

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Mémoire de Master

Présenté par :

Belmenaouar walid

En vue de l'obtention du diplôme de **Master** en

Génie Electrique

Option : Machines Electriques

Thème :

**Commande dynamique en mode glissant
de la machine synchrone à aimants
permanents alimentée en tension**

Président FALLAG Sidi Alli professeur UMBB
Promoteur GROUNI Said professeur UMBB
Examineur AHRICHE Aimad MCA UMBB
Examineur AIBECHE Abdelrazak MCB UMBB

Promotion 2017

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 M^r. le professeur GROUNIsaid pour son aide et son dévouement.

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

Et à l'ensemble du personnel de INFRARAIL 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 :

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

*Les deux personnes les plus chères à mon cœur, mon père et
ma mère, qui m'ont apporté soutien et confort tout au long
de mes études.*

Mon frères et Ma sœurs

*Tous mes amis khaled.ahmed.morad.adam.abdalfateh.
oussama .amine .aissa.youcef.et...*

Mes amis du groupe MGE₁₅. Sans exception

Tous mes amis sans exception.

Et sans oublier mes enseignants qui m'ont soutenu durant

Toutes mes années d'études.

WALID

Sommaire

Sommaire

Introduction Générale

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

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction.....	3
I.2 Généralités sur la machines synchrones à aimants permanents	3
I.2.1 Description des machines synchrones à aimants permanents	3
I.2.2 Différents types de machine synchrone à aimants permanents	4
I.2.3 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents.....	5
I.2.4 Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines ..	6
I.2.5 Applications et inconvénients.....	7
I.2.6 Alimentation des machines a aimants permanents	7
I.2.7 Autopilotage de la MSAP.....	7
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	9
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	9
I.3.2 Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents	9
I.3.3 Transformation de Park	11
I.3.4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repere de park.....	12
I.3.5 Modélisation sous la forme d'états de la machine synchrone à aimants permanents.....	14
I.4 Conclusion.....	17

Chapitre II Association Convertisseur statique –Machine synchrone à aimants permanents

II.1 Introduction	18
II.2 Système d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents	18
II.2.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes	19

II.2.2 Modélisation de filtre	20
II.2.3 Onduleur de tension	20
II.2.4 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux	21
II.2.5 Onduleur de tension à MLI	22
II.3 Conclusion	26

Chapitre III Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III.1 Introduction.....	27
III.2 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	27
III.2.1 Principe de la commande vectorielle.....	27
III.2.2 Découplage :.....	28
III.2.3 Description du système global :.....	30
III.2.4 Calcul des régulateurs :.....	31
III.2.5 Résultats de simulation :.....	36
III.3 Conclusion:.....	39

Chapitre IV Commande par mode glissant de La machine synchrone à aimants permanents

IV.1 Introduction	40
IV.2 Systèmes a Structures Variables en Mode Glissant	41
IV.3 Conception de la commande par mode glissant	42
IV.3.1 Choix de la surface de glissement	43
IV.3.2 Conditions d'existence de la convergence.....	43
IV.3.3 Détermination de loi de commande.....	44
IV.4 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	47
IV.5 Application de la commande par mode glissant à la machine synchrone à aimants permanents	49

IV.5.1 Stratégie de réglage à trois surfaces.....	49
IV.6 Résultats de simulation	50
IV.7 Etude comparative entre le réglage par PI et celle par mode glissant	54
IV.7.1 Comparaison au niveau de la variation de charge	55
IV.7.2 Comparaison au niveau d'inversion de vitesse.....	56
IV.8 Conclusion.....	57
Conclusion général.....	58
Bibliographie	60
Annexe	I

Liste des Figures

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I.1 Photo du stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
Figure I.2 Structures d'une machine à aimants permanents à pôle lisses	4
Figure I.3 Structures d'une machine à aimants permanents à pôle s saillants.....	5
Figure I.4 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	5
Figure I.5 Structure de la MSAP auto-pilotée.....	8
Figure I.6 Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique	9
Figure I.7 Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q)	12
Figure I.8 Schéma bloc de la MSAP.....	17

Chapitre II

Figure II.1 Alimentation générale de la MSAP	18
Figure II.2 Schéma du pont triphasé redresseur double alternance à diodes	19
Figure II.3 Schéma du filtre passe bas	20
Figure II.4 Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux	21
Figure II.5 Illustration de la MLI triangulé-sinusoidale.....	24
Figure II.6 Résultats de simulation de la MSAP on charge alimentée par un l'onduleur de tension	34

Chapitre III

Figure III.1 Découplage par compensation	29
Figure III.2 Commande découplée.....	29
Figure III.3 Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents.....	30
Figure III.4 Régulateur PI.....	31
Figure III.5 Boucle de régulation du courant i_q	32
Figure III.6 Boucle de régulation du courant i_d	34
Figure III.7 Boucle de régulation de vitesse.....	34
Figure III.8 Boucle de régulation de vitesse.....	34
Figure III.9 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP pour fonctionnement à vide avec variation de charge à l'instant $t=1s$	37
Figure III.10 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP pour fonctionnement en charge avec variation de vitesse à l'instant $t=1s$	38

Chapitre IV

Figure IV.1 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	41
Figure IV.2 Linéarisation exacte de l'écart.....	43
Figure IV.3 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.	44
Figure IV.4 Commande équivalente U_{eq}	45

Figure IV.5 Fonction sign.....46

Figure IV.6 Fonction sign de la commande avec un seul seuil.....47

Figure IV.7 Fonction sign de la commande adoucie.....47

Figure IV.8 Commande rendue continue.....48

Figure IV.9 Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces50

Figure IV.10 Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP pour fonctionnement à vide avec variation de charge à l’instant $t=1s$ 52

Figure IV.11 Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP avec inversion de vitesse à l’instant $t=1s$ 53

Figure IV.12 et Figure IV.13 Comparaison au niveau de la variation de charge55

Figure IV.14 et Figure IV.15 Comparaison au niveau d’inversion de vitesse56

Liste des symboles et abréviations

Liste des symboles et abréviations

Symbole	Signification	Unité
$[V_s]$	Vecteur tensions statoriques	V
$[i_s]$	Vecteur courants statoriques	A
$[R_s]$	Matrice résistance stator	Ohms
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	Ohms
$[L_{ss}]$	Matrice inductance stator	H
L_{ss}	Inductance cyclique statorique par phase	H
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	H
$[\phi_f]$	Vecteur flux engendré par l'aimant	Wb
$[\phi_s]$	Vecteur flux statoriques	Wb
ω	Pulsation électrique	rad/s
Ω	Vitesse de rotation de la machine	rad/s
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
p	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	$kg.m^2$
θ	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	\
F	Coefficient de frottement visqueux	N.m.s/rad
\bar{U}_0	Tension continue appliquée à l'onduleur	V
I	Courant statorique de ligne	A
Φ	Flux	W b
$P(\theta)$	Matrice de passage direct de <i>Park</i>	\
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de passage inverse de <i>Park</i>	\
X_{abc}	Vecteur de la variable X dans le repéré triphasé	\
X_{dq0}	Vecteur de la variable X dans le repéré de <i>Park</i>	\
L_d, L_q	Inductance des axes d et q	H
I_d, I_q	Courants des axes d et q	A

Liste des symboles et abréviations

V_d, V_q	Tensions des axes d et q	V
φ_d, φ_q	Flux des axes d et q	W b
S	Opérateur de <i>Laplace</i>	\
V(x)	Fonction de <i>Lyapunov</i>	\
V_{dref}, I_{dref}	Tension et courant de référence	V, A
t	Temps	sec
CMG	Commande mode glissant	\

Introduction Générale

Introduction Générale

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 [1], 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 [2]. 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 [2].

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques [3]. Les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires [4].

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes. Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres extérieur et leur variations [5]. Le réglage par mode glissement fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. Cependant, la nature commutant(discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering" [6]. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation sous Matlab des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine à induction associée à régulateur proportionnel intégrale (PI) et régulateur par le mode de glissement (MG).

Ce mémoire peut être vu en quatre chapitres

Dans le premier chapitre, nous modélisons le moteur synchrone à aimants permanents en utilisant la transformation de Park .

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux et par la technique MLI sinus-triangle . Nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur –machine

Dans le troisième chapitre, sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle directe de la machine à induction par orientation du flux rotorique et l'implantation des régulateurs PI pour sa commande.

Dans le quatrième chapitre, nous avons ici adopté 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 des PI comparativement avec les régulateur mode glissant . Nous terminons le présent mémoire par une conclusion générale et une étude bibliographique avec d'annexe .

chapitre I

Modélisation de la machine synchrone à
aimants permanents

I.1. Introduction

La modélisation de la machine synchrone est préméditée aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande. Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande [7].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents, le modèle triphasé et le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park).

I.2. Généralités Sur la Machines Synchrones à Aimants Permanents

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif autopilotées, la caractéristique essentielle de ces machines est que leurs vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation.

I.2.1. Description Des Machines Synchrones à Aimants Permanents

La machine synchrone à aimants constitue d'une partie fixe (stator) et une partie mobile (rotor) figure (I.1) .



Figure I.1 : photo du stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents [8]

A- Stator de la machine

Le stator est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° [9] .

B- Rotor de la machine

Le rotor se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [9] , [10] .

I.2.2 différents Types de machine synchrone à aimants permanents

Suivant les dispositions des aimants de rotor, on distingue [11],[12],[13] ;

A- Machine à pôle lisses:

On a intérêt de les doter d'une aimantation radiale, tangentielle entre pôles, les aimants peuvent avoir également une aimantation mixte ou aimantation tournante . Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement auto-piloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple .

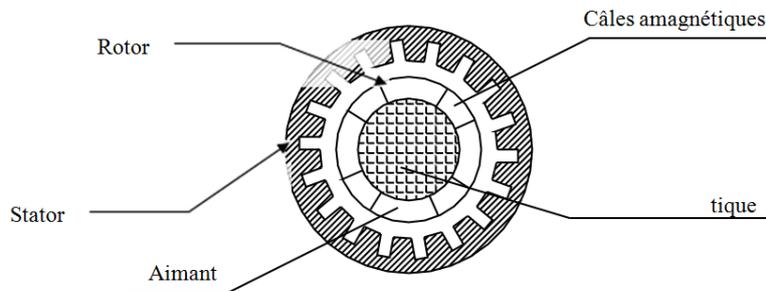


Figure I.2 : Structures d'une machine à aimants permanents à pôle lisses

B- Machine à pôles saillants

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou interpolaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné ou la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d" On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants.

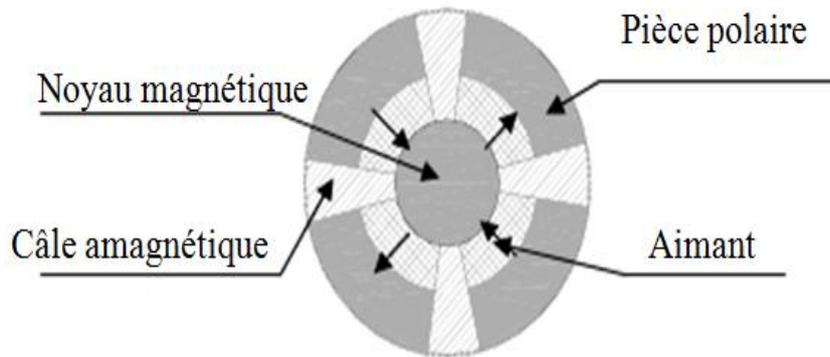


Figure I.3 :Structures d'une machine à aimants permanents à pôles saillants

I.2. 3. Principe de fonctionnement de la machine synchrones à aimants permanents

Le Principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées . Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (I.4) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b et sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un "pas" élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante .

