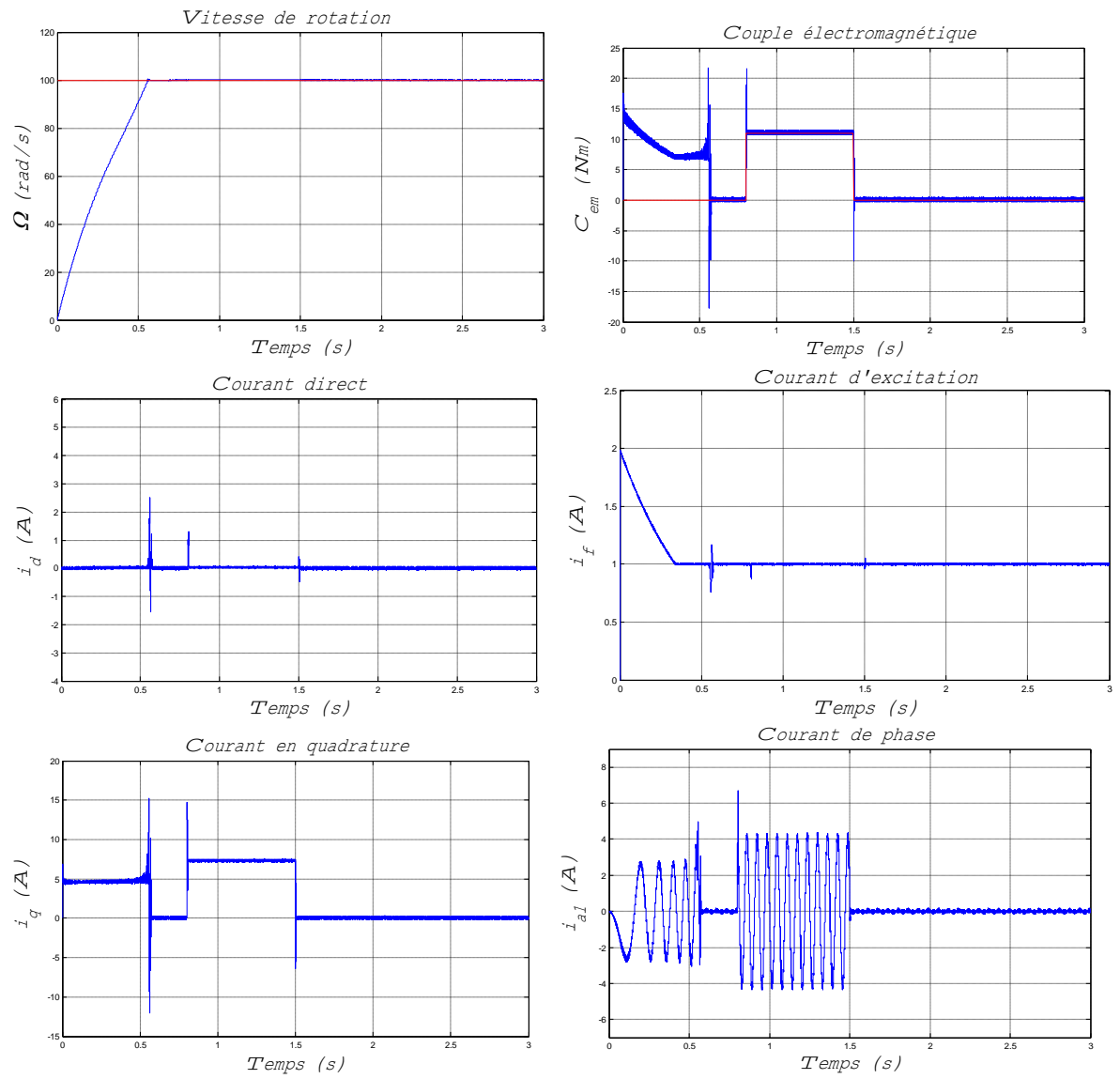


Figure (3.8.a) : Commande par mode glissant de la MSDE avec variation de la charge

