

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° : CSE-260



DOMAINE :SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

OPTION : COMMMANDE DES SYSTEMES

ELECTRIQUES

Mémoire présenté pour l'obtention

Du diplôme de Master Académique

Par: MEKKI Nassim et GOUASMIA Mohammed

Intitulé

Commande en vitesse et en position d'une

MSAP

Soutenu devant le jury composé de:

Mr MAYOUF Messoud	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Dr KHODJA Djalaleddine	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Mr AIB Abdelghani	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2016/ 2017

Dédicaces

Je dédie ce travail

A ma Mère et mon Père

A ma Famille

A mes Frères mes Sœurs et mes Proches

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir

Et à ceux qui partagent de bons souvenirs

MEKKI Nassim

Dédicaces



Je dédie ce travail

A mes très chers parents

A mes frères et ma sœur.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A tous qui se donnent à fond à la recherche scientifique.

GOUASMIA Mohammed

Remerciements

El hamdou li ALLAH !!! Enfin !!! (^_^)

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département de génie électrique de l'université Mohamed Boudiaf - M'sila.

Nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné la volonté, la santé, et la patience durant toutes ces années, pour accomplir ce travail que nous venions aujourd'hui pour la présentation.

*Nous remercions sincèrement Monsieur : **Dr. KHODJA Djalal Eddine** pour leurs aides, sa gentillesse, ses encouragements et ses conseils précieux pendant la période de la réalisation de ce travail.*

Nous remercions également tous les membres du jury qui nous ont fait l'honneur en acceptant d'examiner ce travail.

Nous remercions tous les enseignants du département génie électrique.

A cette occasion, Nous remercions également tous ceux qui nous ont soutenus de près ou de loin durant ces dernières années.

Table des matières

Dédicace	
Remerciement	
Table des matières	
Liste des Figures	
Notations et symboles	
Introduction générale	1

Chapitre I: Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction	3
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	3
I.2.1. Le Stator	4
I.2.2. Le Rotor	4
I.2.3. Les différents types de la MSAP	6
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP	6
I.3.1. Avantages de la MSAP	7
I.3.2. Inconvénients de la MSAP	7
I.3.3. Les domaines d'application de MSAP	7
I.4. Modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)	8
I.4.1. Mise en équation de la machine synchrone	8
I.4.2. Transformation de PARK	10
I.4.3. Modélisation d'une MSAP dans le plan de Park	11
I.4.3.1. Equations électriques	11
I.4.3.2. Equations électromagnétiques	11
I.4.3.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q	12
I.4.3.4. Equations mécaniques	13
I.5. Équations d'état de la MSAP	13
I.6. Schéma bloc de simulation	14
I.6.1. Résultats de simulation	15
I.7. Conclusion	17

Chapitre II : L'association Onduleur - MSAP

II.1. Introduction	18
II.2 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension	18
II.2.1 Définition de l'onduleur	18
II.2.2 Modélisation de l'onduleur de tension	19
II.2.3 Principe de la stratégie de Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)	20
II.3 Simulation de l'association onduleur-machine synchrone a aimants permanents	22
II.3.1 Résultats de simulation	23
II.4. commande vectorielle de la MSAP	24
II.4.1 Principe de commande vectorielle	24
II.5. Description du système global	25
II.6. Découplage	26
II.7. Calcul de régulateur de vitesse	27
II.8. Conclusion	28

Chapitre III : Commande par Mode glissant de la MSAP

III.1. Introduction	29
III.2. Théorie de la commande par mode de glissement	29
III.2.1. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	30
III.2.2. Principe de la commande par mode de glissement	31
III.3. Conception de la commande par mode de glissement	31
III.3.1. Choix de la surface de glissement	31
III.3.2. Condition d'existence et de convergence	32
III.3.2.1. Fonction directe de commutation	32
III.3.2.2. Fonction de Lyapunov	32
III.3.3 Détermination de la loi de commande	33
III.3.4 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	34
III.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP	35
III.4.1. L'asservissement de vitesse	36
III.4.2. L'asservissement de la position	39
III.5. Résultats de simulation	40

III.5.1. Résultats de simulation pour l'asservissement de la vitesse.....	40
III.5.2. Résultats de simulation pour l'asservissement de la position.....	41
III.6. Conclusion	42
Conclusion générale.....	43
Annexe	44
Référence bibliographique	45
Résumé	

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I.1 Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
Figure I.2 Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.....	4
Figure I.3 Différents types de rotors d'une MSAP.....	5
Figure I.4 Principe de fonctionnement du MSAP.....	7
Figure I.5 Schéma de la MSAP.....	8
Figure I.6 Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	9
Figure I.7 Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q).....	10
Figure I.8 Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q.....	12
Figure I.9 Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel d-q.....	14
Figure I.10 Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension.....	15
Figure I.11 Résultats de Simulation du démarrage à vide.....	16
Figure I.12 Résultats de Simulation lors du démarrage avec l'application de couple au régime permanent.....	16

Chapitre II

Figure II.1 Onduleur triphasé en pont associé à la machine.....	19
Figure II.2 Génération des Signaux de commande de l'onduleur MLI.....	21
Figure II.3 Génération d'une <i>MLI</i> naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2 kHz (b).....	21
Figure II.4 Schéma de simulation de l'association onduleur-MSAP.....	22
Figure II.5 Résultats de Simulation du démarrage à vide.....	23
Figure II.6 Résultats de Simulation lors du démarrage avec l'application de couple au régime permanent.....	24
Figure II.7 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	26
Figure II.8 Description de la compensation.....	27
Figure II.9 Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	27

Chapitre III

Figure III.1 Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	30
Figure III.2 Représentation de la fonction « sign ».....	34

Figure III.3 Illustration du phénomène de broutement	35
Figure III.4 Structure de commande de la vitesse pour la MSAP	36
Figure III.5 Schéma global du réglage de la position par mode de glissement d'une MSAP	40
Figure III.6 Réponses de la MSAP par mode de glissement en charge de la vitesse	40
Figure III.7 Réponses de la MSAP par mode de glissement en charge de la position.	41

Notions et symboles

MCC	Moteur à courant continu
MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
f.m.m	Force magnétomotrice
CSV	Commande à structure variable
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
t	Temps [s]
V_s	Tension instantanés des phases statoriques [V]
i_s	Courant instantanés des phases statoriques [A]
I_a, I_b, I_c	Courants des phases statoriques [A]
V_a, V_b, V_c	Tensions des phases statoriques [V]
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a,b,c , respectivement, [H]
M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}	Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c), respectivement [H]
ϕ_s	Flux statoriques [Wb]
R_s	Résistance statorique [Ω]
f	Coefficient de frottement visqueux [Nm / rad / s]
J	Inertie de l'entraînement [kg.m]
p	Nombre de paire de pôles
Ω	Vitesse de rotation mécanique [rad / s]
Ω_{ref}	La vitesse de référence [rad / s]
ω	Pulsation électrique du rotor ($\omega= p.\Omega$) [rad / s]
T	Matrice de Park normalisé
C_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
θ_{ref}	La position de référence [rad]
θ	La position réelle [rad]
V_d, V_q	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i> [V]
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de <i>Park</i> [A]
ϕ_d, ϕ_q	Flux du stator selon les axes d,q [Wb]
L_d, L_q	Inductance du stator des axes d,q [H]

ϕ_{sf}	Flux des aimants [Wb]
x	Vecteur d'état
U	Vecteur de commande
U_{eq}	La commande équivalente [V]
U_n	La commande discontinue [V]
RMG	Réglage par mode glissant
CMG	Commande par Mode Glissant
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
$S(\Omega)$	La surface de glissement de la vitesse [rad / s]
$S(\theta)$	La surface de glissement de la position [rad]
$S(I_d)$	La surface de glissement du courant I_d [A]
$S(I_q)$	La surface de glissement du courant I_q [A]
$I_{d\ ref}$	Le courant de référence suivant l'axe d [A]
$I_{q\ eq}$	Le courant de référence suivant l'axe q [A]
I_{qn}, I_{dn}	Les courants de commande discontinue suivant l'axe d,q [A]
$V_{d\ eq}, V_{q\ eq}$	Les tensions de commande équivalente suivant l'axe d et q [V]
V_{dn}, V_{qn}	Les tensions de commande discontinue suivant l'axe d et q [V]
K_v, K_d, K_q	Les paramètres de la commande par mode de glissement
R_1, R_2	Les paramètres de la variété de glissements

Introduction Générale

Introduction générale :

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu (MCC) offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres qui limitant de plus en plus son utilisation [1].

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil du temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice [2].

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entraînement. L'apparition d'aimants performants et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs et machine électrique utilisant le moteur synchrone à aimants permanents [3].

Par ailleurs, la commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée.

Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine 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 [4].

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

- Le premier chapitre concernera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park.
- Dans le deuxième chapitre, en premier lieu nous allons consacrer l'association onduleur- MSAP, on présente aussi les résultats de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur de tension

commandé par la technique MLI sinus-triangle, la deuxième partie de ce chapitre nous présentons les bases théoriques de la commande vectorielle du MSAP.

- Dans le troisième chapitre, l'étude théorique sur les modes glissants et l'exploitation de cette commande dans le contrôle de la machine synchrone à aimants permanents sera envisagé, on présente aussi les résultats de simulation numérique.

Finalement, une conclusion générale sous forme de comparaison conclura ce mémoire.

Chapitre I

Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) deviennent de plus en plus attractifs et concurrents des moteurs asynchrones. C'est grâce à de nombreuses raisons comme le développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul. De plus la technologie évolue avec les aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares [5] [6].

Aujourd'hui les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils ne sont pas complexe, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. 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 [7].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la MSAP. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park.

I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer [9].



Figure I.1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents [10].

A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.

I.2.1. Le Stator

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques

[11]. On note :

$$\Omega = \frac{\omega}{P}$$

I.2.2. Le Rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure I.2.a), ou à pôles saillants (figure I.2.b). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q .

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les cycloconvertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle [12].

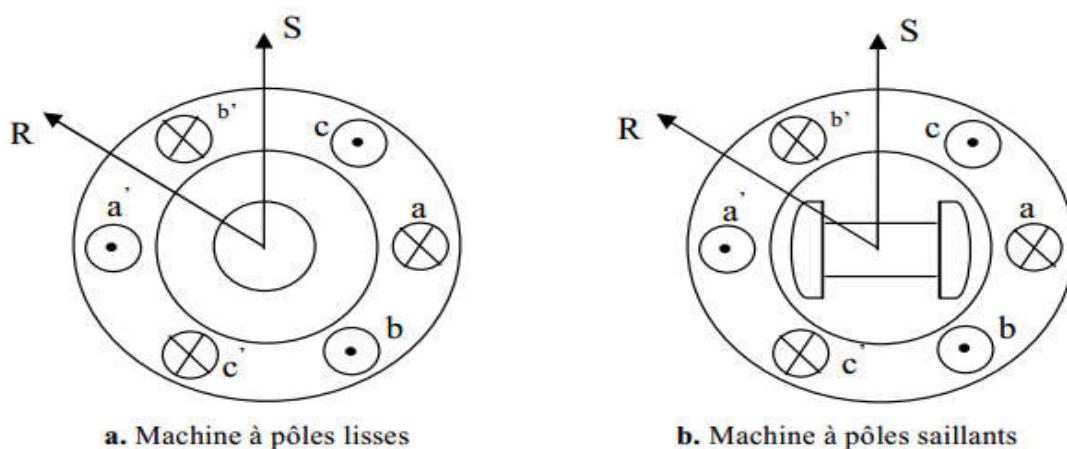


Figure I.2: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

- ✓ Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$.
- ✓ Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.
- ✓ Le rotor possède différentes configurations. La figure (I.3) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.
 - Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (I.3.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
 - Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (I.3.b).
 - Enfin la figure (I.3.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radial [13] [14].

