

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES
SYSTEMES ELECTRIQUES



FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° D'ORDRE : CSE 251

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MASTER

Présenté par :

MESSAOUDI Ismail

MOHAMED MAHMOUD El Mahjoub

THEME

**Commande par mode glissant de deux
machines synchrones à aimants permanents
alimentées par un seul onduleur**

Soutenue le 20/ 05 / 2017 devant le jury composé de :

Mr. MAYOUF Messoud

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

Président

Mr. BARKAT Said

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

Encadreur

Mr. ZOUGAR Walid

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

Examineur

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

Liste des symboles

Introduction générale..... 1

Chapitre I: Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1	Introduction	3
I.2	Constitution et fonctionnement de la MSAP	3
I.2.1	Structure de la machine	3
I.2.2	Principe de fonctionnement de la MSAP	4
I.3	Hypothèses simplificatrices.....	4
I.3.1	Notion de vecteur spatial.....	5
I.3.2	Vecteur spatial de tension	5
I.3.3	Vecteur spatial de flux	6
I.4	Modèle de la MSAP dans un repère tournant générale	9
I.4.1	Modèle de la MSAP dans un repère lié au stator (α, β)	10
I.4.2	Modèle de la MSAP dans un repère lié au flux statoriques (x, y).....	11
I.4.3	Modèle de la MSAP dans un repère lié au rotor (d, q).....	12
I.5	Puissance instantanée et couple électromagnétique	13
I.6	Conclusion	14

Chapitre II: Commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur

II.1	Introduction	15
II.2	Commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un onduleur à trois bras.....	16
II.2.1	Description du système global.....	16
II.2.2	Calcul des moyennes des grandeurs.....	17

II.3 Principe de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras	18
II.3.1 Commande vectorielle moyenne avec découplage de la régulation des courants par compensation.....	18
II.3.2 Synthèse des régulateurs.....	20
II.3.2.1 Régulateurs des courants.....	20
II.3.2.2 Régulateur de vitesse.....	21
II.3.3 Résultat de simulation de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur triphasé	22
II .4 Commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à Cinq bras.....	27
II.4.1 Structure de la commande vectorielle à base d'un onduleur à cinq bras	27
II.4.2 Description du système.....	27
II.4.3 Calcul des tensions de références de l'onduleur à cinq bras.....	28
II.4.4 Modélisation de l'onduleur de tension à cinq bras	28
II.4.4.1 Commande par modulation sinus-triangle.....	30
II.5 Résultat de simulation	31
II.5.1 Interprétation des résultats	32
II.5.1 Fonctionnement avec un seul moteur chargé.....	32
II.5.1.1 Fonctionnement lors d'inversion du sens de rotation d'un seul moteur.....	33
II.5.1.2 Fonctionnement avec inversion du sens de rotation des deux moteurs.....	35
II.6 Conclusion.....	36

Chapitre III: Commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à cinq bras

III.1. Introduction.....	37
III.2. Modes de la trajectoire dans le plan de phase	37
III.3. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant.....	38
III.3.1. Choix de la surface de glissement.....	38

III.3.2. Conditions de convergence	39
III.3.3. Détermination de la loi de commande	40
III.3.4. Elimination du phénomène de broutement (Chattering)	41
III.4. Application de la commande par mode de glissement à deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras	43
III.4.1. Synthèse du régulateur par mode glissant de la vitesse.....	44
III.4.1.2 Synthèse du régulateur par mode glissant du courant en quadrature.....	45
III.4.1.3 Synthèses du régulateur par mode glissant du courant direct.....	45
III.5. Résultats de simulation.....	46
III.5.1 Interprétations de résultat.....	46
III.5.1.1 Fonctionnement de deux moteurs à vide.....	46
III.5.1.2 Fonctionnement avec un seul moteur chargé.....	47
III.5.1.3 Fonctionnement lors d'inversion du sens de rotation d'un seul moteur.....	49
III.5.1.4 Fonctionnement avec inversion du sens de rotation des deux moteurs.....	50
III.6 Etude comparative entre la commande par mode glissant et la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras.....	51
III.6.1 Fonctionnement de deux moteurs en charge.....	51
III.6.2 Fonctionnement avec inversion du sens de rotation des deux moteurs.....	53
III.7 Conclusion.....	54
Conclusion générale	55

Annexe A

Bibliographie

Table des figures

Figure (I.1) : Représentation schématique d'une MSAP.....	5
Figure (I.2) : Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (x, y).....	10
Figure (II.1) : Schéma globale de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras.....	16
Figure (II.2) : Schéma du principe de la compensation.....	19
Figure (II.3) : Schéma fonctionnel de la régulation du courant i_d^M	20
Figure (II.4) : Méthode des pôles imposés.....	21
Figure (II.5): Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....	22
Figure (II.6): Réponse de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras pour un démarrage en charge pour une consigne de vitesse de 100 rad/s, avec élimination du couple résistant de valeur $C_r = 5$ N.m à l'instant $t=1$ s.....	23
Figure (II.7) : Réponse de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras lors d'une inversion du sens de rotation de (100 rad/s) à (-100 rad/s) à l'instant $t=1$ s.....	24
Figure (II.8): Réponse de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras lors d'une consigne de vitesse de 100 rad/s pour le premier moteur et 50 rad/s pour le deuxième moteur, avec variation du couple résistant pour le moteur 2 à l'instant $t=1$ s alors que le moteur 1 opère à vide.....	26
Figure (II.9) : Schéma de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras.....	27
Figure (II.10) : Représentation d'un onduleur à cinq bras.....	29
Figure (II.11) : Schéma de principe de MLI sinus triangle pour un onduleur à cinq bras.....	30
Figure (II.12): Réponse de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras à une consigne de vitesse de 100 rad/s pour le premier moteur et 50 rad/s pour le deuxième moteur, avec une élimination du couple résistant de $C_r=5$ à l'instant $t=1$ s pour le première moteur et le fonctionnement à vide du deuxième moteur.....	32
Figure (II.13) : Réponses de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras pour une consigne de vitesse de (100 rad/s) pour le premier moteur et une inversion du sens de rotation de (50 rad/s) à (-50 rad/s) à l'instant $t=1$ s pour le deuxième moteur avec un fonctionnement à vide des deux moteurs.....	34

Figure (II.14): Réponse de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un à onduleur cinq bras fonctionnant avec des vitesses de référence différentes.....	35
Figure (III.1): Modes de trajectoire dans le plan de phase.....	38
Figure (III.2): Fonction sign (toute ou rein).....	41
Figure (III.3): Phénomène de broutement.....	42
Figure (III.4): Fonction de saturation.....	42
Figure (III.5): Fonction de smooth.....	43
Figure (III.6): Schéma global de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un seul un onduleur a cinq bras.....	44
Figure (III.7): Résultats de simulation de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à cinq bras lors d'un démarrage à vide.....	47
Figure (III.8): Réponse de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras à une consigne de vitesse de 100 rad/s pour la première machine et 50 rad/s pour la deuxième machine, avec application d'un couple résistant $C_r=5$ à l'instant $t=1s$ sur la MSAP2 et que la MSAP1 fonctionne à vide.....	48
Figure (III.9): Réponse de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras lors d'une inversion du sens de rotation de (100 rad/s) à (-100 rad/s) à l'instant $t=1s$ pour la MSAP1 et le deuxième moteur fonctionne à vide.....	50
Figure (III.10): Réponse de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un à onduleur a cinq	51
Figure (II.11): Réponse de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras à une consigne de vitesse de 100 rad/s pour le premier moteur et 50 rad/s pour le deuxième moteur, avec une élimination du couple résistant de $C_r=5$ à l'instant $t=1s$ pour le première moteur et le fonctionnement à vide du deuxième moteur.....	52
Figure (III.12): Réponse de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras fonctionnant avec des vitesses de référence différentes pour les deux types de commande.....	54

Liste des tableaux

Tableau (II.1) : Paramètres des régulateurs de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un onduleur à trois bras.....	23
Tableau (II.2) : Paramètres des régulateurs de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras.....	31
Tableau (III.3) : Paramètres des régulateurs de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras.....	46

Liste des symboles

$\bar{a}, \bar{a}^2$: Les vecteurs complexes de rotation

R_s : La résistance des phases statoriques

V_a, V_b, V_c : Les tensions des phases statoriques

i_a, i_b, i_c : Les courants des phases statoriques

ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c : Les flux totaux à travers les bobines statoriques

θ_r : est la position électrique du rotor

P : Le nombre de paires de pôles

θ : La position mécanique

m_s : Le nombre de tours de chaque enroulement de phase

r : Le rayon

l : La longueur axiale de l'entrefer de la machine

μ_0 : La perméabilité de l'air

$g_{\min}$: La longueur minimale d'entrefer

$g_{\max}$: La longueur maximale d'entrefer

M_{ab}, M_{ac}, M_{bc} : Les mutuelles inductances

L_d, L_q : Les inductances des axes d et q respectivement

$\bar{V}_k$: Le vecteur spatial de la tension statorique

$\bar{i}_k$: Le vecteur spatial du courant statorique

$\bar{\phi}_k$: Le vecteur spatial du flux

$\bar{V}_{\alpha\beta}$: Le vecteur tension dans le repère (α, β)

$\bar{i}_{\alpha\beta}$: Le vecteur courant dans le repère (α, β)

$\bar{\phi}_{\alpha\beta}$: Le vecteur flux dans le repère (α, β)

$\bar{V}_{xy}$: La tension dans le repère (x, y)

$\bar{i}_{xy}$: Le courant dans le repère (x, y)

$\bar{\phi}_x = |\bar{\phi}|$: Le flux dans le repère (x, y)

δ_ϕ : L'angle de rotation

$\bar{V}_{dq}$: Le vecteur tension dans le repère (d, q)

$\bar{i}_{dq}$: Le vecteur courant dans le repère (d, q)

$\bar{\phi}_{dq}$: Le vecteur flux dans le repère (d, q)

P_{em} : La puissance électromagnétique

Ω_r : La vitesse angulaire mécanique du rotor

C_{em1} : Le couple électromagnétique de la première MSAP

i_{d1}, i_{q1} : Les courants direct et en quadrature de la première MSAP

ϕ_f : Le flux des aimants

C_{em2} : Le couple électromagnétique de la deuxième MSAP

i_{d2}, i_{q2} : Les courants direct et en quadrature de la deuxième MSAP

Ω_{r1} : La vitesse de rotation mécanique de la première MSAP

Ω_{r2} : La vitesse de rotation mécanique de la deuxième MSAP

θ_{r1} : La position angulaire du rotor par rapport au stator de la première MSAP

θ_{r2} : La position angulaire du rotor par rapport au stator de la deuxième MSAP

V_{pm} : L'amplitude de la porteuse

T_p : La période de porteuse

m : L'indice de modulation

f_p : La fréquence de modulation

f : La fréquence de référence

r : Le coefficient de réglage en tension

V_m : L'amplitude de la tension de référence

V_m : La valeur crête de l'onde de modulation

$e(x)$: L'écart de la variable à régler

λ : Un gain positif

μ : Un paramètre petit et positif

$K_{\Omega_{rx}}$: Un gain positif

K_{qx} : Un gain positif

K_{dx} : Un gain positif

abc : Les axes liés aux enroulements triphasés

dq : Les composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature

α, β : Le référentiel fixe lié au stator

J : Le moment d'inertie de la machine

Notations

MSAP:	Machine Synchrone a Aimants Permanents
SMC:	Commande par Mode Glissant
MLI:	La Modulation de la Largeur d'Impulsion
PI:	Proportionnel - Intégrale.
SPWM:	Sinusoidal Pulse Width Modulation
MSAPs:	Deux Machines Synchrone à Aimants Permanents

Introduction générale

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [1]. Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les moteurs à courant alternatif, tels le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, semble très justifiée [2].

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAPs) sont très recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples à construire, fiables et moins encombrants. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [3]. Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup aux MSAPs en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques [4].

Dans de nombreuses applications, un moteur est contrôlé par un seul convertisseur. Ces systèmes sont appelés "une seule machine un seul convertisseur" (single machine single converter: SMSC). Aujourd'hui, les systèmes multi-machines sont de plus en plus utilisés dans l'industrie du fait de leur flexibilité, simplicité mécanique et fonctionnement sécurisé. Cependant, le nombre de convertisseurs de puissance nécessaires est important conduisant à une augmentation de la taille, le coût et le volume des variateurs utilisés. De ce fait, les

configurations multi-convertisseurs multi-moteurs entraînent des variateurs économiquement moins compétitifs. Par conséquent, l'idée d'alimenter plusieurs moteurs par un seul onduleur ne cesse séduire les industriels. En effet, le variateur qui en résulte a une taille et un coût réduits par rapport au variateur multi-moteur [5].

D'un autre côté, afin de maîtriser ce type de variateurs, la commande vectorielle permet au système multi-moteur d'avoir une dynamique proche de celle des machines à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée [2-6].

Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres des machines soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire. La commande par mode glissant qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse [7-8]. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (chattering) [9].

Dans le présent travail, on s'est consacré spécialement à l'étude des performances de la commande vectorielle ainsi que celles de la commande non linéaire par mode glissant appliquées à deux MSAPs alimentées par un seul onduleur. Deux topologies sont envisagées, selon que l'onduleur de tension utilisé soit à trois ou cinq bras, il est possible de distinguer entre un fonctionnement couplé ou découplé des deux moteurs.

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

Le premier chapitre concernera, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents en tenant en compte des hypothèses simplificatrices de linéarité. Principalement, il y a deux méthodes de modélisation (la modélisation par formulation matricielle et par le vecteur spatial). L'utilisation du vecteur spatial permet d'obtenir une modélisation à calcul plus simple.

La première partie du deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle moyenne à deux MSAPs alimentées par un onduleur à trois bras, tandis que la deuxième partie sera consacrée à l'étude de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq

bras. Pour les deux structure proposées, la vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.

Le troisième chapitre sera consacré à l'application de la commande par mode glissement classique de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à cinq bras. Une structure de réglage en cascade est adoptée en se basant sur un choix convenable de trois surfaces, l'une pour la vitesse et les autres pour les courants.

Enfin, une conclusion sera présentée à la fin de ce mémoire pour rassembler tous les résultats obtenus et exposer des éventuelles perspectives qui peuvent être exploitées dans un futur proche via des travaux de recherches pointés.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone à aimants Permanents

I.1 Introduction

L'étude de tout système et plus particulièrement des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation. L'objectif de cette modélisation est le développement d'un outil mathématique représentant fidèlement les caractéristiques électriques, magnétiques et mécaniques de la machine.

Dans ce chapitre, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctions de la commande est élaborée.

I.2 Constitution et fonctionnement de la MSAP

Les machines synchrones à aimants ont connu une évolution importante ces dernières années. Cela est dû en grande partie, à l'intérêt porté au développement des aimants permanents qui leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres : une faible inertie, un couple massique élevé et une augmentation de la fiabilité, due à l'absence de contacts bague-balais [10] [11] [12].

I.2.1 Structure de la machine

La MSAP est constituée essentiellement de deux parties :

- La première partie fixe « l'induit » se trouve au stator. Celui-ci est muni d'un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés l'un par rapport à l'autre de 120° électrique (figure (I.1)), connectés en étoile à neutre isolé et placés dans des encoches. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. En alimentant cet enroulement par des courants triphasés, on crée un champ d'induction tournant.
- L'autre partie dite « inducteur » se situe au rotor dont le nombre de pôles est égal à celui du stator. Contrairement à la machine synchrone à rotor bobiné, l'inducteur de la MSAP est

remplacé par des aimants permanents. Ceci présente l'avantage d'éliminer les balais, les pertes dans le contact frottant, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [12]. Ces aimants se caractérisent par un cycle d'hystérésis relativement large et une capacité à conserver une aimantation même lorsqu'ils sont plongés dans des milieux hostiles. On distingue plusieurs structures de la MSAP selon l'alimentation, la géométrie et la disposition de ces aimants au niveau du rotor [11] [13].

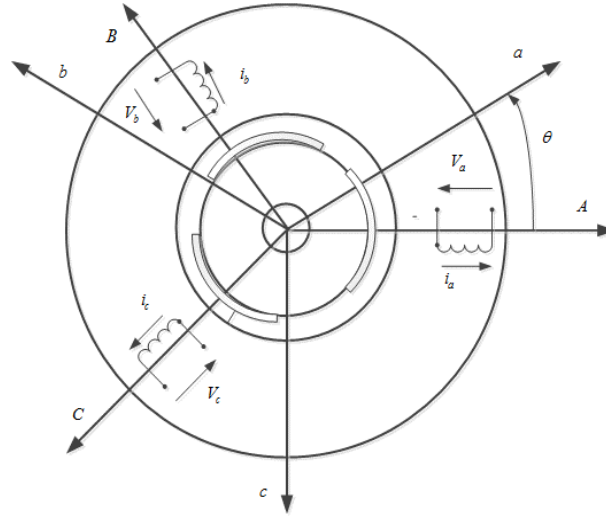


Figure (I.1) Représentation schématique d'une MSAP

I.2.2 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le bobinage statorique de la MSAP est alimenté par un système de courants triphasés alternatifs de pulsation ω_s créant un champ tournant avec une pulsation de rotation $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$. Ce champ va accrocher le champ inducteur produit par les aimants permanents du rotor qui ne peut donc tourner qu'à la vitesse du champ tournant dite vitesse de synchronisme.

I.3 Hypothèses simplificatrices

Pour établir le modèle de la MSAP plusieurs hypothèses sont nécessaires [6] [11] [14].

- Le stator est connecté en étoile, avec neutre en l'air pour annuler la composante homopolaire du courant ;
- La saturation du circuit magnétique est négligée pour exprimer les flux comme des fonctions linéaires du courant ;
- La distribution de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale, les harmoniques d'espace sont négligées ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables ;
- L'effet de peau et celui de la température sur les résistances sont négligés.

I.3.1 Notion de vecteur spatial

Le modèle de la machine peut être établi à l'aide de la notation vectorielle ou matricielle, La notion du vecteur spatial a beaucoup d'avantages comme la notation compacte, manipulation algébrique facile, et interprétation graphique très simple. La représentation vectorielle spatiale des équations des machines à courant alternatif a été discutée en détail en un nombre de livres [19][20][21].

La valeur instantanée d'un système triphasé K_a, K_b, K_c (tels que les courants, tensions et les flux) peut être remplacée par un vecteur résultant appelé vecteur spatial, défini par:

$$\bar{K} = 2/3 [\bar{1}K_a + \bar{a}K_b + \bar{a}^2K_c] \quad (I.1)$$

Avec $\bar{a}, \bar{a}^2$ sont des vecteurs complexes tels que :

$$\bar{a} = e^{(j2\pi/3)} = -1/2 + j\sqrt{3}/2,$$

$$\bar{a}^2 = e^{(-j2\pi/3)} = e^{(j4\pi/3)} = -1/2 - j\sqrt{3}/2$$

Le facteur de normalisation $\frac{2}{3}$ est utilisé pour assurer une transformation à amplitudes égales.

Les éléments de ce vecteur spatial satisfont la condition suivante :

$$K_a + K_b + K_c = 0 \quad (I.2)$$

Cela signifie que nous avons un système triphasé sans fil neutre.