Nous obtenons. pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (I.4.a) à la Figure (I.4.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.4.b). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [14].

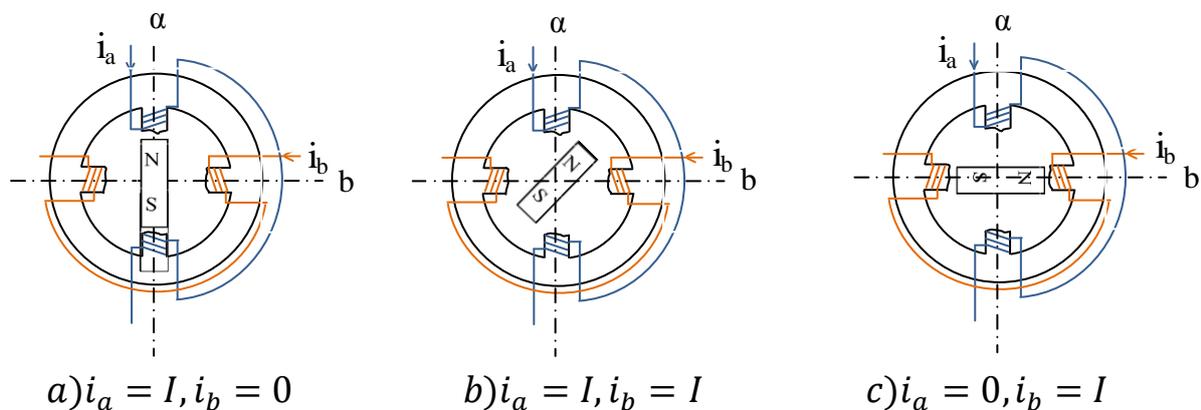


Figure I.4 :Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

1.2.4. Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines

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, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité) [15],[16] .

1.2.4.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

1.2.4.2. Moteurs synchrones à aimants -Moteurs synchrone classique

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

1.2.4.3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones: Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné. Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement. Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet

d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants [17].

I.2.5. Inconvénients

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 [17],[18].

1.2.6. Applications

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique [19]. Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétique des aimants qui peuvent être perdu en dépassant les limites de fonctionnement [20].

I.2.7. Alimentation des machines à aimants permanents

Comme regroupées la machine en deux catégories précédent selon la nature de l'inducteur on peut aussi regroupées cette machine en deux grandes familles : les machines dont la force électromotrice (f.é.m.) est sinusoïdale et les machines dont la f.é.m. est trapézoïdale [21].

I.2.7.1. Moteur à f.é.m. trapézoïdale

Pour les machines dites à f.é.m. trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type à 120° . Les actionneurs correspondant sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM : Brushless Direct Current Motors). La commande des (BDCM) est simple, car leur autopilotage consiste à alimenter à tout instant Deux phases et cette commande nécessite uniquement une seule boucle de courant et un capteur de position de faible résolution. Mais à cause de l'effet de la commutation, le couple produit n'est pas constant. Des techniques de minimisation des ondulations de couple sont généralement nécessaires.[21] Les BDCM sont utilisés pour les applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs.

I.2.7.2. Moteur à f.é.m. sinusoïdale

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensembles moteur-alimentation autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones (PMSM:Permanent Magnet Synchronous Motors).Le pilotage du moteur en courants sinusoïdaux permet de supprimer les commutations brutales (source de bruit) et d'obtenir une meilleure régularité du couple moteur. [21] Le capteur de position du rotor doit avoir une grande résolution. On utilise un résolveur ou un codeur incrémental. Les PMSM sont utilisés pour les applications à grandes performances qui demandent une grande qualité de couple. Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter une machine à f.é.m. trapézoïdales en courant sinusoïdaux et vice versa. L'intérêt des associations précédentes est généralement d'offrir les qualités attendues pour l'application (faible coût avec les premières, grande qualité de couple avec les secondes) .

I.2.8. Autopilotage de la MSAP

L'autopilotage consiste à maintenir en régime établi, constant le déphasage entre les fondamentaux des caractéristiques d'alimentation et des forces électromotrices statoriques. Pour cela, il faut asservir la position de la Fmm statorique à celle de la Fmm rotorique.

L'autopilotage de la machine synchrone à aimant permanent impose que la fréquence d'alimentation délivrée par le convertisseur statique, soit rigoureusement liée à la vitesse de rotation (figure I-5) dans ces conditions . les interrupteurs du convertisseur statique doivent être commandés suivant une loi , en fonction de la position du rotor , de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle rigoureux du couple. La machine élabore elle-même en tournant sa fréquence d'alimentation. Cette technique constitue l'autopilotage, est une solution écarte tout risque de décrochage [22] .

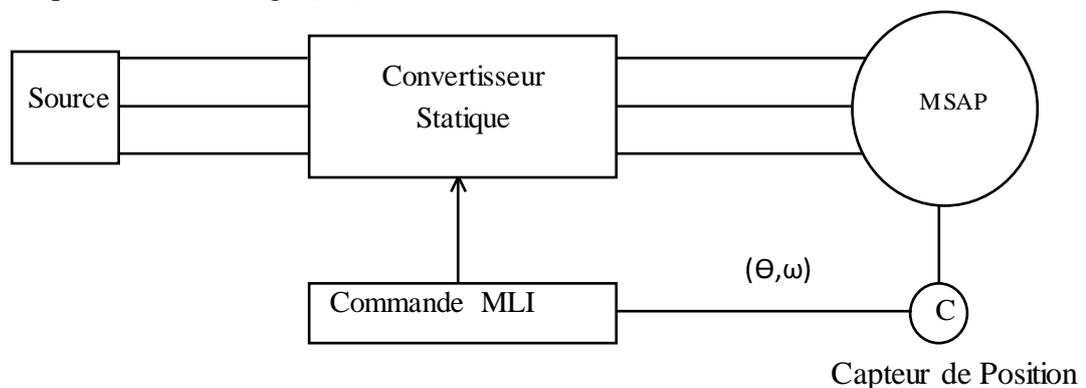


Figure I.5 : Structure de la MSAP auto-piloté

I.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [23]. Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références [24] :

- ❖ Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux, comme fonction linéaire des courants;
- ❖ Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées;
- ❖ La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale;
- ❖ Le système de tension est équilibré;
- ❖ Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor l'effet des amortisseurs est négligé

I.3.2. Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (I.6).

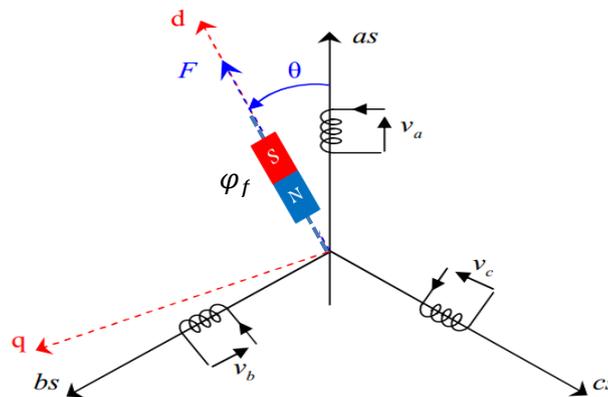


Figure I.6 Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir:

- ❖ Equations électriques,
- ❖ Equations magnétiques,
- ❖ Equations mécaniques .

I.3.2.1. Équations électriques

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

$$\begin{cases} V_a = R i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

R : Résistance d'un enroulement statorique,

i_{abc} : Les courants des phases statorique a, b, c ,

φ_{abc} : Les flux totaux à travers les bobines statorique,

V_{abc} : Les tentions des phases statoriques.

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatial sinusoïdale de l'induction, les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques a, b, c sont donnés par :

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

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes. Comme exemple, pour la phase a , le flux φ_a est la somme des termes:

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

$\varphi_{ba} = M_s i_b$: Flux mutuel de la phase b sur a .

$\varphi_{ca} = M_s i_c$: Flux mutuel de la phase c sur a

φ_{fa} : Flux mutuel de l'aimant sur la phase a .

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

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s \cdot i_a + M_s \cdot (i_b + i_c) + \varphi_{fa} \quad (\text{I.3})$$

Du fait que la machine est équilibrée a neutre isolé, on a, $(i_a + i_b + i_c = 0)$ d'où l'expression du flux dans la phase a se réduit alors à :

$$\varphi_a = (L_s - M_s) i_a + \varphi_{fa} = L_{sc} i_a + \varphi_{fa} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

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

L_s L'inductance propre d'une phase statorique.

M_s Mutuelle inductance entres phases du stator.

Par conséquent, les expressions des flux dans les autres phases se déduisent par :

$$\begin{cases} \varphi_b = L_{sc} i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc} i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (I.5)$$

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions.

On obtient :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L_{sc} \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ V_b = R i_b + L_{sc} \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ V_c = R i_c + L_{sc} \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (I.6)$$

I.3.2.2. Équations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega}{dt} &= (C_{em} - C_r - C_f) \\ C_f &= F_r \Omega \end{aligned} \quad (I.7)$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega}{P}$: Vitesse mécanique de rotation de la machine;

C_r : Couple résistant;

C_{em} : Couple électromagnétique;

C_f : Couple de frottement;

J : Moment d'inertie;

P : Nombre de paires de poles;

Ω : Vitesse électrique du rotor;

F_r : Coefficient de frottement.

On Remarque que le système (I.6) engendre des équations fortement non linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, on a utilisé la transformation de Park.

I.3.3. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés [25], [26].

La matrice $P(\theta)$ de PARK est donnée sous la forme suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

I.3.4. Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le Repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédent, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse (ω) comme le représente dans la figure (I-7).

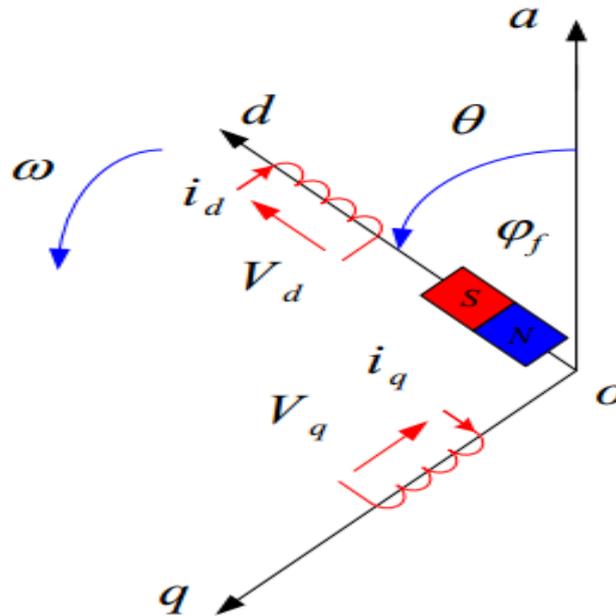


Figure 1.7 Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

I.3.4.1. Equations des Tensions

En appliquant la transformation de Park au système (I.1), on aura:

$$[v_{dq}] = [P(\theta)][u_{abc}] = [P(\theta)][R][c] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

Ensuite, en se basant sur transformation de Park inverse et le système (I.5) on obtient:

$$[v_{dq}] = [T_\theta][R][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [T_\theta][T_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [T_\theta] \left(\frac{d}{dt} [T_\theta]^{-1} \right) [\varphi_{dq}] \quad (\text{I.11})$$

À l'aide de (I.7) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} v_d = R * i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \varphi_q \\ v_q = R * i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

I.3.4.2. Equations des Flux

D'après les équations (I.5) et la transformation de Park et Park inverse nous avons:

$$\begin{cases} [\varphi_{dq}] = [T_\theta][\varphi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \varphi_f \\ [\varphi_{dq}] = [T_\theta][L][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + \varphi_f \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

D'où

$$\begin{cases} \varphi_d = l_d * i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = l_q * i_q \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

l_d, l_q : Inductances a axes directe et en quadrature. La machine étant supposée à pôles lisses, ce qui signifie que $l_d = l_q$

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\Omega L_q i_q \\ v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\Omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

I.3.4.3. Expression du couple électromagnétique

Le calcul de couple Électromagnétique de la machine synchrone a aimant permanent se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$, que s'exprime par :

$$p(t) = V_a * i_a + V_b * i_b + V_c * i_c \quad (I.16)$$

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

$$p(t) = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (I.17)$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q) , La puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left[P\omega_r \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right) + R(i_d^2 - i_q^2) + \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \right] \quad (I.118)$$

Cette puissance est compose de :

- ❖ Puissance perdue par effet joule $: p_j = \frac{3}{2} R(i_d^2 + i_q^2)$ (I.119)

- ❖ Puissance électromagnétique $: p_{em} = \frac{3}{2} \left[P\Omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right) \right]$ (I.20)

- ❖ La variation d'énergie magnétique emmagasinée :

$$p_v = \frac{3}{2} \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \quad (I.21)$$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôlesformés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Fmms dans l'entrefer généré par les courants statoriques [14]. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{p_{em}}{\Omega} \quad (I.22)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{3P}{2} \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right] \quad (I.23)$$

I.3.5. Modélisation sous la forme d'états de la machine synchrone à aimants

Permanents

I.3.5.1. Représentation d'état.