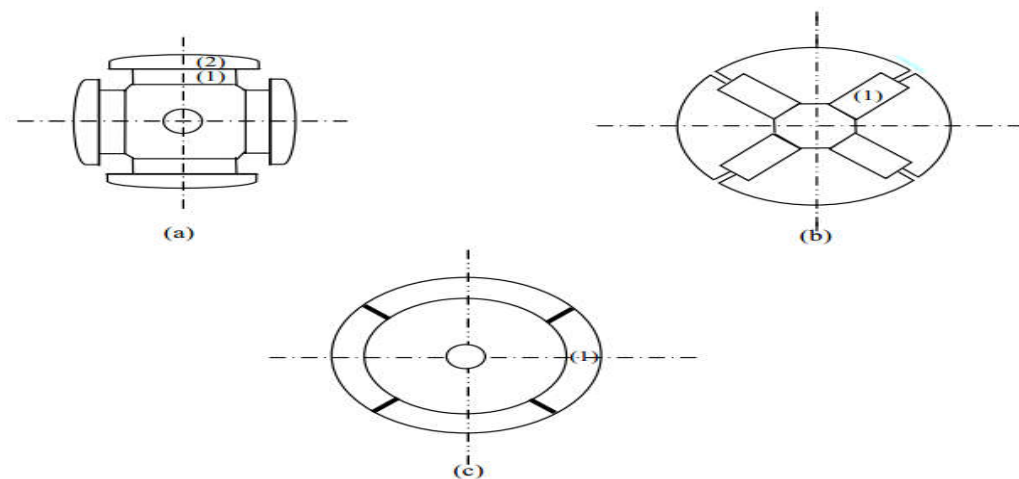


Figure I.3: Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2),
- (b) aimants permanents (1) noyés,
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I.2. 3. Les différents types de la MSAP

Il existe deux grandes catégories des MSAP selon le type du rotor :

1. Machine synchrone avec aimants en surface (MSAS) ou les aimants permanents sont fixés à la surface du rotor.
2. Machine synchrone avec aimants à l'intérieur (MSAI) ou les aimants permanents sont montés à l'intérieur du rotor.

Un MSAI a une plus forte résistance mécanique qu'un MSAS, car les aimants de MSAS ont besoin d'être fixés sur la surface du rotor. Par rapport au comportement magnétique, le rotor du MSAS est symétrique tandis que le rotor du MSAI est asymétrique. Ainsi, les inductances statoriques du MSAS ne varient pas avec la position du rotor. Par contre, les inductances du MSAI varient en fonction de la position du rotor ce qui crée une saillance géométrique du rotor. Cette saillance est très utile pour le contrôle du moteur à basse vitesse [15].

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice ; ces deux parties sont séparées par un entrefer.

Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques créés par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension [15].

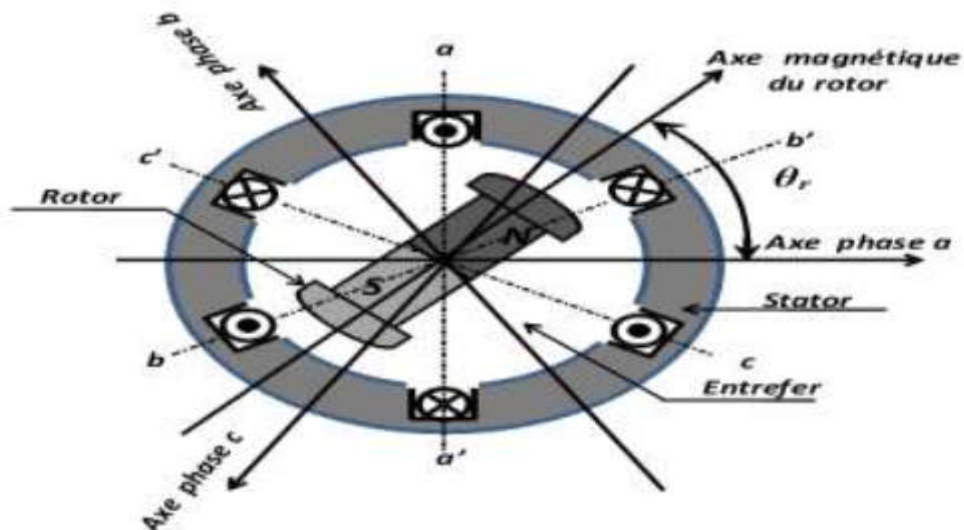


Figure I.4 : principe de fonctionnement du MSAP.

I.3.1. Avantages de la MSAP

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité) [16].

I.3.2. Inconvénients de la MSAP

Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants [16].

I.3.3. Les domaines d'application de MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique,...

Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques méga watt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent être perdus en dépassant les limites de fonctionnement [16].

I.4. Modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [17]:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

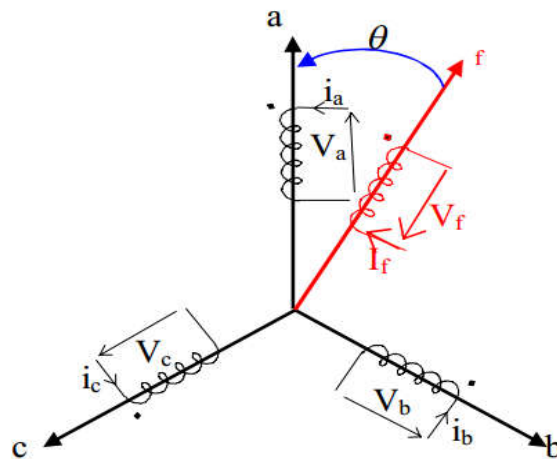


Figure I.5: Schéma de la MSAP

I.4.1. Mise en équation de la machine synchrone

La Figure (I.6) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

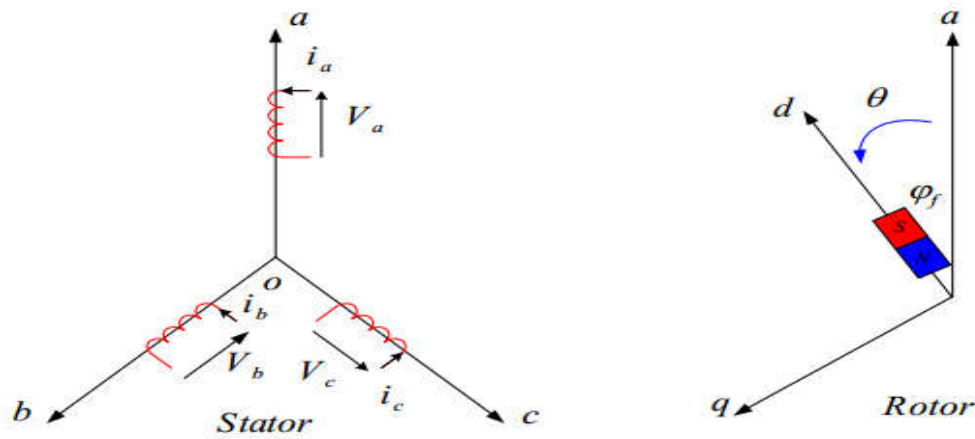


Figure I.6. Schéma de la MSAP dans le repère abc [18].

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s][i] + \frac{d}{dt}[\Phi] \\ [\Phi] = [L_s][i] + \Phi_f \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Tel que:

$[V] = [V_a, V_b, V_c]^T$: Vecteur tension statorique ;

$[i] = [i_a, i_b, i_c]^T$: Vecteur courant statorique ;

$[R_s]$: Résistance de phase statorique ;

$[L_s]$: Matrice inductance (propre et mutuelle statorique)

$[\Phi] = [\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c]^T$: Le flux total à travers les bobines statoriques

Donc le système (I.1) devient :

$$\begin{cases} [V_a] = R_s i_a + \frac{d}{dt}[\Phi_a] \\ [V_b] = R_s i_b + \frac{d}{dt}[\Phi_b] \\ [V_c] = R_s i_c + \frac{d}{dt}[\Phi_c] \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

L'équation mécanique complète de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (\text{I.3})$$

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

C_r : Couple résistant ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

J : Moment d'inertie de la machine tournante ;

p : Nombre de paires de pôles ;

ω_r : Vitesse électrique du rotor ;

F : Coefficient de frottement.

I.4.2. Transformation de PARK

Pour supprimer la non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système [19].

Afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statoriques (a, b, c) sont remplacés par deux enroulements (d, q) en quadrature, fig. (I-7). Ce passage est obtenu par la transformation de PARK.

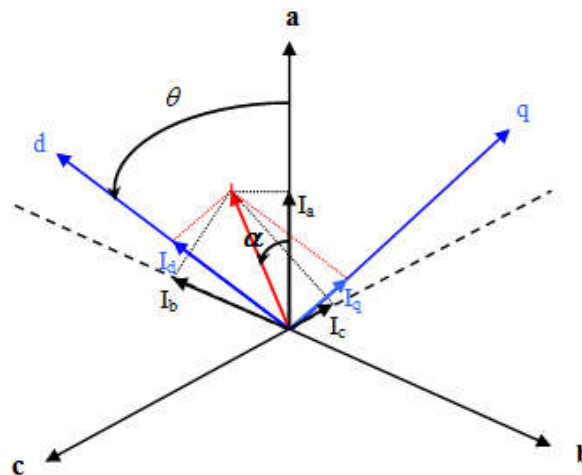


Figure I.7. Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)

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

$$[F_{dq}] = [T][F_{abc}] \quad (\text{I.4})$$

La matrice de passage notée T:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Le facteur est choisi de façon à ce que la matrice T soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

Alors T^{-1} devient comme suit :

$$T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_a^t \omega(t) dt \quad (\text{I.7})$$

Tel que :

θ : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d).

ω : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de ω , on distingue :

-Référentiel lié au stator :

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_{\theta} = 0$$

-Référentiel lié au rotor :

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est-à-dire ω_r :

$$\omega_{\theta} = \omega_r$$

-Référentiel lié au champ tournant :

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_{\theta} = \omega$$

ω : Pulsation de l'alimentation

I.4.3. Modélisation d'une MSAP dans le plan de Park

En appliquant la transformation de PARK au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

I.4.3.1. Equations électriques

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) lié au rotor se fait, en utilisant la transformation de PARK.

$$[V_{dq}] = [T][V_{abc}] \quad (I.8)$$

$$[V_{dq}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.9)$$

I.4.3.2. Equations électromagnétiques

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_e \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

L_{sc} : Inductance cyclique principale

Nous passons au système (d, q) :

$$[\phi_{dq}] = [T][\phi_{abc}] \quad (I.11)$$

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_{ds} + \phi_e \\ \phi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (I.12)$$

ϕ_e : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor.

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_e \end{cases} \quad (I.13)$$

Avec :

ϕ_e : Flux dû aux aimants.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

L_d : Inductance suivant l'axe d.

L_q : Inductance suivant l'axe q.

ω_r : Pulsation des tensions et des courants triphasés.

I.4.3.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

En reprenant les équations (I.13) (I.12) précédente on peut écrire

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_e \end{cases}$$

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le système d'axe d-q présenté par la figure(I.8) [17].

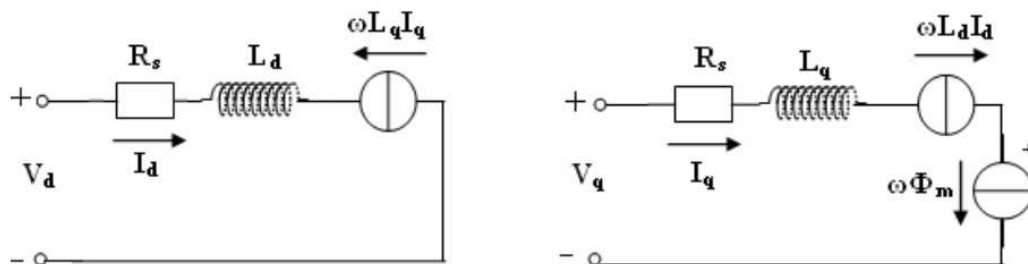


Figure I.8. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

I.4.3.4. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (\text{I.14})$$

Ou:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$\frac{3}{2} P \Phi_d i_{qs}$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;

$\frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

I.5. Équations d'état de la MSAP

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants, on obtient le système d'état suivant [20]:

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r L_d \frac{i_{ds}}{L_q} - \frac{\omega_r}{L_q} \Phi_{sf} \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \Phi_{sf} i_{qs}] \end{array} \right. \quad (\text{I.16})$$

- La représentation d'état du système :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{array} \right.$$

avec :

- X : vecteur d'état,
- Y : vecteur de sortie,
- A : matrice d'évolution d'état du système,
- B : matrice de commande (d'entrée),
- U : vecteur du système de commande,
- C : matrice d'observation.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega \cdot L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega \cdot L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix}$$

I.6. Schéma bloc de simulation

A partir des équations (I.16), (I.14) et (I.15) on peut représenter le MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure (I.9).