I.3.2 Vecteur spatial de tension

Les équations des tensions sont données par :

$$V_a = R_s i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \quad (I.3a)$$

$$V_b = R_s i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \quad (I.3b)$$

$$V_c = R_s i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \quad (I.3c)$$

Avec :

R_s : La résistance des phases statoriques.

V_a, V_b, V_c : Les tensions des phases statoriques.

i_a, i_b, i_c : Les courants des phases statoriques.

ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c : Les flux totaux à travers les bobines statoriques.

En appliquant la théorie du vecteur spatial aux équations de tension, nous pouvons les écrire sous la forme vectorielle suivante :

$$\bar{V}_{abc} = R_s \bar{i}_{abc} + \frac{d\bar{\phi}_{abc}}{dt} \quad (I.4)$$

Où :

$$\bar{V}_{abc} = \frac{2}{3} (V_a + \bar{a}V_b + \bar{a}^2V_c) \quad (I.4a)$$

$$\bar{i}_{abc} = \frac{2}{3} (i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2i_c) \quad (I.4b)$$

$$\bar{\phi}_{abc} = \frac{2}{3} (\phi_a + \bar{a}\phi_b + \bar{a}^2\phi_c) \quad (I.4c)$$

I.3.3 Vecteur spatial de flux

Le flux d'enroulement du stator se compose de liaisons de flux de rotor et de flux de stator selon l'équation suivante :

$$\phi_{abc} = \phi_{abc(s)} + \phi_{abc(r)} \quad (I.5)$$

Les flux générés par les courants statoriques sont donnés par :

$$\phi_{abc(s)} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Les flux rotoriques sont donnés par :

$$\phi_{abc(r)} = \phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec :

θ_r : est la position électrique du rotor.

La position mécanique du rotor est définie comme suit :

$$\theta_m = \frac{\theta_r}{P} \quad (I.8)$$

Où :

P : nombre de paires de pôles.

Dans l'équation (I.6) , L_a est l'inductance propre d'une phase statorique a, M_{ab} et M_{ac} sont les inductances mutuelles entre la phase a et la phase b, phase a et c, respectivement. Pour les inductances propres et les inductances mutuelles des phases b et c les mêmes notations sont utilisées. Dans (I.7), ϕ_f est l'amplitude des liaisons de flux établies par l'aimant permanent sur le rotor. Les inductances sont décrites ci-dessous.

Les inductances des bobinages statoriques sont données par :

$$L_{sa} = L_s + L_a - L_b \cos 2\theta_r \quad (I.9a)$$

$$L_{sb} = L_s + L_a - L_b \cos \left(2\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (I.9b)$$

$$L_{sc} = L_s + L_a - L_b \cos \left(2\theta_r + \frac{4\pi}{3} \right) \quad (I.9c)$$

L_s : est l'inductance de fuite d'enroulement statorique.

Avec : L_a, L_b sont données par :

$$L_a = \left(\frac{m_s}{2} \right)^2 \pi \mu_0 r l \varepsilon_1 \quad (I.10a)$$

$$L_b = \frac{1}{2} \left(\frac{m_s}{2} \right)^2 \pi \mu_0 r l \varepsilon_2 \quad (I.10b)$$

m_s : le nombre de tours de chaque enroulement de phase.

r : le rayon.

l : la longueur axiale de l'entrefer de la machine.

μ_0 : la perméabilité de l'air.

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$: sont deux coefficients définis ci-dessous :

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{\min}} + \frac{1}{g_{\max}} \right) \quad (\text{I.11a})$$

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{\min}} - \frac{1}{g_{\max}} \right) \quad (\text{I.11b})$$

Avec :

$g_{\min}$: la longueur minimale d'entrefer

$g_{\max}$: la longueur maximale d'entrefer

Les mutuelles inductances M_{ab}, M_{ac}, M_{bc} sont données par :

$$M_{ab} = -\frac{1}{2} L_a - L_b \cos \left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{I.12a})$$

$$M_{ac} = -\frac{1}{2} L_a - L_b \cos \left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{I.12b})$$

$$M_{bc} = -\frac{1}{2} L_a - L_b \cos(2\theta_r) \quad (\text{I.12c})$$

En utilisant la théorie du vecteur spatial, le flux $\bar{\phi}_{abc}$ peut-être écrit comme :

$$\bar{\phi}_{abc} = \left(L_s + \frac{3}{2} L_a \right) \bar{i}_{abc} - \frac{3}{2} L_b \bar{i}_{abc} e^{j2\theta_r} + \phi_f e^{j\theta_r} \quad (\text{I.13})$$

Compte tenu du fait que :

$$L_d = L_s + L_{md} \quad (\text{I.14a})$$

$$L_q = L_s + L_{mq} \quad (\text{I.14b})$$

Où L_{md} et L_{mq} sont définis comme suit :

$$L_{md} = \frac{3}{2} (L_a + L_b) \quad (\text{I.14c})$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2} (L_a - L_b) \quad (\text{I.14d})$$

L'équation (I.13) devient comme suit :

$$\bar{\phi}_{abc} = \left(\frac{L_q + L_d}{2} \right) \bar{i}_{abc} - \left(\frac{L_q - L_d}{2} \right) \bar{i}_{abc} e^{j2\theta_r} + \phi_f e^{j\theta_r} \quad (\text{I.15})$$

L_d, L_q : sont les inductances des axes d et q respectivement.

I.4 Modèle de la MSAP dans un repère tournant générale

Afin de supprimer la non-linéarité des équations du modèle précédent, la majorité des travaux utilisent la notion de vecteur spatiale qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q). Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses.

La transformation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} K_x \\ K_y \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_k & \cos \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_k & -\sin \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

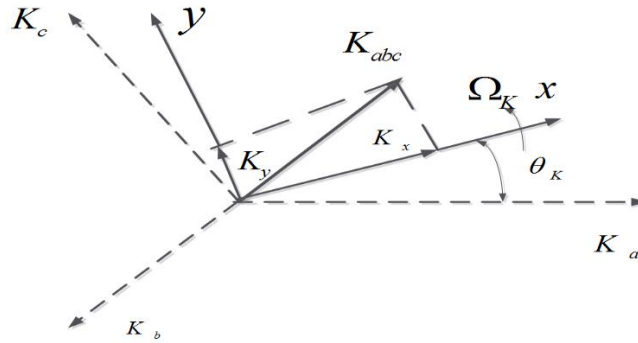


Figure (I.2) : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (x, y) .

En se basant sur la figure (I.2), le vecteur spatial dans un repère tournant général peut être écrit comme suit :

$$\bar{K}_{abc} = |\bar{K}_k| e^{j\theta_k} \quad (\text{I.17})$$

En utilisant (I.17) l'équation de tension (I.4) peut être écrite comme suit :

$$\bar{V}_k e^{j\theta_k} = R_s \bar{i}_k e^{j\theta_k} + \frac{d(\bar{\phi}_k e^{j\theta_k})}{dt} \quad (\text{I.18})$$

L'équation (I.18) peut-être simplifiée comme suit :

$$\bar{V}_k = R_s \bar{i}_k + \frac{d(\bar{\phi}_k)}{dt} + j\Omega_k \bar{\phi}_k \quad (\text{I.19})$$

Où

$\bar{V}_k$: le vecteur spatial de la tension statorique.

$\bar{i}_k$: le vecteur spatial du courant statorique.

$\bar{\phi}_k$: le vecteur spatial du flux.

D'un autre coté l'équation du flux peut être exprimée comme suit :

$$\bar{\phi}_k = \left(\frac{L_d + L_q}{2} \right) \bar{i}_k - \left(\frac{L_q - L_d}{2} \right) \bar{i}_k^* e^{j2(\theta_r - \theta_k)} + \phi_f e^{j(\theta_r - \theta_k)} \quad (I.20)$$

I.4.1 Modèle de la MSAP dans un repère lié au stator (α, β)

Dans ce cas la vitesse angulaire du repère est $\Omega_k = 0$ et sa position est $\theta_k = 0$.

L'ensemble des équations du modèle de la MSAP (I.19) et (I.20) peuvent être écrites dans le repère (α, β) comme suit :

$$\bar{V}_{\alpha\beta} = R_s \bar{i}_{\alpha\beta} + \frac{d\bar{\phi}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (I.21)$$

$$\bar{\phi}_{\alpha\beta} = \left(\frac{L_d + L_q}{2} \right) \bar{i}_{\alpha\beta} - \left(\frac{L_q - L_d}{2} \right) \bar{i}_{\alpha\beta}^* e^{j2(\theta_r)} + \phi_f e^{j(\theta_r)} \quad (I.22)$$

Avec :

$\bar{V}_{\alpha\beta} = V_\alpha + jV_\beta$: le vecteur tension dans le repère (α, β).

$\bar{i}_{\alpha\beta} = i_\alpha + ji_\beta$: le vecteur courant dans le repère (α, β).

$\bar{\phi}_{\alpha\beta} = \phi_\alpha + j\phi_\beta$: le vecteur flux dans le repère (α, β).

En séparant les parties réelles et imaginaires on peut obtenir la forme scalaire des équations du modèle de la machine dans repère α, β :

- Équation des tensions

$$\bar{V}_\alpha = R_s \bar{i}_\alpha + \frac{d\bar{\phi}_\alpha}{dt} \quad (I.23a)$$

$$\bar{V}_\beta = R_s \bar{i}_\beta + \frac{d\bar{\phi}_\beta}{dt} \quad (I.23b)$$

- Equation des flux

$$\bar{\phi}_\alpha = \left(\frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2\theta_r \right) \bar{i}_\alpha - \left(\frac{L_q - L_d}{2} \right) \sin 2\theta_r \bar{i}_\beta + \phi_f \cos \theta_r \quad (I.24)$$

$$\bar{\phi}_\beta = \left(\frac{L_q - L_d}{2} \right) \sin 2\theta_r \bar{i}_\alpha + \left(\frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2\theta_r \right) \bar{i}_\beta + \phi_f \sin \theta_r \quad (\text{I.24b})$$

I.4.2 Modèle de la MSAP dans un repère lié au flux statoriques (x, y)

En admettant que $\Omega_k = \Omega_\phi$, $\theta_k = \theta_\phi$, $\phi_x = |\bar{\phi}|$ et $\delta_\phi = -(\theta_r - \theta_\phi)$, il vient :

Le modèle de la MSAP est défini par :

$$\bar{V}_{xy} = R_s \bar{i}_{xy} + \frac{d\bar{\phi}_{xy}}{dt} \quad (\text{I.25})$$

$$\bar{\phi}_{xy} = \left(\frac{L_d + L_q}{2} \right) \bar{i}_x - \left(\frac{L_q - L_d}{2} \right) \bar{i}_{xy}^* e^{-j2\delta_\phi} + \phi_f e^{-j\delta_\phi} \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$\bar{V}_{xy} = V_x + jV_y$: est le vecteur tension dans le repère (x, y).

$\bar{i}_{xy} = i_x + ji_y$: est le vecteur courant dans le repère (x, y).

$\bar{\phi}_x = |\bar{\phi}|$: est le vecteur flux dans le repère (x, y).

En séparant les parties réels et imaginaires on obtient le modèle suivant :

- Equations des tensions

$$V_x = R_s i_x + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.27a})$$

$$V_y = R_s i_y + \Omega_\phi \phi \quad (\text{I.27b})$$

- Equations des flux

$$\phi = \frac{1}{2} \left[(L_d + L_q) - (L_q - L_d) \cos 2\delta_\phi \right] \bar{i}_x + \frac{1}{2} (L_q - L_d) \sin 2\delta_\phi \bar{i}_y + \phi_f \cos \delta_\phi \quad (\text{I.28a})$$

$$0 = \frac{1}{2} (L_q - L_d) \sin 2\delta_\phi \bar{i}_x + \frac{1}{2} \left[(L_d + L_q) + (L_q - L_d) \cos 2\delta_\phi \right] \bar{i}_y - \phi_f \sin \delta_\phi \quad (\text{I.28b})$$

Les équations des flux peuvent aussi être exprimées sous une forme plus simple :

$$\phi = (L_d \cos^2 \delta_\phi + L_q \sin^2 \delta_\phi) \bar{i}_x + (L_q - L_d) \sin \delta_\phi \cos \delta_\phi \bar{i}_y + \phi_f \cos \delta_\phi \quad (\text{I.29a})$$

$$0 = (L_q - L_d) \sin \delta_\phi \cos \delta_\phi \bar{i}_x + (L_d \sin^2 \delta_\phi + L_q \cos^2 \delta_\phi) \bar{i}_y - \phi_f \sin \delta_\phi \quad (\text{I.29b})$$

Avec :

δ_ϕ : l'angle de rotation

I.4.3 Modèle de la MSAP dans un repère lié au rotor (d, q)

Dans ce cas nous avons : $\Omega_k = P\Omega_r$ et $\theta_k = P\theta = \theta_r$

Le modèle de la MSAP dans un repère lié au rotor est :

$$\bar{V}_{dq} = R_s \bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\phi}_{dq}}{dt} + jP\Omega_r \phi_{dq} \quad (\text{I.30})$$

$$\bar{\phi}_{dq} = \left(\frac{L_d + L_q}{2} \right) \bar{i}_{dq} - \left(\frac{L_q - L_d}{2} \right) \bar{i}_{dq}^* + \phi_f \quad (\text{I.31})$$

Avec :

$\bar{V}_{dq} = V_d + jV_q$: le vecteur tension dans le repère (d, q).

$\bar{i}_{dq} = i_d + ji_q$: le vecteur courant dans le repère (d, q).

$\bar{\phi}_{dq} = \phi_d + j\phi_q$: le vecteur flux dans le repère (d, q).

En remplaçant les vecteurs tensions, courant et flux par leurs valeurs on obtient :

- Equations des tensions

$$\bar{V}_d = R_s \bar{i}_d + \frac{d\bar{\phi}_d}{dt} - P\Omega_r \phi_q \quad (\text{I.32a})$$

$$\bar{V}_q = R_s \bar{i}_q + \frac{d\bar{\phi}_q}{dt} - P\Omega_r \phi_d \quad (\text{I.32b})$$

- Equations des flux

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_f \quad (\text{I.33a})$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (\text{I.33b})$$

En remplaçant les relations données par (I.33a et b) dans les équations (I.32a et b), on obtient le modèle en courant ci-dessous :

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\Omega_r L_q i_q \quad (\text{I.34a})$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\Omega_r L_d i_d + \phi_f P\Omega_r \quad (\text{I.34b})$$

I.5 Puissance instantanée et couple électromagnétique

L'expression de la puissance active instantanée absorbée par la machine peut être exprimée comme suit :

$$P = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (I.35)$$

En utilisant la notion vectorielle, l'équation (I.35) peut être réécrite comme suit :

$$P(t) = \frac{3}{2} \Re_e \left[\bar{V}_{abc} \tilde{i}_{abc}^* \right] \quad (I.36)$$

Dans la repère (d, q) , l'équation (I.36) peut être exprimée comme suit :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (I.37)$$

En remplaçant l'équation (I.34a) et (I.34b) dans l'équation (I.37), on obtient :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) + \frac{3}{2} P \Omega_r \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (I.38)$$

La puissance électromagnétique peut être définie comme suit :

$$P_{em} = \frac{3}{2} P \Omega_r \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (I.39)$$

Le couple électromagnétique peut être défini comme suit :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_r} \quad (I.40)$$

Avec:

P_{em} : est la puissance électromagnétique.

Ω_{rx} : est la vitesse angulaire mécanique du rotor.

Finalement, l'expression de couple électromagnétique peut être obtenue comme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (I.41)$$

L'expression du couple C_{em} peut être vue comme la somme de deux couples :

$$C_{es} = \frac{3}{2} P \phi_f i_q \quad (I.42)$$

$$C_{er} = -\frac{3}{2}P(L_q - L_d)i_d i_q \quad (I.43)$$

C_{es} : le couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôle lisses.

C_{er} : le couple supplémentaire dû aux pôles saillances.

I.6 Equation mécanique

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (I.44)$$

Avec:

C_r : est la couple résistant.

f : est le coefficient de frottement.

J : est le moment d'inertie.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en utilisant la notion de vecteur spatial. Le modèle devient plus simple et les inductances deviennent indépendantes du temps lorsqu'un repère lié au rotor est choisi.

Chapitre II

Commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur

II.1 Introduction

Dans la plupart des applications, un moteur est commandé par un seul onduleur. Toutefois, actuellement les systèmes multi-machines sont de plus en plus utilisés dans l'industrie. Ces systèmes permettent d'atteindre le domaine des applications à haute puissance. La nécessité de deux moteurs alimentés par un seul onduleur permet de réduire la taille et le coût mais une perturbation mécanique sur l'un des moteurs créera des perturbations sur la partie électrique et peut-être un dysfonctionnement du système. Pour cette raison, une commande vectorielle est indispensable [16][17][18].

Dans ce chapitre, la commande vectorielle appliquée à deux MSAPs alimentées par un seul onduleur sera exposée. Dans la première partie, la commande vectorielle moyenne sera adoptée afin de contrôler les deux machines alimentées par un onduleur à trois bras. Ensuite une autre méthode utilisant un onduleur à cinq bras sera présentée dans la deuxième partie de ce chapitre. Dans tous les cas, les boucles des courants et la boucle de la vitesse sont régulées à l'aide des correcteurs PI. Des résultats de simulation seront présentés pour montrer les performances des approches proposées.

II.2 Commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un onduleur à trois bras

Le système est constitué essentiellement de trois parties principales qui sont : la commande, l'onduleur et les deux moteurs. En utilisant des régulateurs PI pour la vitesse et les courants, les deux moteurs sont commandés par un seul onduleur de tension triphasé. Cette technique sert de la moyenne des grandeurs afin de réaliser la commande vectorielle.

La commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras est représentée par la figure (II.1).

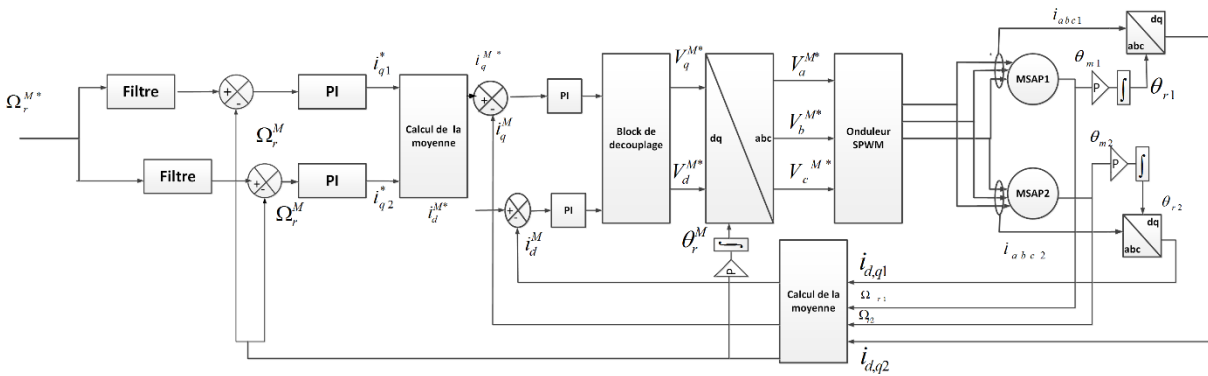


Figure (II.1): Schéma globale de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras.

