



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

YOUCEF KHOUDJA Tarek

LALAOUNA Ridha Allah

THEME

Commande DTC par Mode de Glissement de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

Soutenu le / / 2020 devant la commission d'examen composée de :

Mr. BENHADDA Nabile	MCB à l'Université de Khenchela	Président
Mr. LAGGOUN Louanasse	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr.LABDANI Rafik	MCB à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2019/2020

Remerciements

Nous remercions ALLAH qui nous a donné la force et la patience Pour terminer ce travail.

Nous exprimons nos sincères remerciements :

A nos parents pour leur contribution pour chaque travail que nous avons effectué.

A notre promoteur Mr. le professeur LAGGOUNE Louanasse pour son aide et Sa patience et sa parfaite simplicité et son dévouement.

A l'ensemble des enseignants du département de Génie électrique et spécialement ceux de l'option Commande électctique.

Et à l'ensemble du personnel de notre université sans oublier ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail et ceux qui nous font l'honneur de juger ce mémoire.

Merci





Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

*A nos chers enseignants qui nous ont soutenus durant
Toute l'année d'étude, ces professeurs m'ont donnée
l'espoir de continuer les études malgré le désespoir que
j'ai rencontré à cause d'un sabotage que j'ai subi année
2005.*

*Tous ceux qui se sont donné toutes les peines et les
sacrifices, Pour nous voir réussir dans la vie.*

*Les deux personnes les plus chères à mes cœurs, mon
père mère, que dieux les protèges. Mes frères et sœurs*

*Tous Mes amis sans exception à
l'exception le prof : LABDANI
RAFIK qui était et reste mon amis.*

YOUCEF KHOUDJA TAREK



Dédicace

Je dédie ce travail à :

_ A ma grande mère et mon grand-père qui je les respecte beaucoup.

_ A ma mère et mon père qui m'a donné le sens de la vie.

_ A mes frères et sœurs.

_ A toute la famille LALOUANA

_ A tous mes Amis de L'université ABBAS LAGHROURE

_ A mes camarades et mes élèves de centre de formation de DAOUDI ABDELHAMID KHENCHELA1.

LALAOUNA RIDHA ALLAH

Sommaire

SOMMAIRE**Remerciements****Dédicace**

Sommaire	I
-----------------	---

Introduction Générale	1
------------------------------	---

Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine Synchrone A Aimants**Permanents**

I.1	Introduction	3
I.2	Principe de fonctionnement de la MSAP	3
I.3	Classification des moteurs synchrones	3
I.4	Les avantages et les inconvénients de la MSAP	4
I.5	Comparaison entre la machine synchrone classique et MSAP	4
I.6	Domaine d'application de la MSAP	5
I.7	Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	5
I.7.1	Description de la MSAP	6
I.7.2	Hypothèses simplificatrices	7
I.7.3	Mise en équations de la machine	7
I.7.4	Transformation de PARK	8
I.8	Schéma bloc de simulation de MSAP dans le référentiel dq	12
I.9	Simulation et interprétation des résultat	12
I.10	Association MSAP-Onduleur de tension	14
I.10.1	Modélisation de l'onduleur de tension	14
I.10.2	Modélisation du modulateur M.L.I	15
I.11	Simulation de l'association onduleur -MSAP	17
I.14	Conclusion	19

Chapitre II : Commande DTC de la Machine Synchrone à Aimants**Permanents**

II.1	Introduction	20
II.2	Avantages et inconvénients de la Commande Directe du Couple (DTC)	20
II.3	Principe de la commande directe du couple (DTC)	21

II.3.1	Contrôle du Vecteur Flux Statorique	21
II.3.2	Contrôle du Couple Electromagnétique	22
II.4	Description de la Structure de Contrôle	23
II.4.1	Sélection de Vecteur de Tension V_s	23
II.4.2	Estimateurs	24
II.5	Élaboration des Vecteurs de Commande de Flux et du Couple	26
II.5.1	Elaboration du Contrôleur de Flux	26
II.5.2	Élaboration du Contrôleur du Couple	26
II.6	Élaboration des Tables de Commutation	27
II.6.1	Table de Commutation du Flux	27
II.6.2	Table de Commutation du Couple	28
II.6.3	Table de commutation du Flux et du Couple	28
II.7	Structure Générale du Contrôle Direct du Couple (DTC) pour la MSAP	29
II.8	Résultats de la Simulation et Interprétation	30
II.12	Conclusion	33

Chapitre III : DTC par Mode Glissant de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

III.1	Introduction	34
III.2	Systèmes à Structures Variables	34
III.3	Modes de Trajectoire d'une Variable d'Etat dans le Plan de Phase	35
III.3.1	Mode de Convergence (MC)	35
III.3.2	Mode de Glissement (MG)	35
III.3.3	Mode en Régime Permanent (MRP)	35
III.4	Principe de la Commande par MG	36
III.5	Conception de la Commande par MG	36
III.5.1	Choix de la Surface de glissement	37
III.5.2	Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant	37
III.5.3	Détermination de la loi de Commande	38
III.6	Broutement (Chattering)	41
III.7	Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution)	42
III.7.1	Commande avec un Seul Seuil	42
III.7.2	Commande Adoucie (a deux Seuils)	43
III.7.3	Commande Intégrale	43

III.8 Application du Contrôle par Mode de Glissement d'Ordre un pour la DTC de la MSAP	44
III.9 Étude Comparative entre DTC-PI et DTC-MG de la MSAP	45
III.12 Conclusion	48
<i>Conclusion Générale</i>	49
<i>Références Bibliographies</i>	50
<i>Annexe</i>	52
<i>Résumé</i>	

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

Dans le domaine de la vitesse variable, la machine synchrone à aimants permanents assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle. Mais, depuis une trentaine d'années, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine synchrone à aimants permanents par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu puissance massique plus faible.[1][2]

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette technique de commande utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques. [3]

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Les lois de commande dite par mode de glissement ou à structure variable constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande par mode de glissement est par sa nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ce système est que sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

L'objectif visé dans ce travail est d'améliorer les performances de la commande DTC de la machine synchrone à aimants permanents par un régulateur de vitesse par mode glissant. Cet objectif comprend une amélioration de la réponse dynamique du système, ainsi que les performances en régime statique.[1][2][3]

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

- Le premier chapitre présentera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dont les hypothèses simplificatrices de linéarité avec une étude de la MSAP avec et son onduleur de tension.
- Le second chapitre est consacré à la commande directe du couple des machines Synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux.
- Dans le troisième chapitre, on présente quelque généralité sur la technique de réglage par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable. A la fin de ce chapitre, nous exposons des résultats de simulation pour voir la validité de cette technique de commande.

Nous terminons le présent mémoire par une conclusion générale et une étude bibliographique.

Chapitre I :

Modélisation et Simulation de la
Machine Synchrone à Aimants
Permanents

1.1 Introduction

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal. une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. [4][5]

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation et la simulation d'une machine synchrone à aimants permanents avec et sans onduleur de tension

1.2 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu : le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante B . Le champ d'induction a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction. De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance. [5][6]

Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire correspondant à la pulsation de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone.

1.3 Classification des moteurs synchrones

Le moteur synchrone est utilisé dans une large gamme de puissance, allant du Watt au Mégawatt, dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse constante, la traction.

A ces nombreux domaines d'emploi, correspondent autant de technologies différentes, dont les plus répandues peuvent être scindées en deux grandes familles :

- Les moteurs synchrones à inducteur bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses,
-

-
- Les moteurs synchrones à aimants permanents, avec ou sans pièces polaires.

Les machines à aimants se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grande qualité, permettant l'option de couples massiques élevés. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelques centaines de Kilowatts. Toutefois, leur domaine d'emploi privilégié pour les puissances inférieures à quelques dizaines de Kilowatt, où l'aimant permanent permet d'obtenir, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné. Par ailleurs, l'emploi d'aimants permanents à la place de l'enroulement inducteur annule les pertes par effet Joule au rotor et augmente le rendement. [6].

1.4 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

➤ **Avantage**

- ✓ Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- ✓ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu;
- ✓ Puissance massique élevée et précision de sa commande;
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de Contacts bague-balais dans ces machines;
- ✓ Son rendement est proche de 99%;
- ✓ Gamme de la vitesse important (1750 à 7000min). [5][7]

➤ **Inconvénient**

- ✓ 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 ; [5]
- ✓ Un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire;
- ✓ Il faut une excitation, c'est-à-dire deuxième source d'énergie;
- ✓ Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.

1.5 Comparaison entre la machine synchrone classique et MSAP

- ✓ Les MSAPs n'exigent pas d'excitation, et grâce à l'absence des pertes par excitation et Dans les contacts frottant, elles possèdent un rendement élevé, par contre dans les MS classiques l'excitation est nécessaire, l'enroulement d'excitation tournant et les balais présentent assez fréquemment des défaillances de plus, d'où le rendement est Relativement faible;

-
- ✓ La MSAP n'exige aucun entretien pendant toute la durée de vie, et se caractérise par une
 - ✓ Sécurité de fonctionnement plus élevée, mais dans le MS classique, l'entretien est exigé avec moins de sécurité;
 - ✓ Les MSAP diffère de leurs analogues à excitation électromagnétique par la construction des systèmes inducteurs;

1.6 Domaine d'application de la MSAP

Les moteur synchrones à aimant permanent ont été utilise dans le domaine éolien et dans la propulsion naval. Ces dernières années les moteurs synchrones à aimant permanent ont été utilises dans un grande nombre d'application industrielles nécessitant des performances, dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable, et la traction. [5][7][8)

- ✓ Il fonctionne comme compensateur synchrone;
- ✓ Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges;
- ✓ les automobiles;
- ✓ les équipements de technologie de l'information (DVD drives);
- ✓ les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements;
- ✓ les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste);
- ✓ les servomoteurs;
- ✓ la production d'électricité;
- ✓ les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins;
- ✓ l'application de l'énergie de l'éolienne.

1.7 Modélisation de la machine synchrone à aiment permanent

La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude. Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre des hypothèses est grand, plus le modèle nous permet à une étude et une exploitation plus aisée même si l'on affecte la précision du modèle. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs.[5][6][8]

I.7.1 Description de la MSAP

Comme toute machine tournante, une machine synchrone comporte un stator et un rotor :

- ✓ Le stator a une périphérie généralement lisse et porte, dans des encoches, des enroulements appelés (Circuits d'armature), ou le plus simplement phases lorsque la machine fonctionne en moteur, ces enroulements reçoivent du courant alternatif du réseau, et lorsque la machine fonctionne en alternatif, ils en fournissent au réseau.
- ✓ Le rotor porte le circuit d'excitation, dans lequel on envoie un courant continu (comme ce bobinage tourne, le courant y est envoyé par l'intermédiaire de deux balais qui frottent sur deux bagues circulaires).

IL peut être de l'un ou de l'autre des 2 types suivants :

- ✚ Rotor dit à pôles lisses lorsque sa périphérie est parfaitement lisse (l'exception des encoches naturellement). C'est alors un tambour, sur lequel le bobinage est réalisé de telle sorte que l'axe magnétique soit radial (et non pas longitudinal). Dans ce cas la réluctance du circuit magnétique, entre rotor et stator, est pratiquement constante et indépendante de la position du rotor.
- ✚ Rotor dit à pôles saillants lorsque sa périphérie est rectangulaire, ou cruciforme, s'il y a plusieurs paires de pôles. Le bobinage est alors réalisé de telle sorte que chacun des pôles successifs sur la périphérie soit alternativement Nord et Sud, toutes les bobines d'excitation étant parcourues par le même courant continu, en série. Dans ce cas, le flux est canalisé de façon plus localisée sous les pôles. [7]

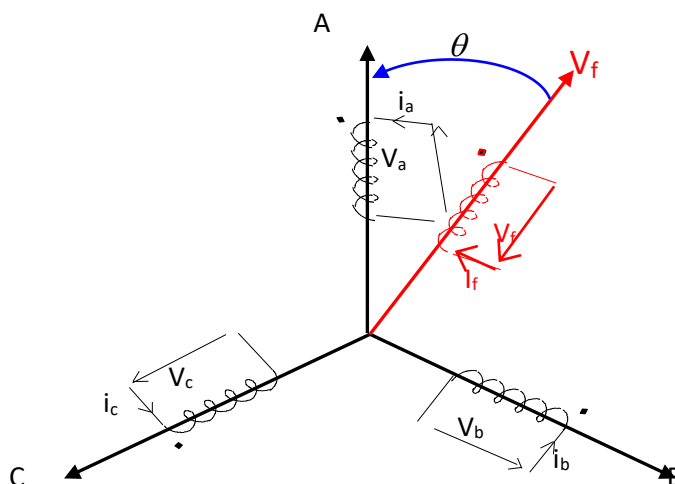


Figure (I.1) : Représentation de MSAP.