On remarque que le bloc diagramme est composé de plusieurs blocs linéaires illustrant la relation qui existe entre les entrées (commandes), les états et les sorties. Les trois types de non linéarités $\omega \cdot I_d$, $\omega \cdot I_q$, et $I_d \cdot I_q$ sont représentées par les trois blocs de multiplication. De plus, les dynamiques du système sont représentées par trois fonctions de transfert. Deux fonctions de transfert donnant la dynamique rapide (courants) et une fonction qui définit la dynamique lente (vitesse) [17].

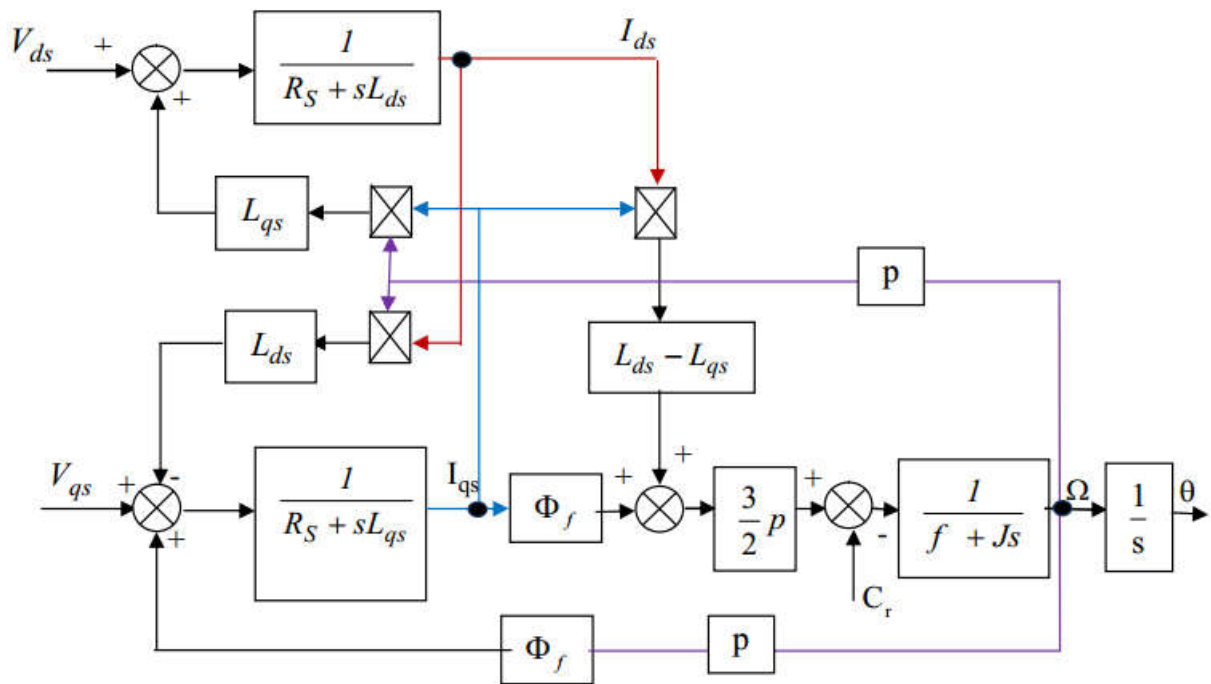


Figure I.9. Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel d-q

La simulation a été effectuée par le logiciel Simulink sous MATLAB, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :

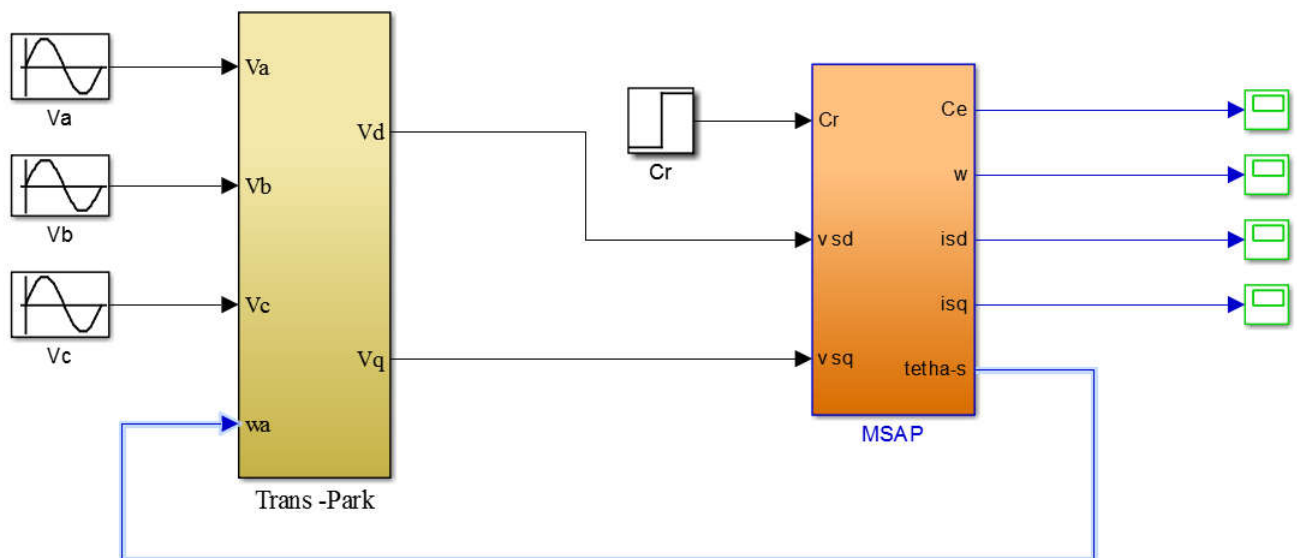


Figure I.10. Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension

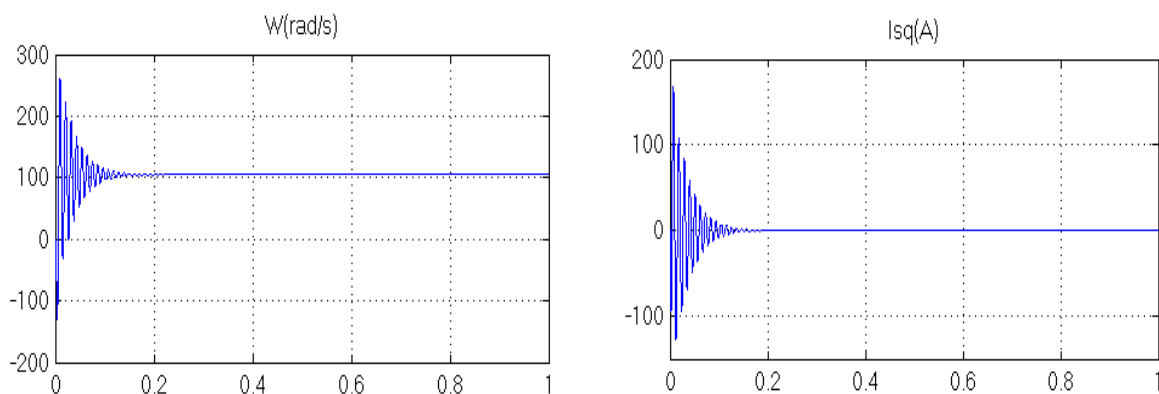
I.6.1. Résultats de simulation

Les paramètres de la machine utilisés sont indiqués dans l'annexe.

-Nous avons présenté sur la Fig.(I.11), Fig.(I.12), la vitesse ω (rad/s), le couple Electromagnétique C_{em} (N.m), les deux composantes du courant sur l'axe directe et en quadrature (i_q, i_d), de la MSAP qui est alimentée par une source de tension triphasée.

-Résultats de Simulation démarrage à vide :

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone à vide, (sans application du couple de charge). La fig. (I.11) présente les résultats de la simulation :



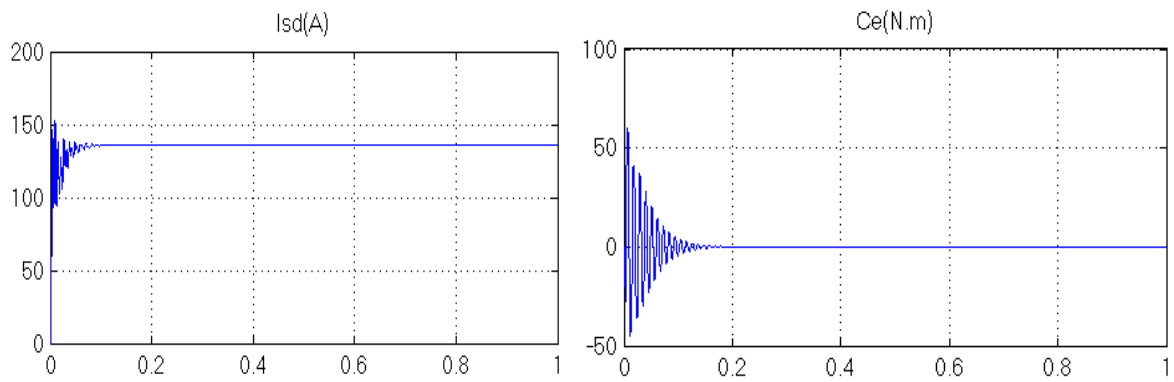


Figure I.11. Résultats de Simulation du démarrage à vide.

- **Interprétations des résultats :**

Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 105 rad/sec, la vitesse négative est due aux contraintes de démarrage.

La courbe du couple électromagnétique présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise à zéro puisque la machine est à vide.

Pour les courants I_q et I_d au début de démarrage on voit des pics de courant assez important et cela s'explique par la faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.

- Résultats de Simulation lors du démarrage avec l'application de couple au régime permanent ($C_r=3N.m$ à $t=0.5s$) :

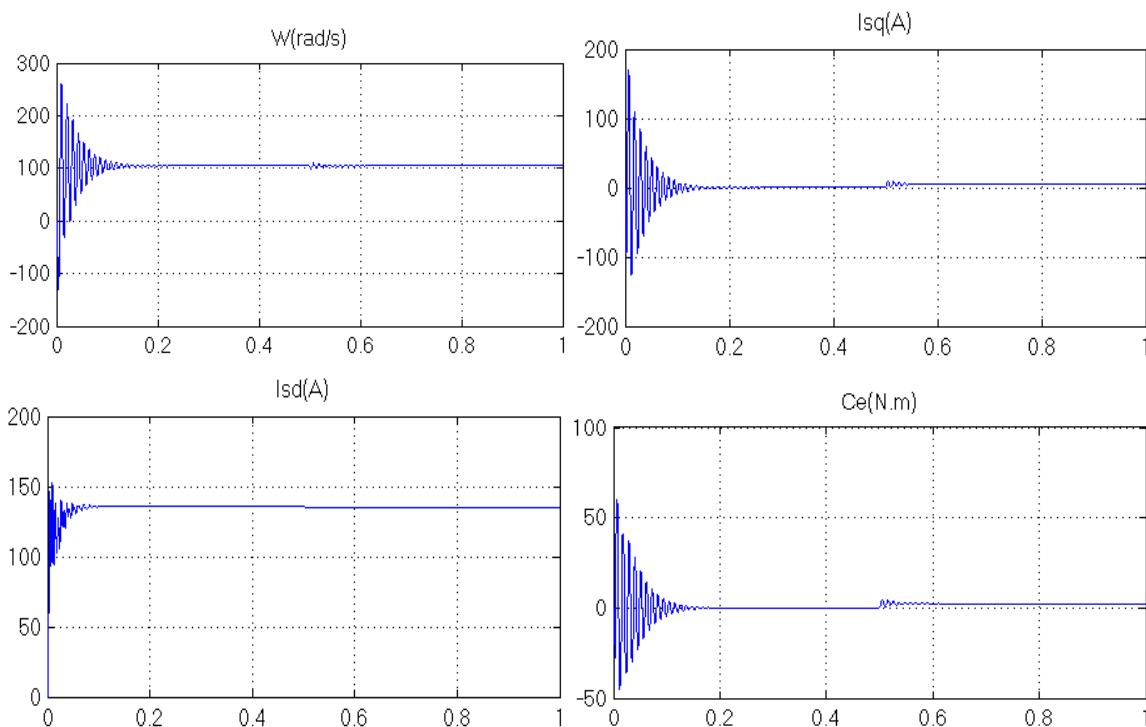


Figure I.12. Résultats de Simulation lors du démarrage avec l'application de couple au régime permanent ($C_r=3N.m$ à $t=0.5s$)

- **Interprétations des résultats :**

La fig. (I.12) montre l'évolution des grandeurs précédentes avec l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r=3\text{N.m}$) à l'instant ($t =0.5\text{s}$), nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation suivie d'une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée. Suivi d'un appel supplémentaire du courant illustré par une augmentation des courants I_q et I_d .