II.3.2 Description du système global

La machine moyenne étant découplée selon deux axes (d, q) la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est réglée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence i_{q*}^* puis en calculant la moyenne des courants on obtient i_q^{M*} de référence qui sera comparé avec la valeur moyenne des courants i_q^M issue de la mesure des courants réels. En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d^{M*} qui est maintenue à zéro est comparé à la valeur moyenne du courant i_d^M .

Les sorties des régulateurs des courants i_q^M et i_d^M sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_d^{M*}, V_q^{M*} et par passage du repère (d, q) au repère

(a,b,c) on calcul les trois tensions de référence $V_a^{M*}, V_b^{M*}, V_c^{M*}$ de la commande (Sinusoidal Pulse Width Modulation: SPWM) de l'onduleur de tension.

II .2.1 Calcul des moyennes des grandeurs

Dans cette commande on admet que les deux moteurs ont les mêmes paramètres.

L'expression moyenne du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em}^M = \frac{C_{em1} + C_{em2}}{2} \quad (II.1)$$

Avec:

$$C_{em1} = \frac{3}{2} P (\phi_f i_{q1} - (L_q - L_d) i_{d1} i_{q1}) \quad (II.2)$$

$$C_{em2} = \frac{3}{2} P (\phi_f i_{q2} - (L_q - L_d) i_{d2} i_{q2}) \quad (II.3)$$

C_{em1} : Le couple électromagnétique de la première MSAP.

i_{d1}, i_{q1} : Les courants direct et en quadrature de la première MSAP .

ϕ_f : Le flux des aimants.

C_{em2} : Le couple électromagnétique de la deuxième MSAP.

i_{d2}, i_{q2} : Les courants direct et en quadrature de la deuxième MSAP.

Les moyennes des courants sont calculées par :

$$i_d^M = \frac{i_{d1} + i_{d2}}{2} \quad (II.4)$$

$$i_q^M = \frac{i_{q1} + i_{q2}}{2} \quad (II.5)$$

La moyenne des deux vitesses est calculée par:

$$\Omega_r^M = \frac{\Omega_{r1} + \Omega_{r2}}{2} \quad (\text{II.6})$$

Avec:

Ω_{r1} : Vitesse de rotation mécanique de la première MSAP.

Ω_{r2} : Vitesse de rotation mécanique de la deuxième MSAP.

La moyenne des deux positions angulaires est :

$$\theta_r^M = \frac{\theta_{r1} + \theta_{r2}}{2} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

θ_{r1} : Position angulaire du rotor par rapport au stator de la première MSAP.

θ_{r2} : Position angulaire du rotor par rapport au stator de la deuxième MSAP.

II.3 Principe de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras

Le principe de la commande vectorielle consiste à réduire le comportement des deux MSAPs similaire à celui de deux machines à courant continu. Ceci concilie l'avantage du contrôle simple et efficace du moteur à courant continu avec celui de l'absence du collecteur mécanique dans une MSAP. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant i_d^* nul et de réguler la vitesse par le courant i_q^M via la tension V_q^M .

II.3.1 Commande vectorielle moyenne avec découplage de la régulation des courants par compensation

Les régulateurs des courants sont établis dans cette stratégie à partir du modèle de chaque machine. Afin de simplifier l'algorithme de commande nous synthétisons la commande avec la régulation des deux courants dans les axes d et q .

Le modèle de la MSAP dans le référentiel (d, q) conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires de couplage, comme le montre l'équation suivante:

$$\begin{cases} V_d^M = (R_s + L_d S) i_d - L_q \Omega_r^M i_q^M \\ V_q^M = (R_s + L_q S) i_q^M + L_d \Omega_r^M i_d + \Omega_r^M \phi_f \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

La commande d'un courant est donc sensible à la variation de l'autre. Les boucles de régulation des courants seraient classiques s'il n'y avait pas le couplage entre les grandeurs d'axes direct et en quadrature. Ce couplage qui constitue l'une des difficultés de la conception de la commande vectorielle peut être éliminé par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent le modulateur SPWM [19], [20].

Les termes de découplage sont définis, de telle sorte que les tensions restantes soient en relation de premier ordre avec les deux composantes du courant statorique, comme il est illustré sur la figure (II.2).

Donc :

$$\begin{cases} V_d^{cM} = -L_q \Omega_r^M i_q^M \\ V_q^{cM} = L_d \Omega_r^M i_d^M + \Omega_r^M \phi_f \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

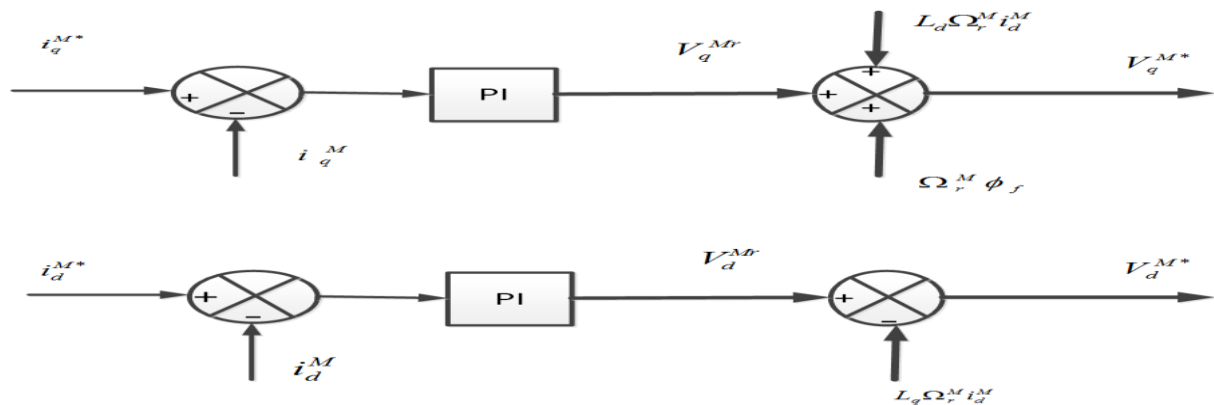


Figure (II.2) : Schéma du principe de la compensation.

Les sorties des régulateurs sont rajoutées aux termes de compensation afin d'obtenir les tensions de références comme suit :

$$\begin{cases} V_d^{M*} = V_d^{Mr} + V_d^{cM} \\ V_q^{M*} = V_q^{Mr} + V_q^{cM} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec V_d^{Mr} et V_q^{Mr} sont les sorties des régulateurs, V_d^{cM} et V_q^{cM} sont les termes de compensation.

II.3.3 Synthèse des régulateurs

Afin de maintenir une grandeur de sortie égale à sa grandeur de référence, on utilise un régulateur Proportionnel Intégral (PI). Deux actions sont associées pour constituer ce régulateur, une action proportionnelle assurant le réglage du gain et une action intégrale permettant d'obtenir une bonne précision statique.

II.3.3.1 Régulateurs des courants

Le schéma de la boucle de régulation du courant i_d^M est donné par la figure (II .4).

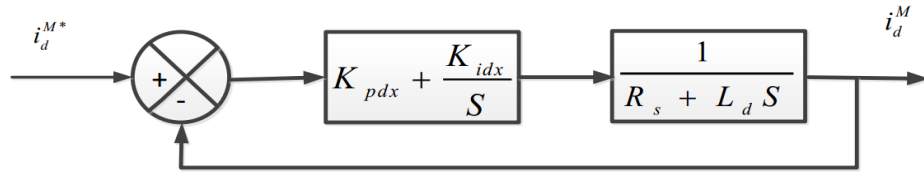


Figure (II .3) : Schéma fonctionnel de la régulation du courant i_d^M .

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_0(s) = \left(K_{pdx} + \frac{K_{idx}}{S} \right) \left(\frac{1}{R_s + SL_d} \right) \quad (\text{II.11})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_f(s) = \frac{F_0(s)}{F_0(s) + 1} = \frac{\frac{(K_{pdx}S + K_{idx})}{L_d}}{S^2 + \frac{(R_s + K_{pdx})}{L_d}S + \frac{K_{idx}}{L_d}} \quad (\text{II.12})$$

L'équation caractéristique $D(s)$ est :

$$D(s) = S^2 + \frac{(R_s + K_{pdx})}{L_d} S + \frac{K_{idx}}{L_d} \quad (\text{II.13})$$

Pour avoir un système stable, les paramètres de régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [24].

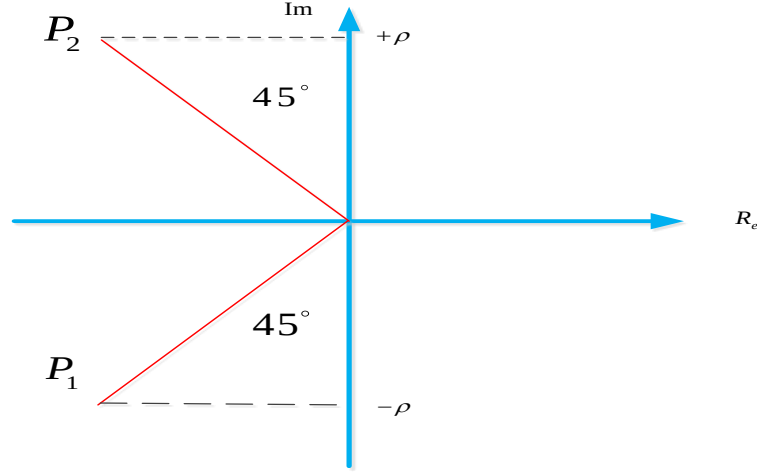


Figure (II .4) : Méthode des pôles imposés.

En imposant deux pôles complexes conjugués $P_1 = -\rho - j\rho$ et $P_2 = -\rho + j\rho$ comme solutions de l'équation caractéristique, cette dernière peut s'écrire sous la forme :

$$D(s) = (S - P_1)(S - P_2) = S^2 - (P_1 + P_2)S + P_1P_2 \quad (\text{II.14})$$

Et par identification avec l'équation caractéristique précédente nous obtenons:

$$K_{idx} = 2L_d\rho^2 \text{ et } K_{pdx} = 2L_d\rho - R_s \quad (\text{II.15})$$

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur de courant i_{qx}^M les coefficients K_{iqx} et K_{pqx} sont semblables à ceux du régulateur du courant i_{dx}^M .

$$K_{iqx} = 2L_q\rho^2 \text{ et } K_{pqx} = 2L_q\rho - R_s \quad (\text{II.16})$$

II.3.3.2 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\Omega_{rx}(s)}{i_{qx}(s)} = \frac{\frac{3}{2} P \phi_f}{f + JS} \quad (\text{II.17})$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on trouve :

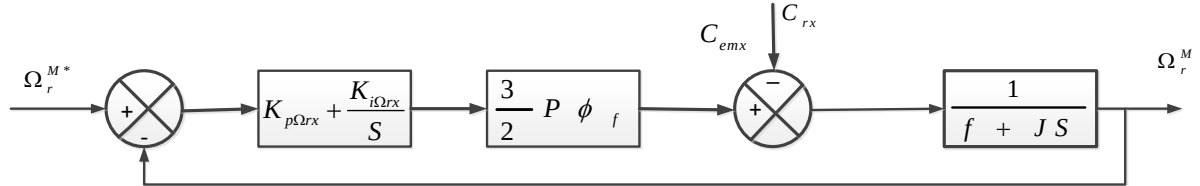


Figure (II.5): Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_{0x}(s) = \left(K_{p\Omega_{rx}} + \frac{K_{i\Omega_{rx}}}{S} \right) \left(\frac{1}{f + JS} \right) \frac{3}{2} P \phi_f \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_{fx}(s) = \frac{F_{0x}(s)}{F_{0x}(s) + 1} = \frac{(K_{p\Omega_{rx}} S + K_{i\Omega_{rx}}) \frac{3}{2} P \phi_f}{JS^2 + (f + P^2 \phi_f K_{p\Omega_{rx}}) S + P^2 \phi_f K_{i\Omega_{rx}}} \quad (\text{II.19})$$

L'équation caractéristique $D_x(s)$ est :

$$D_x(s) = S^2 + \frac{f + \frac{3}{2} P \phi_f K_{p\Omega_{rx}}}{J} S + \frac{\frac{3}{2} P \phi_f K_{i\Omega_{rx}}}{J} \quad (\text{II.20})$$

En imposant toujours deux pôles complexes conjugués $P'_{1,2} = \rho'(-1 \pm j)$ et par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée $D(s) = (S - P'_1)(S - P'_2)$, nous obtenons:

$$K_{i\Omega_{rx}} = \frac{2J\rho'^2}{\frac{3}{2} P \phi_f} \text{ et } K_{p\Omega_{rx}} = \frac{2J\rho' - f}{\frac{3}{2} P \phi_f} \quad (\text{II.21})$$

Pour la détermination des gains de chaque régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

II.3.4 Résultats de simulation de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur triphasé

Les simulations ont été effectuées en utilisant deux MSAPs de mêmes caractéristiques dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A.

Les paramètres des régulateurs sont regroupés dans le tableau suivant:

Régulateur de vitesse	$K_{p\Omega_{rx}} = 0.1057$	$K_{i\Omega_{rx}} = 2.2313$
Régulateurs des courants	$K_{pd1} = 1.74.10^7$	$K_{id1} = 4.2.10^9$
	$K_{pd2} = 1.74.10^7$	$K_{id2} = 4.2.10^9$

Tableau (II.1) : Paramètres des régulateurs.

Les figures (II.6) à (II.8) illustrent les résultats de simulation de la commande vectorielle moyenne.

On remarque d'après la figure (II.6) que lors du démarrage en charge des deux MSAPs avec un échelon de consigne de 100 rad/s suivi de l'élimination de la charge de valeur 5 N.m à partir de $t=1s$ pour les deux MSAPs que :

- Les allures des vitesses suivent parfaitement leurs références qui sont atteintes très rapidement avec un faible temps de réponse. L'effet de la variation du couple de charge est rapidement éliminé, les couples électromagnétiques se stabilisent à la valeur 0 Nm à partir de $t=1s$.
- Les réponses des composantes du courant statorique montrent bien que le découplage est assuré par la commande vectorielle moyenne des deux MSAPs.

Dans le test de la figure (II.7), les vitesses de rotation des deux MSAPs ont été inversées de la valeur 100 rad/s à la valeur -100 rad/s à l'instant $t=1s$.

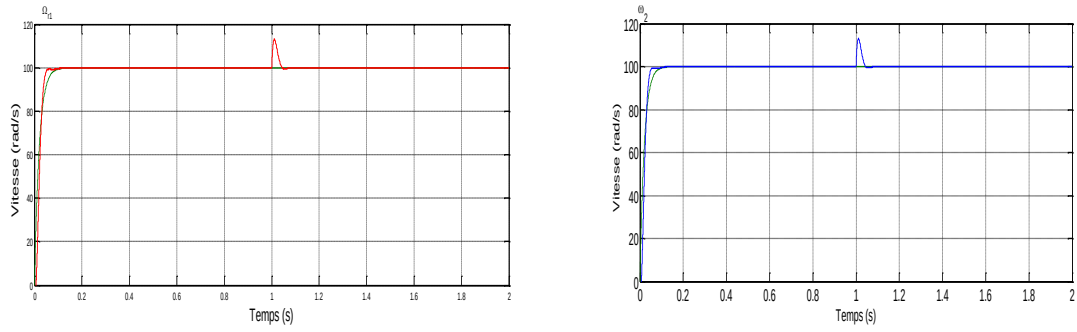


Figure (II.6): Réponse de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras pour un démarrage en charge pour une consigne de vitesse de 100 rad/s, avec élimination du couple résistant de valeur $C_{r1}=C_{r2}= 5$ N.m à l'instant $t=1$ s.

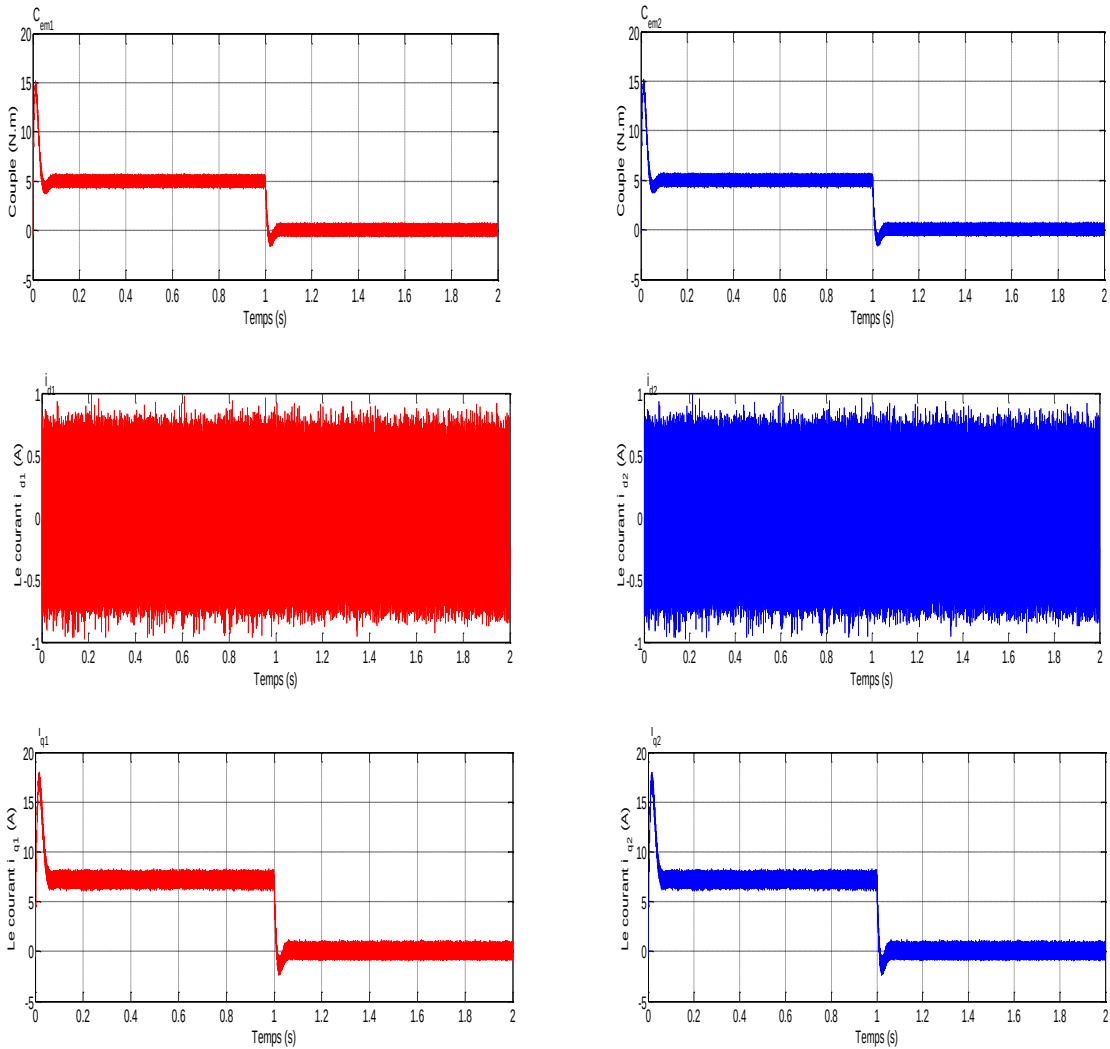


Figure (II.6) (suite): Réponse de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras pour un démarrage en charge pour une consigne de vitesse de 100 rad/s, avec élimination du couple résistant de valeur $C_{r1}=C_{r2}= 5$ N.m à l'instant $t=1$ s.