I.7.2 Hypothèses simplificatrices

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus le modèle sera simple. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs. Dans ce but, et afin de simplifier le modèle, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes : [4][5][9]

- ✓ Machine à pôles lisses ;
- ✓ Machine non saturée ;
- ✓ Nous supposons pour des raisons de simplicité que la machine est alimentée par des tensions sinusoïdales ;
- ✓ Les pertes ferromagnétiques négligeables ;
- ✓ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prise en compte.

I.7.3 Mise en équations de la machine

La Figure (I.1) représente schématiquement la MSAP considérée. Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_S] [i] + \frac{d[\varphi]}{dt} \\ [f] = [L_S] [i] + \varphi_f \end{cases} \quad (I.1)$$

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)

Φ_f : Vecteur flux engendré par l'aimant ; dans le chapitre n'existe pas

Donc le système [I.1] devient :

$$\begin{cases} V_a = R_S i_a + \frac{d[\varphi_a]}{dt} \\ V_b = R_S i_b + \frac{d[\varphi_b]}{dt} \\ V_c = R_S i_c + \frac{d[\varphi_c]}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

L'équation mécanique s'écrit :

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

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.7.4 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.

Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q), tournant à une vitesse ω_r . [8][9][10]

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

$$\begin{bmatrix} F_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{abc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Le facteur $\frac{2}{3}$ est choisi de façon à ce que la matrice A soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

Alors A^{-1} devient comme suit :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (I.5)$$

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 :

$$\omega_\theta = \omega_s$$

✓ **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.7.4.1 Equations électriques dans le référentiel de PARK :

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

$$\begin{bmatrix} V_{dq0} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} V_{abc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Et après calculs, on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_S i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_{qs} = R_S i_{qs} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.7)$$

I.7.4.2 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 :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

L_{sc} : Inductance cyclique principale

Nous passons au système (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \Phi_{abc} \end{bmatrix}$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (I.9)$$

En remplaçant les expressions des flux ϕ_d et ϕ_q dans le système (I.7) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_S i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_S i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \Phi_f \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec :

ϕ_f : 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.7.4.3 Equation mécanique

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - \Omega f \quad (I.11)$$

Ou:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_{qs} - \varphi_q i_{ds})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (I.12)$$

Avec:

$\frac{3}{2} P \varphi_f i_{qs}$: 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.7.4.5 Mise sous forme d'équation d'état

$$\begin{cases} \left[\dot{X} \right] = [A][X] + [B][U] \\ \left[Y \right] = [C][X] + [D][U] \end{cases}$$

Avec :

[A] : la matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : la matrice d'entrée.

[C] : la matrice de sortie (matrice d'observation).

[D] : le vecteur de commande.

[X] : le vecteur d'état.

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 :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_s}{L_d} \\ -\frac{\omega L_s}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \varphi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

I.8 Schéma bloc de simulation de MSAP dans le référentiel dq

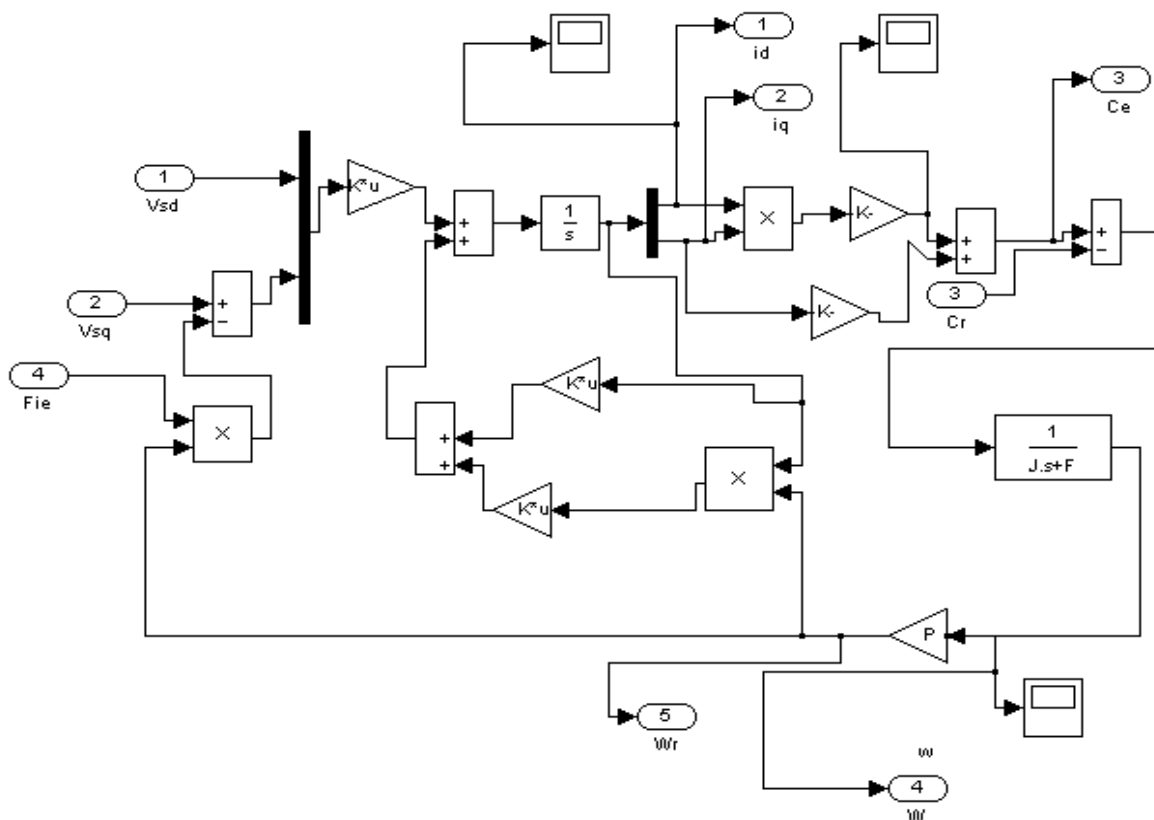


Figure (I.2) : Schéma bloc de simulation de MSAP dans le référentiel dq

I.9 Simulation et interprétation des résultats

On va simuler numériquement le fonctionnement de la MSAP alimentée directement par le réseau standard **220/380V, 50HZ**, en appliquant un couple résistant C_r qui est égal à 10 Nm à $t = 0.5s$ dès son démarrage.

Les figures (I.3) et (I.4) illustrent les résultats de la simulation de la MSAP à vide et en charge. Pendant le démarrage on remarque que tous les signaux sont fortement pulsatoire. Pendant le régime transitoire, la vitesse présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée. L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.

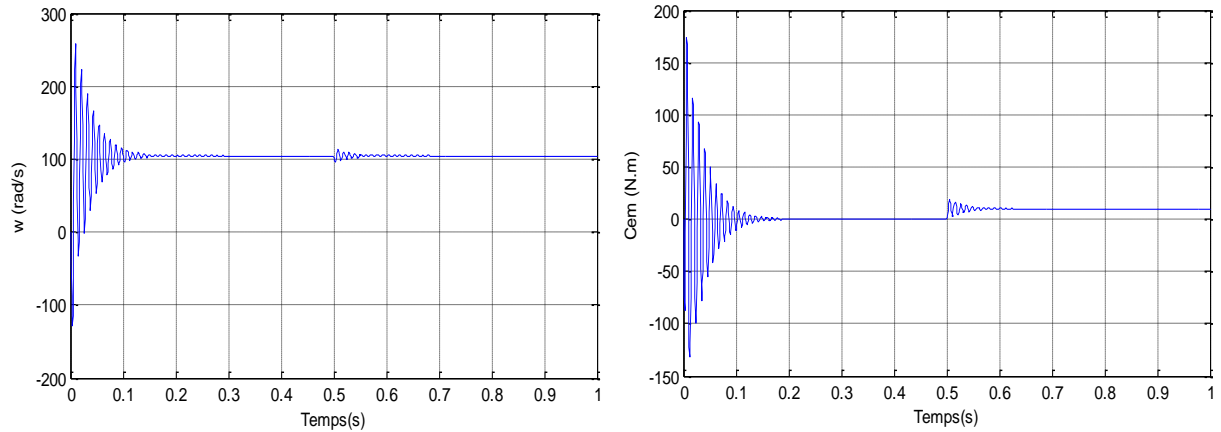


Figure (I.3) : Courbes de Vitesse et Couple d'une MSAP

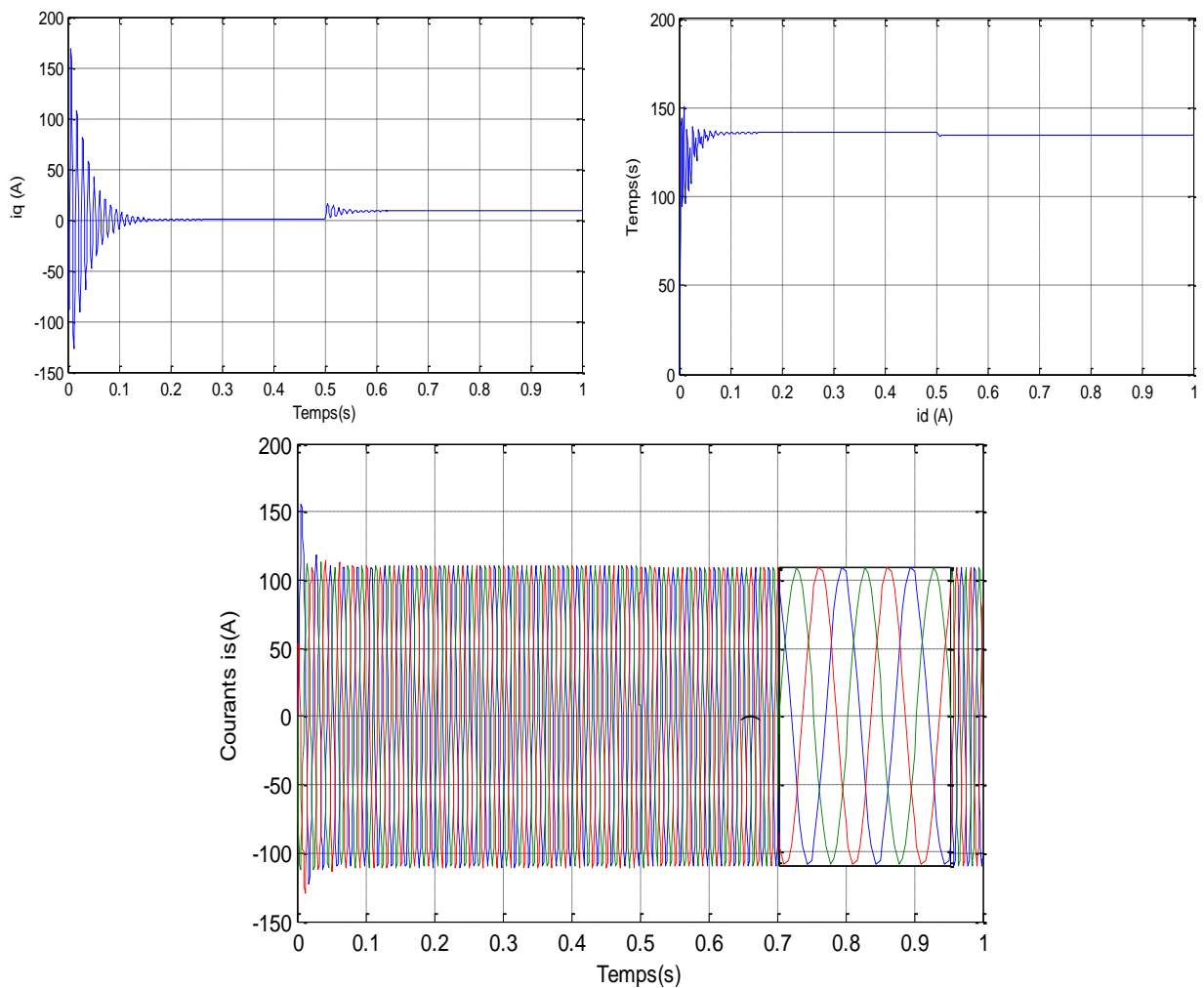


Figure (I.4) : Courbes des Courants Statoriques i_d , i_q et i_s d'une MSAP

Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court,

A $t=3s$, on applique une charge de $C_r=20$ N. m , on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

I.10 Association MSAP-Onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine synchrone est associée à un onduleur de tension.

I.10.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension (Figure I.5) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 . [5][7][8][9][10]

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qu'on note V_{an} , V_{bn} et V_{cn} .

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i

Les transistors (supposés être 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.