I.7. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, les principes fondamentaux sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques.

Le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Nous avons fait une simulation sur cette machine. D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et plus ou moins stables.

Chapitre II

L'association Onduleur - MSAP

II.1. Introduction

Les onduleurs à source de tension ont été habituellement considérés comme les convertisseurs de puissance les plus adaptés aux entraînements à courant alternatif. Principalement, parce que ces onduleurs peuvent être appliqués facilement pour les systèmes à modulation de largeur d'impulsion (MLI), avec des fréquences élevées. De même, il assure une commande du moteur facile et effective puisque son circuit de puissance offre la possibilité de travailler sur une large gamme de fréquence et de tension de charge [8].

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [25].

Dans ce chapitre, en premier lieu nous allons consacrer l'association onduleur- MSAP, la deuxième partie de ce chapitre nous présentons les bases théoriques de la commande vectorielle du MSAP.

II.2. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") [21], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

II.2.1. Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [22].

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter

un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon) [22]. On distingue plusieurs types d'onduleurs :

Selon la source :

- ✓ onduleurs de tension.
- ✓ onduleurs de courant.

Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.)

Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.)

II.2.2. Modélisation de l'onduleur de tension

Dans le cas de notre application, c'est un onduleur de tension triphasé à deux niveaux composé de trois bras. Chacun des bras est composé de deux interrupteurs en série dont le point milieu est relié à une phase de la machine. Pour préserver la source de tension de tout court-circuit, les deux interrupteurs de chaque bras seront commandés de manière complémentaire. La structure à trois bras est présentée sur la figure II.1.

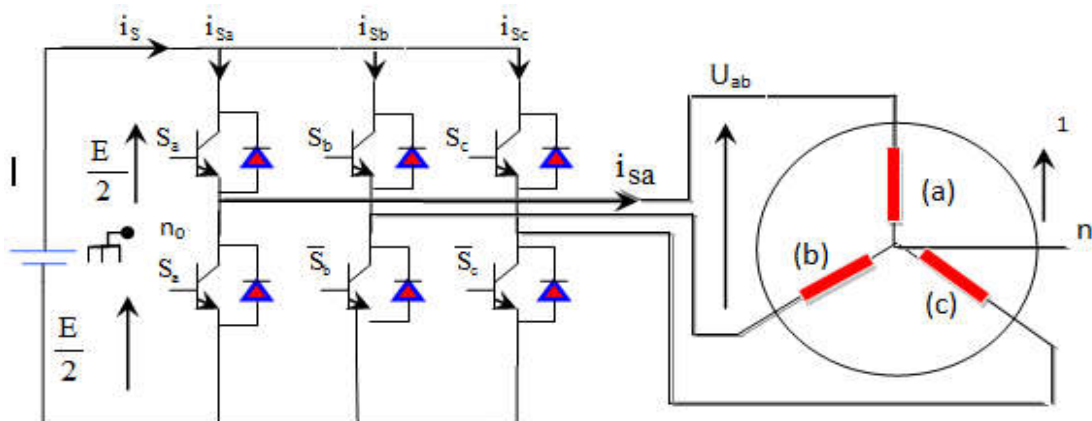


Figure II.1 : Onduleur triphasé en pont associé à la machine.

Dans cette modélisation, on considère les composants de l'onduleur comme des interrupteurs parfaits, ayant une image exacte des signaux logiques de commande S_j ($j=a,b,c$) telles que [23] :

- $S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.
- $S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bno} = (S_b - 0.5)E \\ V_{cno} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

On obtient alors pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

En remplaçant (II.1) dans (II.2), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Tel que :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

II.2.3. Principe de la stratégie de commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoïdal.

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) [1].

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

- le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence. L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si [24] :

$$f_{\text{porteuse}} > 20.f_{\text{référence}} \quad (\text{II.5})$$

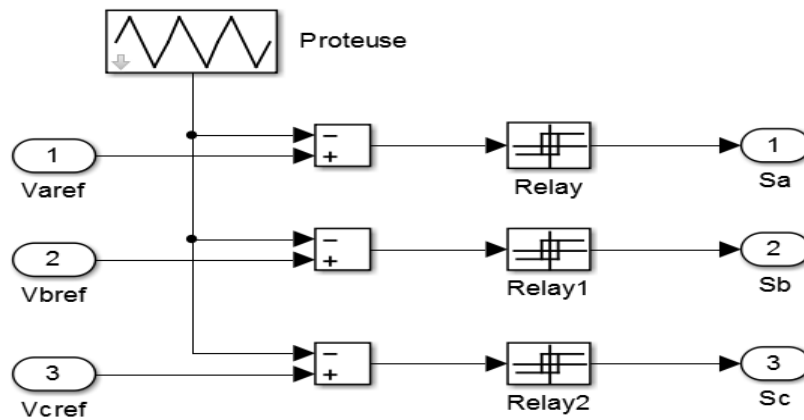


Figure. II.2. Génération des Signaux de commande de l'onduleur MLI

Les figure II.3 représente deux signaux à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1 kHz (figure II.3.a) et 2 kHz (figure II.3.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.

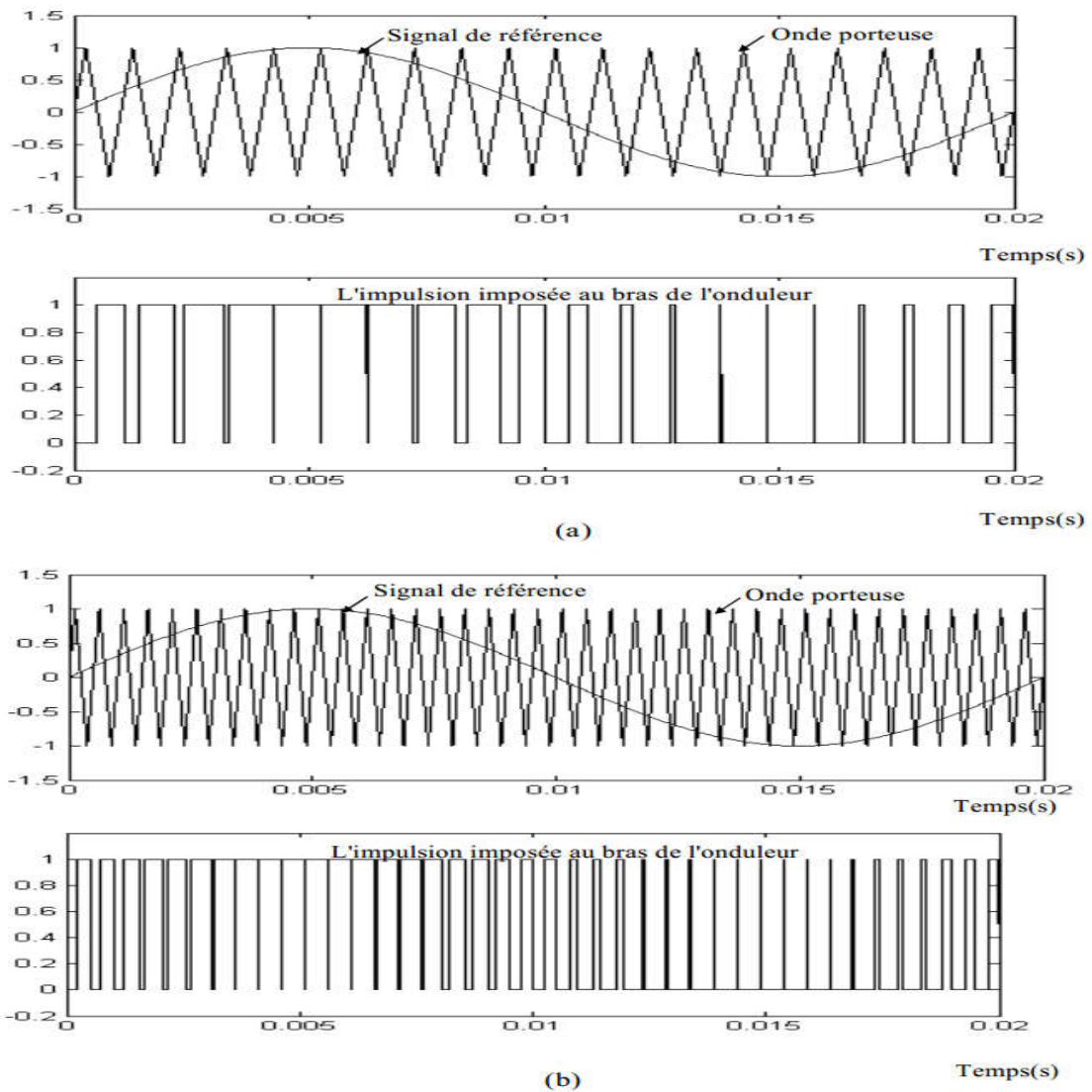


Figure II.3. Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2 kHz (b)

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [23].

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

II.3. Simulation de l'association onduleur-machine synchrone a aimants permanents

La simulation a été effectuée par le logiciel Simulink sous MATLAB, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure II.4 suivante :

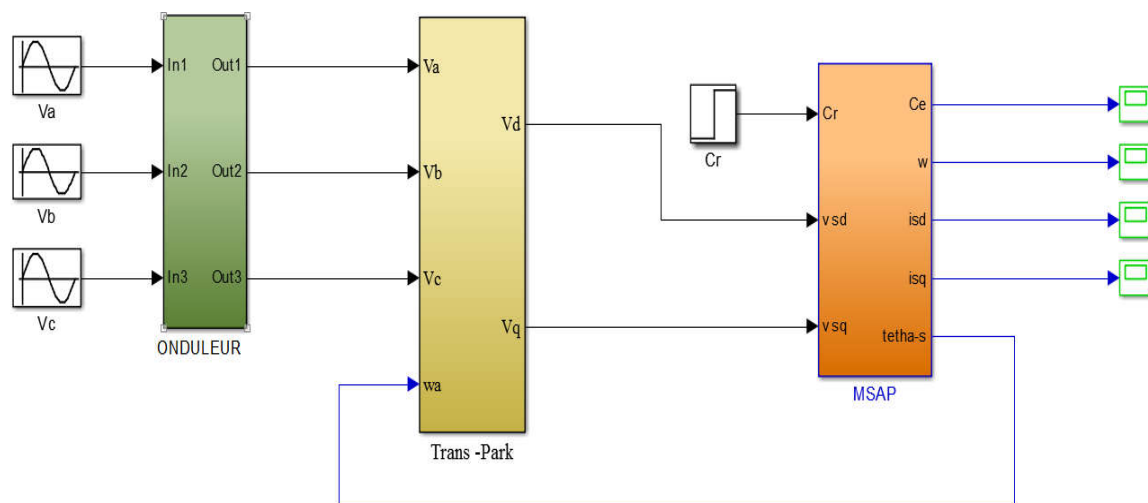


Figure II.4. Schéma de simulation de l'association onduleur-MSAP

II.3.1. Résultats de simulation

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 3 N.m à l'instant $t = 0.5s$. L'onduleur est commandé par : MLI sinus-triangle.