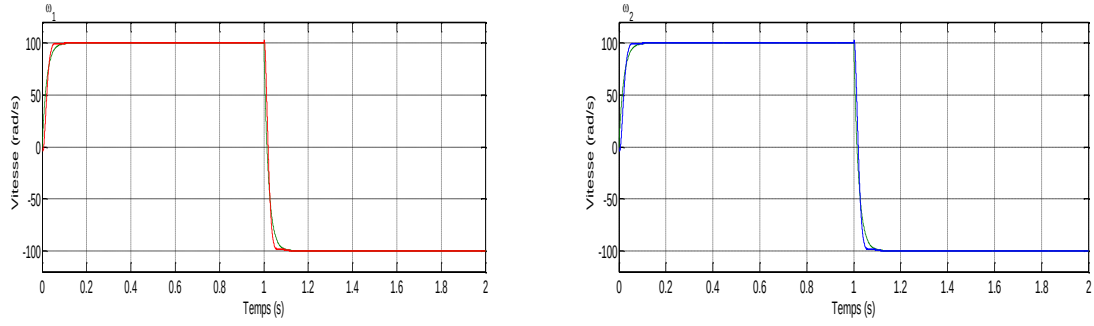


Figure (II.7) : Réponse de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras lors d'une inversion du sens de rotation de (100 rad/s) à (-100 rad/s) à l'instant $t=1$ s.

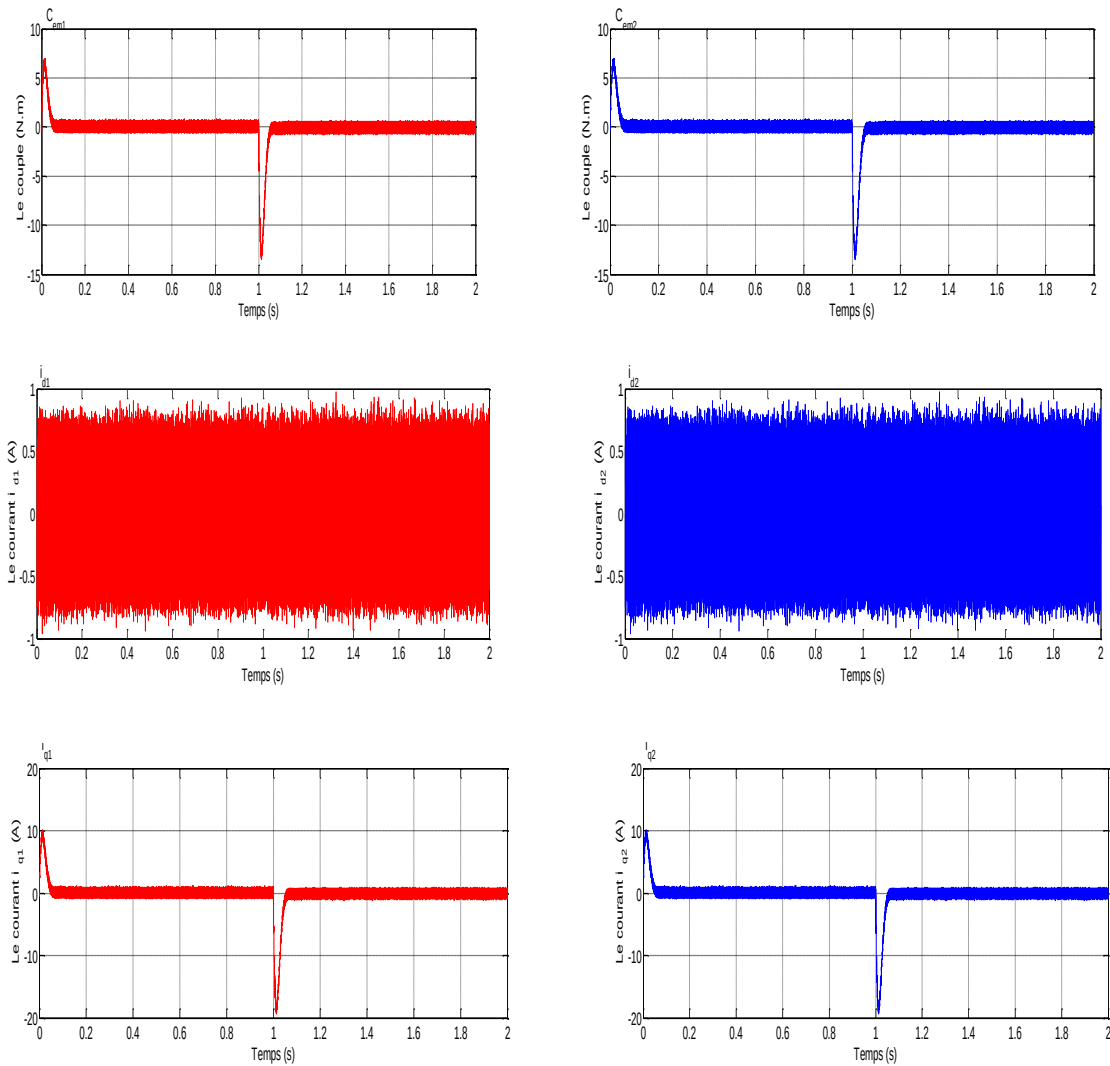


Figure (II.7) (suite): Réponse de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras lors d'une inversion du sens de rotation de (100 rad/s) à (-100 rad/s) à l'instant $t=1$ s.

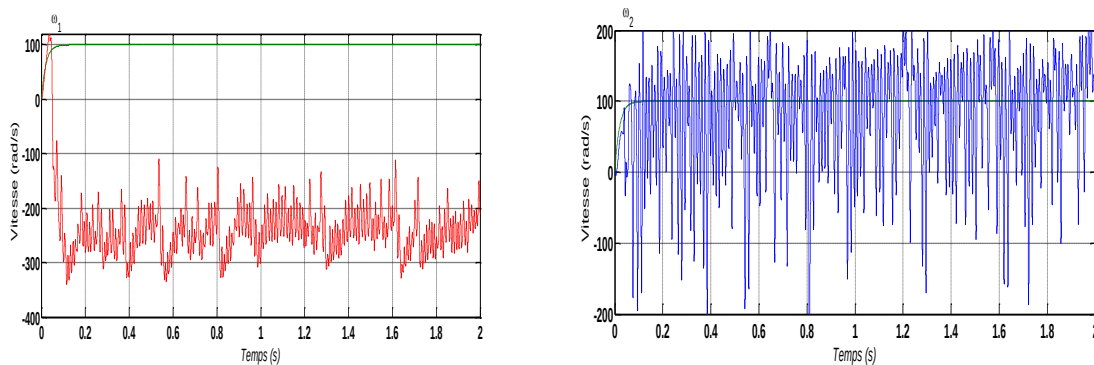
A partir des résultats illustrés dans les figures (II.6) et (II.7) on peut faire les remarques suivantes :

- Les vitesses des deux MSAPs s'établissent après un temps de réponse de (0.01s) et suivent parfaitement leurs références. Toutefois, des perturbations au moment de l'élimination de la charge sont observées.
- Pour chaque MSAP, après la phase de démarrage, le couple électromagnétique atteint la valeur de 5 N.m compensant ainsi le couple résistant.
- Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement, le courant direct est nul indépendamment des variations de la charge.
- Lors du changement du sens de rotation, la vitesse de chaque machine suit sa référence sans dépassement.

En conclusion les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de la commande vectorielle moyenne est garantie vis-à-vis les types de fonctionnement susmentionnés.

La figure (II.8) représente la simulation de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras lors d'un démarrage en charge avec une consigne de vitesse de 100 rad/s pour le premier moteur et 50 rad/s pour le deuxième moteur, avec élimination du couple résistant $C_{r2}=5$ pour le moteur 2 à l'instant $t=1s$ alors que le moteur 1 fonctionne à vide.

On observe bien que si les références de vitesse ou les couples résistants sont différents, la commande vectorielle moyenne ne fonctionne pas correctement.



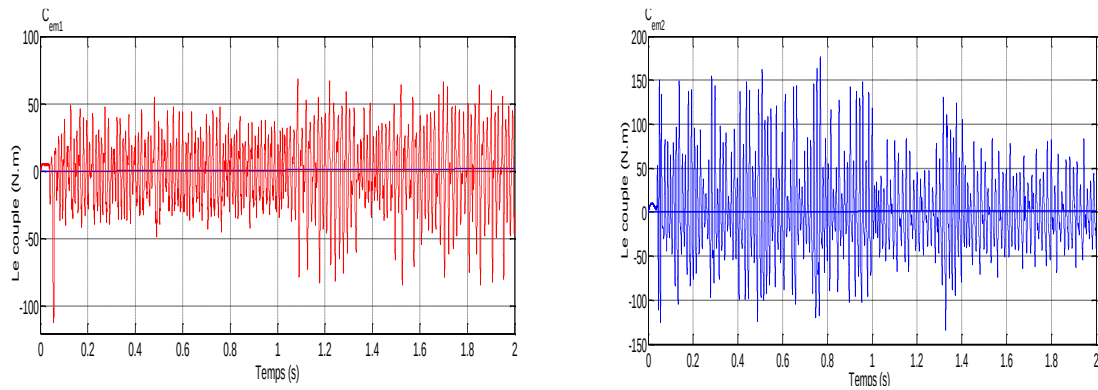


Figure (II.8): Réponse de la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à trois bras lors d'une consigne de vitesse de 100 rad/s pour le premier moteur et 50 rad/s pour le deuxième moteur, avec variation du couple résistant pour le moteur 2 à l'instant $t=1s$ alors que le moteur 1 opère à vide.

En effet, à partir des résultats de la figure (II.8), on observe bien que si les références ou/et les couples résistants sont différents, les performances de ce système d'entraînement sont complètement dégradées.

Pour résoudre ce problème on propose d'alimenter les deux machines par un seul onduleur à cinq bras afin de découpler leurs fonctionnements.

II.4 Commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras

Les systèmes multi-machines sont de plus en plus utilisés dans l'industrie. Parmi les structures les plus répandues si lorsque deux moteurs triphasés sont alimentés par un seul onduleur à cinq bras. En effet, un bras de l'onduleur est connecté en commun aux deux machines afin d'assurer un contrôle indépendant des deux machines.

Dans cette partie, nous proposons la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à cinq bras.

II.4.1 Structure de la commande vectorielle à base d'un onduleur à cinq bras

La connexion d'onduleur à cinq bras aux deux MSAPs est représentée sur la figure (II.9). Les bras a et b sont connectés au MSAP1 pendant que les bras d et e sont connectés au MSAP2. Le cinquième bras est utilisé comme un bras commun.

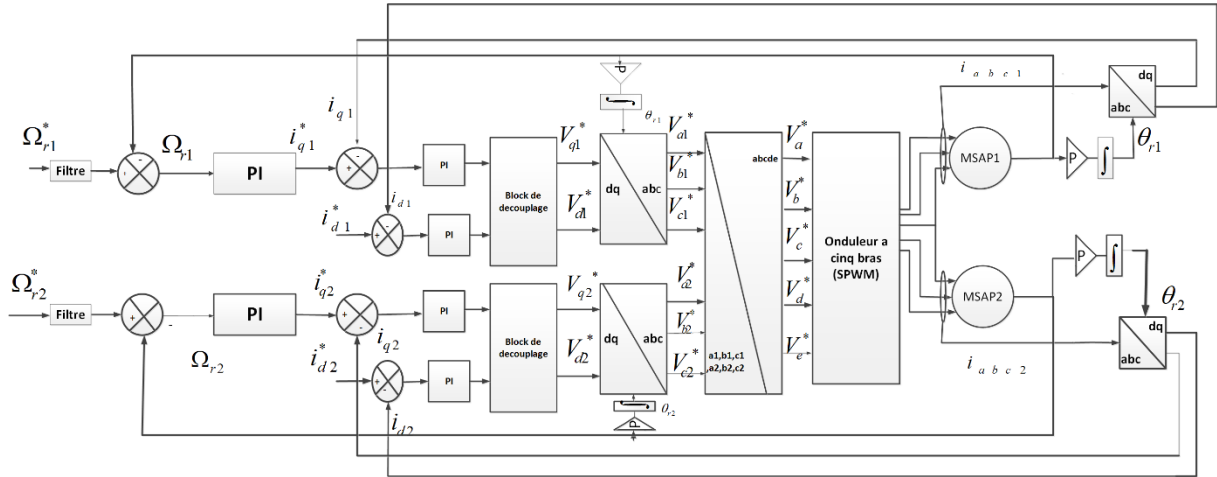


Figure (II .9) : Schéma de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras.

II.4.2 Description du système

Pour chaque machine, la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour régler le courant en quadrature et l'autre externe pour régler la vitesse.

La vitesse est réglée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence i_{qx}^* qui est comparé à la valeur du courant i_{qx} issue de la mesure des courants réels. En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_{dx} qui est maintenu à zéro. Les sorties des régulateurs de courant i_{dx} et i_{qx} sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{qx}^*, V_{dx}^* et par passage du repère (d,q) au repère (a,b,c) les trois tensions de référence $(V_{ax}^*, V_{bx}^*, V_{cx}^*)$ sont obtenues.

Les six tensions de référence des deux MSAPs sont transformées en cinq tensions de référence nécessaire pour contrôler l'onduleur à cinq bras par la technique de modulation de largeur d'impulsion.

II.4.3 Calcul des tensions de référence de l'onduleur à cinq bras

Les commandes vectorielles des deux MSAPs génèrent six tensions de référence. Ces références doivent être transformées en cinq tensions de référence nécessaires pour contrôler l'onduleur à cinq bras [23,24,25].

La tension de référence V_{c2}^* générée par la commande de la MSAP2 est ajoutée aux tensions de référence générées par la commande de la MSAP1. Cette tension n'a aucun effet sur la

MSAP1 car elle sera annulée dans les tensions composée. D'une manière similaire la tension de référence générée par la commande de V_{c1}^* de la MSAP1 n'a aucun effet sur la MSAP2 lorsqu'elle est ajoutée à V_d^* et V_e^* . Les cinq tensions de référence sont calculées par :

$$\begin{cases} V_a^* = V_{a1}^* + V_{c2}^* \\ V_b^* = V_{b1}^* + V_{c2}^* \\ V_c^* = V_{c1}^* + V_{c2}^* \\ V_d^* = V_{a2}^* + V_{c1}^* \\ V_e^* = V_{b2}^* + V_{c1}^* \end{cases} \quad (II.22)$$

II.4.4 Modélisation de l'onduleur de tension à cinq bras

Pour modéliser l'onduleur de tension, représenté sur la figure (II.9), on considère son alimentation comme une source parfaite, générée par de deux générateurs de F.E.M égale à $v_{dc} = \frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

On admet que l'onduleur alimente une charge pentaphasée équilibrée dont les tensions simples sont notées par $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}, V_{dn}, V_{en}$. L'onduleur est commandé à l'aide des grandeurs logiques $S_i (i=a,b,c,d,e)$. On appelle par T_i et T_i' les transistors (supposés des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i = 1$ alors T_i est passant et T_i' est ouvert
- Si $S_i = 0$ alors T_i est ouvert et T_i' est passant

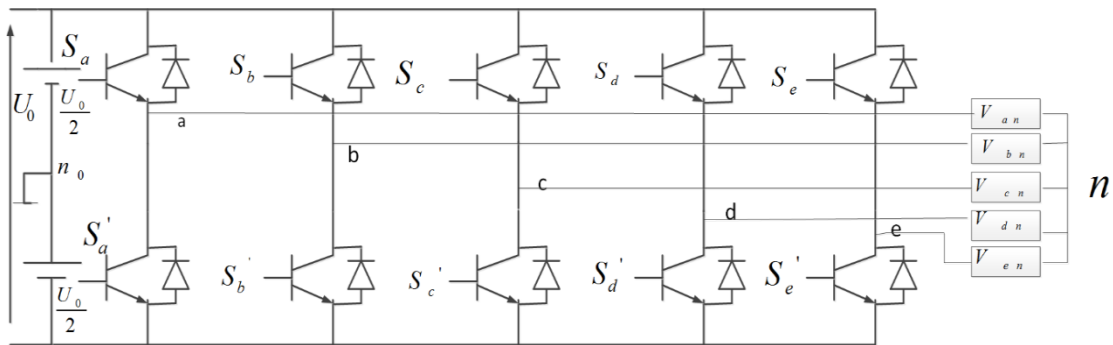


Figure (II .10) : Représentation d'un onduleur à cinq bras.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a,b,c,d,e)$ et en tenant compte du point fictif n_0 représenté sur la figure (II.10).

$$V_{in0} = S_i v_{dc} \quad (\text{II.23})$$

Les tensions de phase neutre de la charge sont écrites comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{an0} - V_{nn0} \\ V_{bn} = V_{bn0} - V_{nn0} \\ V_{cn} = V_{cn0} - V_{nn0} \\ V_{dn} = V_{dn0} - V_{nn0} \\ V_{en} = V_{en0} - V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n_0 comme:

$$V_{nn0} = \frac{1}{5} (V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0} + V_{dn0} + V_{en0}) \quad (\text{II.25})$$

En remplaçant (II.25) dans (II.24) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \\ V_{dn} \\ V_{en} \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \\ V_{dn0} \\ V_{en0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

L'utilisation de l'expression (II.23) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \\ V_{dn} \\ V_{en} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie des tensions le plus sinusoïdale possible, à cet effet différentes stratégies de commande permettant de déterminer les fonctions logiques S_i ($i = a, b, c, d, e$) sont proposées dans la littérature [24]. Dans le présent travail, la technique MLI sinus-triangle (SPWM) est adoptée pour commander l'onduleur.

II.4.4.1 Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (II.11).

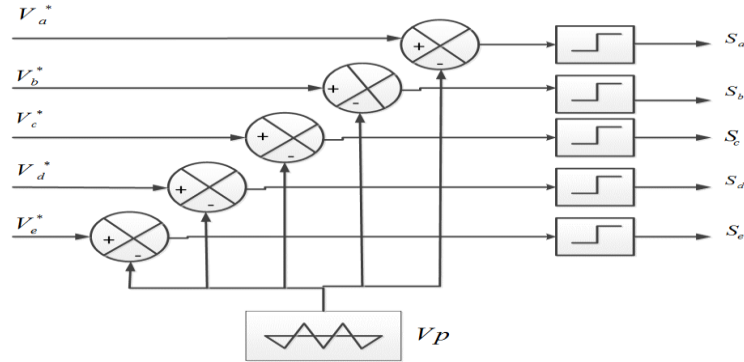


Figure (II .11) : Schéma de principe de MLI sinus triangle pour un onduleur à cinq bras.

Donc, le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

Si $V_i^* \geq V_p$ alors $S_i = 1$ sinon $S_i = 0$, avec $i = a, b, c, d, e$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{si} \quad (II.28)$$

Où :

V_{pm} est l'amplitude de la porteuse et T_p sa période.

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m est égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la

fréquence de référence f : $(m = \frac{f_p}{f})$.

- Le coefficient de réglage en tension r est égal au rapport de l'amplitude de la tension de

référence V_m sur la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm} : $(r = \frac{V_m}{V_{pm}})$.