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'états. Sera du Type :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX(t) + BU \\ Y = CX(t) \end{cases} \quad (I.24)$$

En développant le système d'équations (I.15) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q) :

X :vecteur d'état;

U :vecteur de commande;

A :matrice fondamentale qui caractérise le système;

B :matrice d'application de la commande;

C :matrice de sortie (matrice d'observation). [27]

I.3.5.2. Représentation d'état du modèle de la machine synchrone à aimants Permanents dans le repère d-q

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme la suite [28] :

- ❖ Variables de commande : les tensions statoriques V_d , V_q et le flux permanent Φ_m ;
- ❖ Variables d'état : les courants I_d , I_q ;
- ❖ Variables de sortie : Les courants I_d , I_q .

En utilisant les équations (I.24) (I.15) après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \mathbf{P} \Omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \mathbf{P} \Omega i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} \mathbf{P} \Omega + \frac{1}{L_q} v_q \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p \omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q} p \omega_r & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p \omega_r \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

L'équation mécanique est donné par

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \\ C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_m I_q] \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

I.3.5.3. Utilisation de la transformation de Laplace

On applique la transformation de Laplace sur (I.25) (I.27) on trouve :

$$\begin{cases} s i_d = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ s i_q = -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} P \Omega i_d - \frac{\varphi}{L_q} P \Omega + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

$$i_d \left[s + \frac{R}{L_d} \right] = \frac{L_q}{L_d} P \Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d$$

$$i_d = \frac{P \Omega i_q L_q + V_d}{L_d s + R} \quad (\text{I.29})$$

Avec la même méthode on trouve i_q

$$i_q = \frac{-P \Omega i_d - \Phi_f p \Omega + V_d}{L_q s + R} \quad (\text{I.30})$$

L'équation de mouvement devient

$$\begin{cases} j \Omega \cdot s + F_r \Omega = C_e - C_r \\ \Omega = \frac{C_e - C_r}{j \cdot s + F_r} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Avec

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_q I_d + \Phi_f I_q]$$

A partir des équations (I.29) (I.30) (I.31) on peut représenter le MSAP par un bloc diagramme illustré dans figure suivante;

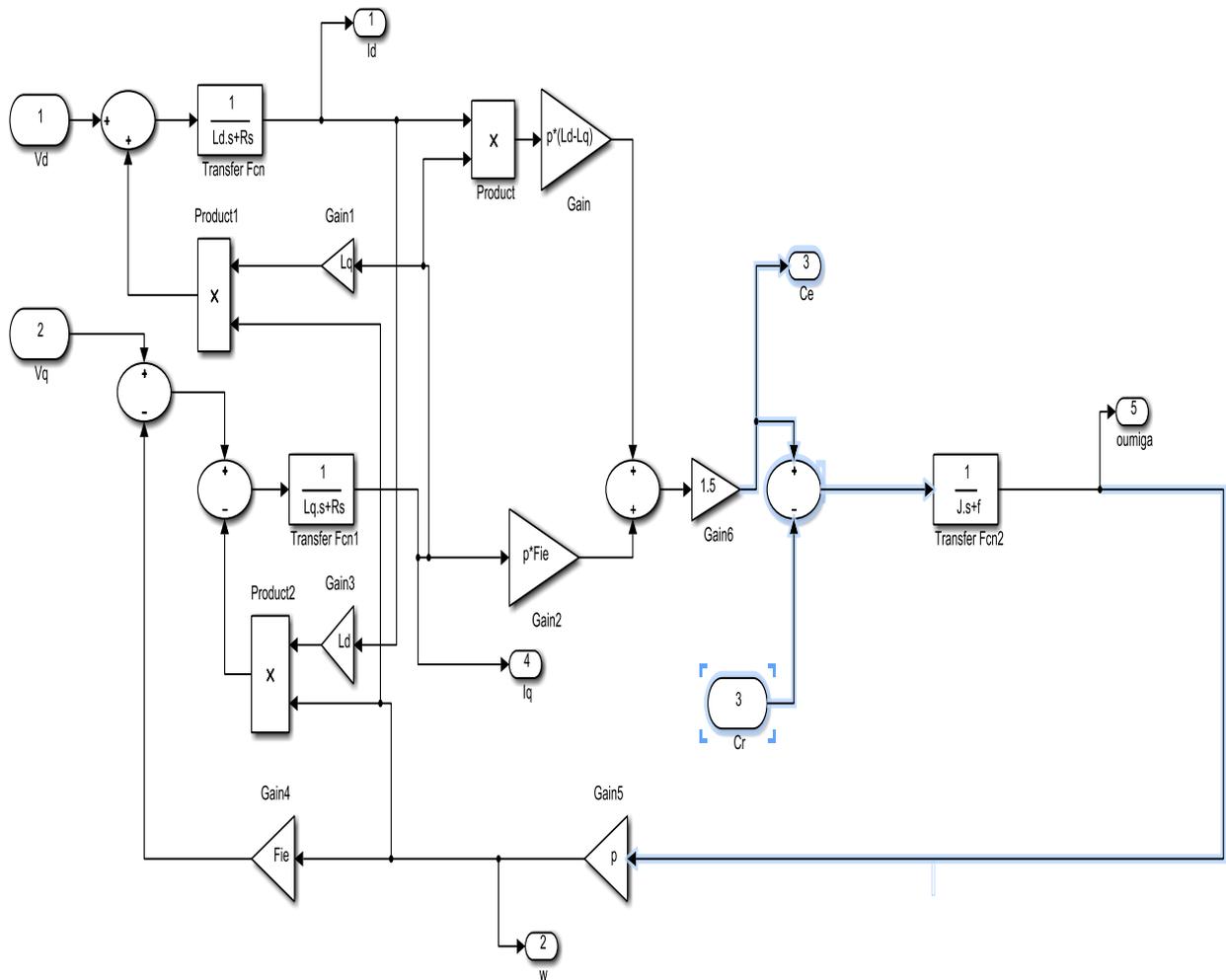


Figure I.8 Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la machine synchrone à aimants permanents et ses Avantages par rapport aux autres types des machines en suite, on a modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de deux. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

Chapitre II

Association convertisseur statique–

Machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction

Le convertisseur statique est utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. Il se constitue de trois étages : un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI) . Dans le premier chapitre on a présenté la modélisation respectivement du machine synchrone à aimant permanent et leur généralité, donc dans cette chapitre on a présentera l'alimentation de cette machine elle comprend les convertisseurs statique. On présentera la modélisation individuelle de chaque bloc constituant le convertisseur statique, ainsi que leurs mises sous forme d'équations d'état .Terminera par la simulation du système fonctionnant en charge alimenté par le convertisseur statique.

II.2. Système d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone à aimant permanent est associée à deux convertisseurs en cascade. Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La figure (II.1) illustre le Schéma de principe de cette association [29], [30].

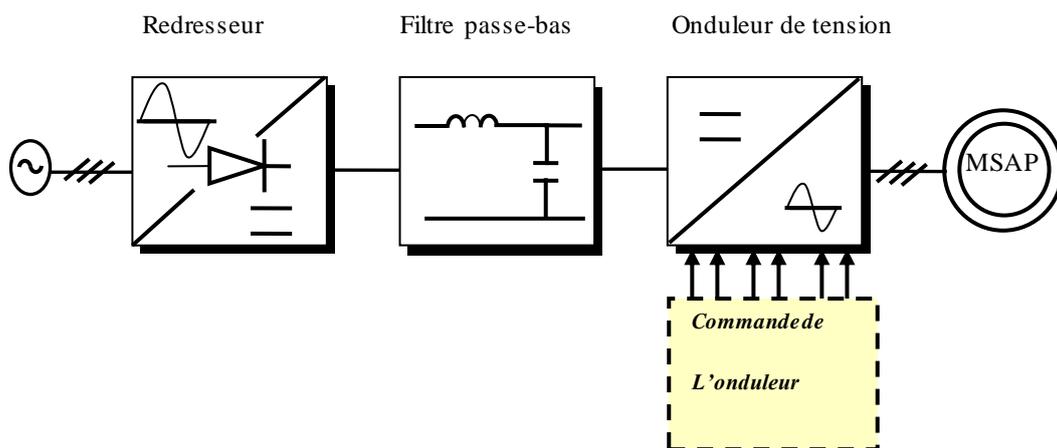


Figure II.1 :Alimentation générale de la Machine synchrone à aimants permanents

II.2.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif /continue » [31], Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la (figure. II.2).

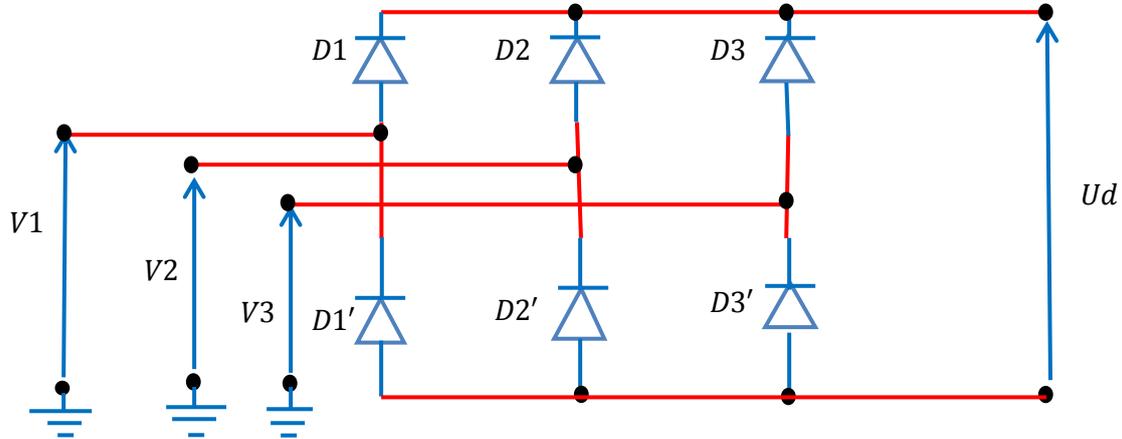


Figure II.2 :schéma du pont triphasé redresseur double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes ($D1, D2, D3$) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes ($D1', D2', D3'$) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V1 = V_m \sin(2\pi f t) \\ V2 = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V3 = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Le pont de Graëtz à diodes triphasé alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées

La séquence de conduction des diodes est définie comme suit:

D_i Conduit si $V_i = \max(V_j)$; $j = 1, 2, 3$; $i = 1, 2, 3$.