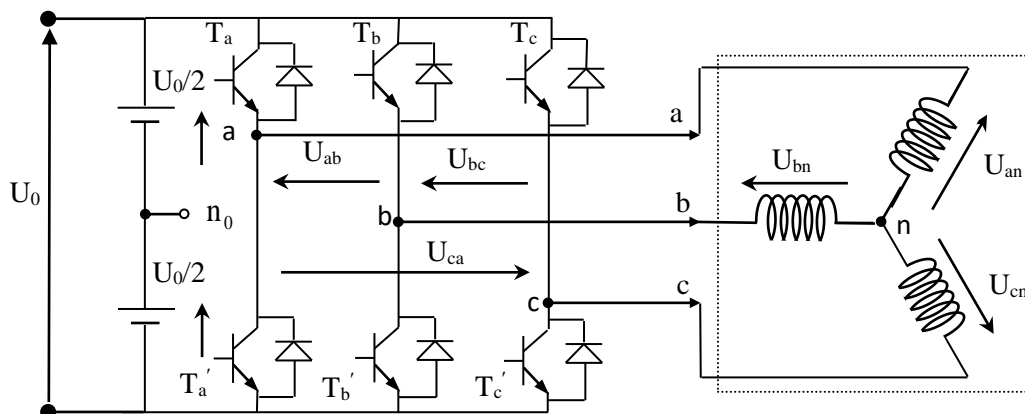


Figure (I.5) Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.14)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (1.15)$$

En faisant apparaître le point " n_0 " les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

En remplaçant (I.16) dans (I.15) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an_0} = V_{an} + V_{nn_0} \\ V_{bn_0} = V_{bn} + V_{nn_0} \\ V_{cn_0} = V_{cn} + V_{nn_0} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n₀ :

$$V_{nno} = \frac{1}{3} V_{dc} [V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}] \quad (\text{I.19})$$

Si on Tenons compte que $V_{in_0} = S_i \cdot V_{dc}$, ceci nous a permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différents méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

I.10.2 Modélisation du modulateur M.L.I

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion M.L.I, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. [5]

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

Plusieurs types de MLI utilisables pour la commande des onduleurs de tension parmi lesquels on retient :

- ✓ La modulation sinus – triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse triangulaire.
- ✓ Les modulations pré calculées pour les quelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- ✓ Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle dans lesquelles les angles de commutation sont calculés on –line.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence supérieur. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, Figure (I.6). [4]

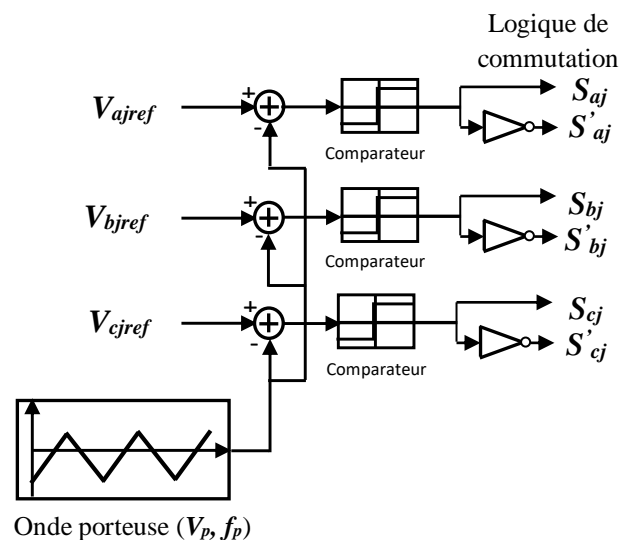


Figure (I.6) : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur.

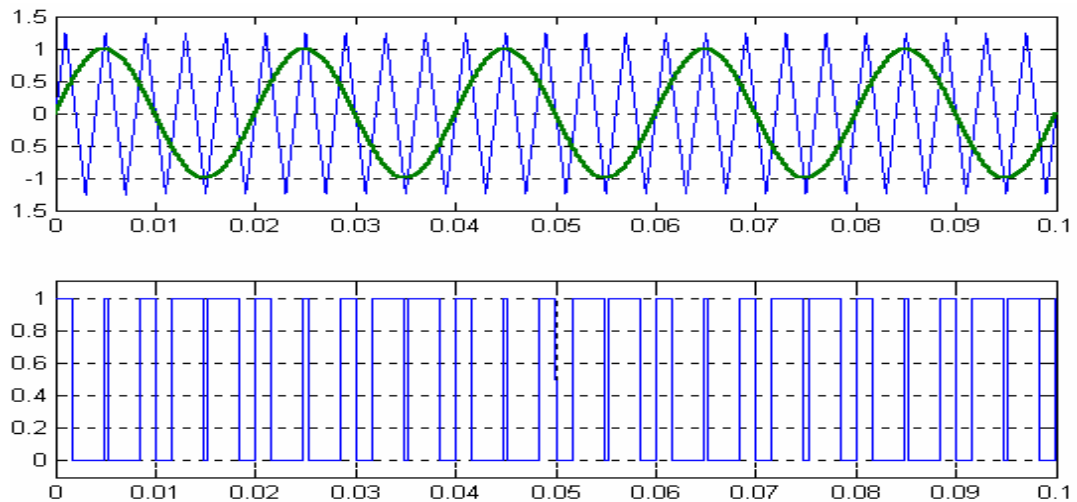


Figure (I.7): MLI triangulo-sinusoidale

Telle que lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égal à 0, Figure(I.7).

I.11 Simulation de l'association onduleur -MSAP

Nous allons simuler L'association : Onduleur de tension-MSAP, pour un fonctionnement en charge. L'onduleur est commandé par la technique de modulation triangulo_sinusoidale. La Figure (I.8) présente les caractéristiques dynamiques de l'ensemble Onduleur de tension-MSAP lors d'un démarrage à charge nulle, puis application d'un couple résistant $C_r=20\text{N.m}$ à $t = 0.3\text{s}$.

La comparaison de ces résultats avec celles obtenues avec le modèle de la machine alimentée par un système de tensions sinusoïdales montre une ressemblance dans l'allure; cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes.

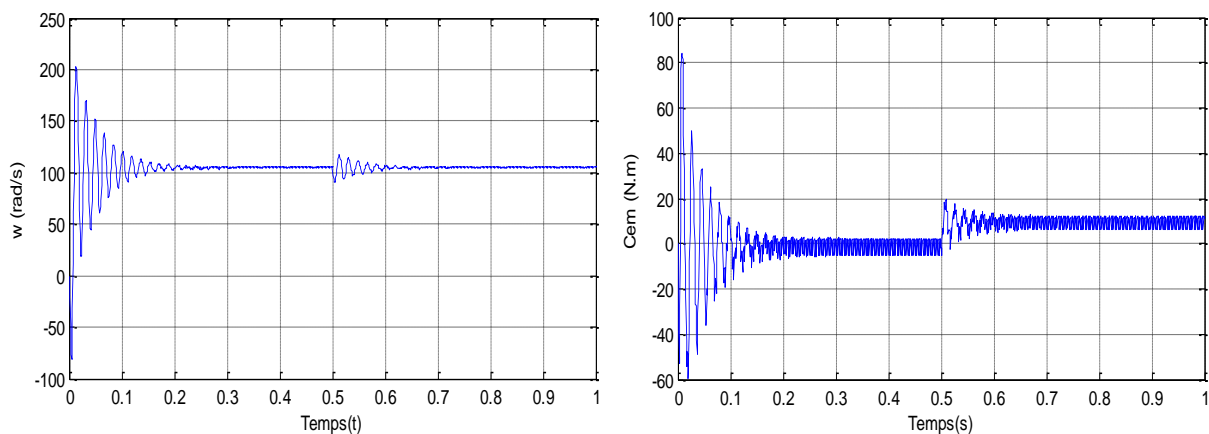


Figure (I.8) : Courbes de Vitesse et Couple d'une MSAP alimenté par onduleur de tension.

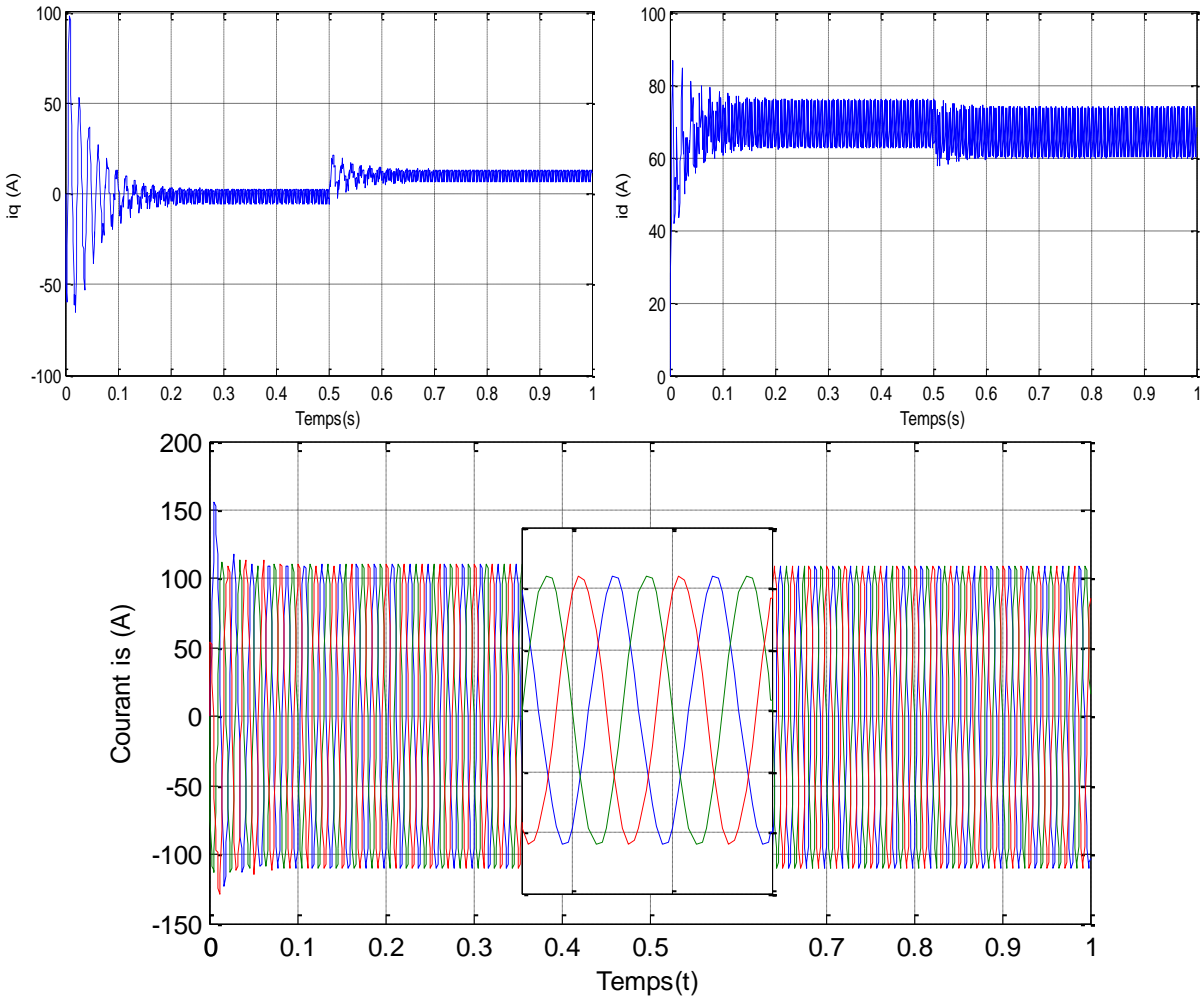


Figure (I.9) : Courbes des courants i_d , i_q et i_s d'une MSAP alimentée par onduleur de tension.

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent alimentée en tension est synthétisée, dont le modèle de PARK est utilisé sous forme de fonction de transfert. Les résultats de la simulation numérique obtenus montrent que la MSAP alimentée par un réseau de tensions sinusoïdales bien que la validité du modèle, toutefois, les oscillations obtenues au régime transitoire montre bien le problème de démarrage de la machine, ce qui nécessite d'avoir recours à un fonctionnement en boucle fermé.

Toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable .afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande directe couple DTC .Un exposé général sur théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II:

Contrôle Directe de Couple de la
Machine Synchrone à Aimants
Permanents

II.1 Introduction

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées comme concurrentielles des méthodes classiques, l'une des plus récentes démarches dans cette direction est le contrôle directe du couple, dans la quelle le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator et ceci sans recours à des capteurs mécaniques. [11][12]

Le contrôle direct du couple (DTC) ou contrôle direct du flux et de couple (Direct Torque and flux Control –DTFC-) basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par TAKAHASHI et DEPENDROCK durant les années quatre-vingt qui utilise une approche attrayante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. [13]

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables, elle a été reconnue comme une solution fiable et robuste pour répondre à ces exigences.

Dans ce qui suit on s'intéressera spécialement à la commande directe du couple et du flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par une présentation d'une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite des résultats du simulations seront présentés et discutés.