II.5 Résultats de simulation

Les paramètres des régulateurs adoptés sont regroupés dans le tableau suivant:

Régulateur de vitesse	$K_{p\Omega_{rx}} = 0.1320$	$K_{i\Omega_{rx}} = 2.3243$
Régulateurs des courants	$K_{pdx} = 1.98.10^6$	$K_{idx} = 4.20.10^8$
	$K_{pqx} = 1.98.10^6$	$K_{iqx} = 4.20.10^8$

Tableau (II.2) : Paramètres des régulateurs

Les valeurs des régulateurs sont les mêmes pour les deux machines.

II.5 Interprétations des résultats

Dans cette section, nous avons présenté sur les figures simulées les vitesses Ω_{rx} (rad/s), les couples électromagnétique C_{emx} (N.m), les deux composantes d'axe directe i_{dx} (A) et en quadrature i_{qx} (A), des deux MSAPs.

II.5.1 Fonctionnement avec un seul moteur chargé

La figure (II.12) représente les résultats de simulation de d'un démarrage en charge du premier moteur avec un échelon de consigne de 100 (rad/s) avec une élimination du couple résistant de $C_{r1}=5\text{N.m}$ à l'instant $t=1\text{s}$ au même temps le deuxième moteur fonctionne à vide avec une consigne de 50 (rad/s). On remarque que dans le fonctionnement à vide pour le deuxième moteur, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement. La même remarque peut être observée par le premier moteur fonctionnant en charge. Après l'élimination de la charge à l'instant $t=1\text{s}$, on remarque que la vitesse présente un petit pic qui est rejeté rapidement suite à l'intervention du régulateur de vitesse utilisé.

Le couple subit un pic au démarrage, puis il atteint la valeur du couple résistant appliqué à l'arbre du premier moteur.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle. En effet le courant direct reste en moyenne nul alors que le courant en quadratique suit l'évolution du couple électromagnétique.

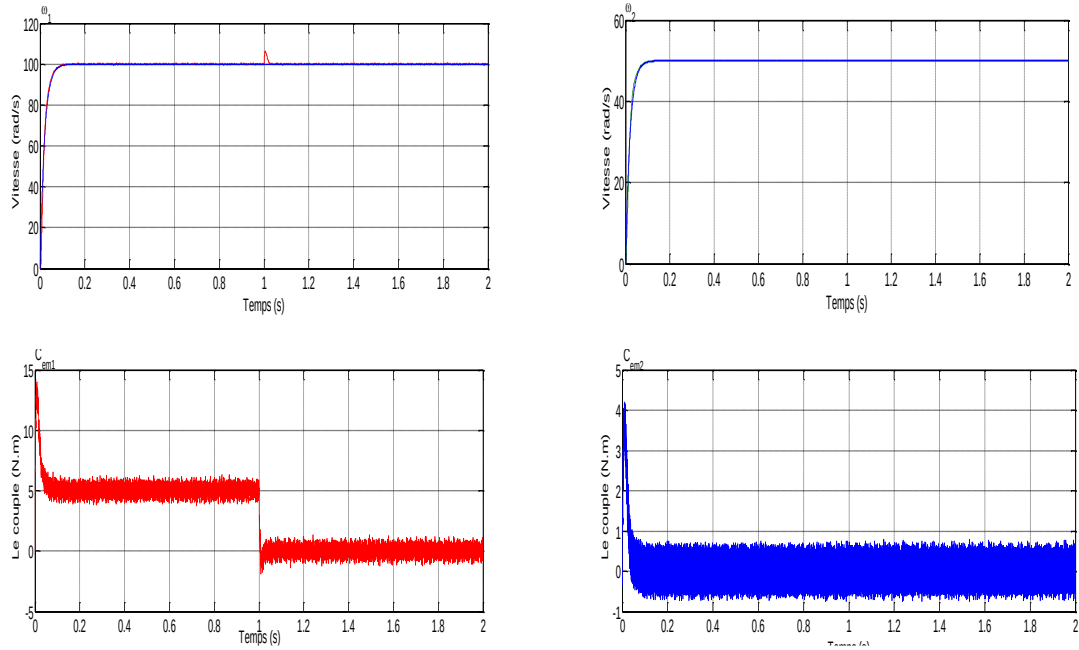


Figure (II.12) : Réponse de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras à une consigne de vitesse de 100 rad/s pour le premier moteur et 50 rad/s pour le deuxième moteur, avec une élimination du couple résistant de $C_{r1}=5$ à l'instant $t=1$ s pour le première moteur et le fonctionnement à vide du deuxième moteur.

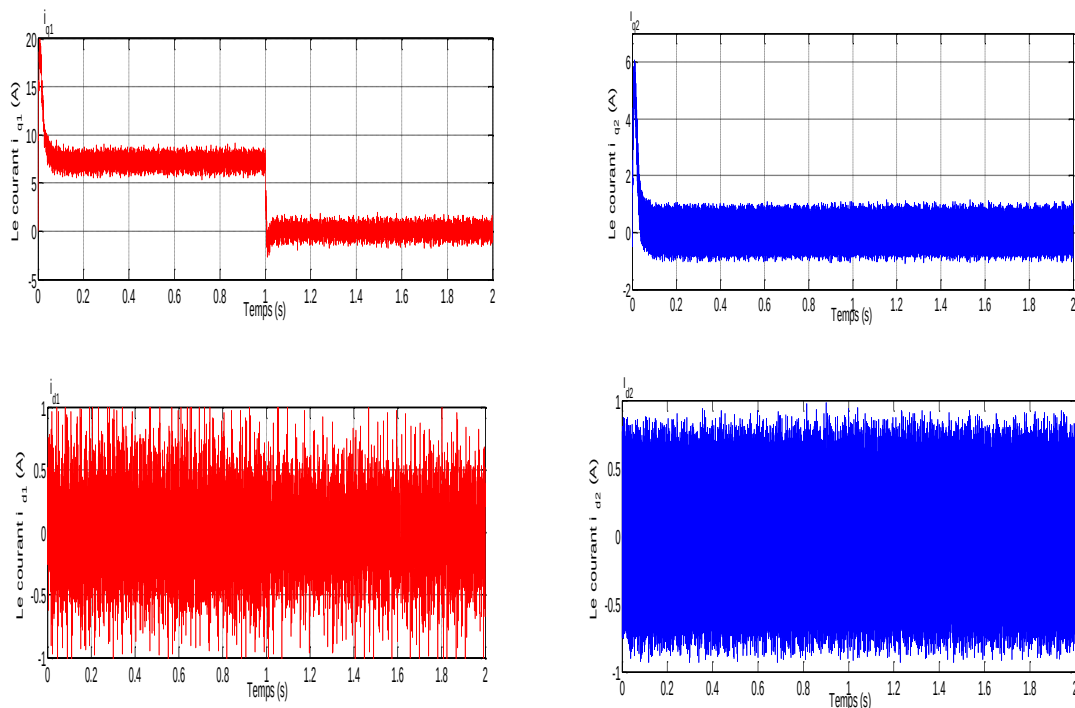
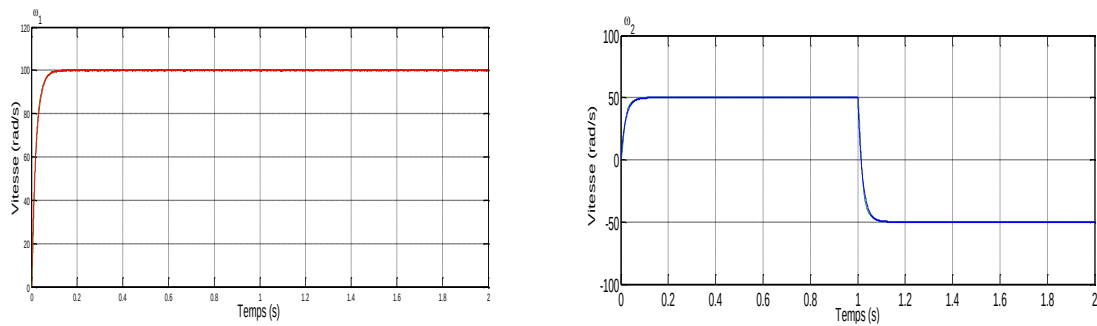


Figure (II.12) (suite): Réponse de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras à une consigne de vitesse de 100 rad/s pour le premier moteur et 50 rad/s pour le deuxième moteur, avec

une élimination du couple résistant de $C_{r1}=5$ à l'instant $t=1s$ pour le premier moteur et le fonctionnement à vide du deuxième moteur.

II.5.1.1 Fonctionnement lors d'inversion du sens de rotation d'un seul moteur

La figure (II.13) représente les résultats de simulation du démarrage à vide du premier moteur avec un échelon de consigne de $\Omega_{r1}^* = 100$ (rad/s) et l'inversion du sens de rotation du deuxième moteur de $\Omega_{r2}^* = 50$ (rad/s) à $\Omega_{r2}^* = -50$ (rad/s) à $t=1s$ sans charge. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce type de fonctionnement.



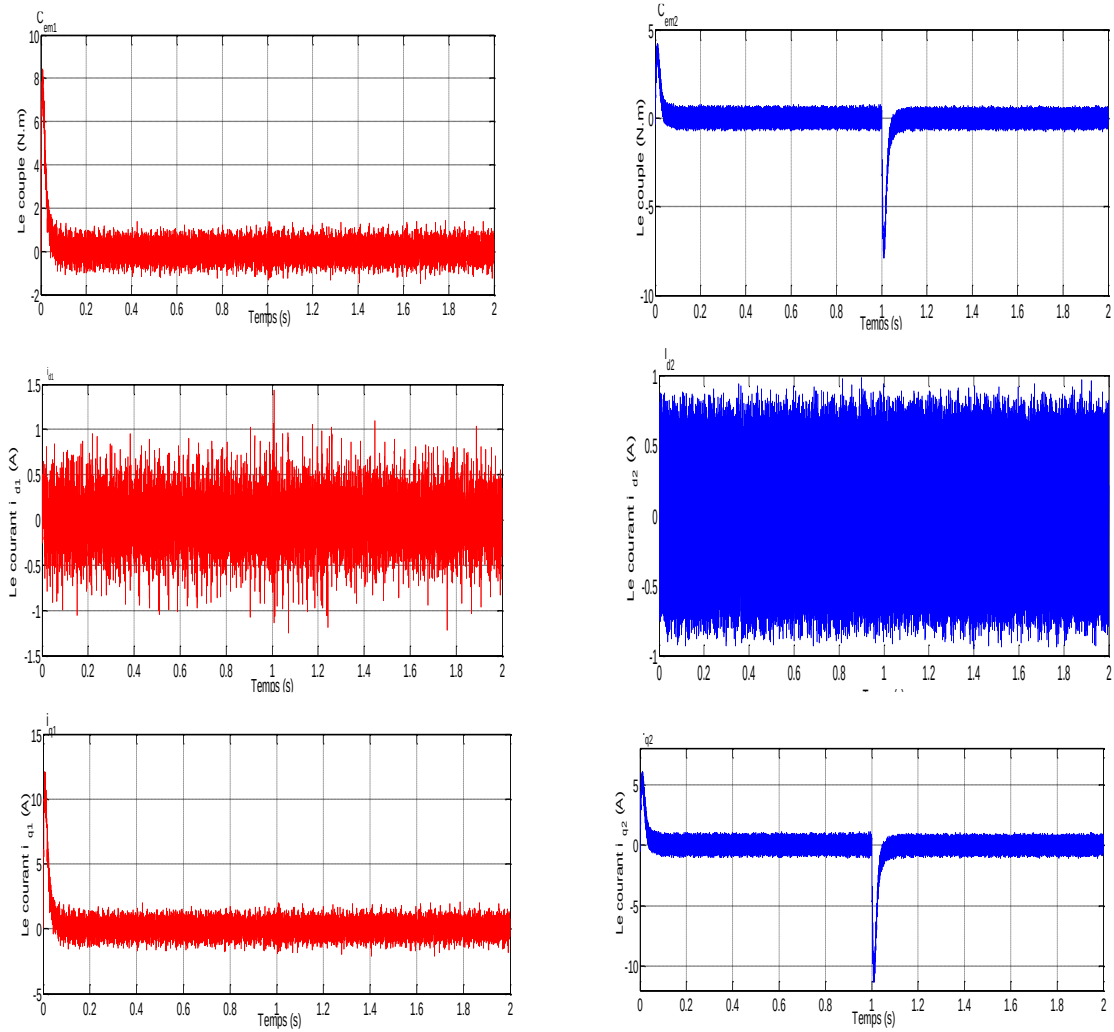


Figure (II.13) : Réponses de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras pour une consigne de vitesse de (100 rad/s) pour le premier moteur et une inversion du sens de rotation de (50 rad/s) à (-50 rad/s) à l'instant $t=1s$ pour le deuxième moteur avec un fonctionnement à vide des deux moteurs.

II.5.1.2 Fonctionnement avec inversion du sens de rotation des deux moteurs

La figure (II.14) illustre les résultats de simulation obtenus pour un changement des références de vitesses de référence $\Omega_{r1}^* = [100, -100, 50]$ (rad/s) aux instants $t = [0, 1, 1.5]$ (s) et $\Omega_{r2}^* = [50, -50, 100]$ (rad/s) aux instants $t = [0, 1, 1.5]$ (s).

On remarque que le système répond positivement à ce test, les vitesses suivent leurs références sans erreurs statiques, les couples subissent des pics lors des variations brusques

des références. Le courant en quadratique prend toujours l'image du couple indépendamment du courant direct qui est nul en moyenne assurant ainsi la nature découplée de la commande.

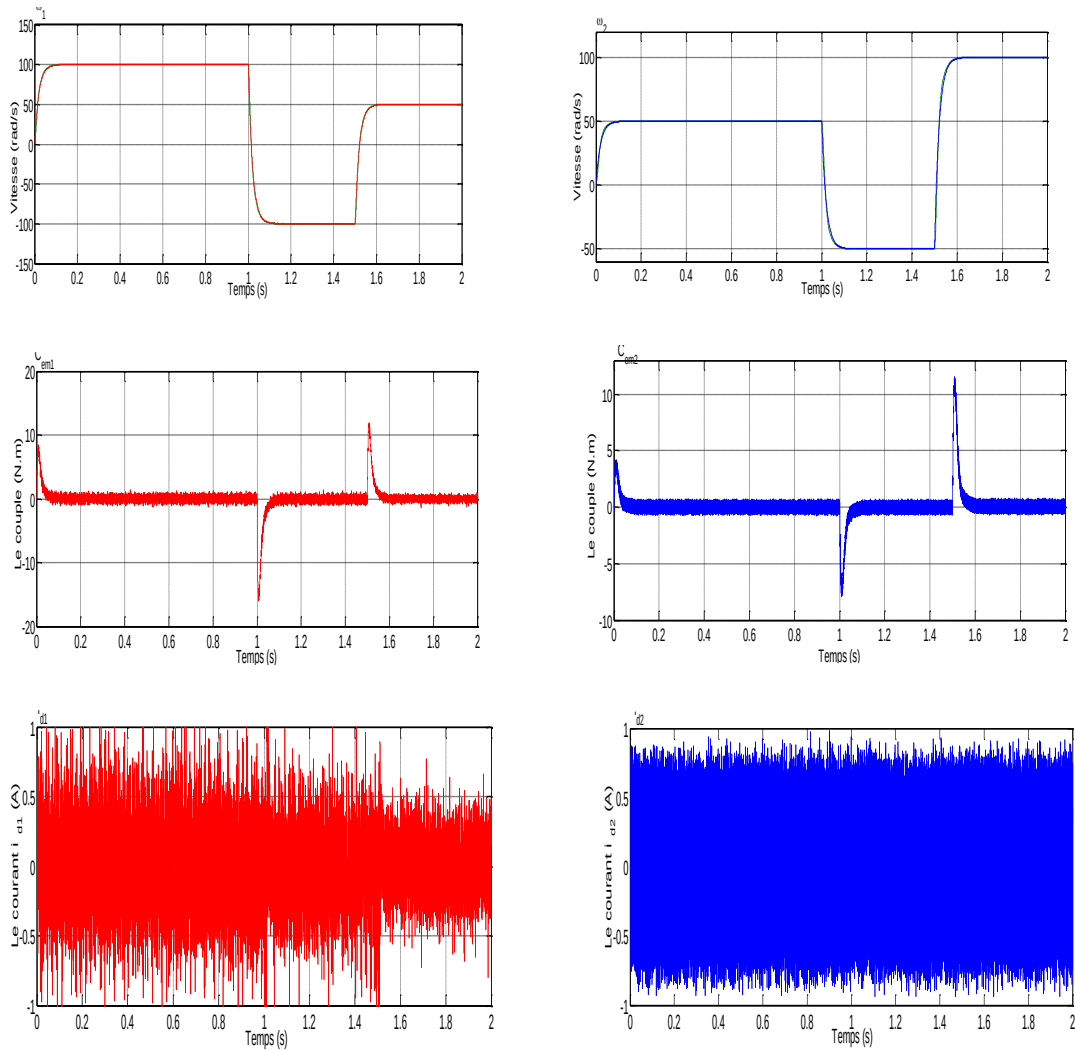


Figure (II.14) : Réponse de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un à onduleur cinq bras fonctionnant avec des vitesses de référence différentes.

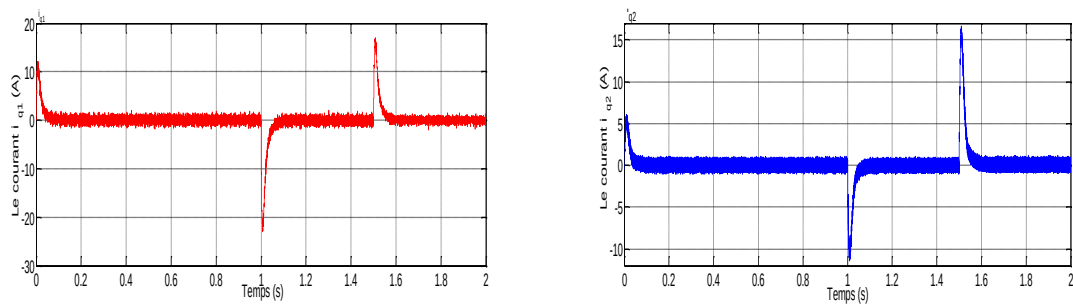


Figure (II.14) (suite): Réponse de la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un à onduleur cinq bras fonctionnant avec des vitesses de référence différentes.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé deux techniques de la commande vectorielle appliquées à deux MSAPs connectées à un seul onduleur. Dans le cas où l'onduleur est à trois bras, les deux machines sont contrôlées par une seule commande vectorielle moyenne. Cependant, les deux machines sont complètement couplées. Dans le cas d'un onduleur à cinq bras, chaque machine est contrôlée par sa propre commande vectorielle. Dans ce cas de figure, la commande est capable de découpler le fonctionnement des deux machines. A noter que, le réglage à l'aide de régulateurs classiques (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Toutefois, les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances seront détériorées, alors il est préférable d'utiliser d'autres techniques de réglage robuste, telle que la commande par mode glissant qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

Commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à cinq bras

III.1. Introduction

À partir des années 80, la commande par mode de glissement a été considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis les plus intéressantes [26]. L'avantage que procure une telle commande, qui la rend aussi importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle. La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques, ses principaux domaines d'application sont la robotique [27] et la commande des moteurs électriques.