D'_i Conduit si $V'_i = \min(V_j)$; $j = 1, 2, 3$; $i = 1, 2, 3$.

La tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = V_i - V'_i = \max(V_j) - \min(V_j) \quad (\text{II.2})$$

Avec :

D_i, D'_i ; Les diodes en conduction ..

V_i : La tension à l'anode de D_i

V'_i : La tension à la cathode de D'_i

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{d_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{II.3})$$

II.2.2. Modélisation de filtre

On utilise un filter passe - bas « LC », pour éliminer les hautes frequencies . Ce filter est schématisé par la (figure II.3) [32] .

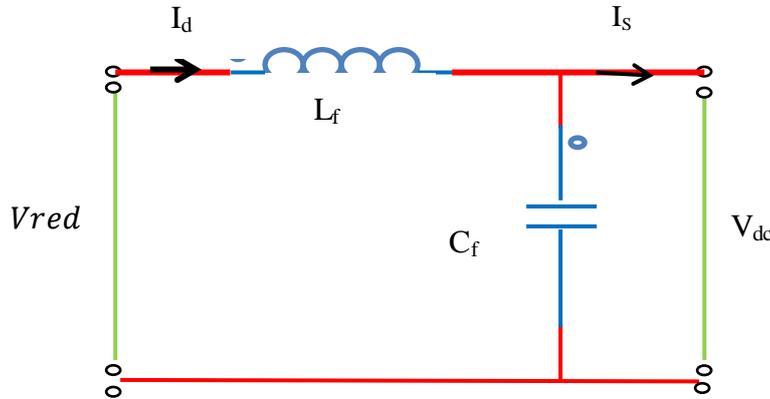


Figure II.3 :schéma du filter passé-bas

Le modèle du filter est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [I_d(t) - I_s(t)] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

La fonction du transfert correspondante est donnée par

$$F(s) = \frac{V_{dc}(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (\text{II.5})$$

Le rôle de la capacité "C" est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant negative restitué par la charge. Le rôle de l'inductance "L" est de lisser le courant i_d . Le filter est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est [33] .

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.6})$$

II.2.3. Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

II.2.4. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure (II.4) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $\frac{U_0}{2}$ Connectés entre eux par un point noté n_0 . [34],[35] .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an}, V_{bn}, V_{cn} l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_i (i = a, b, c)$. On appelle T_i et T_i' les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), On a :

- ❖ Si $S_i = +1$, Alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- ❖ Si $S_i = -1$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant,

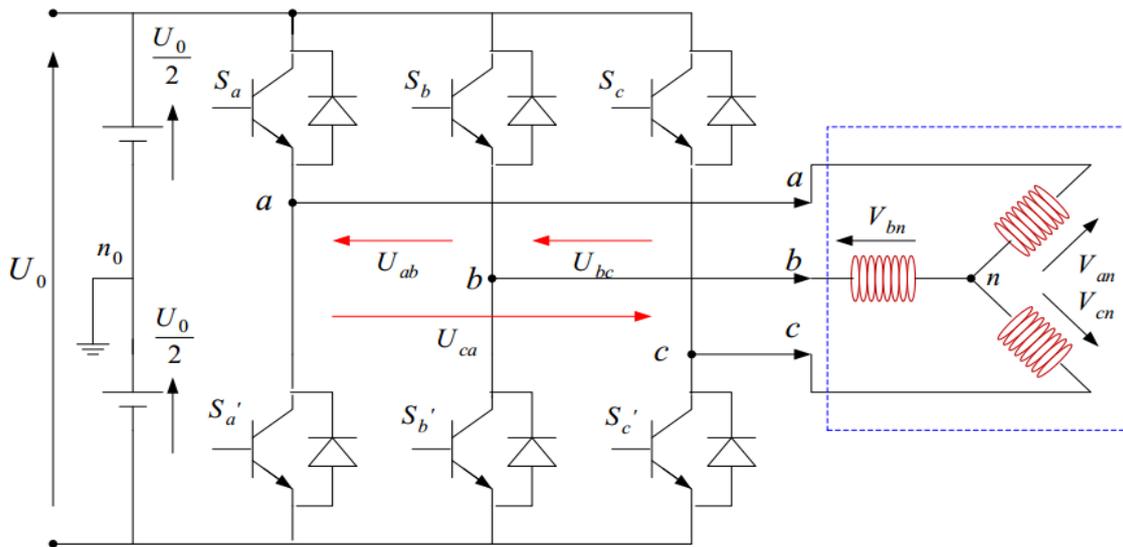


Figure II.4 :Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in0} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a, b, c)$. et en tenant compte du point fictive n_0 représenté sur la figure (II.4) .

$$V_{in0} = S_i V_{dc} \quad (\text{II.7})$$

Soit " n ", le point neutre du coté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées :

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} Sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$), on aura donc

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

En faisant apparaître le point "n₀" les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En remplaçant (II.10) dans (II.9) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

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

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.13})$$

L'utilisation de l'expression (II.7) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

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

II.2.5. Onduleur de Tension à MLI

La modulation des largeurs d'impulsions (MLI) est une technique de commande qui permet d'une part de réduire les harmoniques de tension et d'autre part de contrôler son amplitude. La MLI consiste à multiplier le nombre des commutations des interrupteurs de l'onduleur, en gardant la tension d'entrée continue fixe, et en variant les largeurs des impulsions de la tension.

Il existe plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions :

- ❖ MLI triangulé-sinusoïdale,
- ❖ MLI à hystérésis,
- ❖ MLI vectorielle ...etc.

Chacune d'elle doit obéir à un algorithme bien défini, mais toutes sont conçues pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible à la sortie de l'onduleur.

II.2.5.1. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

Le principe général de La commande MLI 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) [23].

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- ❖ Le premier, appelé signal de référence, de fréquence f 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, appelé signal de la porteuse, de fréquence f_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. 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 égale à 0.

Donc le principe de cette stratégie peu têtre résumé par l'algorithme suivant :

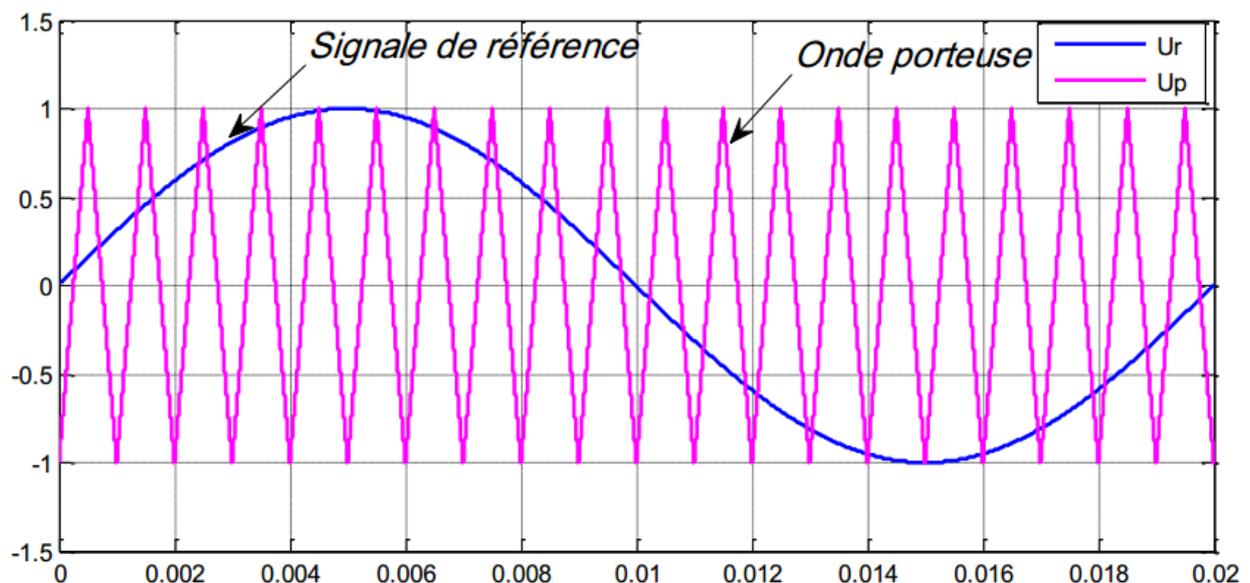
$$\text{Si } U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1 \text{ si non } S(t) = 0$$

U_r la tension de référence avec $f=50$ Hz

U_p la tension de porteuse avec $f=1$ KHz

$S(t)$ est le signal MLI résultant

La Figure (II.5) , illustre le principe de cette commande :



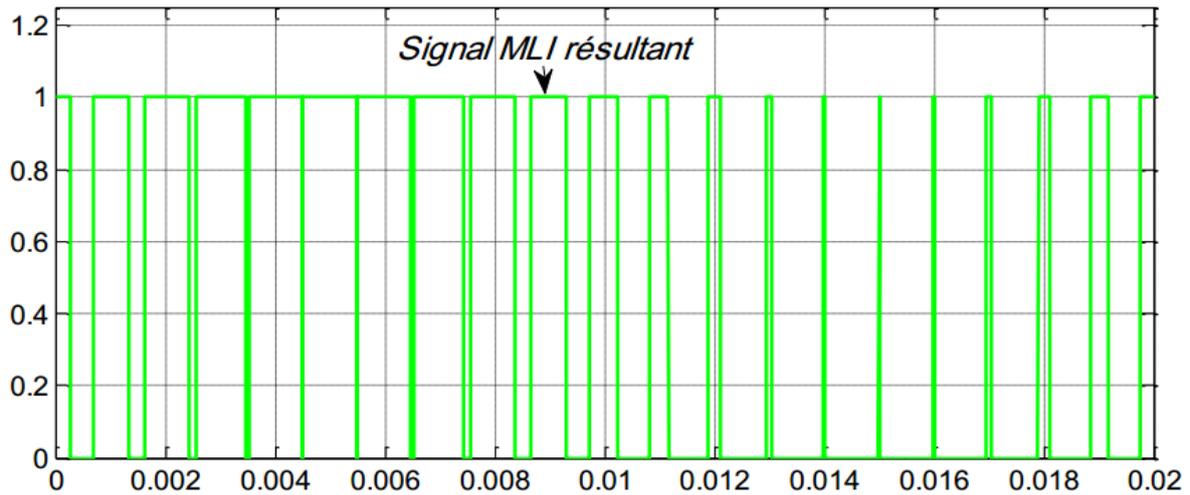


Figure II.5 : Illustration de la MLI triangulé - sinusoïdale

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : L'indice de modulation m et le taux de modulation r

- ❖ L'indice de modulation qui est défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse f_b et la fréquence du signal de référence (f) :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.15})$$

- ❖ Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) r qui est défini comme étant le rapport entre la des amplitudes de tension de la référence U_r sur la porteuse U_p .

$$r = \frac{U_r}{U_p} \quad (\text{II.16})$$

II.2.5.2. Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à Sinus-Triangle

Les paramètres de la machine utilisés sont indiqués dans l'annexe. On a présenté sur la figure (II.6) la vitesse rotorique , le couple électromagnétique, et les composantes d'axe directe i_d et en quadrature i_q , de la MSAP alimentée par un l'onduleur de tension triphasée. Et obtenue les résultats de la simulation de la MSAP pour un fonctionnement en charge ($C_r = 0,05 \text{ Nm}$).