II.2 Avantages et inconvénients de la Commande Directe du Couple (DTC)

II.2.1 Avantages

Plusieurs avantages de cette loi de commande, dont on peut citer : [13][14]

- L'absence de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;
- Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse;
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator;
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques, elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants;

II.2.2 Inconvénients

La commande directe du couple possède des inconvénients suivants: [11][15]

-
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple;
 - L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis;
 - La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis);
 - L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif), cela peut conduire à une forte teneur en harmoniques;

II.3 Principe de la commande directe du couple (DTC)

Le contrôle direct du couple (DTC) est basé sur la détermination directe de la séquence de commande (S_a, S_b, S_c) appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension à chaque instant de commutation. Ce choix est basé généralement sur la régulation directe du couple électromagnétique et de flux statorique de la machine. Les deux variables sont commandées par des régulateurs à hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et de couple et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis à chaque instant de commutation. [12][13]

Les vecteurs d'état de tension de l'onduleur triphasé sont présentés par l'équation suivante :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 \cdot (S_a + S_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.1})$$

La DTC utilise directement 8 vecteurs de tension pour contrôler l'état de commutation de l'onduleur, Le vecteur le plus approprié choisi par la table de vérité (vecteur optimal) doit être appliqué pendant une période complète de commutation.

L'objectif est de maintenir la valeur du flux statorique et du couple électromagnétique dans leurs bandes de tolérance respectives (bandes d'hystérésis).

II.3.1 Contrôle du Vecteur Flux Statorique.

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, leur expression dans le référentiel (α, β) lié au stator est obtenue à partir de l'équation différentielle suivante : [11][12][13]

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Par intégration, on peut établir l'équation suivante qui régit le comportement du vecteur flux statoriques en fonction du temps : [15][16]

$$\psi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \psi_s(0) \tag{II.3}$$

Pour les moyennes et grandes vitesses, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur V_s (la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée). [11][13][17]

$$\psi_s(t) \approx \int_0^t (V_s) dt + \psi_s(0) \tag{II.4}$$

$$\psi_s(t) \approx \psi_s(0) + V_s T_s$$

Donc :

$$\Delta\psi_s \approx \psi_s(t) - \psi_s(0) \approx V_s T_s \tag{II.5}$$

$\Delta\psi_s$: La variation du vecteur flux statorique

T_s : La période d'échantillonnage.

De l'équation (II.5) on constate que l'extrémité du vecteur flux statorique $\psi_s(t)$ se déplace le long d'une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée V_s comme il est illustré par la figure (II.1). [11][13]

C'est-à-dire, si V_s reste constant pendant une période d'échantillonnage (T_s), la variation du vecteur de flux statorique $\Delta\psi_{si}$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué. Lors de l'application d'un vecteur de tension, l'apposition du vecteur $\psi_{si}(t)$ se déplacera avec une trajectoire parallèle à ce vecteur, et avec une vitesse égale à son amplitude.

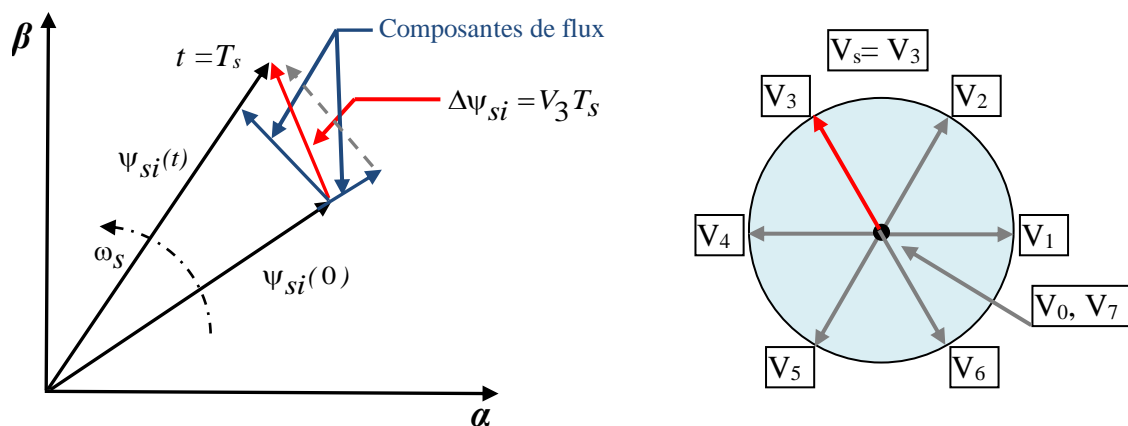


Figure II.1 Evolution de l'extrémité de Vecteur de Flux statorique (ψ_{si}) pour $R_s I_s$ négligeable.

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa. [13]

II.3.2 Contrôle du Couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant : [11][12][13]

$$C_{em} = \frac{P}{L_S} (\overline{\psi}_S \times \overline{\psi}_R) = K \|\overline{\psi}_S\| \|\overline{\psi}_R\| \sin(\varphi) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

ψ_S : Module du vecteur flux statoriques.

ψ_R : Module du vecteur flux rotorique.

φ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

On peut observer que le couple électromagnétique est proportionnel au produit des modules de deux vecteurs ψ_S et ψ_R et de leur position relative φ . Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux ψ_S (à partir de V_S) en module et en position, on peut donc contrôler le couple électromagnétique de façon découplée. [11][13][18]

II.4 Description de la Structure de Contrôle

II.4.1 Sélection de Vecteur de Tension V_S

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette.

Le choix du vecteur de tension V_S dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de ψ_S dans le référentiel fixe (la position de ψ_S dans le référentiel statorique) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, figure(II.2). [11][19]

La sélection du vecteur de tension à la sortie de convertisseur statique (onduleur) est déduite à partir des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que la zone ou la position où se trouvait le vecteur de flux ψ_S , alors un estimateur de ψ_S en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple électromagnétique sont donc indispensables pour une commande. [11][17][15]

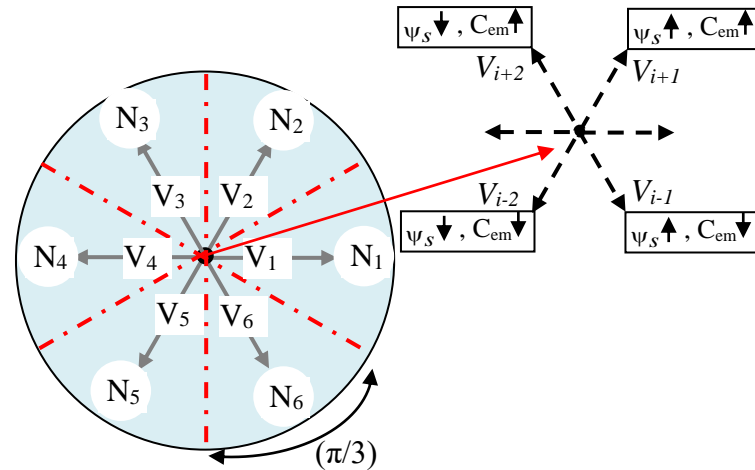


Figure (II.2) : Choix du Vecteur Tension

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants. [11][12][13]

- Si V_{i+1} est sélectionné alors ψ_s croît et C_{em} croît,
- Si V_{i-1} est sélectionné alors ψ_s croît et C_{em} décroît,
- Si V_{i+2} est sélectionné alors ψ_s décroît et C_{em} croît,
- Si V_{i-2} est sélectionné alors ψ_s décroît et C_{em} décroît .
- Si V_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnées, la rotation du flux statorique s'arrête et celle du couple décroît alors que le module de flux reste inchangé. [12][13]

Le vecteur de tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur ψ_s . [14]

Un estimateur de module de ψ_s et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires pour une commande DTC.

II.4.2 Estimateurs

II.4.2.1 Estimation du Flux Statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteurs tensions et courant statorique, leur expression s'écrit : [11]

$$\psi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{II.7})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\Psi_s = \Psi_{s\alpha} + j\Psi_{s\beta} \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$$\Psi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.9})$$

$$\Psi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt$$

Le courant statorique est mesuré tandis que la tension statorique dépend de l'état des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) , et de la tension du lien à courant continu U_o , en projetant sur les deux axes (α, β) .

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia à partir des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, soit : [11]

$$i_s = i_{s\alpha} + j.i_{s\beta} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Le module de l'amplitude du flux statorique estimé est déterminé à partir des deux composantes du flux du repère (α, β) par :

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.12})$$

2.4.2.2 Estimation de la Position du Vecteur Flux

La zone N_i dans la quelle se situe le vecteur Ψ_s est déterminé à partir de l'équation suivante : [11]

$$\theta_s = \arctg \frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}} \quad (\text{II.13})$$

2.4.2.3 Estimation du Couple Electromagnétique

Une fois les deux composantes de flux et de courant sont obtenues, on peut estimer le couple électromagnétique C_{em} uniquement en fonction des composantes (α, β) , le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = p \cdot \left[\left(\Psi_{\alpha s} \cdot i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} \cdot i_{\alpha s} \right) \right] \quad (\text{II.14})$$

II.5 Élaboration des Vecteurs de Commande de Flux et du Couple

II.5.1 Elaboration du Contrôleur de Flux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (II.3). La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir : [11][12]

$$\left| \psi_{s\ ref} - \psi_s \right| \leq \Delta\psi_s \quad (II.15)$$

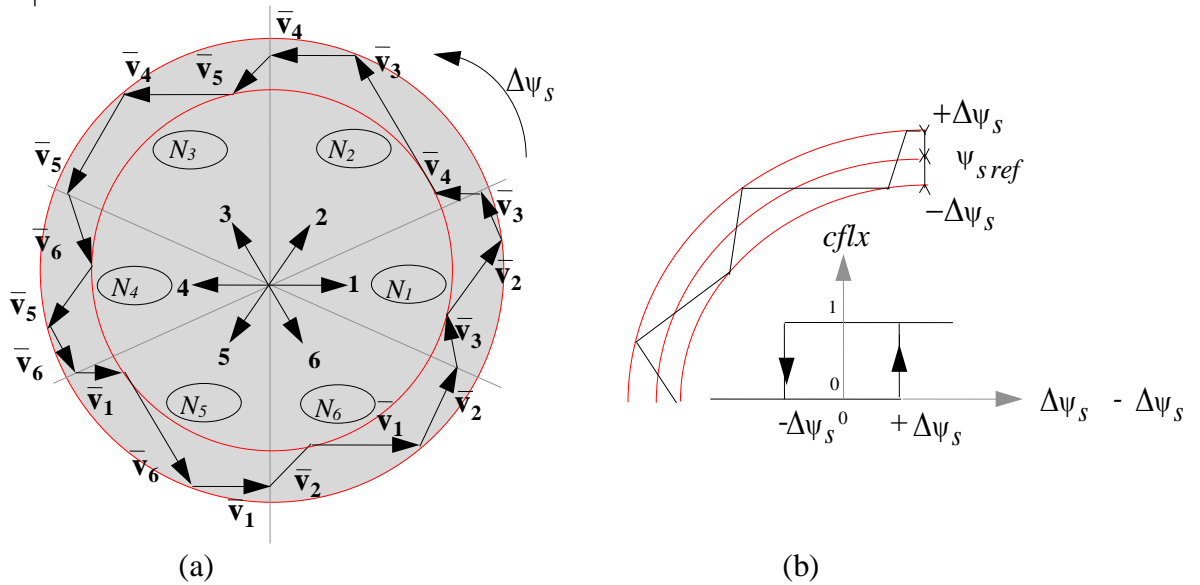


Figure 2.3 (a) : Sélection des Tensions Correspondantes au Contrôle du Flux.

(b) : Contrôleur à Hystérésis à Deux Niveaux.

$\psi_{s\ ref}$: Flux de référence.

$\Delta\psi_s$: Largeur d'hystérésis du correcteur.

ψ_s : Flux estimé.

II.5.2 Élaboration du Contrôleur du Couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple électromagnétique dans les limites admissibles dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence définie comme suit : [11][12]

$$\left| C_{em\ ref} - C_{em} \right| \leq \Delta C_{em} \quad (II.16)$$

$C_{em\ ref}$: Couple de référence

ΔC_{em} : Bande d'hystérésis du correcteur.

C_{em} : Couple électromagnétique estimé

Deux types de contrôleurs à hystérésis peuvent être envisagés pour la régulation du couple électromagnétique :

2.5.2.1 Correcteur à Deux Niveaux

Il est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. [11]

2.5.2.2 Comparateur à Trois Niveaux

Ce correcteur à hystérésis permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur présentée par la variable booléenne C_{cpl} , figure (II.4). [11][15][16]

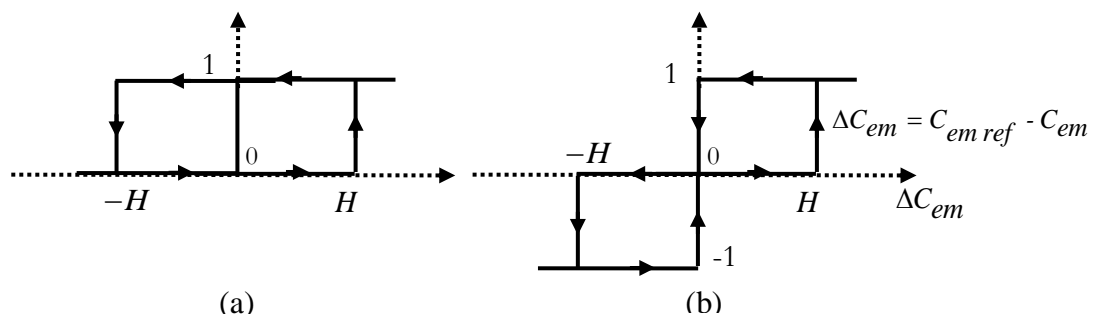


Figure 2.4 Correcteur à Hystérésis du Couple: (a) à deux Niveaux (b) à trois Niveaux

Tableau II.1 Table Généralisée Des Vecteurs de Tension.