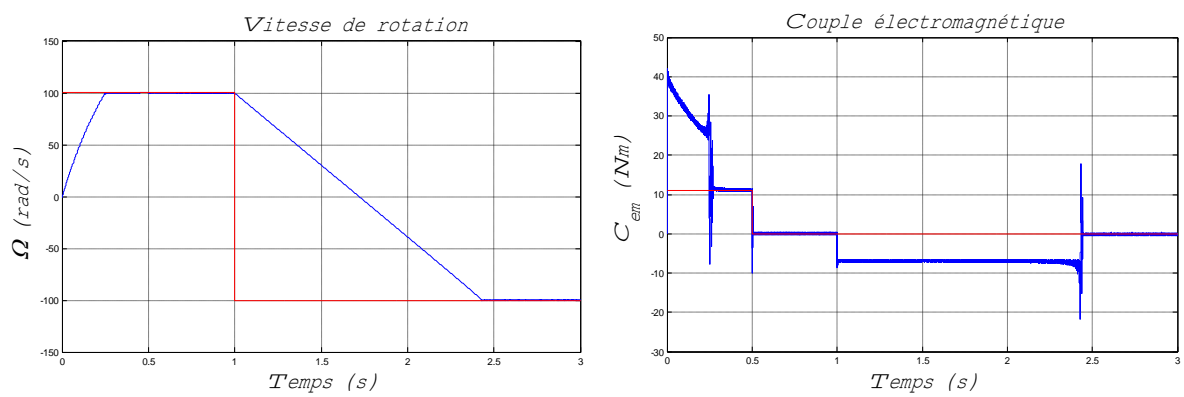


Figure (3.8.b) : Commande par mode glissant de la MSDE avec inversion du sens de rotation

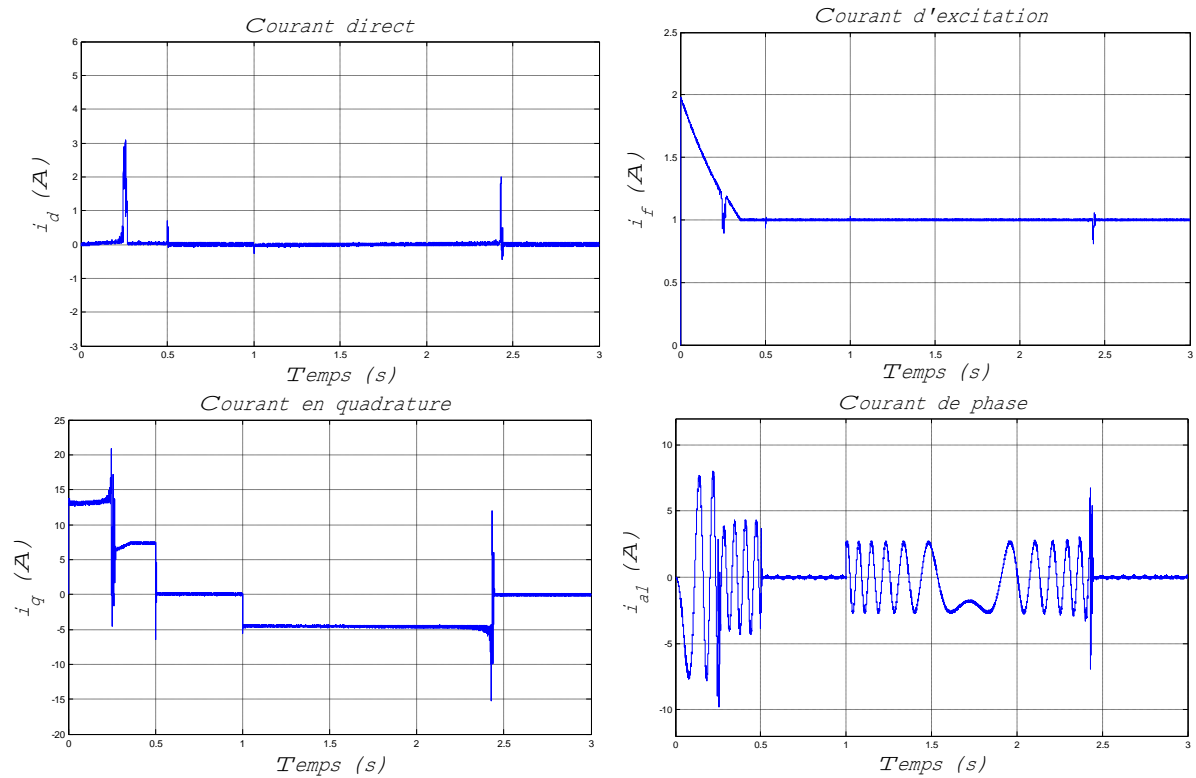


Figure (3.8.b)(suite) : Commande par mode glissant de la MSDE avec inversion du sens de rotation