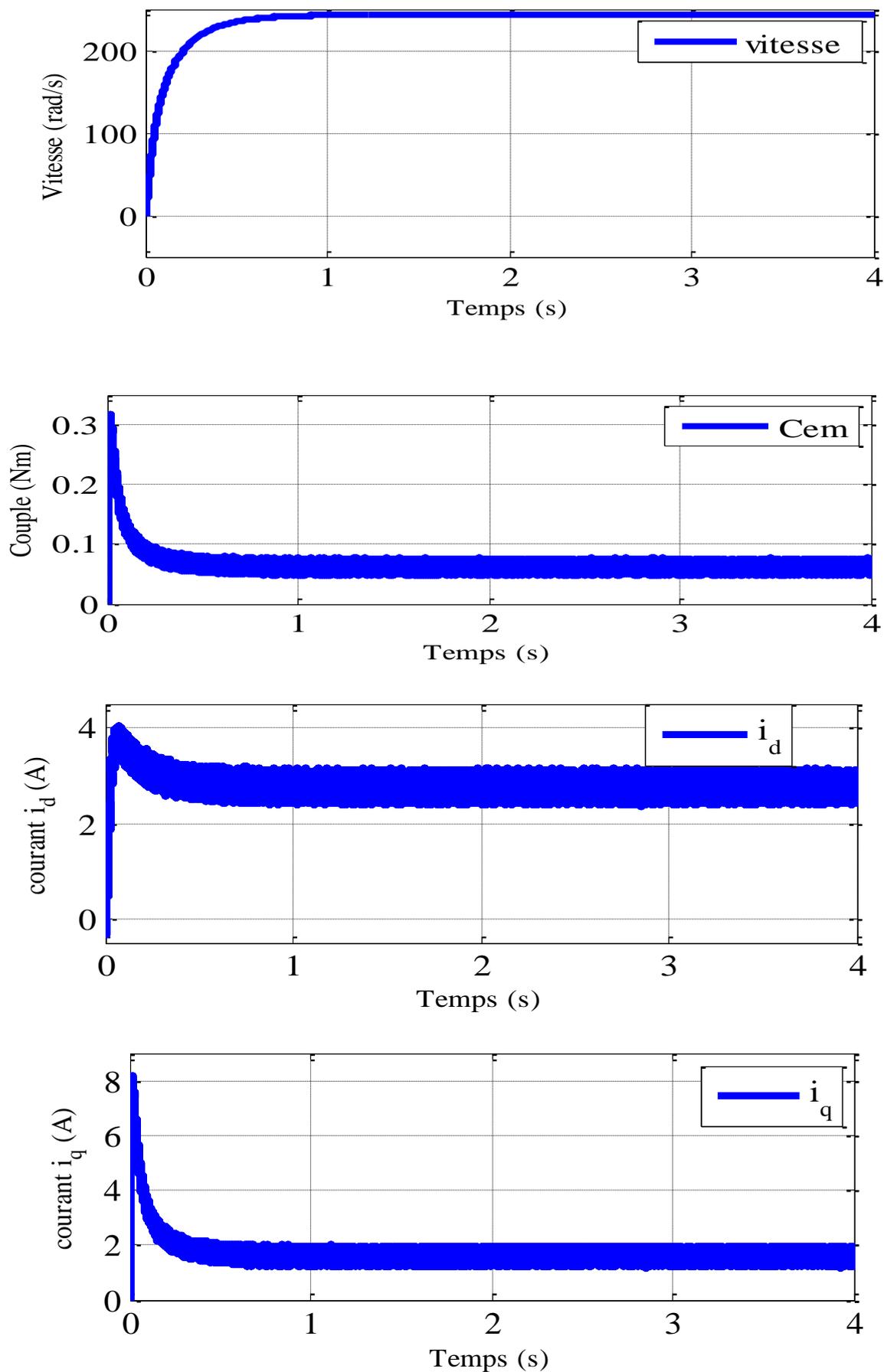


Figure II.6 Résultats de simulation de la MSAP on charge alimentée par l'onduleur de tension.

I.3. Interprétations des resultants de simulation

On Remarque que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de synchronisme bout d'un temps de (0.8s) environ, qui est un temps de réponse assez élevé pour certaines applications (dynamique lente) . Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q'du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs. Sa valeur de max est de(0.3N.m) puis se stabilise à une valeur de (0.05N.m),

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre on a presenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents . En suite ,on a modeliser l'alimentation de la MSAP qui compose de trois èlèments principale : redresseur , filter et l'onduleur . les resultants obtenus après simulation numérique nous ont permis d'analyser le comportement dynamique aussi bien du modele seul que de l'association onduleur de tension MSAP.

La formulation du modèle électrique dans un referential lie au champs tournant montre qu'il un couplage entre les grandeurs couple électromagnétique et flux magnetique pour cet raison on propose la commande vèctorielle pour réaliser un découplage entre les grandeurs couple-flux .

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III.1. Introduction

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 [36].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

III.2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III.2.1. Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [37 ;38].

L'équation (I.23), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables I_d, I_q

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f \right] \quad (\text{III.1})$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant . On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu a excitation séparée [39]

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \quad (\text{III.2})$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q

Donc :

$$C_{em} = K_t i_q \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{III.4})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

III.2.2. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i_d , i_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_q \omega i_q$ et $L_d \omega i_d$

$$\begin{cases} V_d = (R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt}) - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt}) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.5)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [40]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.2.2.1. Découplage par compensation

La compensation donc, à pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q représentées dans la Figure (II.1) telle que: [40].

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (III.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (III.7)$$

ET :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.8)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (III.7) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (III.9)$$

p : Opérateur de Laplace.

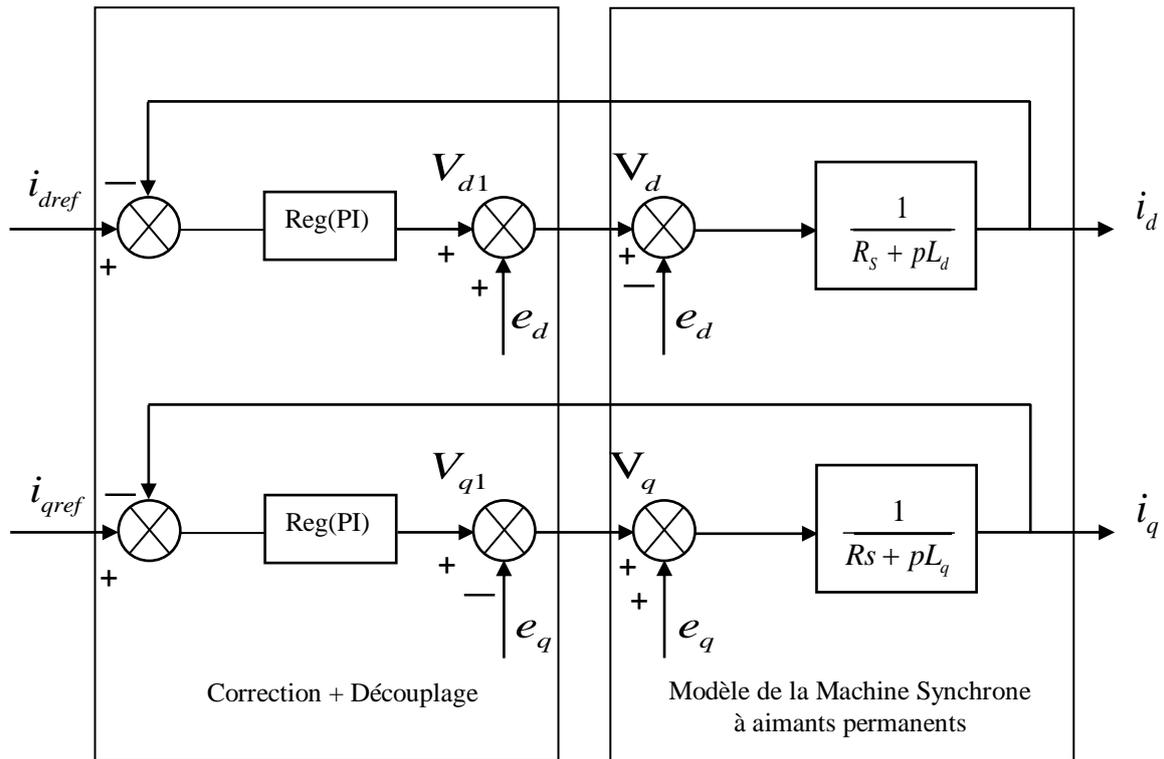


Figure III.1 :Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure (III.3).

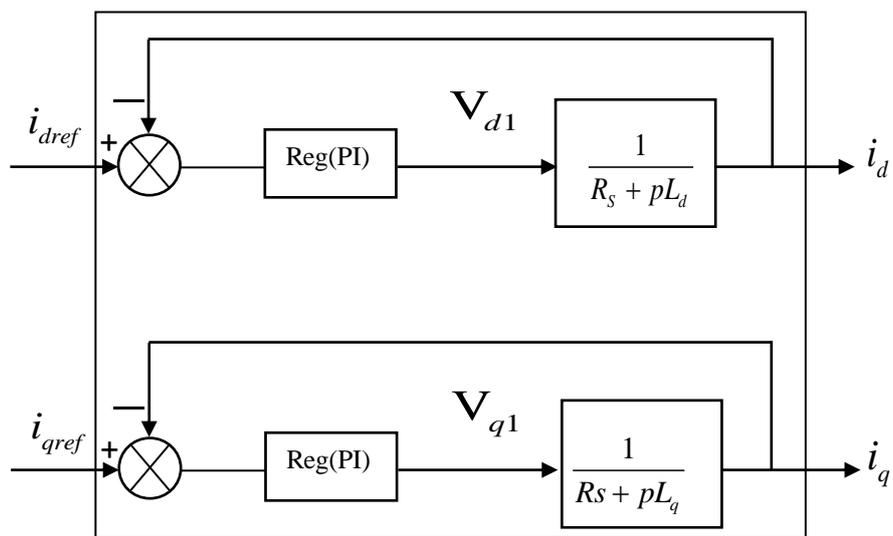


Figure III.2 :Commande découplée.

III.2.3 Description du système global

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

La vitesse est réglée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref} , V_{qref} et par passage du repère (d ,q) au repère (a,b,c) qui nous donne les deux tensions de référence V_a, V_b, V_c de la commande MLI de l'onduleur de tension .

La Figure (III.3) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d ,q).