Dans ce chapitre, on applique la commande par mode glissant sur deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur à cinq bras. Pour cela on présente d'abord un rappel théorique succinct sur la commande par mode glissant, ensuite la conception de la commande et son application sur le variateur proposé seront mises en évidence.

III.2. Trajectoires dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [33]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [34], (Figure (III.1)) :

- ♦ **Le mode de convergence (MC):** ou le mode non glissant ou la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- ♦ **Mode de glissement (MG):** C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement.

♦ **Le mode de régime permanent (MRP):** Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

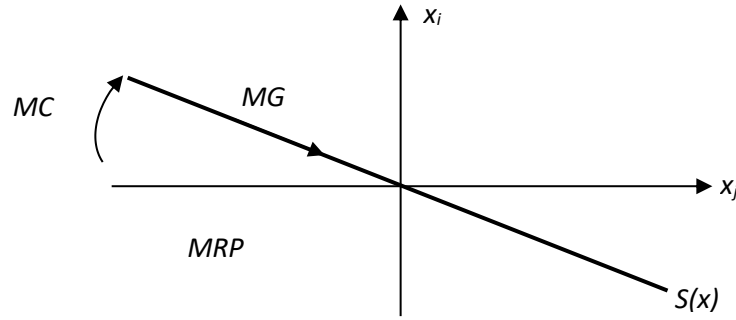


Figure (III.1): Modes de trajectoire dans le plan de phase.

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

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 [28]:

- 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 de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire de ses surfaces et également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

où $\begin{bmatrix} X \end{bmatrix} \in R$ est le vecteur d'état, $\begin{bmatrix} U \end{bmatrix} \in R_m$ le vecteur de commande, avec $n > m$. Généralement, le nombre de surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $\begin{bmatrix} U \end{bmatrix}$.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , plusieurs travaux [36], [35], [37], [38] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$e(x) = x_{ref} - x$: L'écart de la variable à régler.

λ : Gain positif.

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire paraître la commande.

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

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

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

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Elle tend vers zéro pour un choix correct du gain λ .

Le problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x) = 0$, est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence [29].

III.3.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence sont situées dans le cadre de permettre aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement indépendamment de la perturbation. On a deux conditions [30] [31]:

- L'approche directe

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

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

- L'approche de Lyapunov

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. Il s'agit de choisir 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 $\dot{V}(x) < 0$.

Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.6})$$

III.3.3. Détermination de la loi de commande

Si la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, donc il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constitué de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n). Cette dernière est très importante dans la commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_n(t) \quad (\text{III.7})$$

(U_{eq}) correspond à la commande proposée par Filipov. 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 est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

(U_n) introduit pour vérifier la condition de convergence $\dot{S}(x)S(x) < 0$. Elle détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Pour calculer la commande, on considère le système d'équation d'état (III.1).

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.8})$$

En substituant (III.1), (III.7) dans (III.8), on aura :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] U_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] U_n \quad (\text{III.9})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle $S(x)$, et par conséquent, sa dérivée $\dot{S}(x)=0$, et la partie discontinue est aussi nulle. Dans ces conditions la solution de l'équation (III.9) est alors :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A(X)] [X] \right\} \quad (\text{III.10})$$

Avec la condition :

$$\frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] \neq 0 \quad (\text{III.11})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface.

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] U_n \quad (\text{III.12})$$

La condition d'attractivité $\dot{S}(x)S(x) < 0$, devient :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] U_n < 0 \quad (\text{III.13})$$

Pour satisfaire cette condition, il faut que le signe de U_n soit opposé à celui de

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)].$$

La forme la plus simple que U_n peut prendre est la fonction *sign* (la forme de relais), voir figure (III.2).

$$U_n = K_x \text{sign}(S) \quad (\text{III.14})$$

Avec le signe de K_x est différent de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)]$. Le choix de ce gain est très influent.

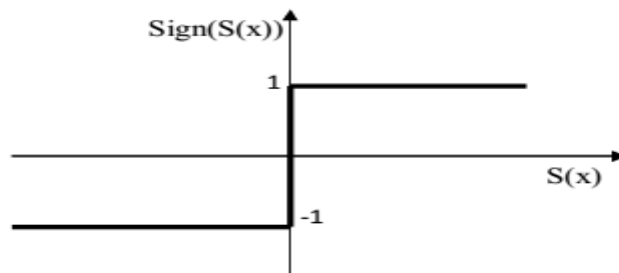


Figure (III.2): Fonction sign.

III.3.4. Elimination du phénomène de broutement (Chattering)

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Le phénomène de broutement (Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «sign» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences [32].

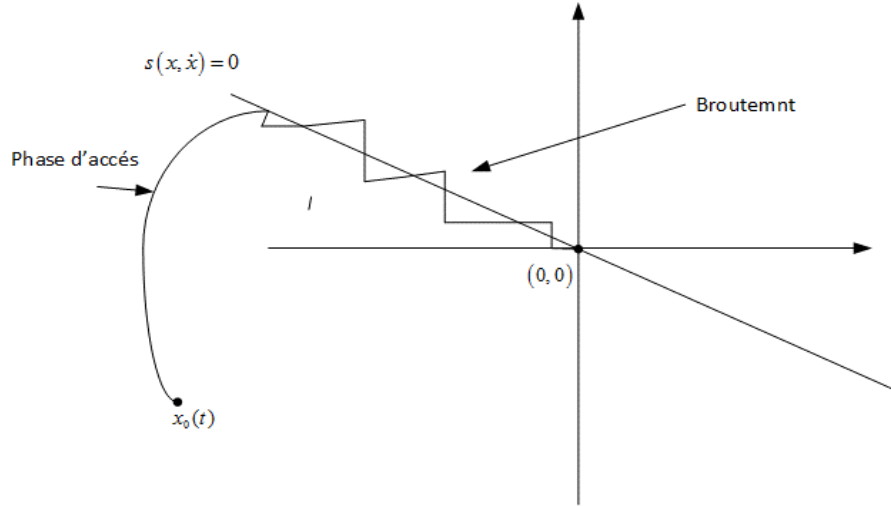


Figure (III.3): Phénomène de broutement.

Pour éliminer le broutement, on remplace la fonction 'sign' par l'une des fonctions de saturation suivantes :

- Fonction SAT

La fonction SAT, illustrée par la figure (III.4), est donnée par l'expression suivante :

$$Sat = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \mu \\ -1 & \text{si } S < -\mu \\ \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| \leq \mu \end{cases} \quad (III.15)$$

Où :

μ : Un paramètre petit et positif.

Donc la commande est :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign}S(x) & \text{si } |S(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (III.16)$$

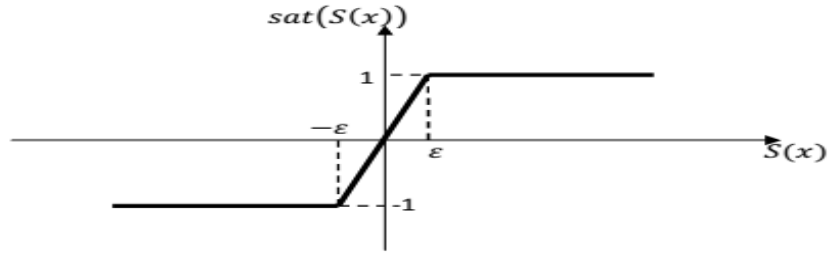


Figure (III.4): Fonction de saturation.

- La fonction Smooth

La fonction Smooth, représentée par la figure (III.5), est définie par :

$$Smooth(S(x)) = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (III.17)$$

La commande sera donc :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (III.18)$$

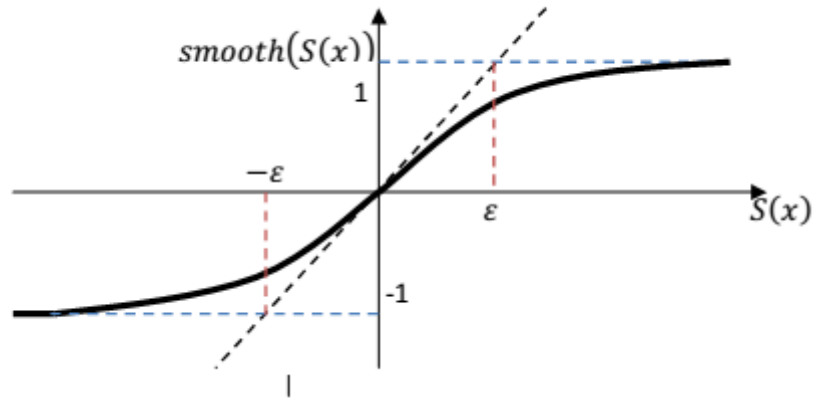


Figure (III.5): Fonction de smooth.

III.4. Application de la commande par mode de glissement à deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras

Rappelons que chaque machine peut être modélisée par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{dx}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{dx} + \frac{L_q}{L_d} P \Omega_{rx} i_{qx} + \frac{1}{L_d} U_{dx} \\ \frac{di_{qx}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{qx} + \frac{L_d}{L_q} P \Omega_{rx} i_{dx} - \frac{P \phi_f}{L_q} \Omega_{rx} + \frac{1}{L_q} U_{qx} \\ \frac{d\Omega_{rx}}{dt} = \frac{3}{2} \frac{P(L_d - L_q)}{J} i_{dx} i_{qx} - \frac{C_{rx}}{J} - \frac{f}{J} \Omega_{rx} \end{cases} \quad (III.19)$$

La Figure (III.6) représente le schéma du réglage par mode glissement (sliding mode control: SMC), utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade. La boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse.

III.4.1. Synthèse du régulateur par mode glissant de la vitesse

Le degré relatif étant $r=1$, la surface est donc :

$$S(\Omega_{rx}) = \Omega_{rx}^* - \Omega_{rx} \quad (III.20)$$

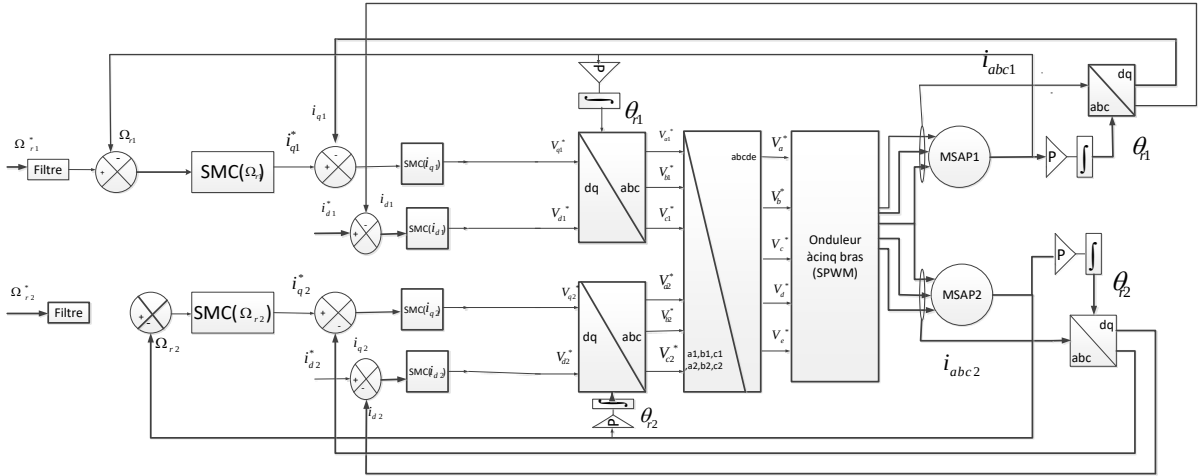


Figure (III.6): Schéma global de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un seul un onduleur à cinq bras.

La dérivée de $S(\Omega_{rx})$ est :

$$\dot{S}(\Omega_{rx}) = \dot{\Omega}_{rx}^* - \dot{\Omega}_{rx} \quad (III.21)$$

En remplaçant la dérivée de la vitesse par sa valeur, on obtient:

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega_{rx}) = \dot{\Omega}_{rx}^* - \frac{3}{2} \frac{P(L_d - L_q)}{J} i_{dx} + P\phi_f i_{qx} + \frac{C_{rx}}{J} + \frac{f}{J} \Omega_{rx} \\ i_{qx} = i_{qeqx} + i_{qNx} \end{cases} \quad (III.22)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\Omega_{rx})=0$ et par conséquent

$\dot{S}(\Omega_{rx})=0$ et $i_{qNx}=0$ d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III.22), comme suit :

$$i_{qeqx} = \frac{\dot{\Omega}_{rx}^* + \frac{f}{J} \Omega_{rx} + \frac{C_{rx}}{J}}{\frac{3}{2} \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} i_{dx} + \frac{P\phi_f}{J} \right)} \quad (III.23)$$

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

$$S(\Omega_{rx})\dot{S}(\Omega_{rx}) < 0 \quad (\text{III.24})$$

Si on remplace l'équation (III.23) dans (III.22), on obtient :

$$\dot{S}(\Omega_{rx}) = -\frac{3}{2} \left[\frac{P(L_d - L_q)}{J} i_{dx} + \frac{P\phi_f}{J} \right] i_{qNx} \quad (\text{III.25})$$

La commande non linéaire est :

$$i_{qNx} = K_{\Omega_{rx}} \text{sign}(S(\Omega_{rx})) \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$K_{\Omega_{rx}}$: Gain positif.

III.4.1.2 Synthèse du régulateur par mode glissant du courant en quadrature

La surface choisie pour le courant i_{qx} est :

$$S(i_{qx}) = i_{qx}^* - i_{qx} \quad (\text{III.27})$$

La dérivée de $S(i_{qx})$ est :

$$\dot{S}(i_{qx}) = \dot{i}_{qx}^* - \dot{i}_{qx} \quad (\text{III.28})$$

Dans ce cas, les commandes $V_{qe qx}$ et V_{qNx} sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{qe qx} = \left(\dot{i}_{qs}^* + \frac{R_s}{L_q} P \Omega_{rx} i_{dx} + \frac{P\phi_f}{L_q} \right) L_q \\ V_{qNx} = K_{qx} \text{sign}(S(i_{qx})) \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Avec :

K_{qx} : Gain positif.

III.4.1.3 Synthèses du régulateur par mode glissant du courant direct

La surface de glissement est choisie comme suit :

$$S(i_{dx}) = i_{dx}^* - i_{dx} \quad (\text{III.30})$$

De même les expressions de V_{deq} et V_{dN} sont

$$\begin{cases} V_{deqx} = \left(\dot{i}_{ds}^* + \frac{R_s}{L_d} i_{dx} - \frac{L_q P \Omega_{rx}}{L_d} \right) L_d \\ V_{dNx} = K_{dx} \text{sign}(S(i_{dx})) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Avec :

K_{dx} : Gain positif.

III.5. Résultats de simulation

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant du variateur proposé, des séries de simulations numériques ont été effectuées.

Les paramètres des régulateurs adoptés sont regroupés dans le tableau suivant :

Régulateur de vitesse	$K_{\Omega_x} = 2$
Régulateurs des courants	$K_{dx} = 500$
	$K_{qx} = 2000$

Tableau (III.3) : Paramètres des régulateurs

III.5.1 Interprétations des résultats

Dans cette section, nous avons présenté sur les figures simulées les vitesses Ω_{rx} (rad/s), les couples électromagnétique C_{emx} (N.m), les deux composantes d'axe directe i_{dx} (A) et en quadrature i_{qx} (A) des deux MSAPs.

III.5.1.1 Fonctionnement des deux moteurs à vide

La figure (III.7) représente les résultats de simulation lorsque les deux moteurs fonctionnent à vide avec une consigne de 100 (rad/s) pour le premier moteur et une consigne de 50 (rad/s) pour le deuxième moteur. On remarque que durant le fonctionnement à vide des deux moteurs, les allures des vitesses suivent parfaitement leurs références qui sont atteintes très rapidement avec un temps de réponse appréciable.

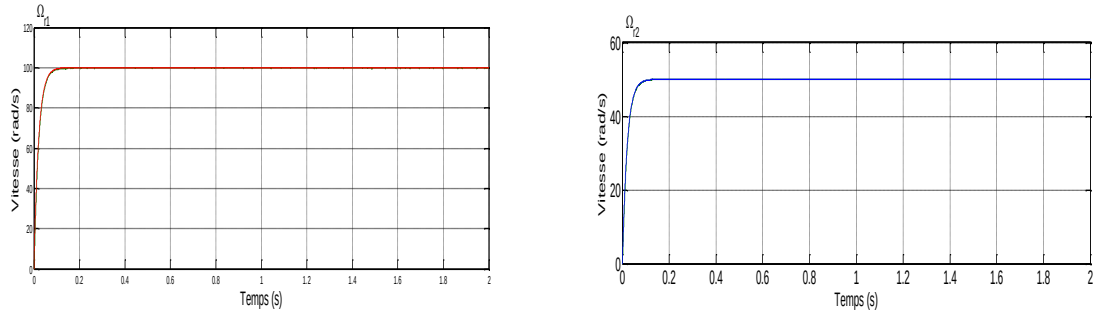


Figure (III.7): Résultats de simulation de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à cinq bras lors d'un fonctionnement à vide.

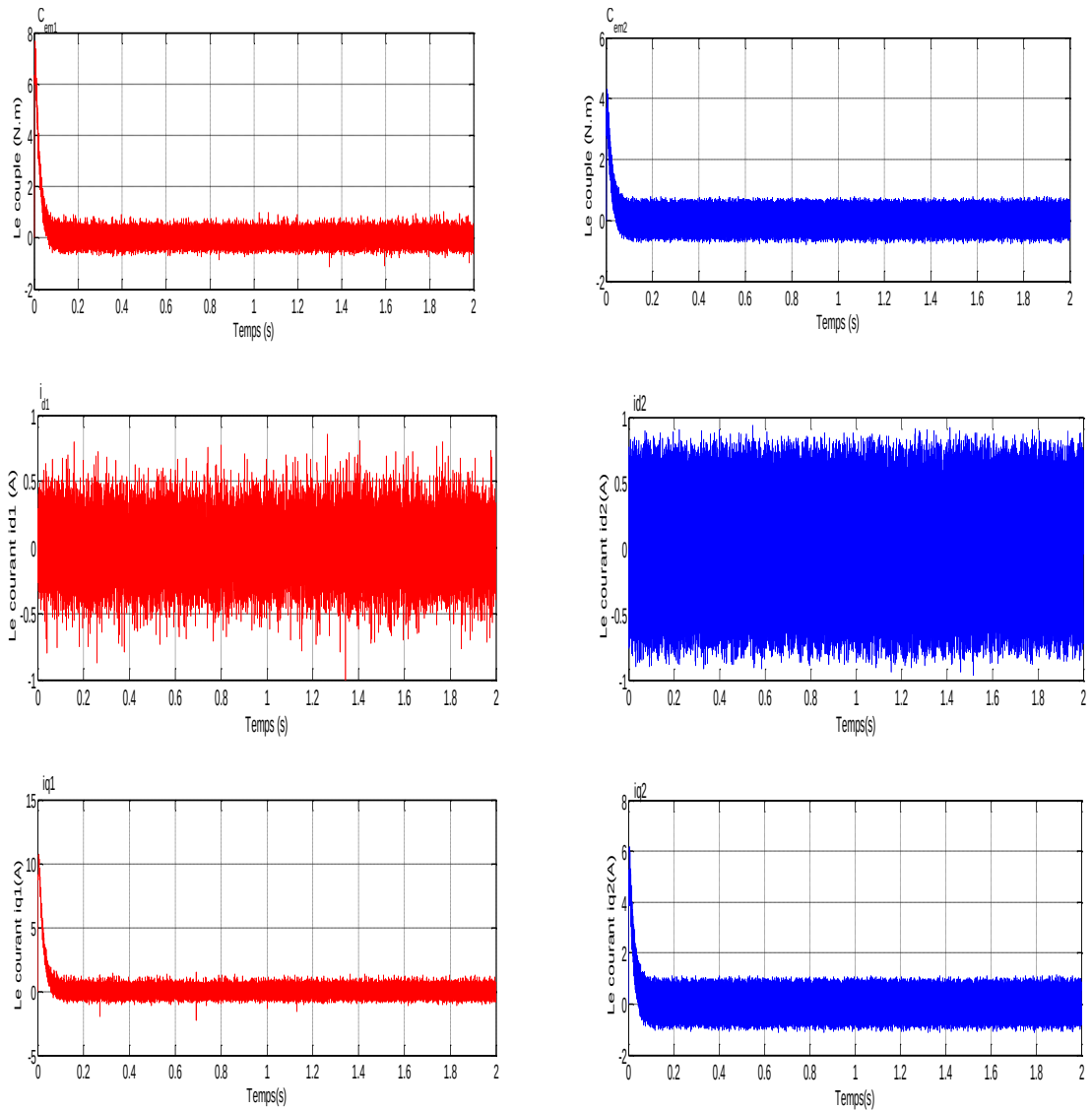


Figure (III.7)(suite): Résultats de simulation de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à cinq bras lors d'un fonctionnement à vide.