III.6.2 Interprétations des résultats

On remarque que la vitesse s'établit à sa de référence avec une bonne dynamique et sans erreur statique. A l'instant où l'on applique le couple de charge, les valeurs du couple et du courant en quadrature augmentent. Le courant direct et le courant d'excitation présentent des pics aux moments de variation du couple de charge. On remarque aussi que le courant de phase réagit à l'augmentation lors de l'application d'un couple résistant.

Dans la figure (3.8.b) la réponse en vitesse est lente lors l'inversion du sens de rotation. Le courant i_q et le couple ont toujours la même allure. Le courant i_d est maintenu nul avec des pics importants en régime transitoire. Le courant de phase a une forme sinusoïdale sa valeur augmente lors du démarre en charge ainsi que lors de l'inversion du sens de rotation.

III.7 Commande par mode de glissement de la MSDE alimentée en courant : Deuxième structure

Le schéma de figure (3.9) présente la structure de commande par mode glissant d'une MSDE alimentée en courant. Les différents blocs sont déjà identifiés dans les paragraphes précédentes. La simulation de cette structure conduit aux résultats des figures (3.10.a et b).

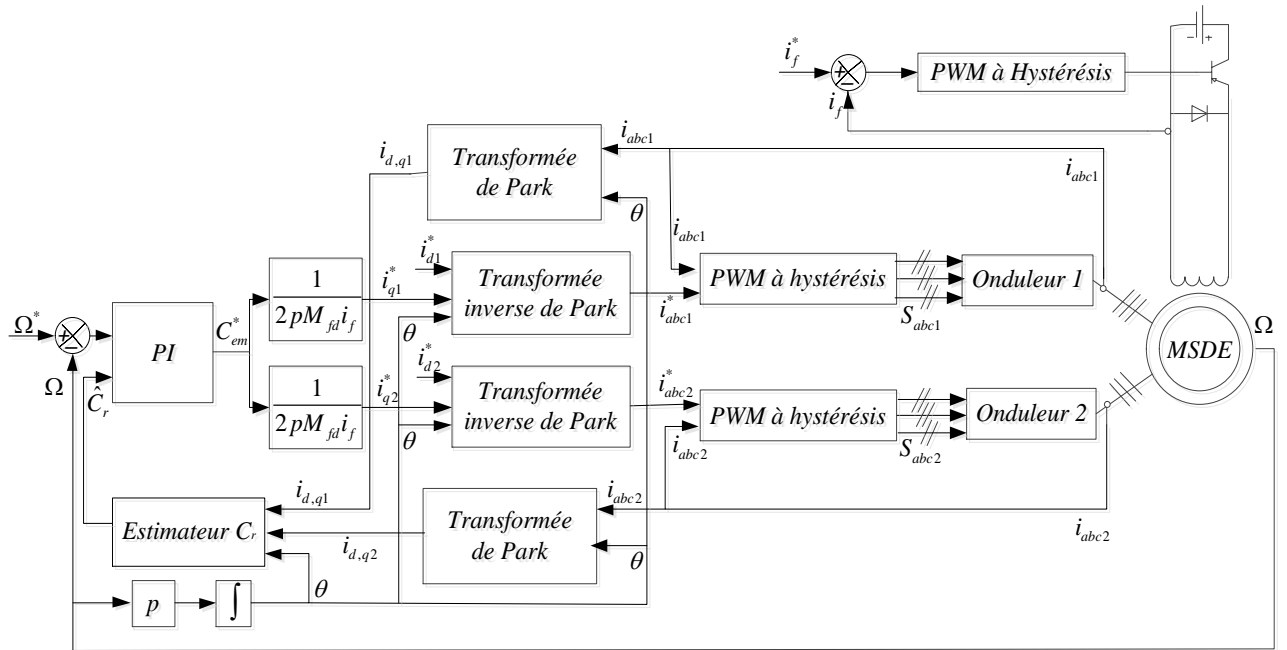


Figure (3.9) : Deuxième structure de réglage par mode glissant de la MSDE alimentée en courant

III.7.1 Résultats de simulation

La figure (3.10.a) présente l'évolution des grandeurs régulées pour une vitesse de référence de 100 rad/s et avec une charge $C_r = 11Nm$, appliquée entre les instants $t = 0.8s$ et $t = 1.5s$.