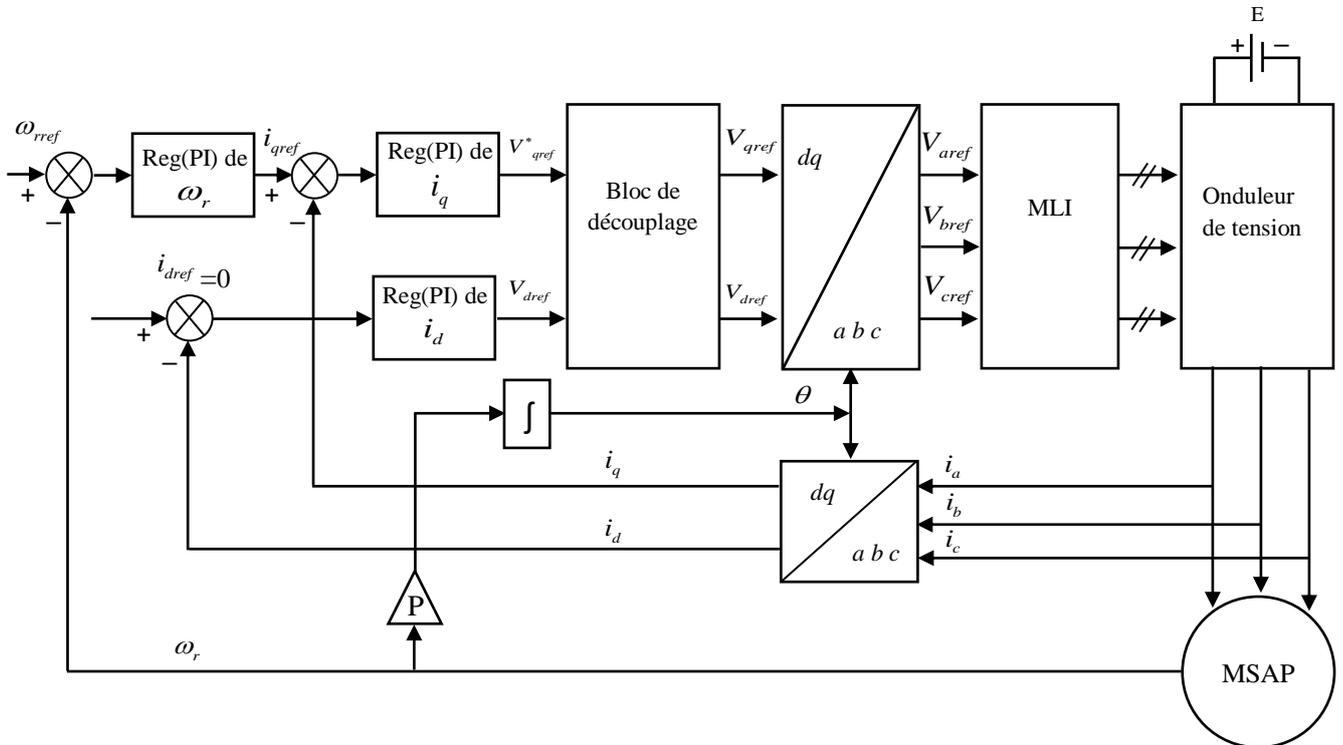


Figure III.3 :Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents.

III.2.4. Calcul des régulateurs

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes [41].

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [40].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (III.4).

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{III. 10}$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \tag{III. 11}$$

Où :

k_p : Gain proportionnel,

k_i : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

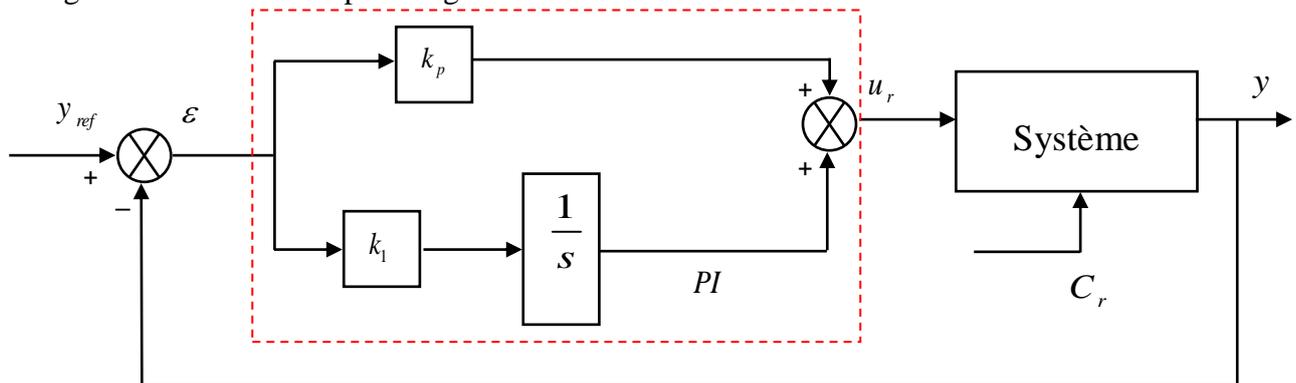


Figure III.4 : Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon \tag{III. 12}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \longrightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1 + ST_1}{ST_2} \tag{III. 13}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

III.2.4.1. Régulation du courant i_q

Selon l'équation (III.9) et (III.13), on aboutit au schéma de la Figure (III.5).

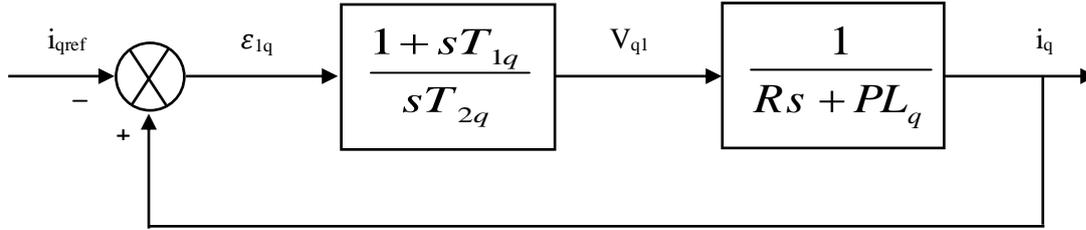


Figure III.5 : Boucle de régulation du courant i_q :

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (III.5) est

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1 + s\frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{III.15})$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.16})$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.17})$$

Avec : $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$ Constante de temps électrique de l'axe q .

Après compensation l'équation (III.15), se réduit à

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (\text{III.18})$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{III.19})$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}} \quad (\text{III.20})$$

L'équation (III.20) peut être imposée de la forme $(\frac{1}{1 + s \tau_q})$ par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \implies T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \tag{III.21}$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{critere de } \pm 5\%) \tag{III.22}$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{III.23}$$

T_r : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation (III.21) dans (III.14), On obtient

$$k_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \tag{III.24}$$

Si on remplace l'équation (III.22) dans (III.24), on obtient finalement :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \tag{III.25}$$

III.2.4.2. Régulation du courant i_d

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivant

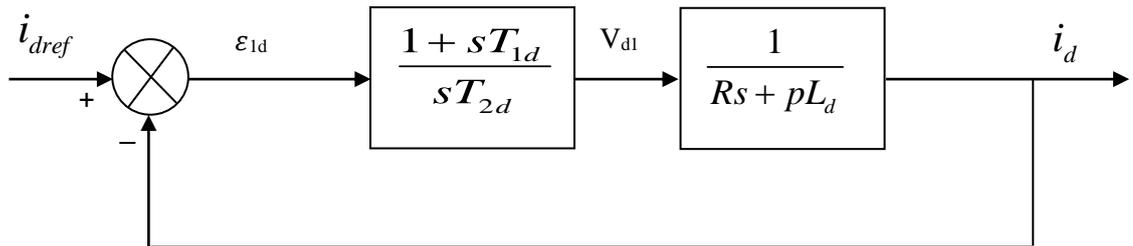


Figure III.6 :Boucle de régulation du courant i_d

Pour la régulation du courant i_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d} (1 + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d} R_s (1 + s \frac{L_d}{R_s})} \tag{III.26}$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \tag{III.27}$$

On remplace l'équation (III.27) dans (III.26). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_s T_{2d}} = \frac{1}{1 + s\tau_d} \tag{III.28}$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_s T_{2d} \implies T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \tag{III.29}$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée $T_r = 3\tau_d$ il vient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{III.30}$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe d du machine.

III.2.4.3. Régulation de vitesse

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

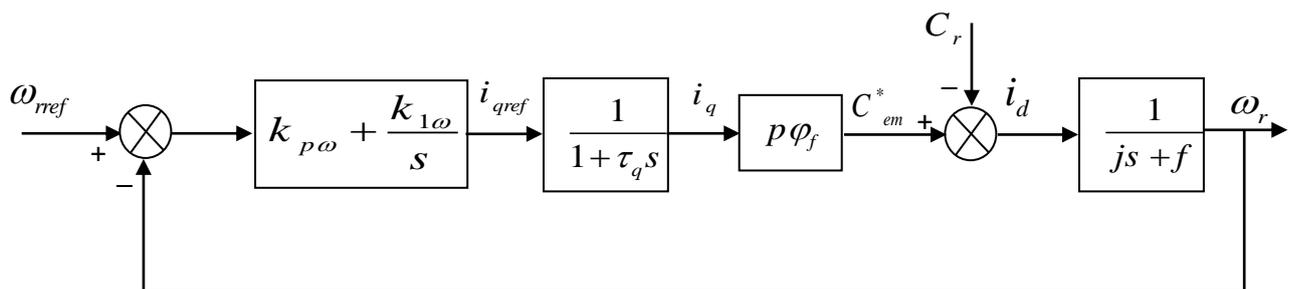


Figure III.7 :Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la Figure (III.7) peut être simplifié par la Figure (III.8) :

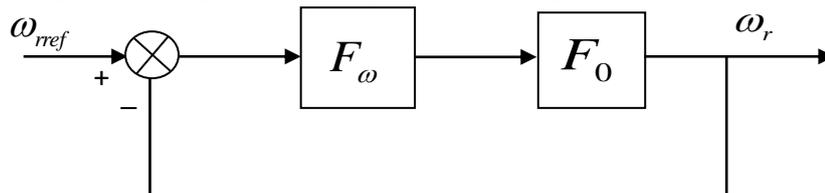


Figure III.8 :Boucle de régulation de vitesse

➤ $F_\omega(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (\text{III.31})$$

$$\text{ou } \begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

➤ $F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $c_r = 0$, est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{p\varphi_f}{f(1 + s\tau_q)(1 + s\tau_m)} \quad (\text{III.33})$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_\omega F_0}{1 + F_\omega F_0} \quad (\text{III.34})$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF = \frac{p\varphi_f (k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\varphi_f k_{p\omega} + f)s + p\varphi_f k_{i\omega}} \quad (\text{III.35})$$

Si on néglige $(J\tau_q)$ et $(f\tau_q)$ devant (J) , le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$p(s) = Js^3 + (f + p\varphi_f k_{p\omega})s + p\varphi_f k_{i\omega} \quad (\text{III.36})$$

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

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 \left(\frac{2\zeta}{\omega_0} \right) P + 1 = 0 \quad (\text{III.37})$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système,

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (III.36) et (III.37) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J \zeta \omega_0 - f}{p \varphi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p \varphi_f} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

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

III.2.5. Résultats de simulation

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

III.2.5.1 Test de variation de charge

La figure III.9 représente les résultats de simulation de l'essai variation de charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 0,05 N.m à partir de $t=1$ s. On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge à l'instant $t=1$ s, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence,
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_d=0$)
- Le courant i_q est l'image du couple.