	Augmentation ↗	Diminution ↘
ψ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique. [11]

II.6 Élaboration des Tables de Commutation

II.6.1 Table de Commutation du Flux

Le tableau 2.3 résume de façon générale les séquences de tension à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur N_i . [11][12]

Tableau II.2 Table de Commutation du Flux

	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_6
$\psi_s \nearrow$	V ₆ , V ₁ , V ₂	V ₁ , V ₂ , V ₃	V ₂ , V ₃ , V ₄	V ₃ , V ₄ , V ₅	V ₄ , V ₅ , V ₆	V ₅ , V ₆ , V ₁
$\psi_s \searrow$	V ₃ , V ₄ , V ₅	V ₄ , V ₅ , V ₆	V ₅ , V ₆ , V ₁	V ₆ , V ₁ , V ₂	V ₁ , V ₂ , V ₃	V ₂ , V ₃ , V ₄

II.6.2 Table de Commutation du Couple

La table de commande du couple (tableau II.3) montre les séquences de tensions à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur du couple.

Tableau II.3 Table de Commutation du Couple

	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_6
$C_{em} \nearrow$	V ₂ , V ₃	V ₃ , V ₄	V ₄ , V ₅	V ₅ , V ₆	V ₆ , V ₁	V ₁ , V ₂
$C_{em} \searrow$	V ₅ , V ₆	V ₆ , V ₁	V ₁ , V ₂	V ₂ , V ₃	V ₃ , V ₄	V ₄ , V ₅

II.6.3 Table de commutation du Flux et du Couple

La comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d’une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et non nul et la deuxième avec vecteurs tension nuls , (Tableaux II.4 et II.5): [11][13][15]

Tableau II.4 Stratégie de Contrôle avec Comparateur à Hystérésis à Trois Niveaux avec les Vecteurs de Tension Nuls

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	N_i						<i>Correcteur</i>	
		N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_6		
Cflx=1	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	Ccpl= -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	Trois niveaux	
Cflx=0	Ccpl= 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	Ccpl= -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	Trois niveaux	

Tableau II.5 Stratégie de Contrôle avec Comparateur à Hystérésis à Trois Niveaux avec les Vecteurs de Tensions non Nuls

Flux	Couple	N_i						Correcteur
		N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_6	
Cflx=1	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux
	Ccpl= 0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	
	Ccpl= -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	Trois niveaux
Cflx=0	Ccpl= 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux
	Ccpl= 0	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	
	Ccpl= -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	Trois niveaux

II.7 Structure Générale du Contrôle Direct du Couple (DTC) pour la MSAP

La figure 2.5 représente le schéma global de la commande directe du couple de la MSAP. Il y a deux boucles de correction l’une pour le couple et l’autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes.

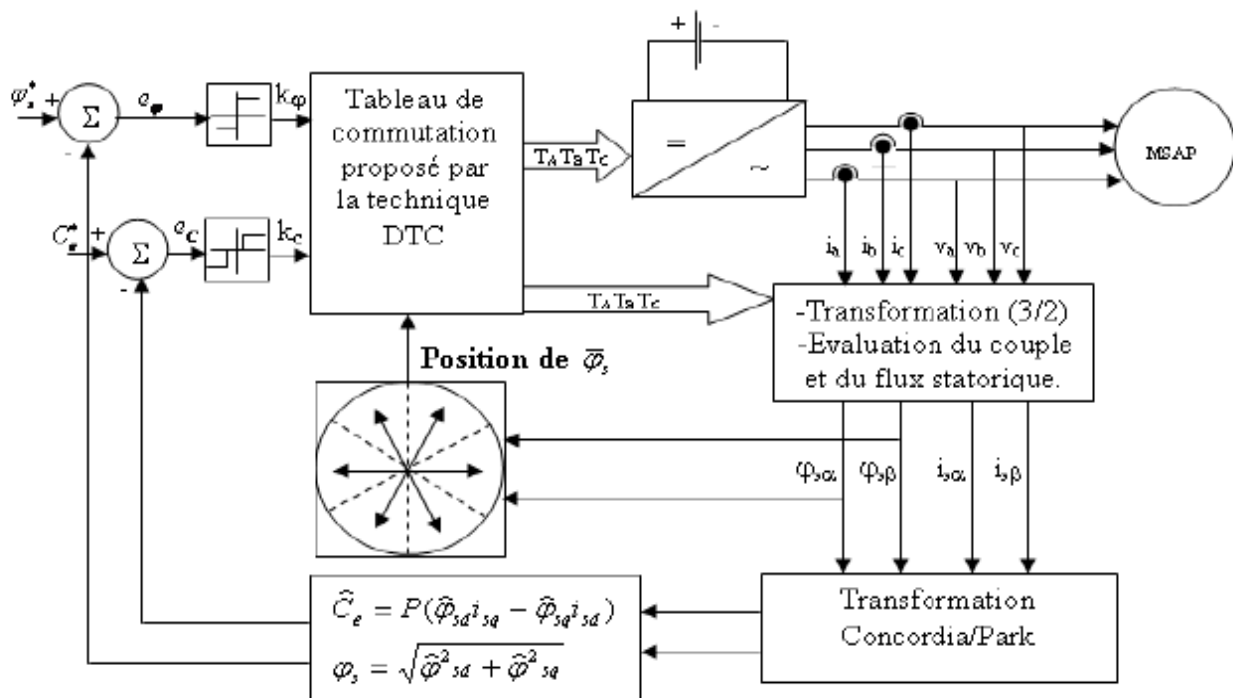


Figure (II.5) : Schéma Bloc de la Commande Directe du Couple de la MSAP.

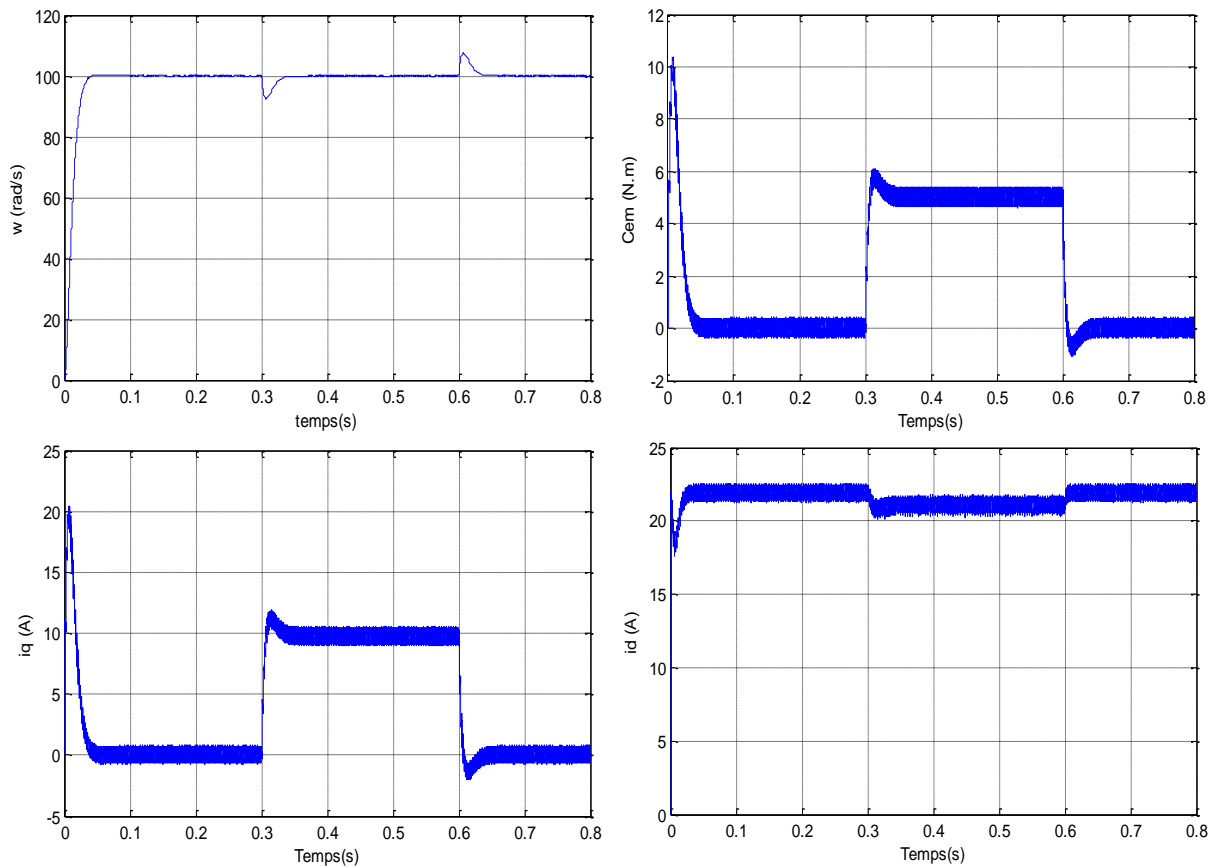
II.8 Résultats de la Simulation et Interprétation

Dans le but d'évaluer les performances et de tester la robustesse de la commande directe du couple de la MSAP par simulation numérique sous l'environnement *Matlab/Simulink* nous avons simulées et introduit les différentes tests de robustesses suivantes :

✓ Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La figure (II.6) représente l'évolution du comportement du MSAP dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s , nous avons introduit un couple de charge variable (5 Nm à $t = 0.3 \text{ s}$ et 0 Nm à $t = 0.6 \text{ s}$). Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques, car les impacts de la variation de la charge n'ont pas d'influence important sur ses valeurs.

La vitesse atteint très rapidement sa référence, l'allure du couple électromagnétique augmente est suit sa référence, même remarque pour les courant en quadratures (i_q et i_d) suivent parfaitement la variation de la charge.