La figure (3.10.b) représente les résultats de simulation pour le test de variation de vitesse avec un démarrage en charge. La MSDE est accélérée de l'arrêt à la vitesse de 100 rad/s, puis on inverse le sens de rotation du rotor avec une vitesse de -100 rad/s.

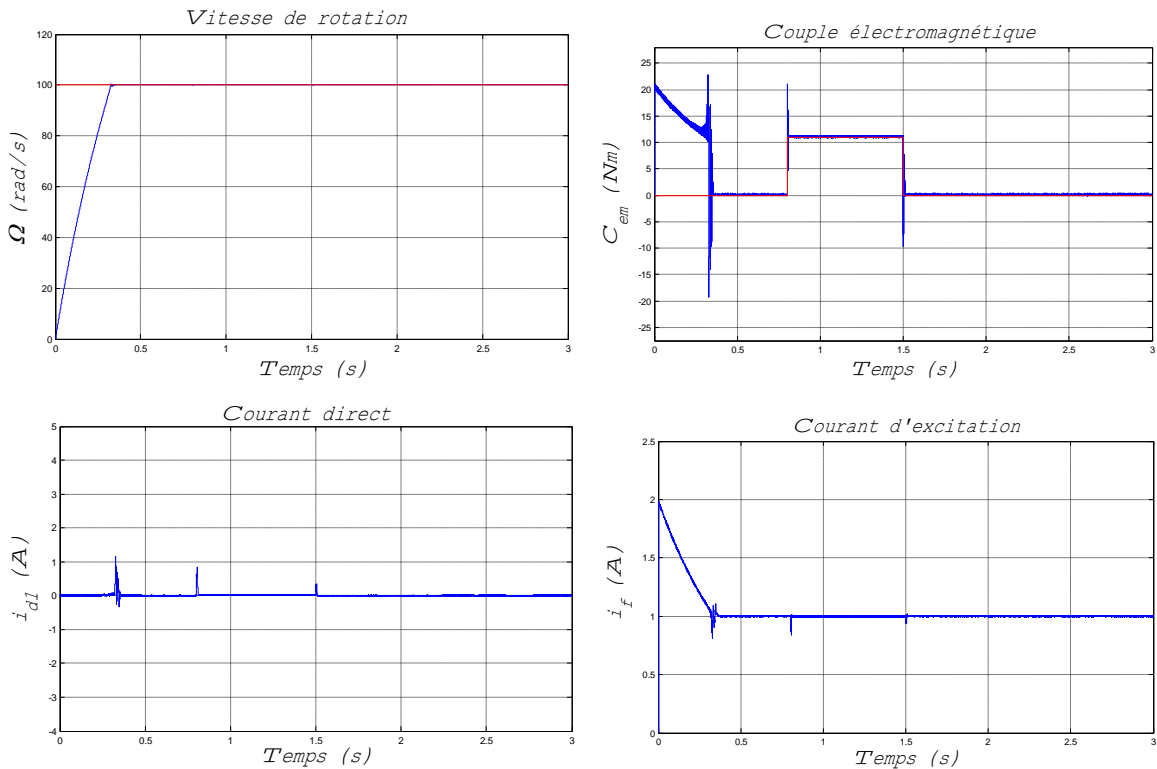


Figure (3.10.a) : Commande par mode glissant de la MSDE avec variation de la charge