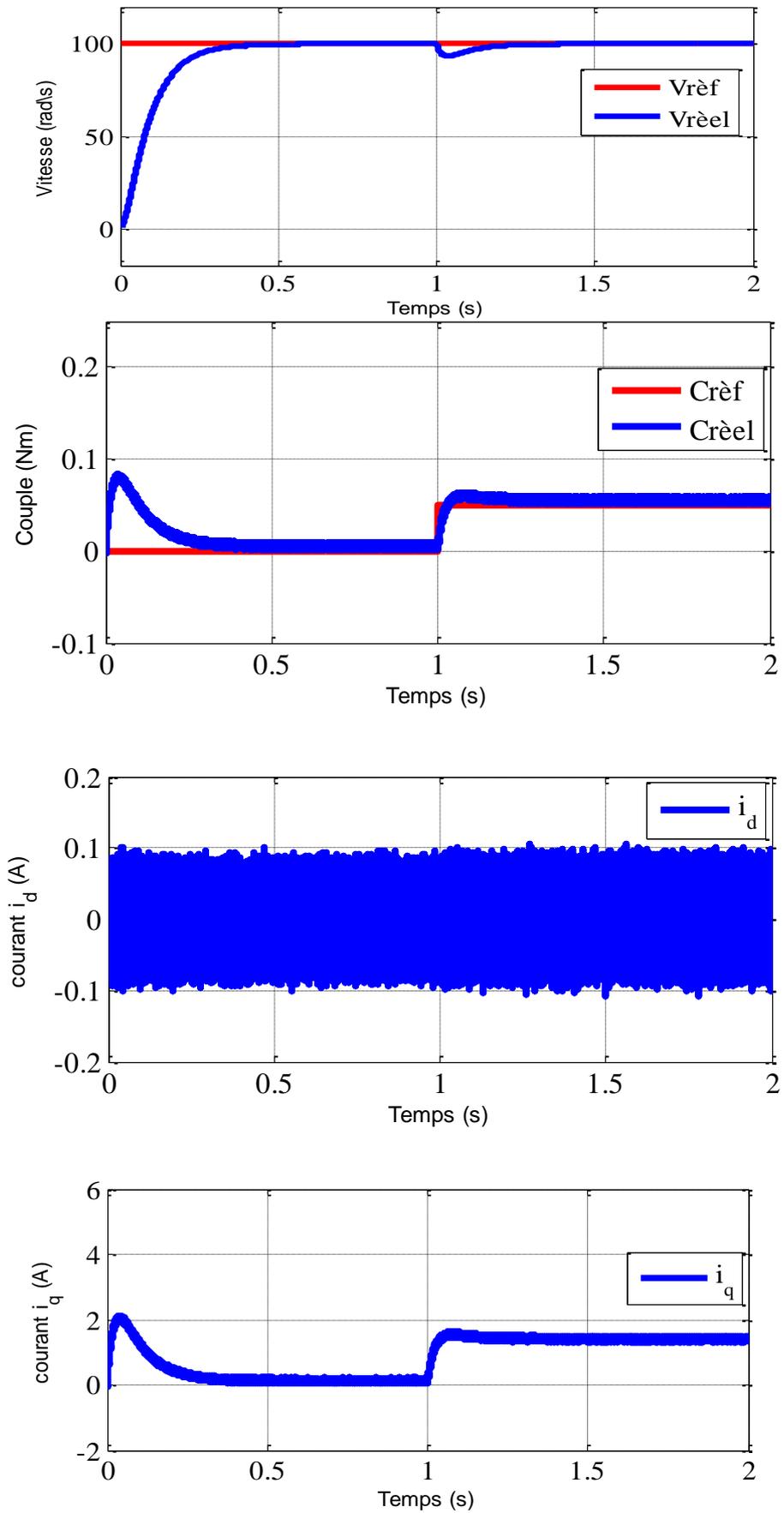


Figure III.9 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP pour fonctionnement à vide avec variation de charge à l'instant $t=1s$

III.2.5.2 Test d'inversion de la vitesse

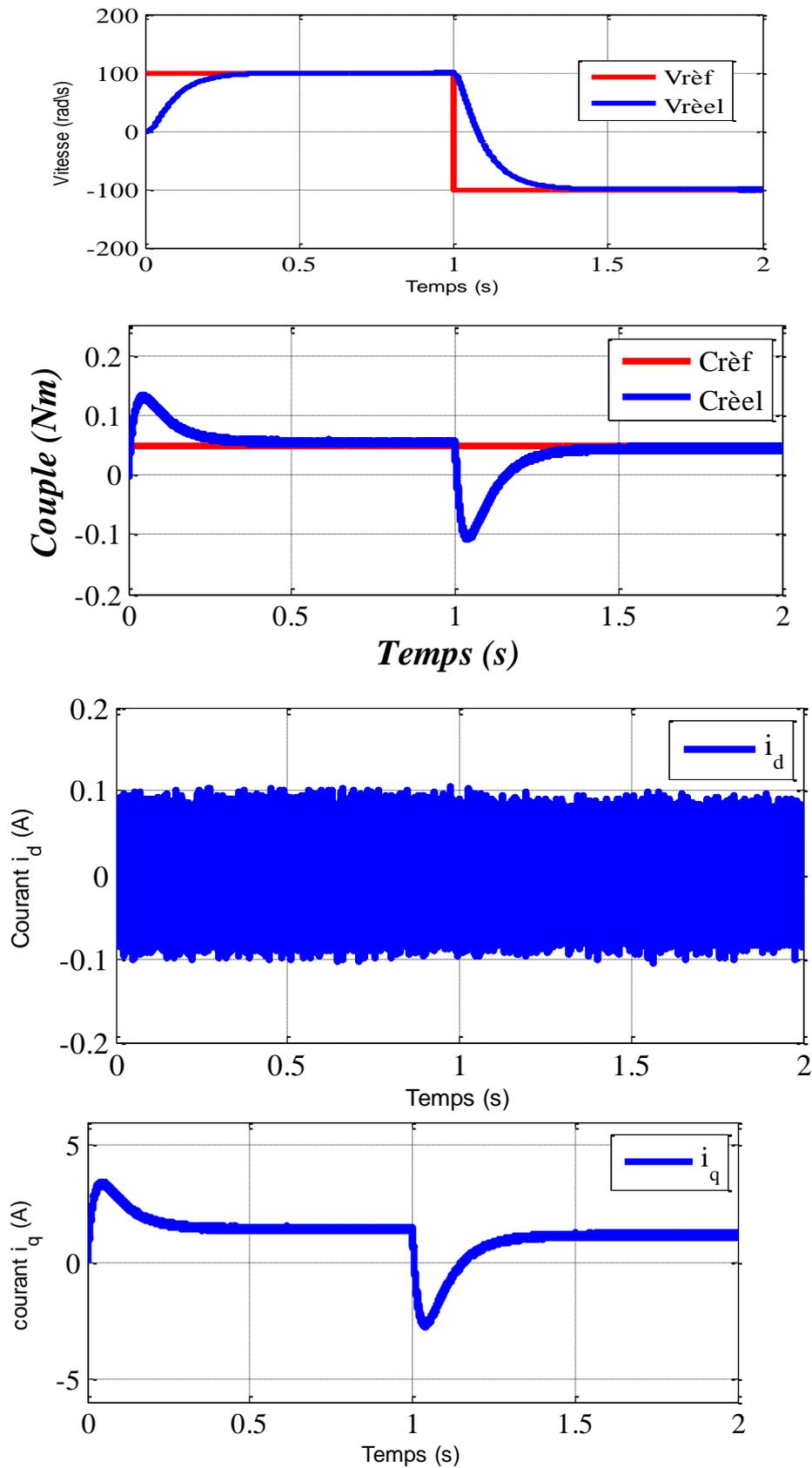


Figure III.10 :Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP pour fonctionnement en charge avec inversion de vitesse à l'instant $t=1$ s

Dans la figure III.10, on a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +100 rad/s à la valeur -100 rad/s à l'instant $t=1s$ sans charge. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. La commande par mode glissant est connue par leur robustesse, qui est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande par mode glissant de la machine
synchrone à aimants permanents

IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs PI classiques, donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas 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 insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités . Pour cela on utilise le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité a la variation des paramètres internes et externes [42].

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.

IV.2. Systèmes a Structures Variables en Mode Glissant

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées [43].

Dans Les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement [44].

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quel que soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes Figure (IV.1), [43].

- ❖ **Mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de Commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et Le critère de convergence.

- ❖ **Mode de glissement (MG):** c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de Glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est Caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- ❖ **Mode de régime permanent (MRP):** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase), il caractérise par la qualité et les performances de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non Linéaires .

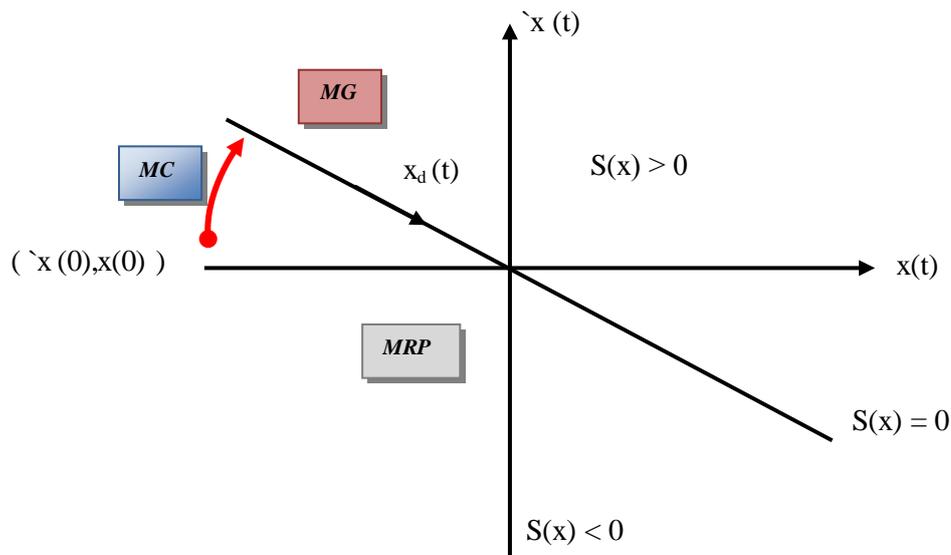


Figure IV.1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

IV.3. Conception de la commande par mode glissant

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [45].

- 1- choix des surfaces ;
- 2- l'établissement des conditions d'existence et de convergence ;
- 3-détermination de loi de commande.

IV.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 leurs formes, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [43].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + b(x, t)U(t) \quad (\text{IV.1})$$

Avec

$x(t)$ Vecteur d'état, $U(t)$ vecteur d'entrée, et $f(x, t)$ et $B(x, t)$ des fonctions non linéaires. Un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension " m ". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [43].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. *J. J. Slotine* propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne: [46], [43].

L'équation est donnée par:

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

Où :

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

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

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

$$\text{Pour } r = 1, \quad S(x) = e(x) \quad (\text{IV.3})$$

$$\text{Pour } r = 2, \quad s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Pour } r = 3, \quad s(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x). \quad (\text{IV.5})$$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

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 [43].

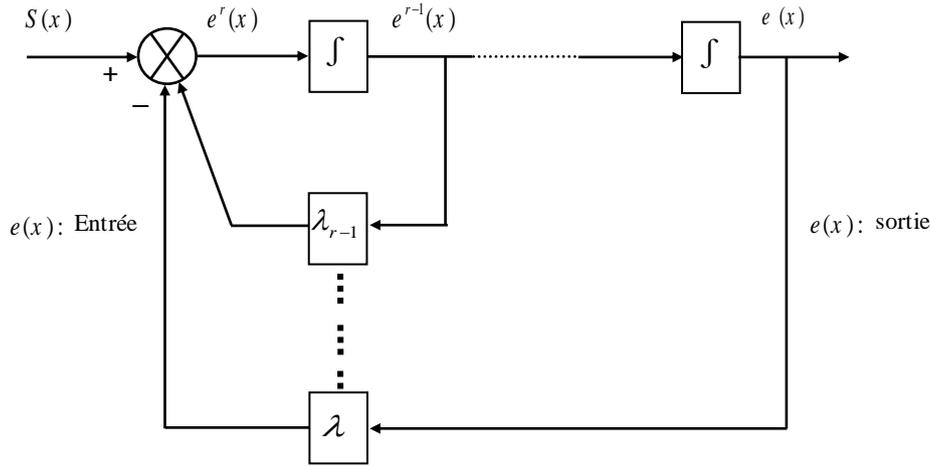


Figure IV.2 : Linéarisation exacte de

IV.3.2. Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence [43].

IV.3.2.1. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, proposée par *Emelyanove Utkin*. Elle est sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{IV.6}$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. La condition (III.5) est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de Commutation [44].