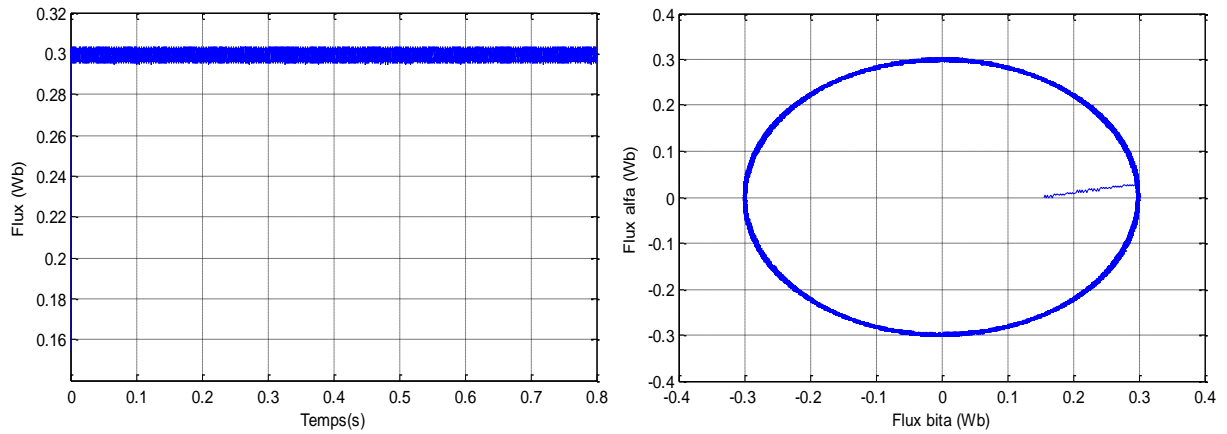
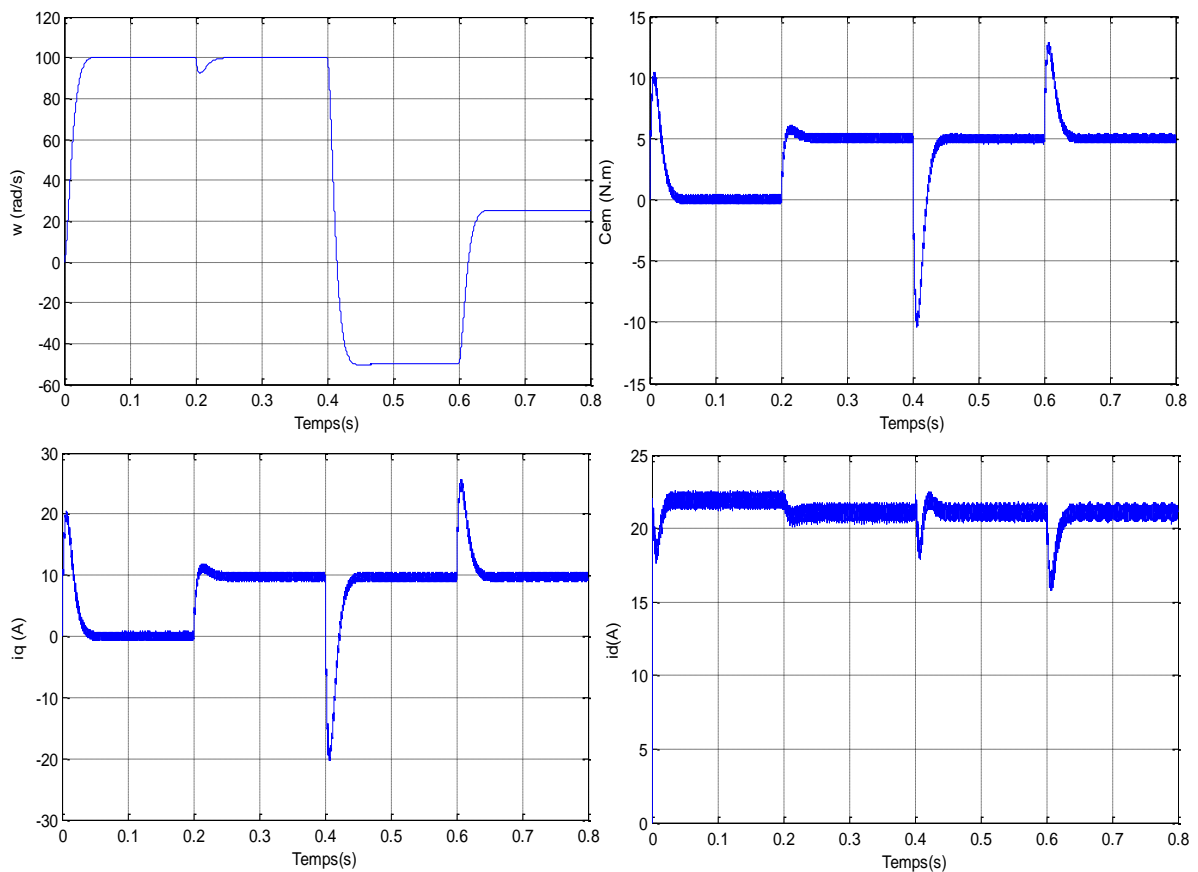


Figure (II.6) : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSAP lors de la Variation du Couple de Charge.

✓ **Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse**

Pour réaliser ce test nous avons introduit un couple de charge $C_{em} = 5 \text{ Nm}$ après un démarrage à vide à l'instant $t = 0.2\text{s}$ suivi par l'inversion du sens de rotation de la vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s à $t = 0.4$ et de -50 rad/s à 25 rad/s à $t = 0.6\text{s}$. La figure (II.7) présente les résultats de simulation, on remarque que le système répond positivement à ce test dans tous les intervalles de fonctionnement, la vitesse suit rapidement sa consigne de référence avec un temps de réponse pratiquement le même.



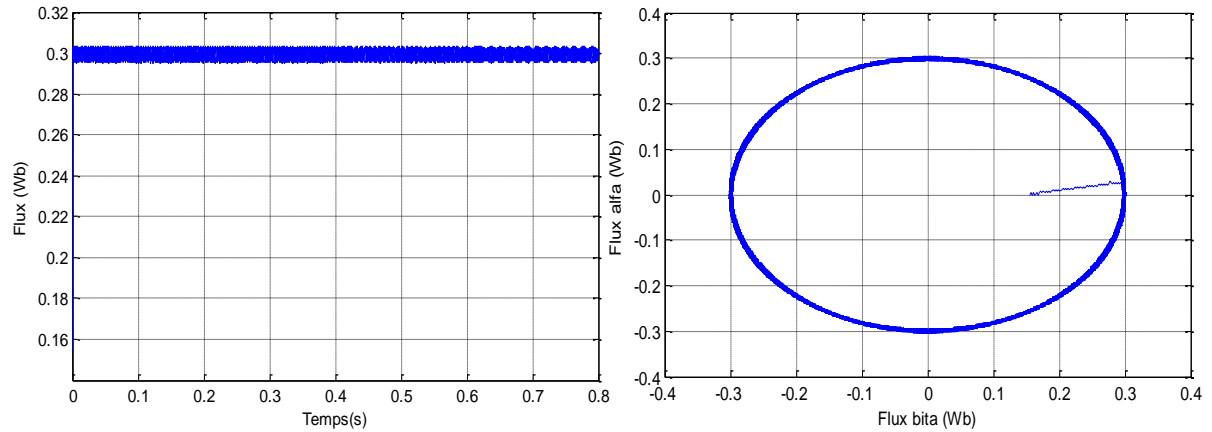


Figure (II.7) Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSAP lors de l'Inversion du Sens de Rotation

Le couple et les composantes des courants (i_q , i_d) subissent des pics de transition lors de démarrage et de l'inversion du sens de la vitesse. Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations du sens de rotation de la vitesse.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, le travail envisagé porte sur les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » d'une MSAP. On peut conclure que la DTC apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de performances dynamiques et statiques rencontrées dans les autres techniques de commande telle que le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. L'un des avantages de la DTC est la non nécessité du capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. L'inconvénient principal est la présence des oscillations très élevées au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique, le chapitre suivant, étudiera une structures de contrôle directe du couple associée à des régulateur de vitesse en mode glissant d'ordre un.

Chapitre III :

DTC par Mode Glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

III.1 Introduction

Dans le domaine de commande des actionneurs électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus, vers l'application des techniques de commandes modernes. Les lois de commande classique utilisant les correcteurs linéaires du type PI donnent de bons résultats dans les systèmes linéaires ayant des paramètres constants, dans le cas des systèmes non linéaires, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision, la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. [20][21]

Pour cela, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités telles que la technique des modes glissants, cette dernière s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable. [22]

Dans ce chapitre, on présente un rappel théorique sur le concept général de la commande à structure variable par mode de glissement dans un premier lieu. En seconde lieu, nous abordons l'application de cette technique de commande à la machine MSAP en remplaçant les régulateurs linéaires PI de la vitesse par des régulateurs de type mode glissant d'ordre un.

III.2 Systèmes à Structures Variables

La notion du système à structure variable (SSV) apparaît lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions : [20]

- **Définition 1 :** Un système dont la structure change pendant son fonctionnement est un système dit à structure variable (SSV)..
- **Définition 2 :** Un système à structure variable est un système qui admet une représentation par des équations différentielles du type:

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où:

x : Vecteur d'état ;

f_i : Fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes et appelées structures, $i \in [1, n]$.

III.3 Modes de Trajectoire d'une Variable d'Etat dans le Plan de Phase

Dans le système à structure variable, la technique de la commande par (MG), consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement (hyper-plant) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre, au voisinage de cette surface. Cette trajectoire dans le plant de phase passe en général par trois phases (modes) de fonctionnements, figure (III.1). [20][23][24][25]

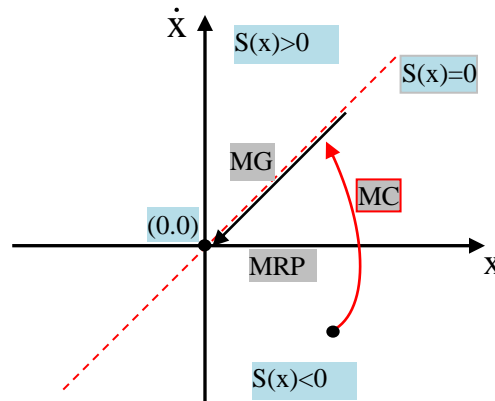


Figure (III.1) : Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.

III.3.1 Mode de Convergence (MC)

Dans ce mode, la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x)=0$ et l'atteint dans un temps fini. Durant cette phase, le système reste sensible aux variations de paramètres. [20][21][23][25][26]

III.3.2 Mode de Glissement (MG)

Durant la quel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement, elles tendent vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.

III.3.3 Mode en Régime Permanent (MRP)

La variable d'état demeure près du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande, utilisé particulièrement pour l'étude des systèmes non linéaires.

III.4 Principe de la Commande par MG

La commande par mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable qui est largement connue, par sa robustesse et efficace pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement.

La modélisation mathématique de la commande à structure variable des systèmes non linéaires est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée, cette modélisation conduit à des équations différentielles de la forme : [20][23][27]

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \times u(x, t) \quad (\text{III.2})$$

Où: x : Vecteur d'état $\in R^n$;

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de x et $t \in R^n$;

B : Matrice de commande de x et $t \in R^{n.m}$;

u : Vecteur de commande $\in R^m$;

F : fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps ;

m et n : rang de la fonction avec $m \neq n$.

Dans sa forme de base, le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes en fonction du signal (vecteur) de commande : [20][23]

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$S(x)$: Surface du glissement.

La commande u_i est construite de façon que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soit ensuite maintenue sur celle-ci vers le point d'équilibre. [23]

III.5 Conception de la Commande par MG

La structure d'un contrôleur comporte deux parties:

- Continu représentant la dynamique du système durant le MG ;
- Discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence.

Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets des perturbations et d'imprécisions sur le modèle.

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement basée sur trois étapes principales et complémentaires définies par: [20][21][25]

- Choix des surfaces de glissement;

- Etablissement des conditions d'existence et de convergence du régime glissant;
- Détermination de la loi de commande.

III.5.1 Choix de la Surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , J.J Stoline a proposé une forme d'équation générale pour la détermination de la surface de glissement qui assure cette convergence vers le point d'équilibre: [21][23][25][28]

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

Où: $e(x) = x_{ref} - x$: Écart de la variable à régler ;

λ_x : Gain positif, interprète la bande passante du contrôle désiré ;

r : Degré relatif de la variable à régler, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Par exemple, la surface de glissement est définie par :

$$\begin{aligned} S(x) &= e(x) & \text{si } r=1; \\ S(x) &= \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) & \text{si } r=2; \\ S(x) &= \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) & \text{si } r=2. \end{aligned} \quad (III.5)$$

III.5.2 Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important est d'assurer l'existence et la convergence du mode du glissement. Nous retenons deux types de conditions qui correspondent au mode de convergence de l'état du système qui sont :

- La fonction de commutation ;
- La fonction de Lyapunov.

III.5.2.1 Fonction de Commutation (Approche Directe ou Discrète)

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme : [21][25][24]

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) &> 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 & \text{si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (III.6)$$

Cette condition peut être donnée par :

$$S(x) * \dot{S}(x) < 0 \quad (III.7)$$

III.5.2.2 Fonction de Lyapunov

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

En définissant la fonction de Lyapunov par l'équation suivant :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.8})$$

En dérivant cette dernière équation, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.9})$$

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

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.10})$$

Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Si l'équation (III.10) est vérifiée, les dynamiques du système ainsi que sa stabilité sur $S(x)$ sont indépendantes de l'équation (III.2), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande. [20][23]

III.5.3 Détermination de la loi de Commande

Après le choix de la surface du glissement et les critères de convergence choisis, il nous reste à déterminer la loi de commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre. Il y a trois types de structures très répandues :

- La commande par contre-réaction linéaire à gains commutés ;
- La commande par relais ;
- La commande équivalente.

Les deux dernières approches sont les plus préférées dans la commande des machines électriques. Nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.2). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u . [23]

Le vecteur u est composé de deux grandeurs, la première concernant la linéarisation exacte u_{eq} (commande équivalente) et la deuxième composante non linéaire stabilisante u_n (commande attractive ou grandeur de commande discontinue).

Cette dernière est très importante car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Donc : [20][21][23][24][25]

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (\text{III.12})$$

III.5.3.1 Commande Equivalente

Un vecteur de commande équivalent u_{eq} proposé par Filipov et Utkin se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal. Il 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 $\dot{S}(x)=0$. La méthode est illustrée sur la figure (III.2).

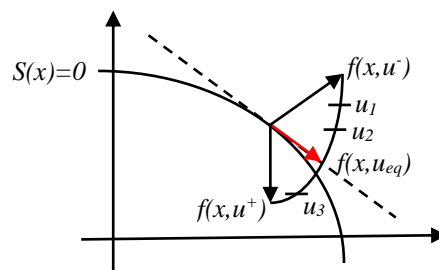


Figure (III.2) : Méthode de Contrôle Equivalente.