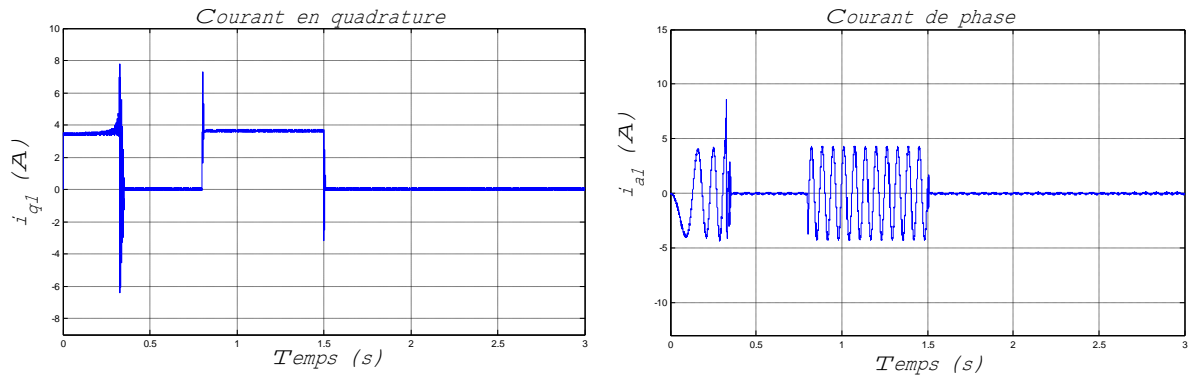


Figure (3.10.a)(suite) : Commande par mode glissant de la MSDE avec variation de la charge