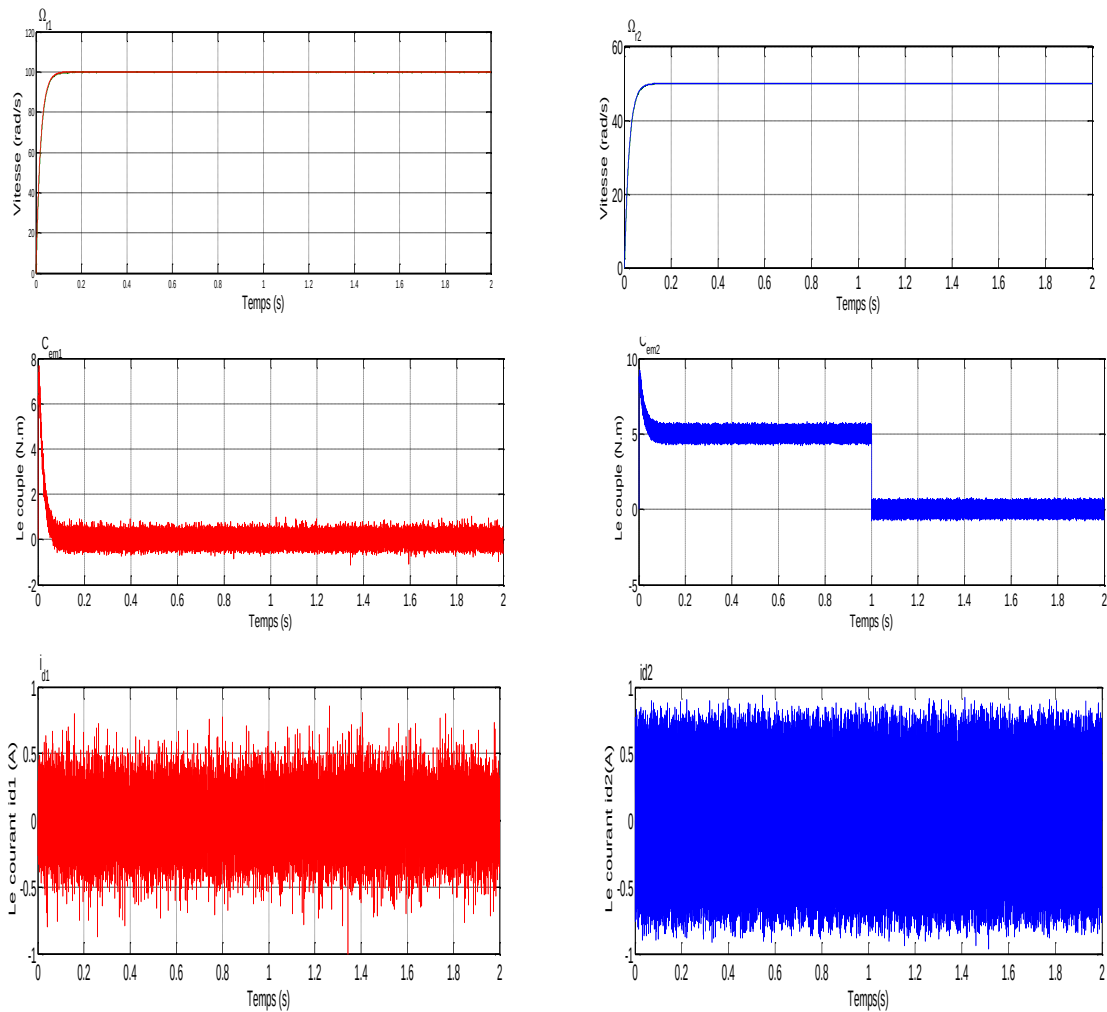
III.5.1.2 Fonctionnement avec un seul moteur chargé

La figure (II.12) représente les résultats de simulation d'un démarrage en charge du deuxième moteur avec un échelon de consigne de 50 (rad/s) avec une élimination du couple résistant de

$C_r=5$ à l'instant $t=1s$, au même temps le premier moteur fonctionne à vide avec une consigne de 100 (rad/s). On remarque que:

- Pour chaque moteur, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire au démarrage et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très faible.
- Le couple subit un pic au démarrage, puis il atteint la valeur du couple résistant appliqué à l'arbre du deuxième moteur.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage assuré par la commande par mode glissant. En effet le courant direct reste en moyenne nul alors que le courant en quadratique suit l'évolution du couple électromagnétique.



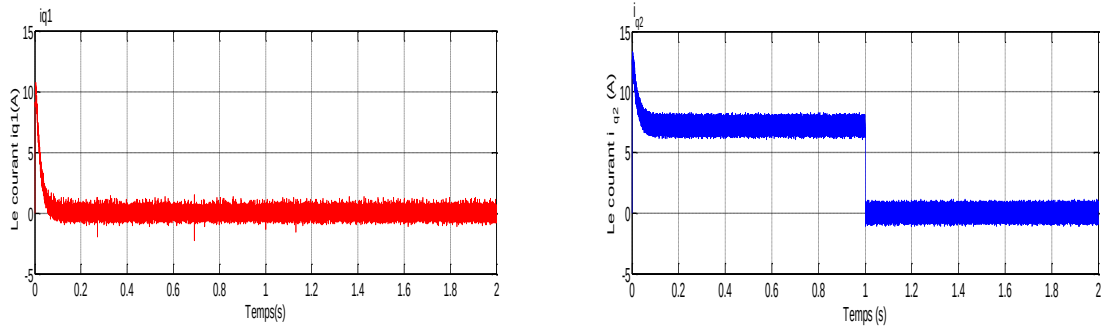
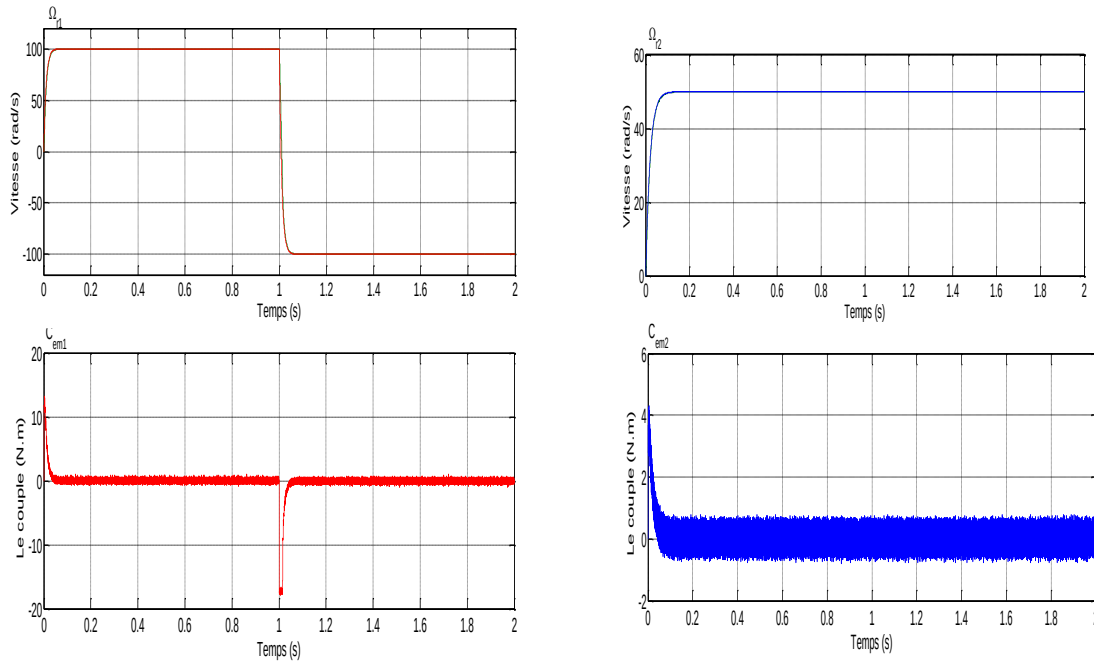


Figure (III.8): Réponses de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras à une consigne de vitesse de 100 rad/s pour la première machine et 50 rad/s pour la deuxième machine, avec élimination du couple résistant ($C_{r2}=5$) à l'instant $t=1$ s sur la MSAP2 alors que la MSAP1 fonctionne à vide.

III.5.1.2 Fonctionnement lors d'inversion du sens de rotation d'un seul moteur

La figure (III.9) représente les résultats de simulation du démarrage à vide du deuxième moteur avec un échelon de consigne de $\Omega_{r2}^* = 50(\text{rad/s})$ et l'inversion du sens de rotation du premier moteur de $\Omega_{r1}^* = 100(\text{rad/s})$ à $\Omega_{r1}^* = -100(\text{rad/s})$ à $t=1$ s sans charge.

Pour le premier moteur, on constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement. Lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine. Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -100 rad/s. On peut dire donc que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.



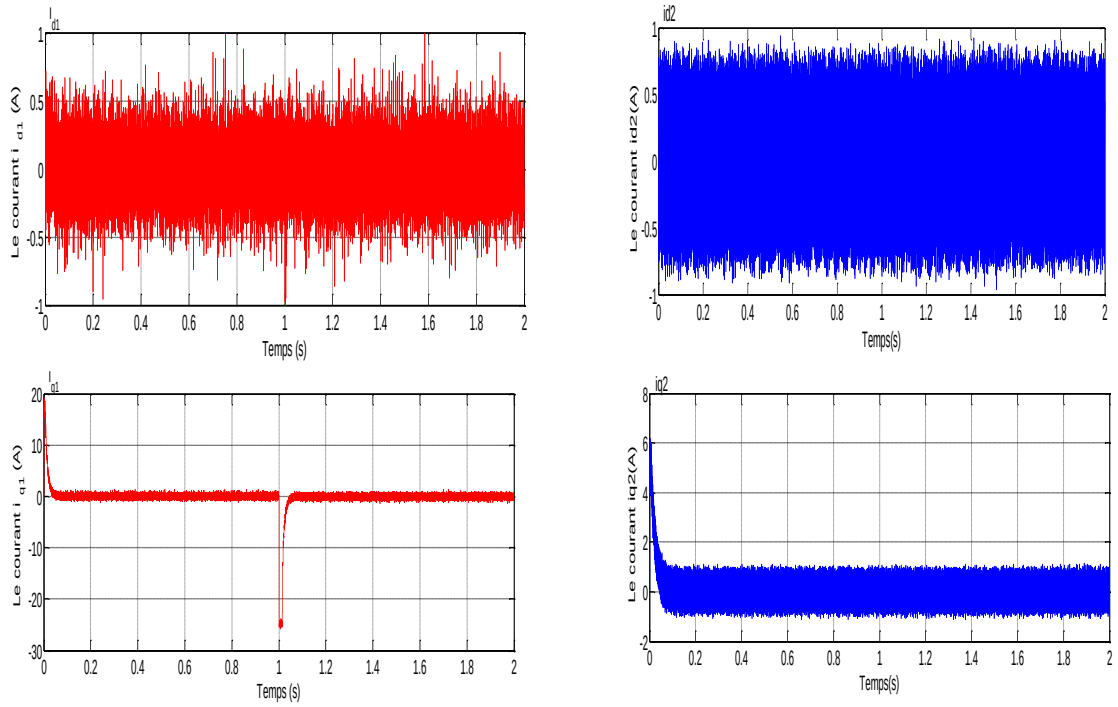
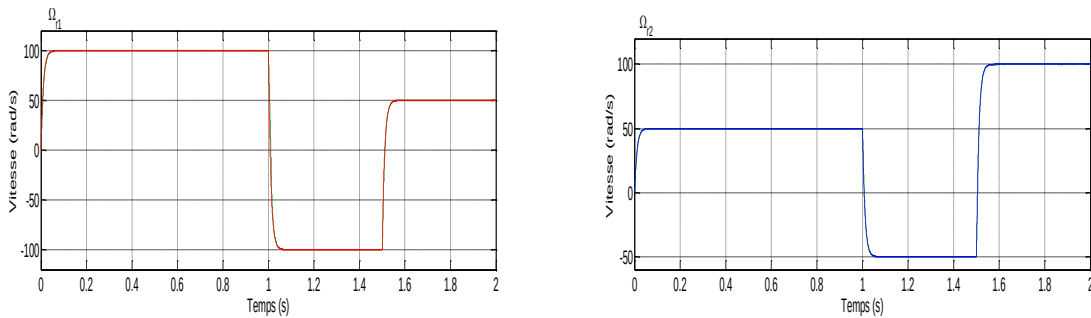


Figure (III.9): Réponses de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras lors d'une inversion du sens de rotation de (100 rad/s) à (-100 rad/s) à l'instant $t=1s$ pour la MSAP1 et le fonctionnement à vide du deuxième moteur.

II.5.2.2 Fonctionnement avec inversion du sens de rotation des deux moteurs

La figure (III.10) illustre les résultats de simulation obtenus pour un changement des références de vitesses de référence $\Omega_{r1}^* = [100, -100, 50] \text{ rad/s}$ aux instants $t = [0, 1, 1.5] \text{ s}$ et $\Omega_{r2}^* = [50, -50, 100] \text{ rad/s}$ aux instants $t = [0, 1, 1.5] \text{ s}$.

On remarque que le système répond positivement à ce test, les vitesses suivent leurs références sans erreurs statiques, les couples subissent des pics lors des variations brusques des références. Le courant en quadratique prend toujours l'image du couple indépendamment du courant direct qui est nul en moyenne.



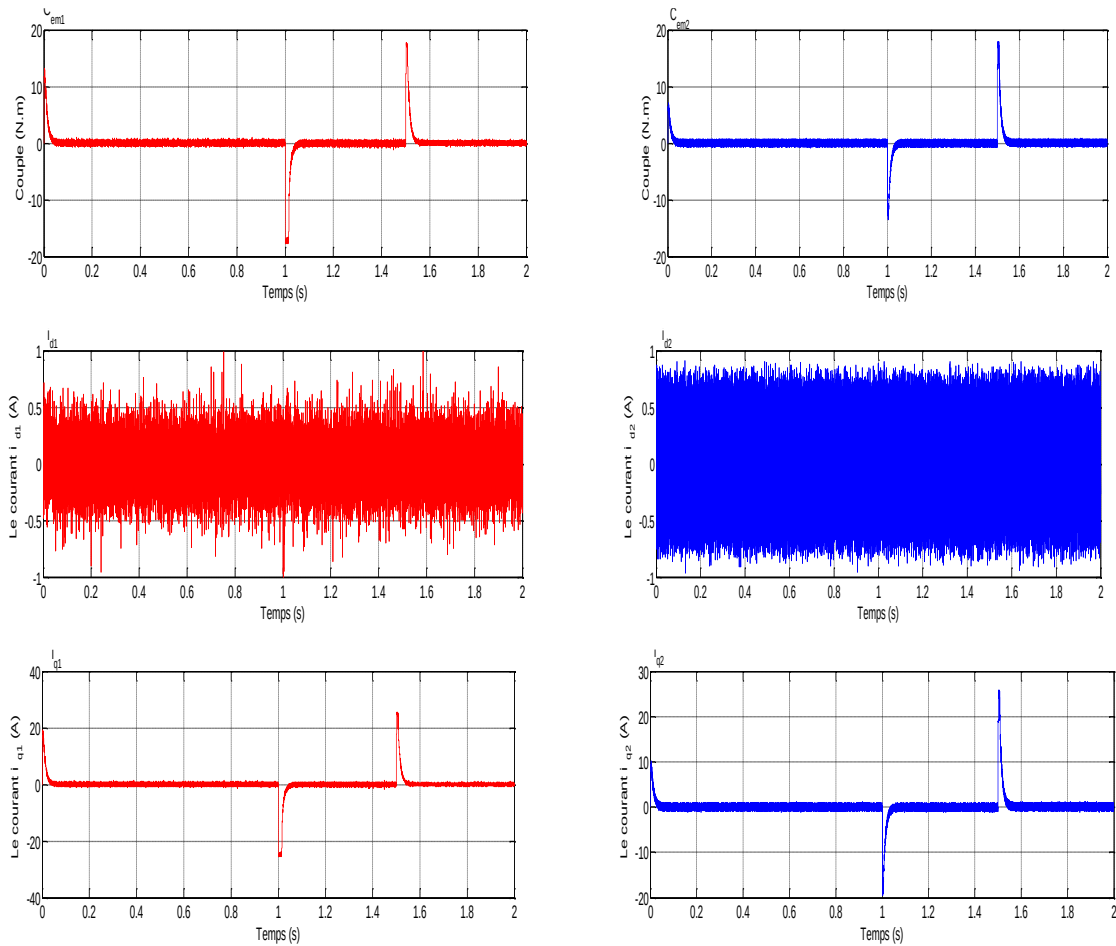


Figure (III.10): Réponses de la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras fonctionnant avec des vitesses de référence différentes.

III.6 Etude comparative entre la commande par mode glissant et la commande par PI de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras

III.6.1 Fonctionnement de deux moteurs en charge

La figure (III.11) représente les réponses en vitesse et en couple de deux machines alimentées par un seul onduleur à cinq bras et commandées par PI et SMC. Le teste est réalisé pour un démarrage en charge à une consigne de vitesse de 100 rad/s, avec une élimination du couple résistant de $C_{r1}=5$ Nm à l'instant $t=1$ s pour le première moteur et une consigne de vitesse de 50 rad/s, avec une élimination du couple résistant de $C_{r2}=5$ Nm à l'instant $t=0.5$ s pour le deuxième moteur.