La commande équivalente est schématisée dans la figure (III.3). [20][23]

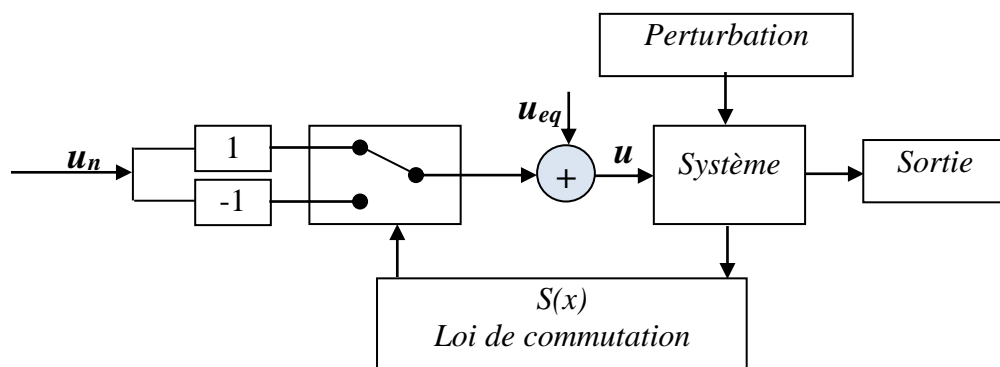


Figure (III.3) : Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.

Durant le mode du glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulle (parce que $S(x)=0$), nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_n = 0 \quad (\text{III.13})$$

En substituant u_{eq} dans l'équation (III.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x,t) - B(x,t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad (\text{III.14})$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. [1][10]

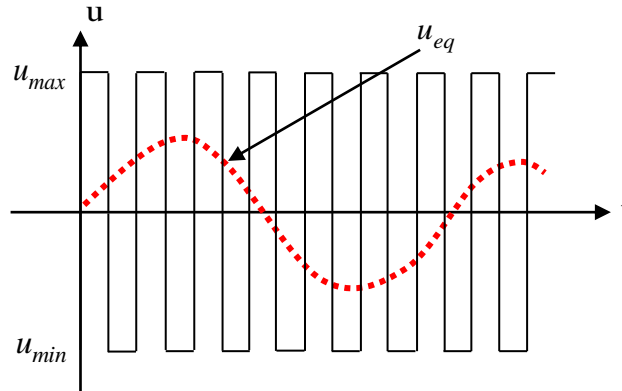


Figure (III.4) : Commande Equivalente u_{eq} prise par la Commande lors de la Commutation entre u_{max} et u_{min} .

III.5.3.2 Commande Discontinue de Base (Commande d'Attractivité)

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$ ($S(x)\dot{S}(x) < 0$). Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode du glissement existe.

La commande u_n est définie durant le mode de convergence tel que la condition d'attractivité devient négative : [20][23]

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{ B(x,t) u_n \} < 0 \quad (\text{III.16})$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*, elle s'exprime donc comme : [24][25]

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

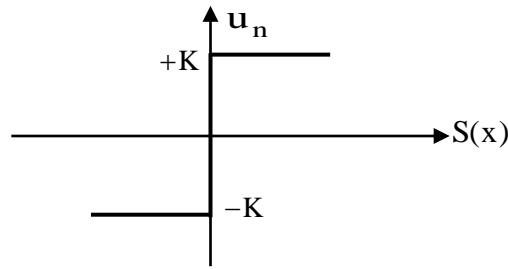


Figure (III.5) : Définition de la Fonction Sign

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Leurs choix à une très grande influence sur le temps de réponse du régulateur:

- K : est très petit, on aura un temps de réponse très grand.
- K : est très grand, on aura un temps de réponse très petit.

En remplaçant l'expression III.17 dans III.16, on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) K \text{sign}(S(x)) < 0 \quad (\text{III.19})$$

III.6 Broutement (*Chattering*)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, les discontinuités appliquées à la commande durant le régime glissant peuvent entraîner un phénomène du broutement, appelé réticence ou "*Chattering*" qui est l'inconvénient majeur de cette commande figure (III.6). Il se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les raisons principales de ce phénomène sont : [20][23][25][27]

- Les retards de commutation au niveau de la commande;
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes de commandes.
- Une autre cause de broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface.

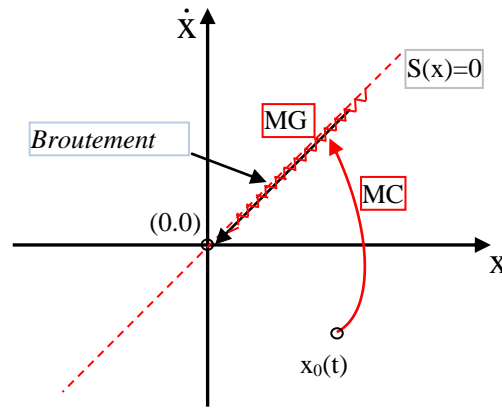


Figure (III.6) : Phénomène du Broutement.

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite, mode glissant d'ordre supérieur, etc.....

III.7 Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution)

Cette solution consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, parmi les fonctions utilisées, nous citerons la fonction de saturation:[20][21][25]

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| \leq \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

μ : Un paramètre petit et positif représentant la largeur de la couche limite.

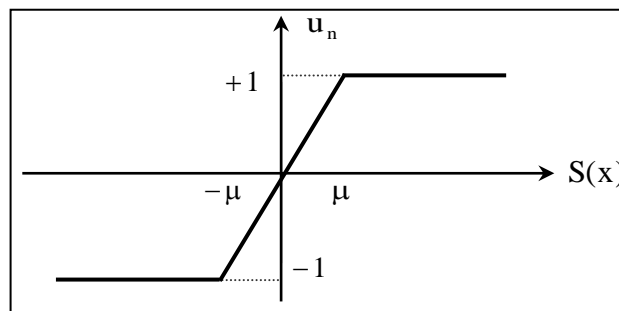


Figure (III.7) : Définition de la Fonction Saturation (SAT)

III.7.1 Commande avec un Seul Seuil

Caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}, \quad e: \text{paramètre positif et petit.} \quad (\text{III.21})$$

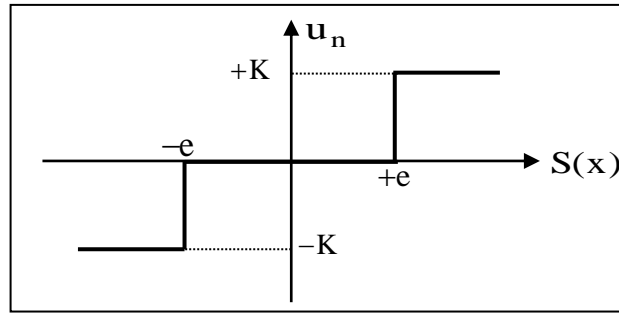


Figure (III.8) : Fonction *Sign* de la Commande avec un Seul Seuil.

III.7.2 Commande Adoucie (a deux Seuils)

Pour diminuer progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils, figure(III.9). [20][24]

$$Sat(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq e_1 \\ \frac{S_i - e_1 S_i}{e_2 - e_1} & \text{si } e_1 < |S_i| \leq e_2 \\ \sin g(S_i) & \text{si } |S_i| > e_2 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

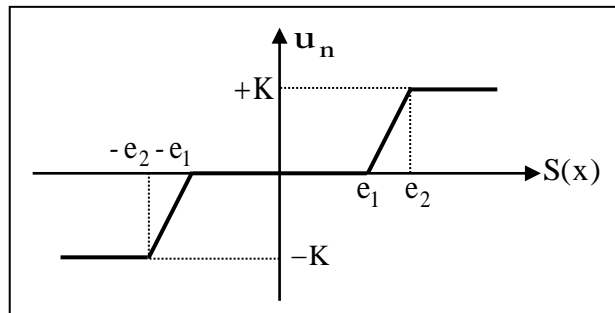


Figure (III.9) : Fonction *Sign* de la Commande Adoucie (a deux Seuils).

III.7.3 Commande Intégrale

En régime glissant, les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses peuvent être évitées. Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale. La loi d'attractivité sera donc : [20][23]

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + l} + h \quad (\text{III.23})$$

tel que:

$$l = l_0 + |g|$$

avec:

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Où:

l, h: paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations ;

g: constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la pente) ;

l₀, g₀ et h₀: les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

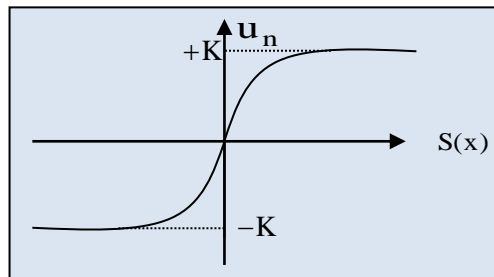


Figure (III.10) : CSV Rendu Continu.

III.8 Application du Contrôle par Mode de Glissement d'Ordre un pour la DTC de la MSAP

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination de la surface et du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse.

➤ Surface de Glissement du Vitesse:

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{III.25})$$

La dérivée de l'expression précédente sera:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{III.26})$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_r \Omega}{J} \quad (\text{III.27})$$

En posant $(C_{em-eq} + C_{em-n}) = C_{em}$ et en introduisant (III.27) dans (III.26), on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} (C_{em-eq} + C_{em-n} - C_r - f_r \Omega) \quad (\text{III.28})$$

➤ Commande Equivalente

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a :

$S(\Omega) = 0, \dot{S}(\Omega) = 0$ et $C_{em-n} = 0$.

A partir de la relation (III.28), La grandeur de commande équivalente pour cette surface est donnée par la formule suivante :

$$C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega + J \dot{\Omega}_{ref} \quad (III.29)$$

➤ **Commande non Linéaire de Type Discontinu :**

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega) * \dot{S}(\Omega) < 0$ doit être vérifiée. On prend la commande suivante :

$$C_{em-n} = K_s \cdot Sat(S(\Omega)) \quad (III.30)$$

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow \begin{cases} C_{em-n} = K_s \cdot Sat(S(\Omega)) \\ C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega \end{cases} \quad (III.31)$$

III.9 Étude Comparative entre DTC-PI et DTC-MG de la MSAP

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers la commande directe du couple (DTC) basée sur les deux types de régulateurs de vitesse PI et MG appliquées à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), il est nécessaire d'effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques des deux régulateurs de vitesse.

Des séries de simulations numériques sous l'environnement Matlab/Simulink ont été testées pour les deux modes de fonctionnement suivants:

- Fonctionnement avec inversion du sens de rotation.
- Fonctionnement avec variation de la charge.

➤ **Test de Robustesse pour l'Inversion du sens de Rotation de la Machine**

Le but de cet essai est de tester le comportement et la robustesse de la commande (DTC_PI et DTC_MG) vis-à-vis de la variation du sens de rotation. Dans le cas d'un démarrage à vide, on a introduit un changement de la consigne de la vitesse de référence de +100 rad/s à -50 rad/s à l'instant $t = 0.4s$ et à 25 rad/s à l'instant $t = 0.6s$. Les résultats du simulation sont illustrés par la figure (III.12) (la vitesse, le couple, les courants i_q, i_d). On observe que les résultats obtenus avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la DTC_MG est plus robuste par rapport à la structure PI, la commande DTC_PI présente un pic de couple supérieur à celui de la DTC_MG.