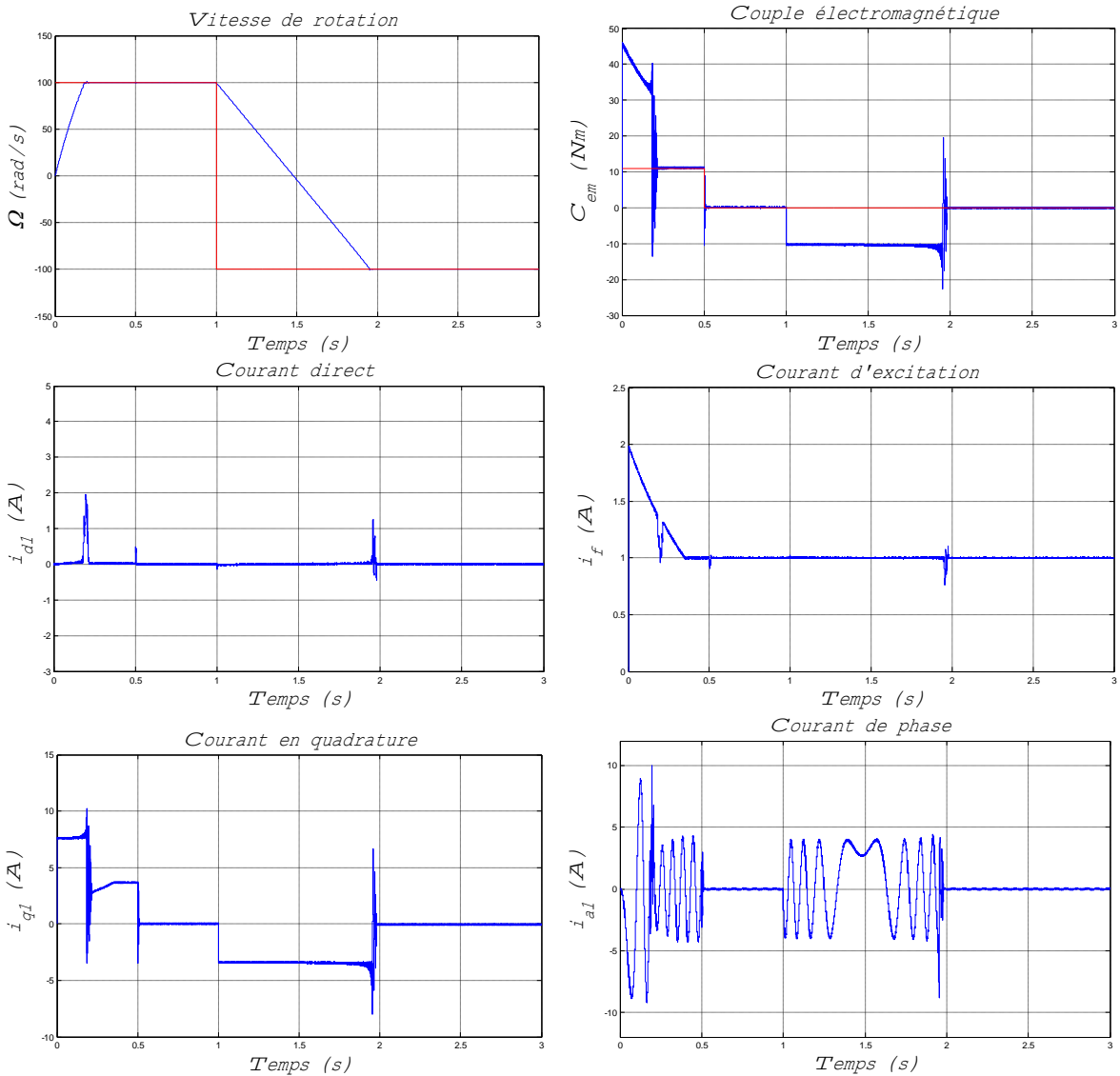


Figure (3.10.b) : Commande par mode glissant de la MSDE avec inversion du sens de rotation

III.7.2 Interprétations des résultats

En analysant les résultats obtenus dans les figures (3.10.a) et (3.10.b), on remarque que l'application d'un couple de charge à $t = 0.8s$, n'influe pas sur la vitesse de rotation. Nous

remarquons que le courant en quadrature est toujours proportionnel au couple électromagnétique.

On remarque que la réponse en vitesse de la figure (3.10.b) est rapide et suit sa consigne. Le couple prend une valeur maximale au démarrage égale à 45 Nm puis il suit le couple résistant. Lors de l'inversion du sens de vitesse, le couple prend une valeur de -12 Nm puis s'annule, et l'allure du courant i_q est toujours proportionnelle au couple. Le courant direct est toujours nul et présente des pics aux régimes transitoires. Le courant de phase prend la forme sinusoïdale avec une augmentation au moment de l'inversion de vitesse.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à double étoile. Après une présentation de la théorie du mode de glissement, nous avons proposé, dans la première partie de ce chapitre, la commande par mode glissant de la MSDE alimentée en tension puis la commande par mode glissant de la MSDE alimentée en courant.

L'emploi d'un régulateur par mode glissant donne des résultats efficaces. La réponse en vitesse a été rapide, sans dépassement ni erreur statique. En outre nous avons remarqué que la structure de réglage donne de meilleures performances au point de vue rejet des perturbations et une sensibilité envers la variation du sens de rotation.

Conclusion générale

Dans le cadre d'étude des variateurs multiphases, nous avons fixé comme objectif principal la commande par mode glissant de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension.

Le premier chapitre a été consacré à la modélisation de la machine synchrone à double étoile. Dans la première partie, le modèle de la machine synchrone à double étoile est établi sur la base des équations différentielles décrites dans le référentiel de Park, puis nous avons présenté une méthodologie de calcul, permettant de modéliser la machine synchrone à double étoile, basée sur les outils du formalisme matriciel. Le calcul de la matrice inductance diagonalisée permet de donner directement le modèle découplé final de la machine. Il en ressort que la machine réelle peut être décomposée en une machine principale $(\alpha\beta)$, équivalente au modèle

de Concordia de la machine synchrone triphasée et générant le couple électromagnétique, et une machine secondaire ($z_1 z_2 z_3 z_4$) constitué de composantes non séquentielles, ne générant pas de couple mais responsables de pertes Joule et de déformation des courants de phase.

Dans le deuxième chapitre, nous avons dans un premier temps, alimenté la MSDE par deux onduleurs triphasés commandés par deux stratégies différentes. La stratégie de commande par hystérésis est la commande la plus simple. Cette stratégie dépend fortement de la valeur d'hystérèse à fin de minimiser les pertes par commutation des interrupteurs. Pour la deuxième stratégie nous avons présenté la stratégie SVM. Cette technique est beaucoup plus sollicitée dans le domaine de la commande; ses effets sur les ondulations du courant et couple sont remarquables. Elle permet de déterminer les séquences d'allumage et extinction des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées sur la machine.

Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur MSDE, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande par orientation du flux qui permet de commander la machine synchrone à double étoile d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel. Cette méthode a été développée pour un réglage classique de vitesse. Les résultats obtenus ont montré le maintien de découplage et le bon suivi des grandeurs de références avec un petit dépassement au niveau de la vitesse. Cependant, cette méthode est sensible à la variation de la charge.