D'après les réponses illustrées par la figure (III.11), on constate qu'avec des régulateurs SMC les réponses des vitesses sont plus rapides avec un rejet efficace de la perturbation. Toutefois, cette rapidité est accompagnée par un couple de démarrage plus important. D'un autre côté, au moment de la variation de la charge, les réponses en vitesses présentent des pics plus importants lorsque des régulateurs PI sont utilisés. Nous remarquons également que les

ondulations des couples sont nettement améliorées avec des régulateurs par mode glissant par rapport à celles obtenues par des régulateurs classiques.

Cet essai montre que le réglage par SMC est meilleur que celui par PI en termes du temps de réponse, rejet des perturbations de la charge et l'atténuation des ondulations du couple.

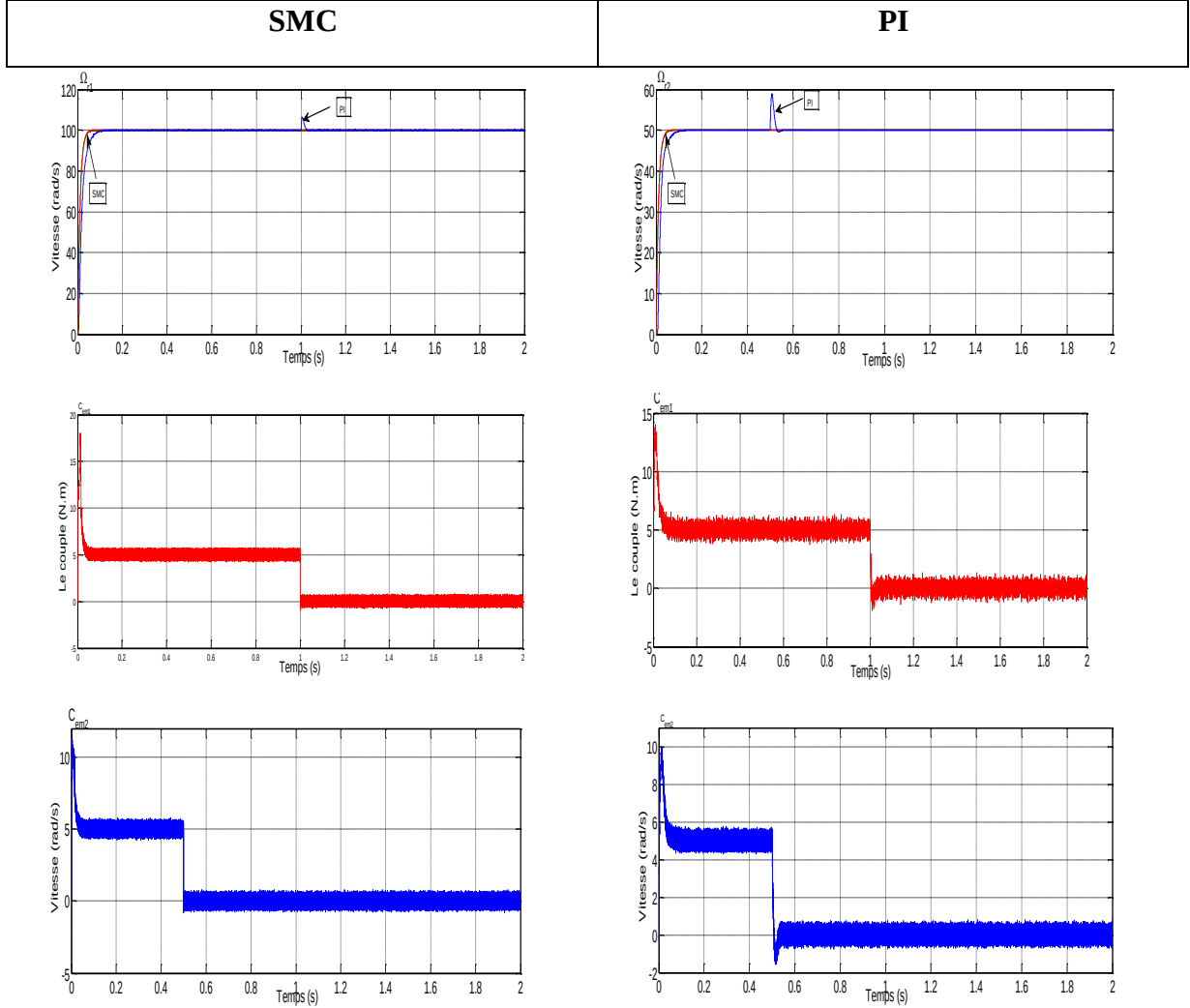


Figure (II.11): Réponses des commandes PI et SMC de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras à une consigne de vitesse de 100 rad/s avec une élimination du couple résistant de $C_{r1}=5$ à l'instant $t=1s$ pour le premier moteur et une consigne de vitesse de 50 rad/s avec une élimination du couple résistant de $C_r=5$ à l'instant $t=0.5s$ pour le deuxième moteur.

III.6.2 Fonctionnement avec inversion du sens de rotation des deux moteurs

La figure (III.12) illustre les résultats de simulation obtenus pour un changement des références de vitesses de référence $\Omega_{r1}^* = [100, -100, 50] (rad / s)$ aux instants $t = [0, 1, 1.5] (s)$ et $\Omega_{r2}^* = [50, -50, 100] (rad / s)$ aux instants $t = [0, 1, 1.5] (s)$.

Ce test a comme objectif de monter la capacité de poursuite des deux commandes proposées lors des variations brusques de la vitesse de rotation.

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé par mode glissant est plus rapide par rapport à celui commandé par PI. A noter que pendant les moments des changements des sens de rotation des deux MSAPs, les pics des couples obtenus par mode glissant sont plus importants à ceux obtenus par PI, ce qui peut être considéré comme un inconvénient de cette commande nécessitant l'ajout de limiteurs en vue de limiter ces variations brusques.

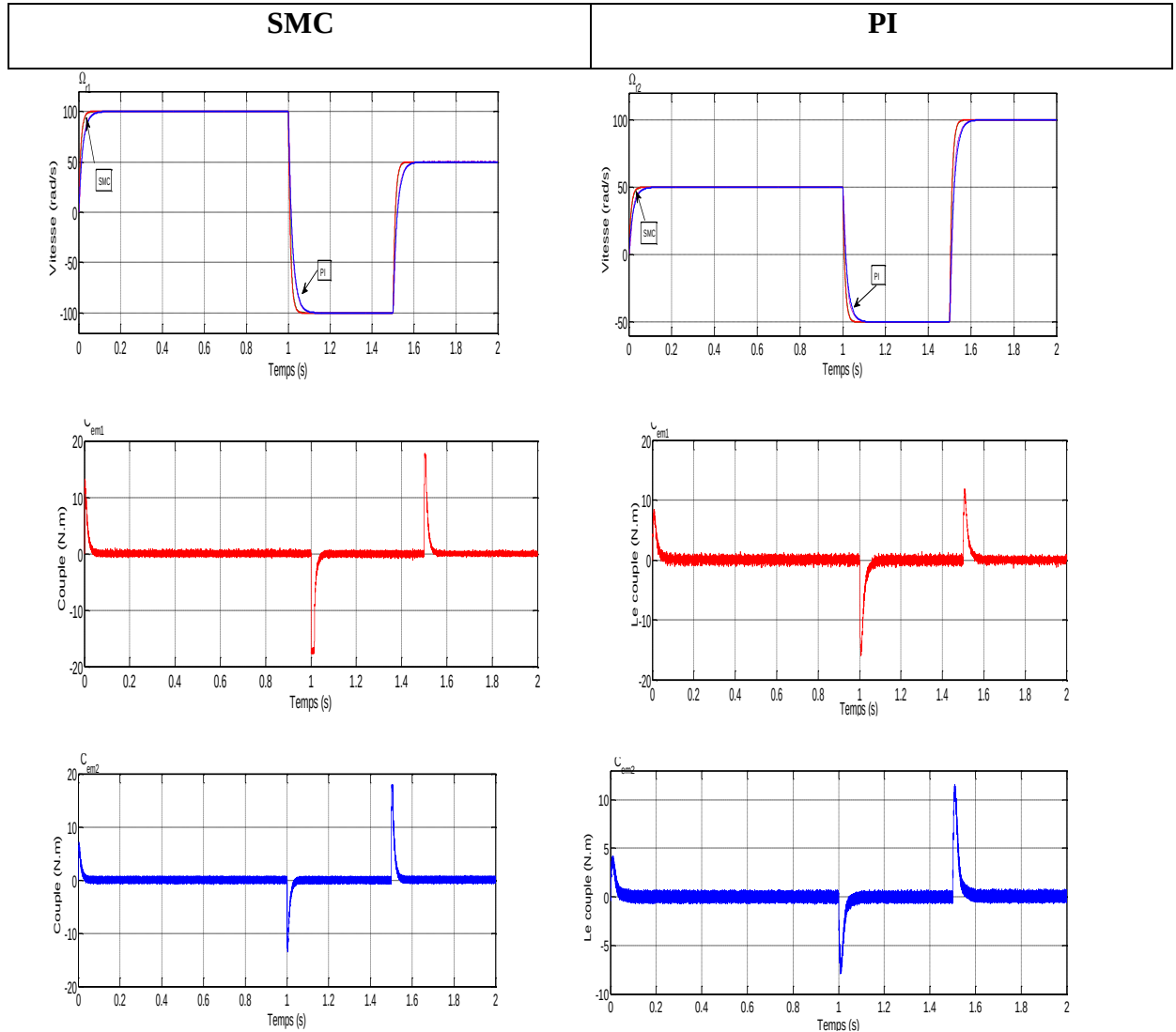


Figure (III.12): Réponses des commandes PI et SMC de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras fonctionnant avec des vitesses de référence différentes.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode glissant de deux MSAPs alimentées par un seul onduleur à cinq bras. Il s'agit fondamentalement de définir la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande en vue d'asservir indépendamment les vitesses de rotation des deux moteurs.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses de la commande par mode glissant, lorsqu'elles sont comparées à celles obtenues par PI, sont rapides et robustes lors des variations des charges ou des vitesses de référence.

En conclusion, la commande par mode glissant présente plusieurs avantages tels que la robustesse, précision importante, stabilité et simplicité ainsi que un temps de réponse très faible.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré principalement à l'étude des performances de la commande non linéaire à régime glissant appliquée à deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras. L'étude de la commande non linéaire a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des trajectoires prédéterminées pour un variateur bimoteur avec de bonnes performances.

Dans le premier chapitre de ce travail, le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents a été obtenu à l'aide d'une transformation assurant le passage d'un système triphasé à un système biphasé. Dans notre travail la notion de vecteur spatial est adoptée en vue de réduire la complexité de calcul.

Le deuxième chapitre est consacré, dans sa première partie à la commande vectorielle moyenne de deux MSAPs alimentées par un onduleur à trois bras. Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances acceptables de la commande vectorielle moyenne en terme du rejet de la perturbation et temps de réponse. Toutefois, cette approche souffre du couplage de fonctionnement des deux moteurs. Dans la deuxième partie, la commande vectorielle de deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras est examinée. Dans le cas d'un onduleur pentaphasé, chaque machine est contrôlée par sa propre commande vectorielle. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques des machines. En effet, cette structure de commande nécessite que les paramètres des machines soient connus.

Ce problème est surmonté, au troisième chapitre à travers l'utilisation de la technique de commande par mode de glissement des deux MSAPs alimentées par un onduleur à cinq bras.

Les résultats obtenus avec des régulateurs par mode glissant sont comparés avec ceux obtenus avec des régulateurs linéaires de type PI. L'étude comparative réalisée montre que les réponses du variateur proposé en utilisant des régulateurs non linéaires de type SMC sont plus rapides et plus robustes.

Enfin le présent travail peut être amélioré en plusieurs aspects. Dans ce sens, nous proposons donc quelques perspectives pour des travaux futurs:

- La généralisation de la commande étudiée dans ce travail à d'autres types de machines.
- La suppression des capteurs de vitesse à l'aide des techniques d'estimation ou d'observation telles que la méthode du modèle en référence adaptatif de système (MRAS), filtre de Kalman, etc.
- L'étude des commandes par mode glissant d'ordre supérieure et leur faisabilité en vue du contrôle des variateurs à multiples moteurs.

Annexe A

Paramètres de la MSAP

Les paramètres adoptés pour chaque machine synchrone à aimants permanents sont regroupés dans le tableau suivant:

Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Résistance statorique	$R_s = 1.4 \text{ } \Omega$
Inductance longitudinale	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance transversale	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f_c = 0.00038818 \text{ N.m.s / rad}$
Couple résistant	$C_r = 5 \text{ N.m}$
Nombre de paires de pôles	$P = 3$
Flux des aimants	$\phi_f = 0.1546 \text{ Wb}$

Bibliographies

- [1] A. Kaddouri, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents," Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [2] M. I. Hemmami, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant," Thèse de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [3] H. Ziane et T. Rekioua, "Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur" 3^{ème} Séminaire National en Génie Électrique, 29-31 Octobre 2002, Batna.
- [4] B. Robyns, Y. Fu et F. Labrique, "Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance," Les Editions de physique, Belgique, 1995.
- [5] L. Zhai and S. Fengchun, "Torque Control of dual induction Motors Independent Drive for Tracked Vehicle," 2008 10th Intl Conf. on Control, Automation, Robotics and Vision, Hanoi, Vietnam, December 17th -20th , 2008.
- [6] W. Laala, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteurs de position et de vitesse," Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2001.
- [7] I. C. Baik, K. H. Kim, and M. Yam, "Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using adaptive and sliding mode control techniques", In Proc. of IEE Electric Power Applications, vol. 145, no. 4, pp. 369-376, 1998.
- [8] A. Sabanovic and F. Bilaloviv, "Sliding mode control of AC drives", IEEE Trans. Ind. Applications, vol. 25, no. 1, pp. 70-75, Jan. / Feb. 1989.
- [9] R. Benchaib, "Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone," Thèse de Doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, France, 1998.
- [10] B. Nahid Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification "en ligne" des paramètres," Thèse de Doctorat, INPL, Décembre 2001.
- [11] A. Ameer, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants," Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.

- [12] F. Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones," Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Janvier 2005.
- [13] O. Fadli, "Modélisation et commande non linéaire de l'association : Machine synchrone à aimants-onduleur de tension à trois niveaux," Mémoire de Magister, Université de Batna 2006.
- [14] M. Sebaa "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents," Mémoire de Magister, ENSET-Oran, 2003.
- [15] P. M. Kelecy and R. D. Lorenz, "Control methodology for single inverter, parallel connected dual induction motor drives for electric vehicles," in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '94, 1994, pp. 987-991.
- [16] H. Chen and G. Xie, "Double 7.5 kW three-phase switched reluctance motors parallel drive system for electric locomotive traction," 14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology, Victoria, British Columbia, 10-13 June 2008, pp. 1-6
- [17] J. Nishimura, "A method of sensorless vector control parallel-connected dual induction motors fed by one inverter in a rotor flux feedback control," 2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, November 27-30, 2007, Bangkok, Thailand, pp. 1290-1294.
- [18] S. Wei, W. Ruxi, W. Yue, H. Yanhui, W. Zhaoan, and L. Jinjun, "Study of speed sensorless control methodology for single inverter parallel connected dual induction motors based on the dynamic model," 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, August 14-16, 2006, Shanghai, China, pp.1-5
- [19] F. Bouchaffa, "Influence des paramètres sur les performances de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents," Mémoire de Magister, USTHB, Juin 1997.
- [20] K. Benmansour, "Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel," Mémoire de Magister, EMP, 1999.
- [21] A. Bouscayrol, B. Francois, P. Delarue, and J. Niiranen, "Control implementation of a five-leg AC-AC converter to supply a three-phase induction machine," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, pp. 107-115, 2005 .
- [22] M. Jones, S. N. Vukosavic, and E. Levi, "Parallel-connected multiphase multi drive systems with single inverter supply," IEEE Transactions on Industrial Electronics, , vol. 56, pp. 2047-2057, 2009.

- [23] P. Delarue, A. Bouscayrol, and E. Semail, "Generic control method of multi leg voltage-source-converters for fast practical implementation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 517-526, 2003.
- [24] P. Delarue, A. Bouscayrol, and B. Francois, "Control implementation of a five-leg voltage-source-inverter supplying two three-phase induction machines," in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives 2003, IEMDC'03, Madison, USA, 1-4 June 2003*, vol. 3, pp. 1909-1915.
- [25] S. N. Vukosavic, M. Jones, D. Dujic, and E. Levi, "An improved PWM method for a five-leg inverter supplying two three-phase motors," in *IEEE Symposium on Industrial Electronics 2008, ISIE 2008, Cambridge, UK, June 30 2008-July 2 2008*, pp. 160-165.
- [26] A. Massoum, "Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neuro-floue," *Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbés*, 2007.
- [27] F. Benchabane, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring," *Thèse de Magister, Université de Biskra*, 2005.
- [28] A. Meroufel, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI," *Conférence on Electrical Engineering, Batna, 10-11 Décembre 2002*.
- [29] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Trans. Ind. Elec*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb. 1993.
- [30] B. Belabbes, "Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents," *Conférence on Electrical Engineering, Batna, 10-11 Décembre 2002*.
- [31] Levant, "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control," *International Journal of Control*, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [32] V. Bregeault, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants," *Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes*, 2010.

Commande par mode glissant de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur

Résumé

Ce mémoire est dédié aux commandes linéaire et non linéaire de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur de tension. La commande vectorielle nécessaire pour contrôler un tel variateur peut être soit une seule commande moyenne contrôlant un onduleur à trois bras soit deux commandes actant simultanément en utilisant un onduleur à cinq bras. D'un autre côté, il est bien établi que les gains des régulateurs PI classiques nécessaires d'établir la commande vectorielle dépendent fortement des paramétriques de la machine et leurs variations. Afin de booster les performances du variateur proposé, la commande par mode glissant semble une meilleure alternative. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité et la supériorité de la commande par mode glissant par rapport à celle basée sur des régulateurs classiques de type PI.

Mots clés

Machine synchrone à aimants permanents, Onduleur à cinq bras, Commande vectorielle, Commande par mode glissant.

التحكم بالنمط الانزلاقي في ماكنتين متزامنتين ذوتا مغناطيس دائم مغذاتين بعاكس واحد

ملخص

تم تكريس هذه المذكرة إلى التحكم الخطي وغير الخطي لماكنتين متزامنتين ذوتا مغناطيس دائم مغذاتين بعاكس جهد واحد . ان التحكم الشعاعي المطلوب للسيطرة على هكذا مغير سرعات قد يكون إما تحكما واحدا وسطيا يتحكم في العاكس الثلاثي السيقان أو تحكمان يعملان في وقت واحد باستخدام العاكس خماسي سيقان. ومن ناحية أخرى، فمن الثابت تماما أن معاملات المتحكمات التقليدية من صنف PI اللازمة لإرساء التحكم الشعاعي تعتمد بشدة على معاملات الآلة وتغيراتها. من أجل تعزيز أداء مغير السرعات المقترح، فإن التحكم الانزلاقي يبدو كبديل أفضل. ان نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها تظهر كفاءة وتفوق التحكم بالنمط الانزلاقي مقارنة مع الطريقة التقليدية المستندة على المتحكمات التقليدية من صنف PI.

كلمات مفتاحية:

ماكنتين متزامنتين ذواتا مغناطيس دائم، العاكس خماسي السيقان، التحكم الشعاعي، التحكم بالنمط الانزلاقي.