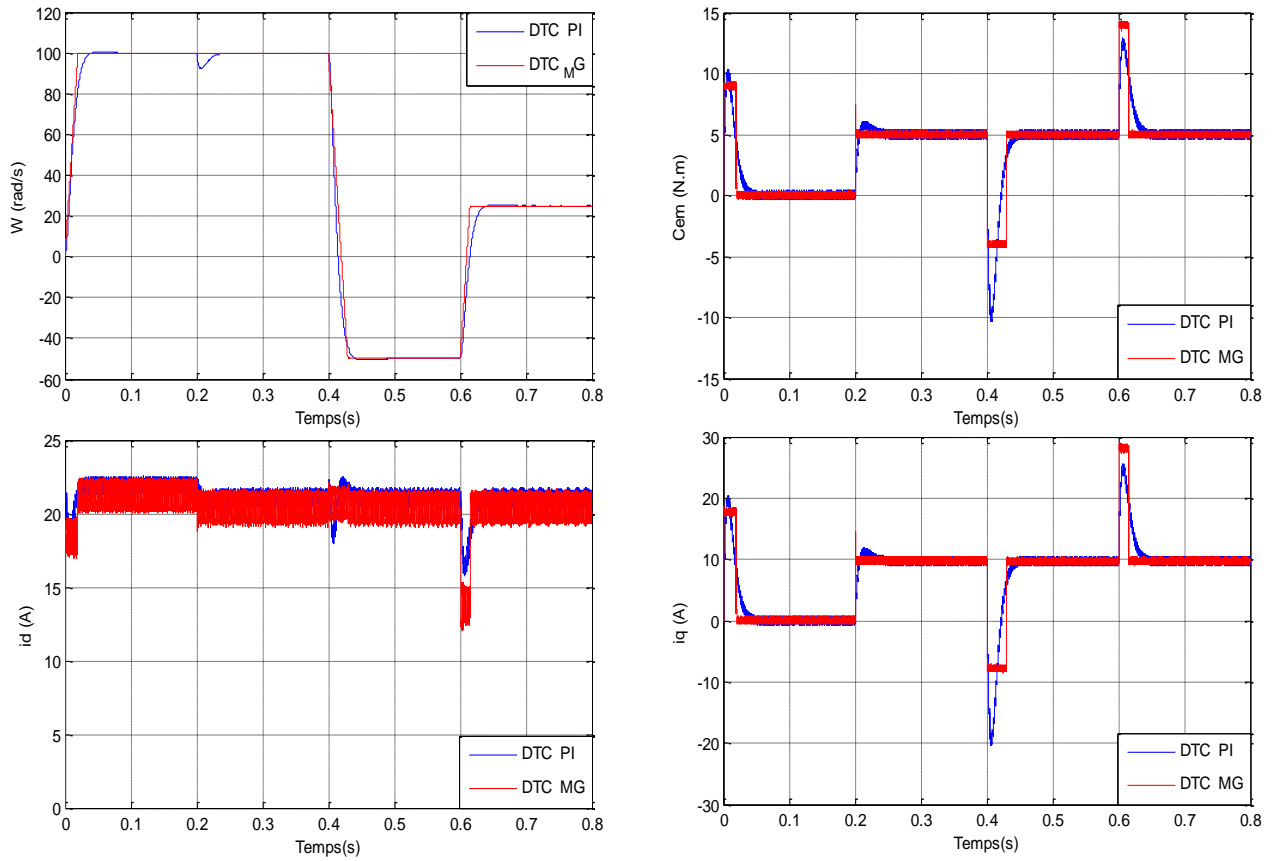
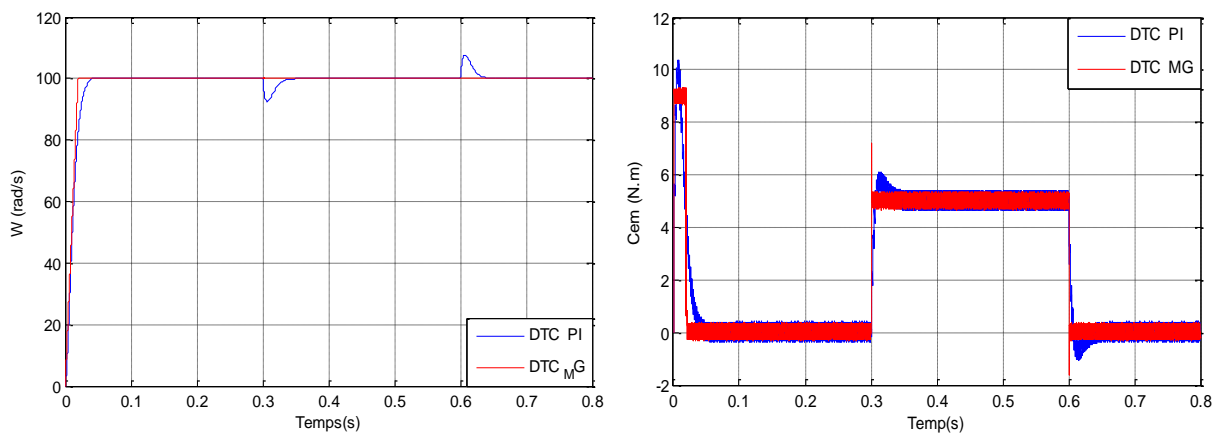


Figure (III.12) : Comparaison entre DTC-PI et DTC-MG de MSAP pour l’Inversion du sens de Rotation.

➤ **Test de Robustesse pour une Variation de Couple de Charge**

La Figure (III.13) présente les résultats de simulation (la vitesse, le couple et les courants) lors d'une variation de consigne de couple de charge de 5 N.m à l'instant $t = 0.3s$ à 0 N.m à $t = 0.6s$.



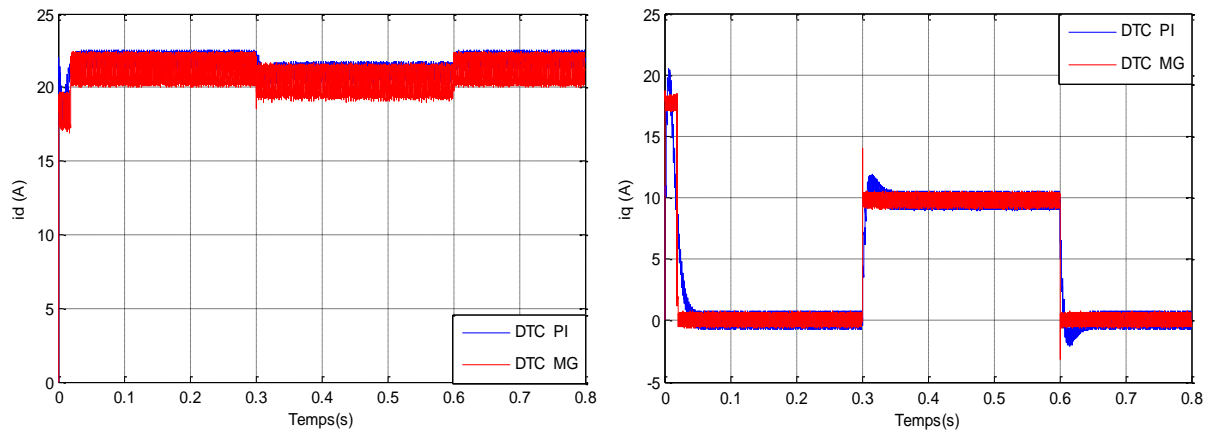


Figure (III.13) Comparaison entre DTC-PI et DTC-MG de la MSAP pour une Variation de Couple de Charge.

Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne, la vitesse rejoint sa référence après une petite déformation pour le cas de DTC-PI et avec une influence négligeable qui se rétablit rapidement à sa référence pour la DTC-MG qui présente une haute performance dynamique.

III.10 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la théorie des systèmes à structures variables, il a été divisé en deux parties principales. Dans la première partie les notions de base de mode glissant d'ordre un ont été présentées, dans la deuxième nous avons introduit la théorie de mode glissant d'ordre deux, comme il a été présenté. L'objectif est de remplacer le régulateur classique PI de la vitesse par des régulateurs modes glissants. Les résultats obtenus montrent que la commande par MG (un et deux) offre de meilleures performances dynamiques et statiques, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, du couple de charge ainsi qu'à des variations paramétriques et des perturbations extérieures.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande (DTC) de la machine synchrone à aimant permanent via deux différentes structures de régulateur de vitesse (PI et Mode glissant).

Dans le premier chapitre, nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisée de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire. En suite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les notions bases de la stratégie de commande directe du couple de la MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Cette technique est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis qui amène à des ondulations du couple et des bruits acoustiques indésirables, une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et du couple.

Dans le troisième chapitre, Pour développer et améliorer cette technique de commande, on s'intéresse à étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes tels que le régulateur mode glissant qu'on peut associer à cette commande, on remplace le régulateur PI de la vitesse par un régulateur mode glissant. Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs classiques PI et le régulateur par mode glissant, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que le réglage par mode glissant est plus robuste que les régulateurs PI. A travers ces comparaisons, on peut conclure que la commande DTC avec régulateur glissant.

Finalement dans ce contexte, nous proposons comme perspectives à ce travail:

- ✓ Association d'autres régulateurs de vitesse à la DTC telles que : mode de glissant d'ordre deux, réseaux de neurones et neuro-floue.
- ✓ L'utilisation d'onduleurs multi- niveaux pour minimiser les pulsations du couple électromagnétique,
- ✓ L'application de la commande backstepping avec filtre de kalman étendu.

Références bibliographique

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] W. Belmenaouar « Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension». Mémoire de Master, Université A'hamed Bougara-Boumerdes. 2017
- [2] N. Houiche «Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent». Mémoire de Master, UNIVERSITE MOUHAMED BOUDIAF DE M'SILA. 2016
- [3] F. Benchabane «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, Université MOHAMMED KHIDER DE BISKRA. 2005
- [4] D. Chabani " Etude Comparative par Simulation d'un DTC et d'une Commande Non-Linéaire d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" .Thèse d'ingénieur. Université de Batna 2004/2005.
- [5] B. Chemmouri, B. Gafer. " Commande Non-linéaire D'une Machine Synchrone à Aimant permanent". Thèse d'ingénieur. Université de M'sila 2005/2006.
- [6] A. Ameer" Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrone à Aimant Permanent D'otée D'un Observateur D'ordre Complet à Modes Glissants". Thèse de Magister en Électrotechnique Université de Batna 2005.
- [7] M.Hadef. " Contrôle Directe de Couple des Machine Synchrone avec et sans Capteur Mécanique ".Thèse de Magister en Électrotechnique Université de Bejaia 2002.
- [8] K.Samira, "Commande Vectorielle d'une Machine à Induction, Impacts de La Saturation de la Machine et La Modulation de Convertisseur ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna 2001.
- [9] R.Lateb,"Modélisation Des Machines Asynchrones Et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à LaPropulsion Marine Par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006
- [10] M.I. Hemmami," Commande Sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants 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.
- [11] S. Belkacem «Contribution à La Commande Directe du Couple de la Machine à Induction». Thèse De Doctorat. Université De Batna. 2011

-
- [12] F. Berrabah «Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Badji Mokhtar ANNABA. 2016
- [13] A. Ameer «Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Modes Glissants», Thèse De Magister, Université De Batna. 2005
- [14] M. Bouziane « Application des Techniques Intelligentes à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Associée à un Convertisseur Matriciel ». Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2014
- [15] A. Benzaïoua « Contribution à la Commande Directe de Couple d'une Machine Asynchrone Triphasée» Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi. 2014
- [16] B. Mokhtari «DTC Intelligente Appliquée a La Commande de la Machine Asynchrone». Thèse de Doctorat. Université de Batna. 2014
- [17] S. B. Ozturk «Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors With Non-Sinusoidal Back-Emf». Thèse de doctorat en philosophie. Bureau des études supérieures du Texas A&M University. 2008
- [18] R.Toufouti «Contribution a la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine. 2008
- [19] L. Benalia « Commande en Tension des Moteurs à Inductions Double Alimentes ». Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2010
- [20] H. Talhaoui «Contrôle par Mode Glissant: observation et estimation paramétrique d'une Machine à Induction avec Défauts». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2016
- [21] Y. Bekakra «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2014
- [22] T. Laamayad «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant Apport de la Logique Floue». Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2008
- [23] H. Teiar «Stratégies de Commande Robuste à Base d'Intelligence Artificielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à Partir de la Plaque Signalétique». Thèse De Doctorat En Génie Electrique. Université Du Québec à Trois-Rivières. 2018
- [24] M. Bounadja «Contribution à la Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone pour l'Alternodémarreur Intégré». Thèse De Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF.2010
- [25] H. Amimeur «Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse De Doctorat, Université Batna. 2012
-

- [26] M. Harmouche «Contribution to the Theory of Higher Order Sliding Mode Control and The Control of Underactuated Mechanical Systems». These De Doctorat, Université De Technologie De Belfort-Montbéliard. 2013
- [27] A. Fezzani «Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents», Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2015
- [28] I. Bendaas «Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse De Doctorat, Université De Batna. 2016
- [29] T. Zaharieva « Les Algorithmes de Commande à Structure Variable Appliqués à Un Moteur Synchrone Autopiloté pour le Contrôle en Vitesse et en Position». Thèse De Doctorat, Université De L'INSA De Toulouse. 1998

Annexe

ANNEXE

- Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants :

Puissance nominale P_n	3 KW
Résistance de phase R_s	1.4 Ω
Inductance cyclique sur l'axe directe L_d	0.0066 H
Inductance cyclique sur l'axe transverse L_q	0.0058 H
Nombre de paire de pôles P	3
Amplitude des flux des aimants permanents Φ_m	0.1546 Wb
Moment d'inertie J	0.00176 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux F_r	0.00038818 N.m / rad/s

RESUME

THEME :

Commande DTC par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents

Résumé :

Ce mémoire, présente la modélisation, la simulation et la commande en vitesse de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) alimentée par un onduleur de tension. Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; commande DTC classique et DTC Mode Glissant. Des résultats de simulation sont présents pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

Mots clés : MSAP, Onduleur de tension, DTC, DTC Mode glissant.

THEME:

DTC control by Sliding Mode of the permanent magnets synchronous machine

Abstract:

This thesis presents the modeling, simulation and speed control of the permanent magnet synchronous machine (MSAP) supplied by a voltage inverter. Two commands are applied to adjust the speed of the machine; classic DTC and Sliding Mode DTC control. Simulation results are present to show the robustness of these control techniques.

Keywords: MSAP, Voltage inverter, DTC, Sliding Mode DTC.