La commande vectorielle de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer la robustesse de la commande vectorielle, on a proposé une autre technique de réglage basée sur le mode glissant.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à double étoile. Après une présentation de la théorie du mode de glissement, nous avons proposé, dans la première partie de ce chapitre, une structure de commande dont la boucle interne assure le contrôle du courant en quadrature et la boucle externe permet le contrôle de la vitesse.

Après avoir déterminé le courant direct de référence qui permet d'obtenir pour un couple de charge donné un courant de phase minimale et déterminer le courant en quadrature de référence à partir de la dérivée de la fonction de commutation de la vitesse, les courants sont comparés à leurs consignes pour former les fonctions de commutation des courants directs et les courants en quadratures. À partir des dérivées par rapport au temps de ces fonctions de commutation, nous avons déduit le vecteur tension complet qu'on doit appliquer à la machine. Ce dernier est composé de deux termes, le premier représente le vecteur "tension équivalente" valable sur la surface de glissement, tandis que le deuxième terme représente le vecteur "tension d'attractivité" valable en dehors de la surface de glissement.

La commande par mode de glissement présente un excellent comportement des grandeurs de sorties de la machine vis-à-vis des différentes perturbations (application d'une charge constante et inversement du sens de rotation).

L'apport principal de ce travail réside dans la commande par mode glissement de la machine synchrone à double étoile. Les résultats obtenus avec la commande par mode de glissement ont été comparés avec ceux obtenus avec la commande par des régulateurs type intégral proportionnel, on constate que la commande par un régulateur PI, malgré qu'elle garantie des comportements tout à fait acceptables dans la plupart des perturbations, elle présente l'inconvénient d'une matrice de découplage relativement importante.

Cependant, des améliorations à notre travail peuvent être apportées dans la future, on suggère pour cela d'utiliser des régulateurs par mode glissant d'ordre supérieur ou des régulateurs par backstepping.

Annexe

Les paramètres de la machine synchrone à double étoile sont :

Tension nominale	$v_n = 230V$
Résistance d'une phase statorique	$R_s = 2.35\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 30.3\Omega$
Les inductances sur l'axe d	$L_d = 0.1961H; M_d = 0.185H$
Les inductances sur l'axe q	$L_q = 0.1105H; M_q = 0.1005H$
Inductance rotorique	$L_f = 15H$
Mutuelle inductance (stator-rotor)	$M_{fd} = 1.518H$
Courant d'excitation	$i_f = 1A$
Moment d'inertie	$J = 0.05kg\ m^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.001Ns / rad$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$
Déphasage entre deux les étoiles	$\gamma = 30^\circ$

Bibliographie

- [1] BOUDANA Djamel, “Commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux” Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2009, Alger.
- [2] NEDJAR Boumedyen et BOUCENNA Said, “Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile”, Mémoire d’ingénieur, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2007, Alger.
- [3] BENYOUSSEF Elakhdar, “Commande d’un moteur synchrone double étoile”, Mémoire de magister, Université DJILALI Liabes Sidi-Bel-Abbes, 2011.
- [4] HADIOUCHE Djafar, “Contribution à l’étude de la MASDE : modélisation, alimentation et simulation”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.
- [5] MERABTENE Mourad, “Modélisation dynamique et commande d’une MSDE alimentée par des onduleurs MLI : fonctionnement en mode normal et en mode dégradé”, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [6] YOUSFI Massinissa et. BOUHENAF Zidane, “Commande direct du couple de la MSDE alimentée par deux types d’onduleurs”, Mémoire d’ingénieur, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2007, Alger.
- [7] MADANI Nadia, “Commande à structure variable d’une MASDE alimentée par deux onduleurs MLI”, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2004.
- [8] SAIBI Ali, “Commande par régulateurs IP et par mode de glissement d’une machine synchrone à double étoile”, Mémoire de magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2007, Alger.
- [9] BABAY Abdelwaheb et SEBTI Hamza, “Analyse et commande de la cascade redresseurs trois niveaux onduleurs trois niveaux MSDS”, Mémoire d’ingénieur, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2005, Alger.
- [10] SADOUNI Radhwane, “Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double étoile”, Mémoire de magister, Université DJILALI Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2010.
- [11] REZGUI Salah Eddine, “Commande de machine électrique”, Mémoire de magister, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [12] K. VINOOTH Kumar, PRAWIN Angel Michael, JOSEPH John and Dr. SURESH Kumar, “Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for thrée phase interter” ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, JULY 2010.
- [13] ABDELRAHMAN Yousif Eshag Lesan, “Commande vectorielle sans capture par processeur numérique de la machine asynchrone”, Thèse de Doctorat, Université du Québec, 2010.
- [14] CHAOUCH Souad, “Commande vectorielle robuste d’une machine à induction sans capteur de vitesse”, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2005.
- [15] SHAMSI NEJAD Mohammad Ali, “Architectures d’alimentation et de commande d’actionneurs tolérants aux défauts régulateur de courant non linéaire à large bande passante”, Thèse de Doctorat, I.N.P de Lorraine 2007.
- [16] NAAMI Abdelatif et MAAKOUF Nassim, “Commande vectorielle de la machine synchrone double étoile alimentée par deux onduleurs multicellulaires à cinq niveaux”, Mémoire d’ingénieur, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2008, Alger.
- [17] MERABT Elkheir, “Commande floue adaptative d’une machine asynchrone double étoile”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