-Résultats de Simulation démarrage à vide :

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone à vide, (sans application du couple de charge). La fig. (II.5) présente les résultats de la simulation :

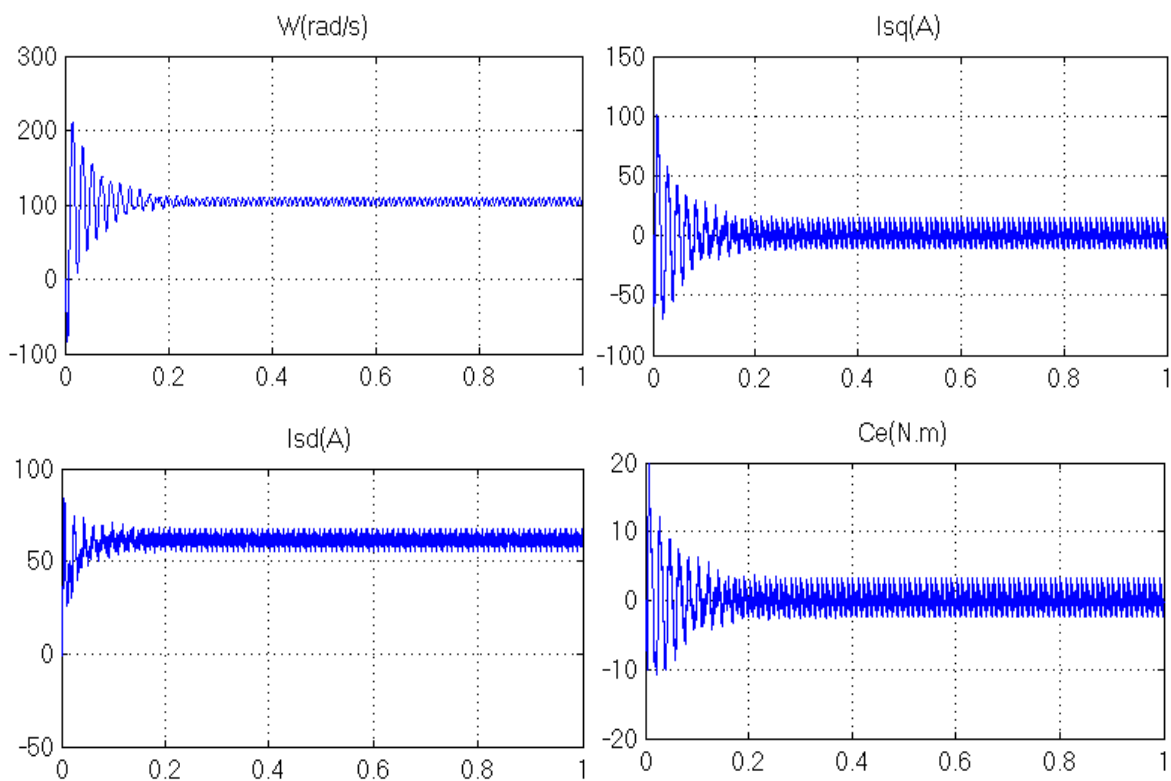


Figure II.5. Résultats de Simulation du démarrage à vide.

- **Résultats de Simulation lors du démarrage avec l'application de couple au régime permanent ($C_r=3\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$) :**

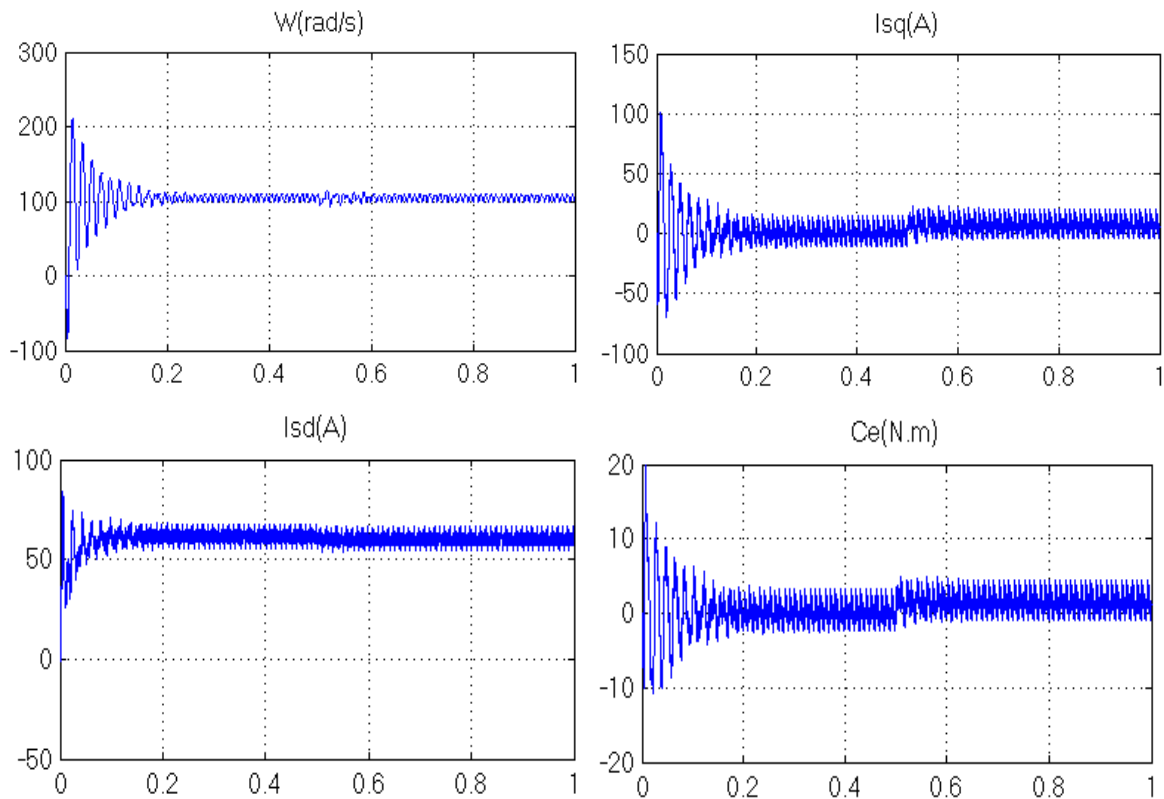


Figure II.6. Résultats de Simulation lors du démarrage avec l'application de couple au régime permanent ($C_r=3\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$)

- **Interprétations des résultats :**

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

II.4. commande vectorielle de la MSAP

II.4.1. Principe de commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec le courant statorique I_d . Tandis que, la composante I_q permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC [28]. Si le courant I_d est dans la même direction de flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant I_d est négatif, le

flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage) [13,28].

Le courant (I_d) doit être nul, lorsque le système travaille à couple optimal linéaire (couple constant) [29].

Le couple électromagnétique développé par la MSPA peut s'écrire dans le repère (d q) sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (\text{II.6})$$

Si le courant i_{ds} est forcé à zéro ($i_{ds} = 0$) la composante de flux statorique devient :

$$\Phi_{ds} = \Phi_e \quad (\text{II.7})$$

Et la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_e i_{qs} \quad (\text{II.8})$$

II.5. Description du système global

La Figure (II.7) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse ou en position d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d , q).

La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_e^* . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^* , V_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse ou de position, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a , b , c), servent de références de tensions (V_a^* , V_b^* , V_c^*) pour la commande de l'onduleur à MLI [30] [31].

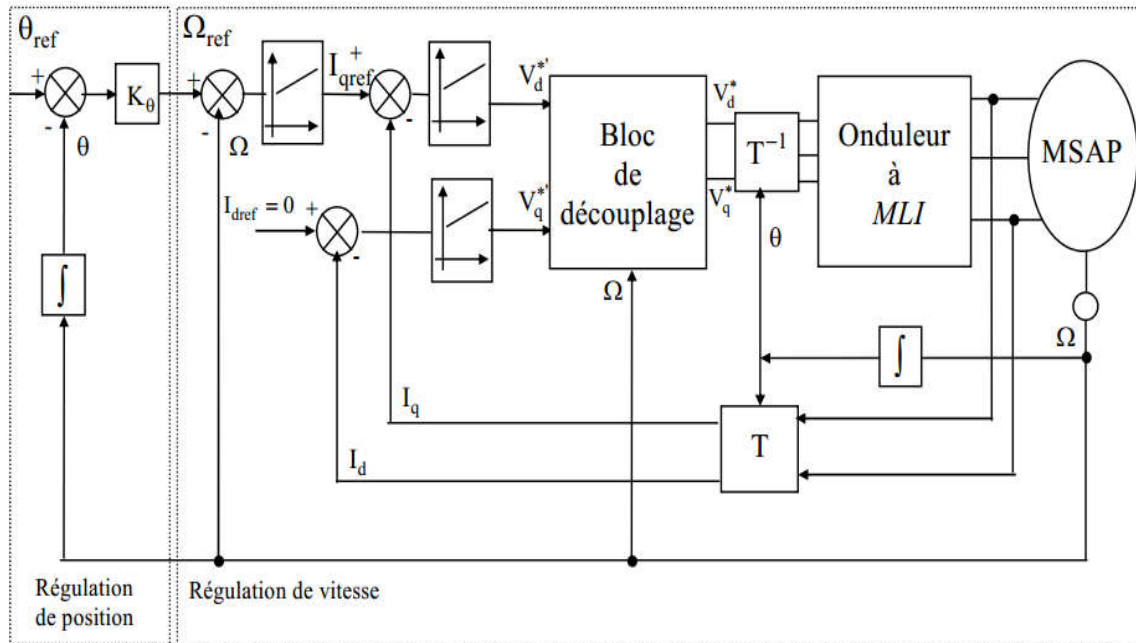


Figure II.7: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

II.6. Découplage

En appliquant le principe de la commande vectorielle ($I_{ds} = 0, I_{qs} = I_s$) et après arrangements nécessaires, on aura le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} = V_{ds} + L_q \omega_r i_{qs} \\ R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} = V_{qs} - L_d \omega_r i_{ds} - \omega_r \phi_e \end{cases} \quad (II.9)$$

Ces équations montrent que V_{ds} et V_{qs} dépendent à la fois des courants sur les axes d et q, On est donc amené à implanter un découplage. [32]

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{d1} et V_{q1} (Fig. II.8). [33]

Posons :

$$\begin{cases} V_{d1} = V_d + e_q \\ V_{q1} = V_q + e_d \end{cases} \quad (II.10)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_d I_d + \omega \phi_e \\ e_q = \omega L_q I_q \end{cases} \quad (II.11)$$

Alors :

$$\begin{cases} V_q = V_{q1} + e_d \\ V_d = V_{d1} + e_q \end{cases} \quad (II.12)$$

La compensation a pour effet de découpler les deux axes grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations (e_d et e_q), Dans de telles conditions, le système devient linéaire.

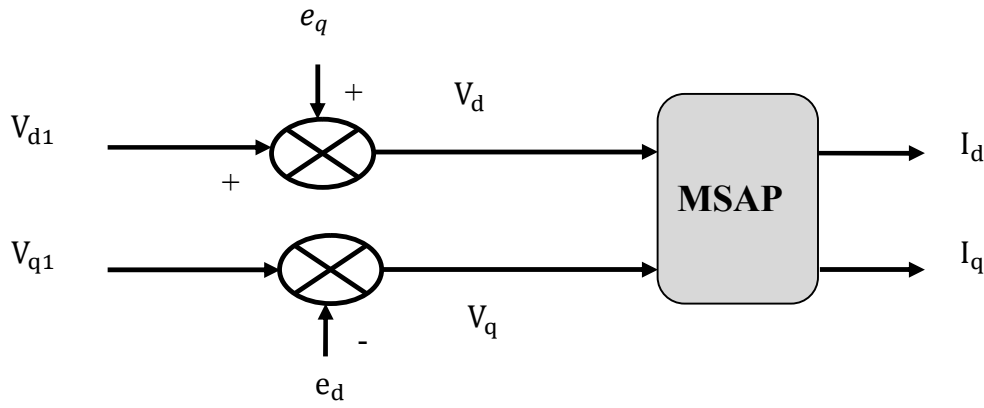


Figure II.8: Description de la compensation.

II.7. Calcul de régulateur de vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par: [1]

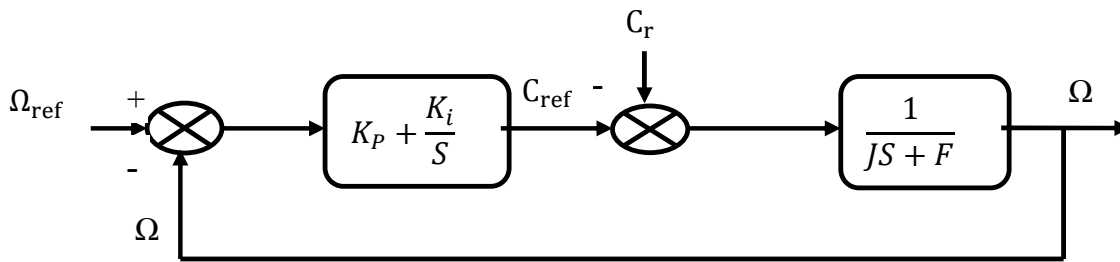


Figure II.9. Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI).