- [18] LOCMENT Fabrice, “Conception et modélisation d’une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé”, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.
- [19] MARTIN Jean-Philippe, “Contribution à l’alimentation de la MSAP à nombre de phase élève fonctionnement normal et dégradé”, Thèse de Doctorat, I.N.P de Lorraine, 2003.
- [20] SEMAIL Eric, ”Outils et méthodologie d’étude des systèmes électriques polyphasés”, Thèse de Doctorat, Université de Lille 1.
- [21] KESTELYN Xavier, “Modélisation vectorielle multi machines pour la commande des ensembles convertisseurs machines polyphasés”, Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2003.
- [22] CREVITS Yvan, “Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d’alimentation”, Thèse de Doctorat, Université de Lille, 2010.
- [23] A. Contin, A. Grava, A. Tassarolo and G. Zocco, “A novel modeling approach to a multi-Phase, high power synchronous machine”, D.E.E.I. University of Trieste, via A.Valerio, Trieste, (*Italy*).
- [24] M.F. Benkhoris, N. Tali-Maamar, F.Terrien, “Decoupled control of double star synchronous motor supplied by PWM inverter : Simulation and experimental results”, Université Saint-Nazaire Cedex, France.
- [25] BERNARD Nicolas, “Machine synchrone : de la boucle ouverte à l’autopilotage”, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2002.
- [26] MOUBAYED Nazih, “Speed control of double stator synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters”, Lebanese University, 2009.

**Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de
MASTER en Génie Electrique**

Spécialité :

Commande des Systèmes Electriques

Proposé et dirigé par : -Dr. BARKAT Said

Présenté par : - REGUIG BERRA Ahmed

THEME

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MACHINE SYNCHRONE A DOUBLE
ETOILE**

Résumé _ Pour des applications de forte puissance, les machines multiphases sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons dans ce mémoire d'étudier l'exemple le plus courant des machines multiphases, il s'agit bien de la machine synchrone à double étoile MSDE. Le but principal étant la commande par mode glissant de la MSDE. En vue de sa commande vectorielle, une phase de modélisation de la machine à double étoile est indispensable. Selon la machine est alimentée en tension ou en courant, deux approches de commande vectorielle sont présentées. Dans chaque cas, deux structures de contrôle sont proposées. Dans la première les deux stators sont remplacés par un stator équivalent, permettant un contrôle équivalent à celui d'une machine synchrone classique. Dans la deuxième, les stators sont contrôlés d'une manière indépendante. Afin d'améliorer les performances du variateur multiphase proposé, on a appliqué la technique de réglage par mode glissant. C'est une technique de réglage connue par sa robustesse, sa rapidité durant le régime transitoire ainsi que sa flexibilité durant le régime permanent.

Mots clés _ Machine synchrone à double étoile, PWM à hystérésis, Modulation vectorielle, Commande vectorielle, Mode glissant.

N° d'ordre : 085