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_P + \frac{K_i}{S} = \frac{K_P}{S} \left(S + \frac{K_i}{K_P} \right) \tag{II.13}$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par:

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_P}{S} \left(S + \frac{K_i}{K_P} \right) \frac{1}{JS+F} \tag{II.14}$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_P \left(S + \frac{K_i}{K_P} \right)}{JS^2 + (F+K_P)S + K_i} \tag{II.15}$$

La FTBF possède une dynamique de 2^{ieme} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ieme} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} S^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right) S + 1 \quad (\text{II.16})$$

On aboutit au système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \tau + \frac{F}{K_i} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec : $\tau = \frac{K_P}{K_i}$

ξ : Coefficient d'amortissement.

On choisit alors le coefficient d'amortissement ξ et ω_0 on déduit K_i et K_P :

Pour un amortissement ($\xi = 1$) on obtient :

$$K_P = \tau K_i$$

$$K_i = \frac{4J}{\tau^2}$$

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par MLI sinus-triangle. Et nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par un onduleur de tension commandé par la technique de commande par MLI sinus-triangle.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, on a trouvé des performances statiques et dynamiques élevées.

Enfin, on a présenté les bases théoriques de la commande vectorielle du MSAP.

Chapitre III

La Commande par Mode glissant de la MSAP

III.1 Introduction

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse [26].

Nous avons ici adopté la technique de réglage par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable.

La technique de commande par modes glissants comme toutes les autres techniques de commande non linéaire a été développée depuis le début des années 80. Cette commande consiste à définir une surface dite de glissement, et une loi de Commande par Mode Glissant (CMG) de manière à conduire et à contraindre le système à rester au voisinage de cette surface dite de "commutation".

La CMG s'inscrit dans le cadre de la théorie des systèmes à structure variable qui a pour but l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations paramétriques éventuelles. En ce sens, la commande à structure variable est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse. Elle est basée sur la commutation autour d'une hyper surface de glissement pour forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de la variété quand l'état est maintenu sur cette hyper surface. Le système se trouve en régime glissant, et sa dynamique est alors insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations extérieures [27].

Dans ce chapitre, nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode de glissement et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la MSAP.

III.2. Théorie de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable (CSV) par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en Union Soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [25]. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en

régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [34].

III.2.1. Les modes de la trajectoire 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 [35]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure (III.1)) [36] :

- ▶ **Le mode de convergence (MC)** : Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- ▶ **Mode de glissement (MG)** : C'est le comportement du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.
- ▶ **Le mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

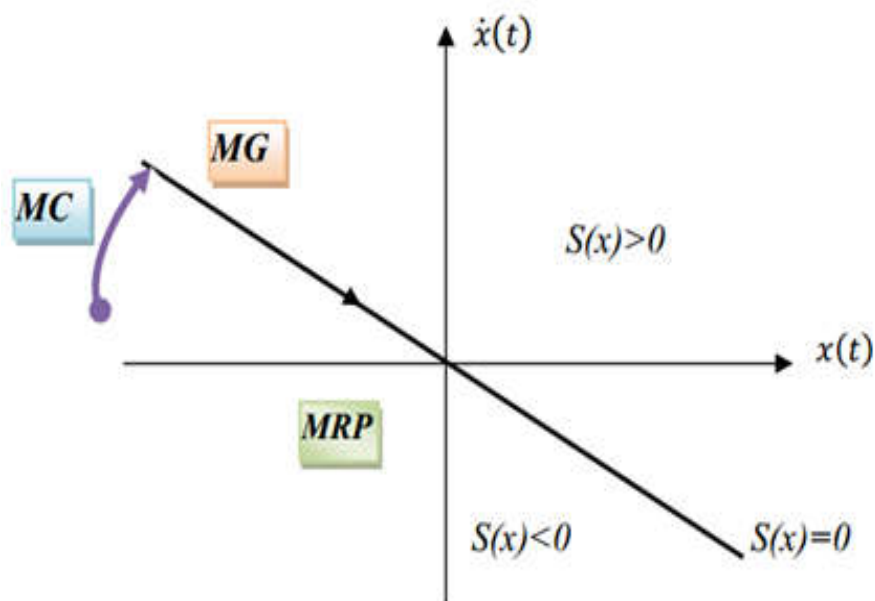


Figure III.1. Les modes de trajectoire dans le plan de phase

III.2.2. Principe de la commande par mode de glissement

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [37].

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini S (Sliding Surface) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [38].

III.3. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes [39][40]:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

III.3.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [25] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [37][25] :

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

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

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

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

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

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

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

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [25].

III.3.2. Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [41].

III.3.2.1. Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [42][43]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

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

III.3.2.2. Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [25]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

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

La dérivé de cette fonction est :

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

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

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

III.3.3. Détermination de la loi de commande

Un vecteur de commande équivalent U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1). Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit [44] :

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

U_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x)=0$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t) U_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t) U_n\} \quad (\text{III.8})$$

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

$$\begin{cases} U_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \cdot \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ U_n = 0 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{III.10})$$

U_n : est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x, t) U_n \} \quad (\text{III.11})$$

Le problème revient à trouver U_n tel quel :

$$S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x, t) U_n \} < 0 \quad (\text{III.12})$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais (Figure III.2). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.13})$$

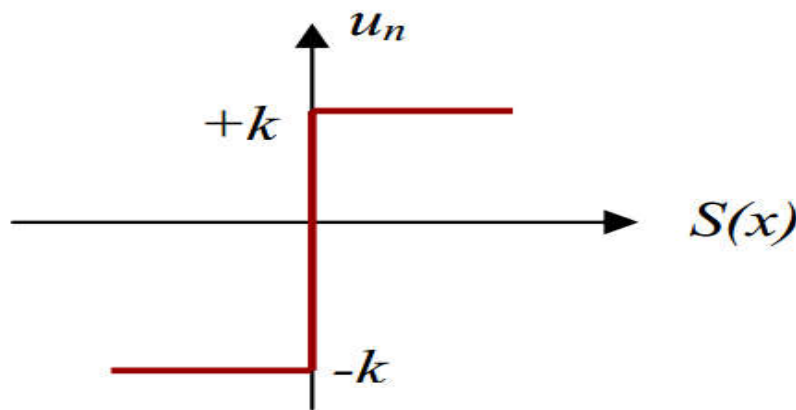


Figure III.2: Représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l'expression (III.13) dans (III.12), on obtient :

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) K |S(x)| < 0 \quad (\text{III.14})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.14).

III.3.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande.

De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme la figure (III.3) représente ce phénomène.

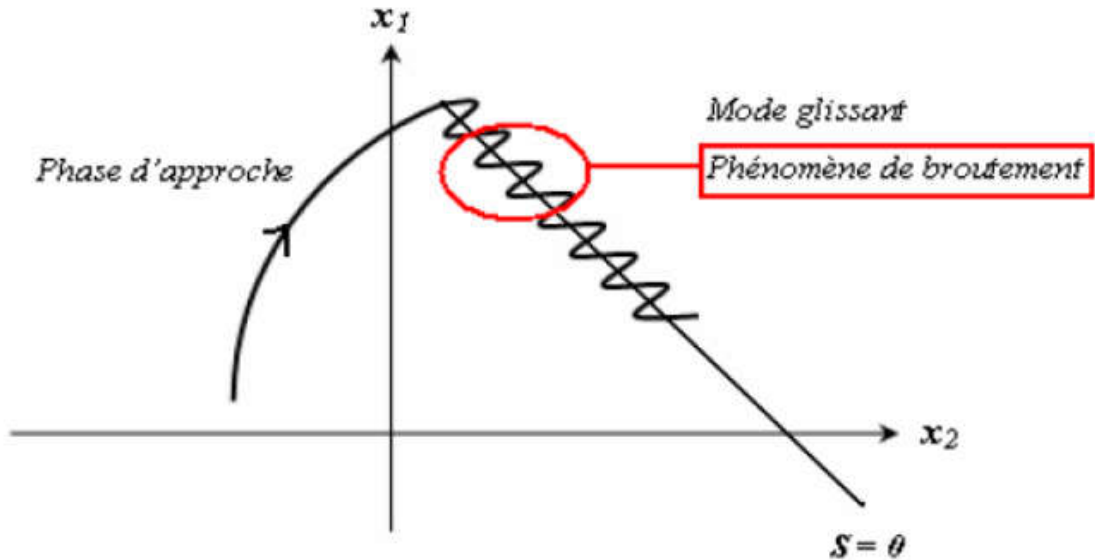


Figure III.3: Illustration du phénomène de broutement.

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer : La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence (oscillations) [45]. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur [46], cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini [47, 48, 49]....etc.

III.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ou de position ont pour objectifs :

- d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées,
- d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine (voir chapitre I).

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{P.\Omega.L_q}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \dot{I}_q = -\frac{P.\Omega.L_d}{L_q} I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{P.\phi_{sf}}{L_q} \Omega + \frac{V_q}{L_q} \\ \dot{\theta} = \Omega \\ J.\dot{\Omega} = C_{em} - C_r - f.\Omega \end{cases} \quad (III.15)$$

III.4.1. L'asservissement de vitesse

- Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure (III.4) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension [50].

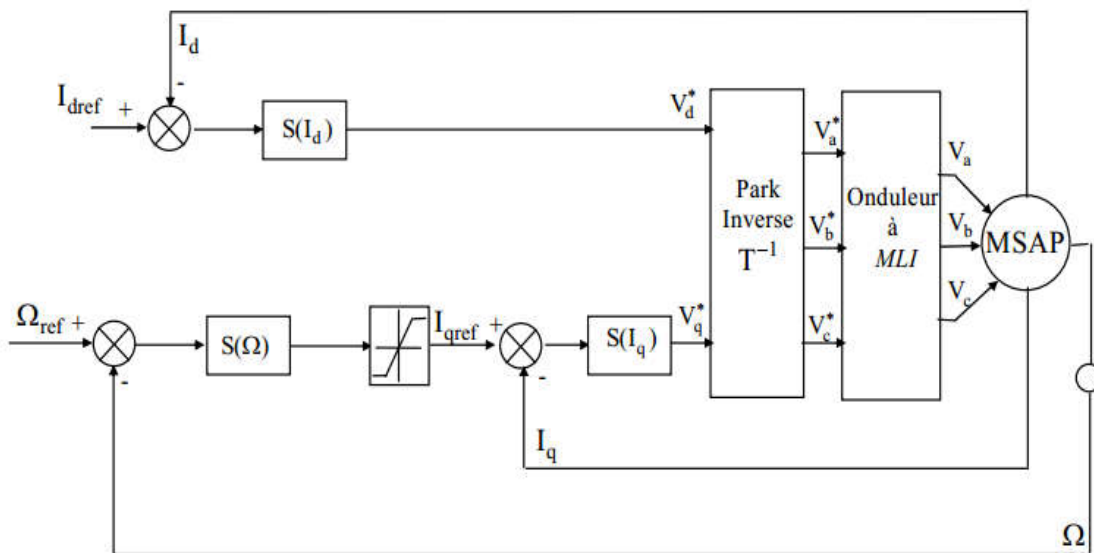


Figure III.4: Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

Nous définissons les trois surfaces par :

- La première surface, celle de la vitesse, est décrite par :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.16)$$

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

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (\text{III.17})$$

D'où nous déduisons : $I_{qn} = 0$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \quad \Longrightarrow \quad I_{qeq} = \frac{f.\Omega + C_r}{P.[\emptyset_{sf} - (L_d - L_q)I_d]} \quad (\text{III.18})$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega) \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (\text{III.19})$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (III.17) dans (III.18), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{P}{J} [\emptyset_{sf} - (L_d - L_q)I_d] I_{qn} \quad (\text{III.20})$$

$$\text{Avec :} \quad I_{qn} = K_v \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{III.21})$$

Ainsi, la commande I_{qref} représente la somme des grandeurs I_{qeq} et I_{qn} :

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (\text{III.22})$$

• La deuxième surface de la boucle interne, responsable de contrôle du courant I_{qn} , est décrite par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (\text{III.23})$$

la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d.\Omega.P}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{P.\Omega.\emptyset_{sf}}{L_q} + \frac{V_q}{L_q} \quad (\text{III.24})$$

Étant donné que : $V_q = V_{qeq} + V_{qn}$

On obtient:

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d.\Omega.P}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{P.\Omega.\emptyset_{sf}}{L_q} + \frac{V_{qeq}}{L_q} + \frac{V_{qn}}{L_q}$$

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

$$S(I_q) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(I_q) = 0 \quad (\text{III.25})$$

Avec : $V_{qn} = 0$

on obtient: $V_{qeq} = R_s I_q + P \cdot \Omega [\phi_{sf} + L_d I_d]$ (III.26)

et

$$V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{III.27})$$

D'où l'expression de V_{qc} : $V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn}$ (III.28)

• La troisième surface est celle du contrôle du courant I_d . Elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (\text{III.29})$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s I_d - P \cdot L_q \cdot I_q \cdot \Omega \quad (\text{III.30})$$

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{III.31})$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (\text{III.32})$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres, K_v , K_d et K_q sont toujours positifs.

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence,
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

Dans le régime permanent, on a :

$$\dot{I}_d = 0, \quad \dot{I}_q = 0, \quad \dot{\Omega} = 0 \quad (\text{III.33})$$

En remplaçant (III.33) dans (III.15), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q I_q + V_d = 0 \\ -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d I_d + V_q - \omega \cdot \phi_{sf} = 0 \\ C_e - C_r = f \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Les conditions d'existence du mode de glissement sont donc :

$$\begin{aligned} K_v &\geq \left| \frac{1}{p \cdot \phi_{sf}} (-f \cdot \Omega - C_r) \right| \\ K_d &\geq \left| -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q I_q \right| \\ K_q &\geq \left| -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d I_d - \omega \cdot \phi_{sf} \right| \end{aligned} \quad (\text{III.35})$$

III.4.2. L'asservissement de la position

La CSV pour la position est élaborée à partir d'une variété de glissements de type une droite :

$$S(\theta) = R_1 \cdot e_\theta + R_2 \cdot \dot{e}_\theta \quad (\text{III.36})$$

avec : $e_\theta = \theta_{ref} - \theta$

e_θ : l'écart entre la consigne de position θ_{ref} et la position mesurée θ .

\dot{e}_θ : est la dérivée de l'erreur de position.

R_1, R_2 : sont les paramètres de la variété de glissements.

On utilise un asservissement à structure variable de position qui génère le courant de référence. L'asservissement de vitesse ne figure plus sur le schéma de commande (figure III.5). Par contre, la CSV utilise l'information sur la vitesse (un retour tachymétrique existe).

La condition nécessaire et suffisante pour l'obtention d'un régime glissant sur $S(\theta)$ est que R_1 et R_2 doivent être positifs. Le rapport R_2 / R_1 détermine la constante de temps du régime glissant sur la variété et, par conséquent, la rapidité du système commandé.

La commande pour l'asservissement de position est composée uniquement d'une partie commande rendue continue. Ceci est vrai d'autant plus que l'addition d'une commande équivalente pour cet asservissement ne modifie pas la réponse en position [50].

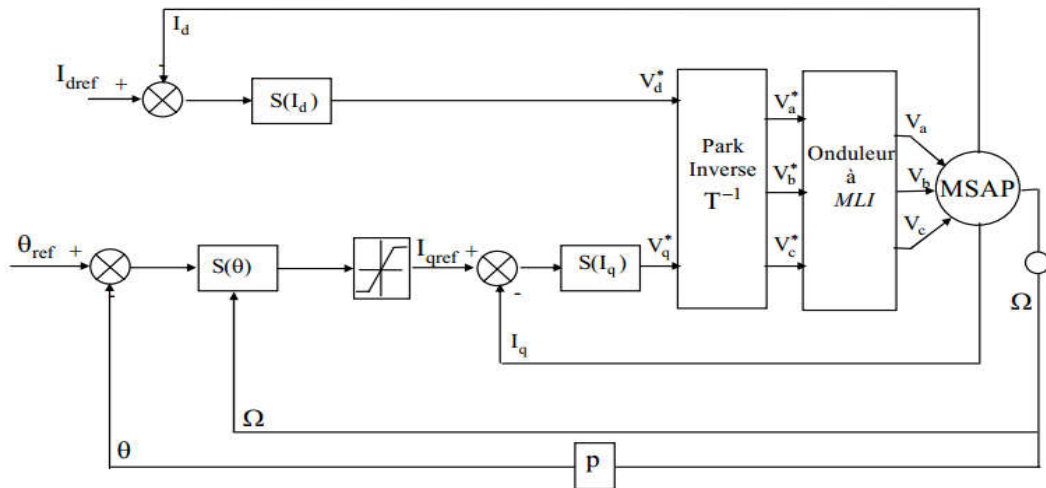


Figure III.5. Schéma global de réglage de la position par mode de glissement d'une MSAP.

III.5. Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation (logiciel MTLAB - Simulink) la loi de commande par mode de glissement de la vitesse et de la position sur la MSAP.

III.5.1 Résultats de simulation pour l'asservissement de la vitesse

Dans l'essai de la figure III.6, nous avons simulé un démarrage à vide avec application d'une charge égale 3 Nm à t=0.2 s pour une vitesse de référence de 150 rad/s.

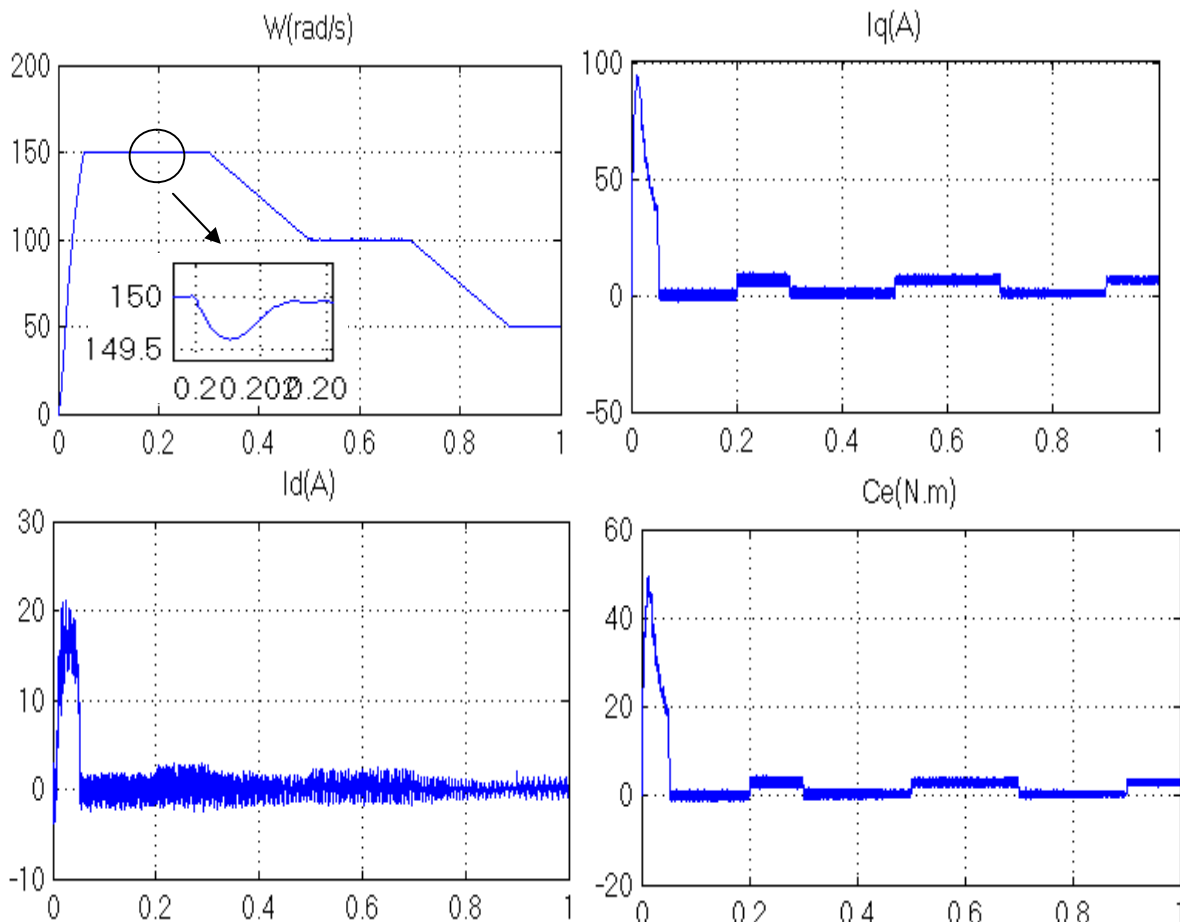


Figure III.6. Réponses de la MSAP par mode de glissement en charge avec ($C_r=3$ N.m à $t=0.2$ s)

- **Interprétations des résultats :**

Nous avons diminué la vitesse de rotation de 150 rad/s à 100 rad/s à $t=0.3s$, $t=0.7s$.

Les résultats de simulation montrent que la réponse en vitesse est rapide et précise. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. La diminution de la vitesse de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

Le courant I_q est l'image du couple. Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple aux instants $t=0.2s$ et $t=0.21s$ correspondent à une oscillation autour de la variété de glissement qui est très rapidement atténuée.

III.5.2. Résultats de simulation pour l'asservissement de la position

Les résultats de simulation d'une CSV de trois surfaces pour la commande en position, sont représentés dans les figures III.7. Ces résultats sont obtenus dans les conditions suivantes:

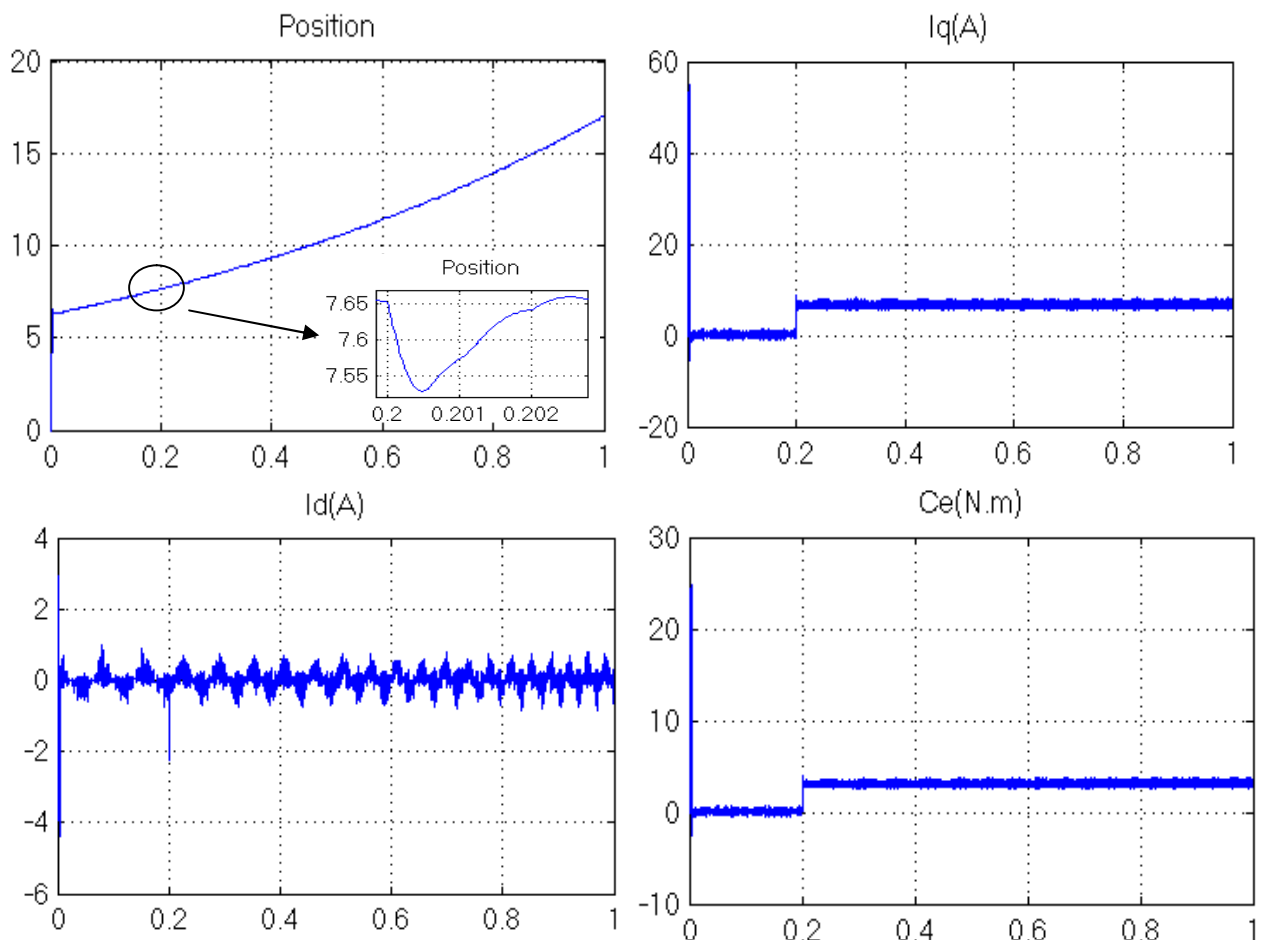


Figure III.7. Réponses de la MSAP par mode de glissement en charge avec ($C_r=3$ N.m)

- **Interprétations des résultats :**

Lors de démarrage à vide (figure III.7), on applique un échelon de référence de position de 360° . Une fois que nous atteignons le régime permanent, nous appliquons un échelon de couple résistant de 3 Nm quand $t = 0.2s$.

Nous constatons que l'allure de la position est obtenue sans dépassement et que l'arbre du MSAP suit l'angle de référence avec un temps de réponse acceptable. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

Nous constatons aussi que le courant I_q est limité à sa valeur de référence. Cela explique que le système utilise son maximum d'énergie. Le courant I_q est l'image du couple.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes lors des variations de la charge ou de la vitesse.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant, pour la régulation de la vitesse et la position d'une machine synchrone à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, nous avons fait une étude générale de modélisation de la MSAP, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple.

Le deuxième chapitre présente la modélisation d'onduleur à deux niveaux commandé par MLI, Le choix de cette commande nous a permis d'optimiser le fonctionnement de la MSAP en éliminant le maximum d'harmonique, et à la fin de ce chapitre on a donné les résultats de simulation du comportement dynamique de l'association MSAP-onduleur, après nous présentons les bases théoriques de la commande vectorielle du MSAP.

Au troisième chapitre, à travers l'utilisation de la technique de commande par mode de glissement, il a été constaté que cette technique de commande présente aussi l'inconvénient des oscillations aux hautes fréquences (le phénomène de chattering). La commande par mode glissant, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système, et à la fin de ce chapitre on a présenté les résultats de simulation numérique; les réponses avec les RMG sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations des charges.

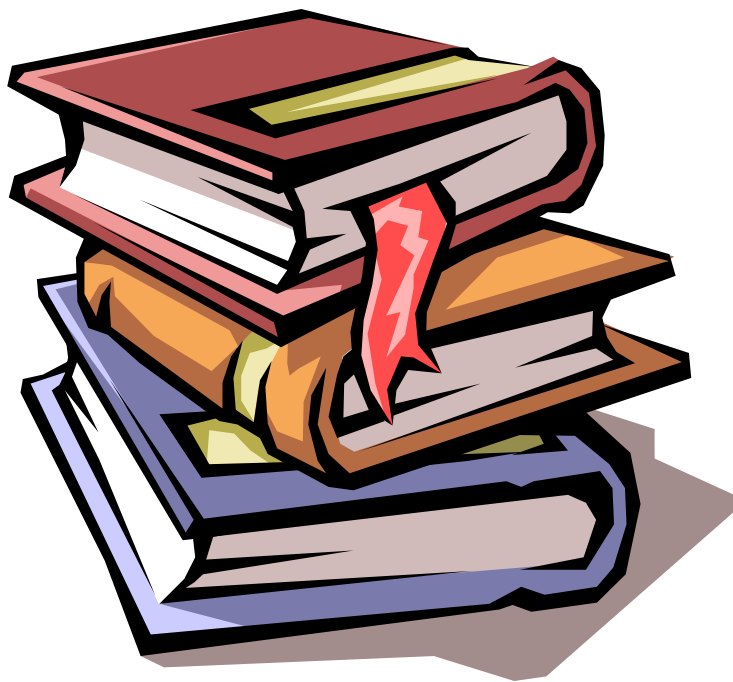
La commande par mode de glissement présente un excellent comportement des grandeurs de sorties de la machine vis-à-vis des différentes perturbations (application d'une charge constante et changement de la vitesse de rotation).

A. Paramètres de la machine utilisée

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants [51] :

Résistance de phase :	$R_s = 1.4 \ \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe:	$L_d = 0.0066 \ \text{H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse:	$L_q = 0.0058 \ \text{H}$
Nombre de paire de pôles :	$p = 3$
Flux des aimants permanents :	$\Phi_f = 0.1546 \ \text{Wb}$
Moment d'inertie :	$J = 0.00176 \ \text{Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux :	$F = 0.00038818 \ \text{N.m / rd/s}$

Références Bibliographiques



- [1] D.Lahouel, « Commande Non Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » Mémoire de Magister Université de Batna, 2009.
- [2] C.Carlos, «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande Des Moteurs Asynchrone». Edition Hermes Science Europe. 2000.
- [3] G.Seguir, F.Notelet, " Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
- [4] R.Benchaib, "Application Des Modes De Glissement Pour La Commande En Temps Réel De La Machine Asynchrone". Thèse de doctorat de l'université de Picardie Jules Vernes.France.1998.
- [5] Zoheir Boulbair, « Mise en oeuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimants permanents » Université de Nantes, Ecole Polytechnique, Saint Nazaire, France, 2002.
- [6] Peter Vas, « Sensor less vector control and direct torque control” Oxford university press, 1998.
- [7] R.Chekireb, «commande par les modes glissants non linéaire de la MSAP alimenté par un onduleur de tension dans le cas générale a N niveaux ». PFE, USTHB, 2002.
- [8] A.Selloum, « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP » PFE- Université Ferhat Abbes, Setif 2002.
- [9] H.Abdellaoui “ Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques ”, Mémoire de Magister, Université de Tizi Ouzou.
- [10] F.Khatounian " Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents " Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.
- [11] E.Smigiel, G. Sturtzer " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [12] A.Hchour " Synthèse De Commande Et D'observateurs Par La Passivité : Application à La Machine synchrone à Aimants Permanents" . Mémoire de Magister, E.N.P, El-Harrach ,1999.
- [13] A.Benbrahim,“Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.

- [14] N.Choug , “ Etude de la robustesse des contrôleurs flous d’une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ”, Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.
- [15] A.Karoui, A . Brahim «Détection De Défaut Statorique Par Suivi Paramétrique D’un Moteur Synchrone A Aimants Permanents» Mémoire Master Academique Universite Kasdi Merbah Ouargla 2014.
- [16] Z.Lagoune, “Commande par hystérésis d’une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer”, Thèse de Master, Université de Sétif-1, 2011.
- [17] A.Kaddouri, " Étude d’une Commande Non-Linéaire Adaptative d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- [18] N.Bounasla “ Commande par Mode de Glissement d’Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ”, Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2014.
- [19] A.Alem, M. A. Attoui “ Commande Robuste de La Machine Synchrone à Aimant Permanent ”, diplôme d’ingénieur, Université Ferhat Abbas Sétif, 2010.
- [20] Kh. Merdas, Y. Khennouf “ Commande Non Lineaire De La Machine Synchrone A Aimant Permanent (Msap) ”, diplôme d’ingénieur, Université Ferhat Abbas Sétif, 2009/2010.
- [21] Y.Amara "contribution à la Conception et à la Commande des Machine Synchrone à Double Excitation Appliquée au Véhicule Hybride", Thèse de Doctorat, Université Paris, France, Décembre 2001.
- [22] G.Séguier et R. Bausière "les convertisseurs de l’électronique de puissance", la conversion continu-alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC II DOC, Paris, 1995.
- [23] G.Grellet et G. Clerc « Actionneurs électriques : Principes, Modèles et commandes », Edition Eyrolles, Paris, 1997.
- [24] Khelfa, S. " Commande Vectorielle D’une Machine à Induction", Thèse De Magistere, Université De Batna, 2001.
- [25] R.Sadouni,“ Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double étoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [26] H.Tamrbed, T.Azarobr "Réglage par mode glissant d’une machine asynchrone", Thèse d’ingénieur, Anaba, 2000.

- [27] R.Benayache "Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application à un système hydraulique", Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, France, 2007.
- [28] M. Sebba, A.Chaker, Y. Meslem , S. Hassaine «Commande En Vitesse Dumoteur Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'état De Luenberger», Article IEEE 2007.
- [29] Belkacem, S. « Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et d'u DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique ». Mémoire de Magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [30] Boussak, M. Pilioua-Sendo, R. " Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants". 16^{ème} journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre.
- [31] Ziane, H. Rekioua, T. " 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 Electrique 29-31/10/2002; université de Batna.
- [32] Hamdouche Sonia « Contribution a l'amélioration des structures de régulation des courants des machines a courant alternatif » Mémoire de Magister en Electrotechnique. Université de Batna 2007.
- [33] Bouzidi zouhi, Halilou azouz «Diagnostic des défaillances par la technique de réseau de neurone artificiel appliqué sur la machine synchrone a aimants permanents » PFE-Universitaire, 2005.
- [34] F. Betin ,“ Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques ”, Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.
- [35] H.Chennoufi "Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant", Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Université de Batna, 2001.
- [36] O.Hamata, N.Louchen "Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation", Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.
- [37] N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi “Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive”, Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.
- [38] Sivert A., Betin F., Faqir A., Capolino G.A. “Robust control of an induction machine drive using a time-varying sliding surface”, Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on Vol. 2, pp. 1369 – 1374, May 2004.

- [39] V. I. Utkin: "Sliding modes and their application in variable structure systems", Edition MIR, Moscou, 1978.
- [40] V. I. Utkin: "Discontinuous control system : State of art in theory and application", Institute of Control Sciences, Ed. MIR, Moscou, 1978.
- [41] A.E. Khaldi," Diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [42] 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.
- [43] S. V Emelyanov, "Variable Structure Control Systems", Nauka, Moscow, 1967.
- [44] Kouzi, K. « Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement». Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.
- [45] G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin, "Sliding modes in systems with asymptotic state observers", Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.
- [46] S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant, "Higher sliding modes in the binary control systems", Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [47] Levant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [48] G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai, "A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems", International Journal of Control, vol. 76, no. 9, pp. 875-892, 2003.
- [49] Y.Orlov, L. Alguilar and J.C. Cadiou, "Switched chattering control of electrical servo-motors and backlash friction attenuation", Proc, Physics and Control, vol. 4, pp. 1336-1341, 2003.
- [50] Benchabane, F. «Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering». Mémoire De Magister de Université Mohammed Khider De Biskra, 2005.
- [51] S. Benagoune, S. Belkacem and R. Abdessemed, "Sensorless direct torque control of PMSM drive with EKF estimation of speed, rotor position and load torque observer", AlAzhar University Engineering Journal, JAUES, Egypt, Vol. 2, No. 5 Apr. 2007.

Résumé :

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est de plus en plus utilisé dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures aux autres types de moteurs.

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI naturelle (sinus-triangle). Le but principal étant la commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué de la technique de réglage robuste à savoir : le mode glissant. Cette dernière est caractérisée par une précision dans le cas d'une poursuite et une réduction importante du phénomène de broutement. Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée.

Mots clés : Machines synchrones à aimant permanent, Onduleur de tension, Commande vectorielle, Mode glissant.

ملخص :

يتزايد استخدام المحركات المتزامنة ذوات المغناطيس الدائمة في الميدان الصناعي نظرا لأدائه الأحسن مقارنة بالأنواع الأخرى من المحركات .

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة وتحكم في ماكينة متزامنة ذات مغناطيس دائمة مغذاة بعاكس التيار الكهربائي متحكم فيه بواسطة إستراتيجية التعديل الطبيعي. والهدف الرئيسي هو السيطرة عن طريق واسطة مولد المغناطيس الدائم متزامن انزلاق. لهذا السبب قمنا بتطبيق عدة تقنيات ضبط قوية : النمط الإنزلاقي. هذا الأخير يتميز بدقة المتابعة والتقليص المعتبر للاهتزازات. نتائج المحاكاة المتحصل عليها أثبتت فعالية وجودة تقنيات التحكم المقترحة.

كلمات مفتاحية :

المحركات المتزامنة ذوات المغناطيس ، العاكس الجهد ، التحكم بتوجيه التدفق ، النمط الإنزلاقي.