III.3.2.2. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de *Lyapunov* définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de *Lyapunov* et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de Système [44].

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{et} \quad V(x) > 0 \quad (\text{IV.7})$$

En déduisant la fonction de *Lyapunov* et sa dérivée par :

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

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x)$$

Pour que la fonction de *Lyapunov* décroît, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.9})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (IV.3). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

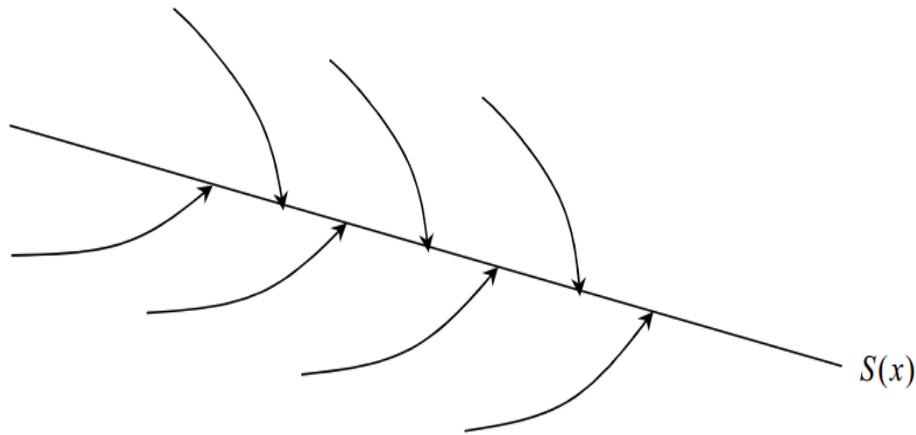


Figure IV.3 :Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface .

IV.3.3. Détermination de loi de commande

IV.3.3.1. La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente 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.3). Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit : [46]

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (\text{IV.10})$$

L'utilisation de l'équation (IV.1) et (IV.10) permet obtenir la commande équivalente U_{eq} : Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t)U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (\text{IV.11})$$

En mode de glissement et en régime permanent, La surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right), \quad U_n = 0 \quad (IV.12)$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.3), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - B(x, t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (IV.13)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. La commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre $U^+(U_{max})$ et $U^-(U_{min})$ [47],[43].

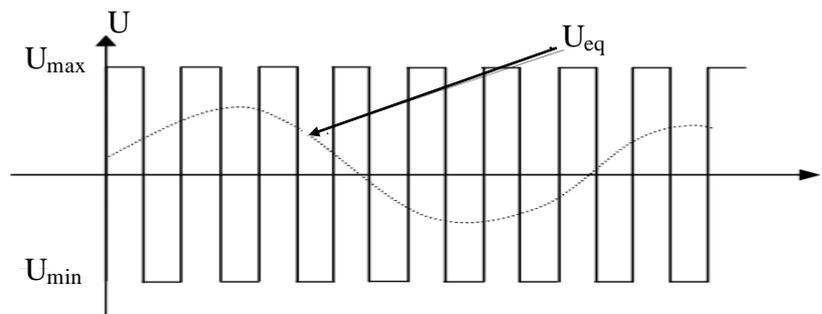


Figure IV.4 :Commande équivalente U_{eq}

Tant que le régime glissant est assuré [condition (IV.9) vérifiée], le système décrit par l'équation (IV.1) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie Commandée et des perturbations qui agissent sur lui.

IV.3.3.2. La Commande discontinue de base

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe. [46]

Durant le mode de convergence, on remplace le terme U_{eq} par sa valeur donnée par (IV.12) dans l'équation (IV.11). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (IV.14)$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t) U_n] < 0 \quad (\text{IV.15})$$

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

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{IV.16})$$

En remplaçant l'expression (III.15) dans (III.14) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{IV.17})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons. Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de *Chattering*), ou même détériorer l'organe de commande.

❖ Commande signe

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction 'sign' par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$.

$$\begin{cases} \text{Sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 0 \\ \text{Sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (IV.5). U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) \quad (\text{IV.19})$$

Où K est un gain positif.

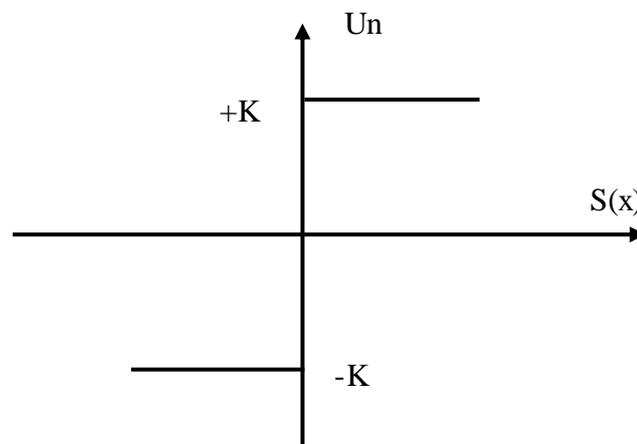


Figure IV.5 : Fonction sign

❖ **Commande avec un seul seuil**

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{Si } |S(x)| < e \\ U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

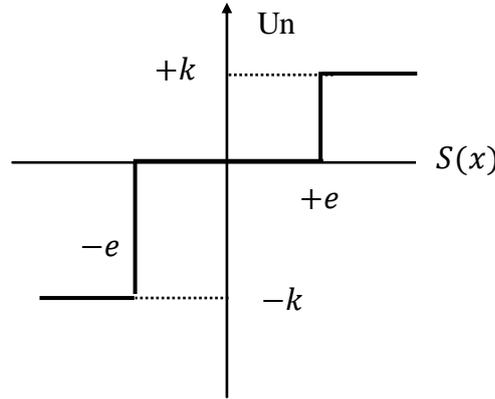


Figure IV.6 :Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

❖ **Commande douce**

Dans le but de 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, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil, alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_2 - e_1}$)

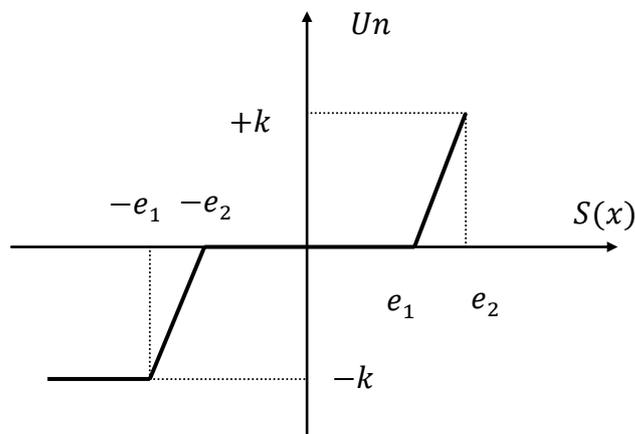


Figure IV.7 :Fonction sign de la commande adoucie.

❖ Commande continue avec composante intégrale [47]

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande U_n et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{IV.21})$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$ on tend vers la commande $K \cdot \text{sign}(S(x))$.

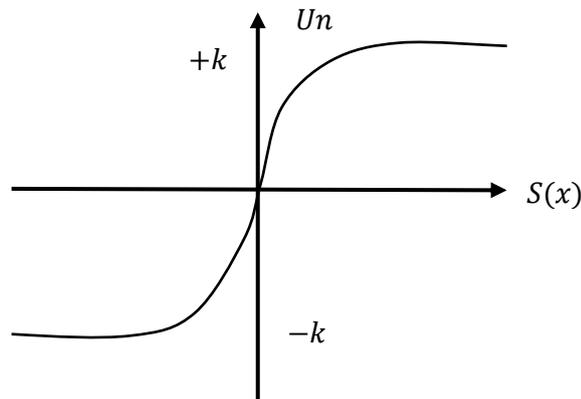


Figure IV.8 : Commande rendue continue

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale. La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} + \eta \quad (\text{IV.22})$$

Tel que

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

Avec :

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int S(x) \cdot dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \gamma = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Et

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x) \cdot dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, e$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références. L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences.

IV.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 effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système

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. Comme l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur 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 [14].

IV.5. Application de la commande par mode glissant à la machine synchrone à aimants permanents

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

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{R_s}{L_s} i_d + P\Omega i_q + \frac{V_d}{L_s} \\ \dot{i}_q = \frac{-R_s}{L_s} i_q - P\Omega i_d - \frac{\phi_f P\Omega}{L_s} + \frac{V_q}{L_s} \\ J\dot{\Omega} = C_e - C_r - f_r\Omega \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

IV.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse.

La figure (IV.9) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

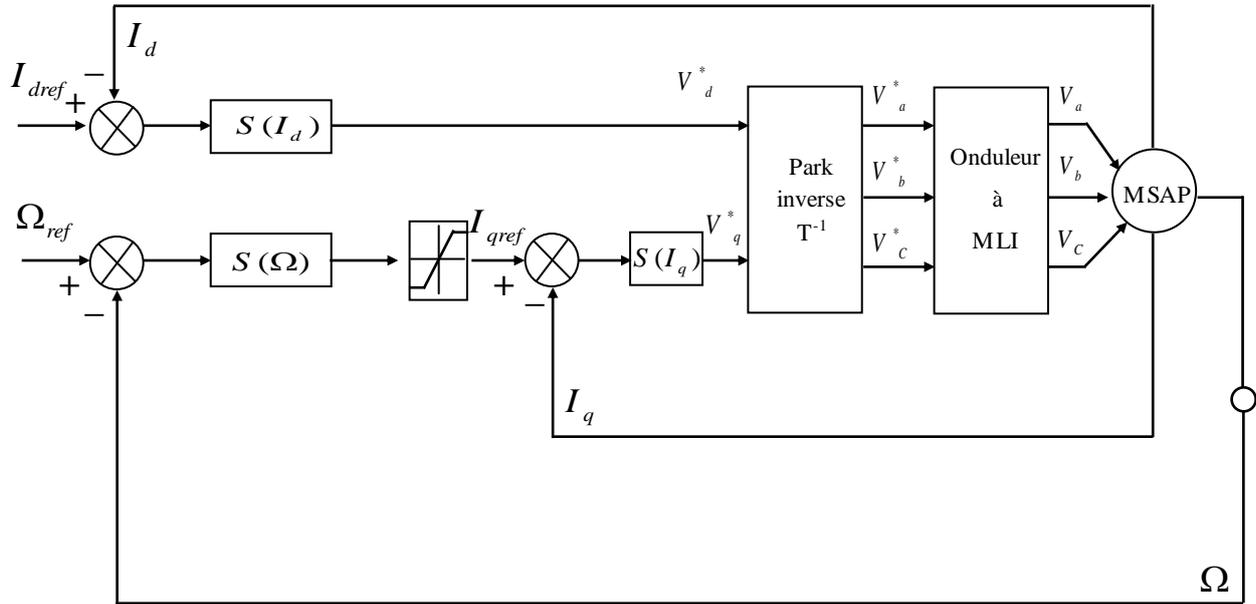


Figure IV.9 :Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

A. Commande du courant direct (*i_d*)

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

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \tag{IV.26}$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - P\Omega \cdot i_q - \frac{V_d}{L_s} \tag{IV.27}$$

Durant le régime permanent, la surface $S(i_d)$ devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow V_{deq} = R_s i_d - PL_s i_q \Omega \tag{IV.28}$$

Et $V_{dn} = 0$

Où V_{deq} et V_{dn} sont les deux composantes de la tension de commande V_d .

La condition $S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) < 0$ Est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sing}(s(id)) \tag{IV.29}$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient:

$$V_d = R_s i_d - PL_s i_q \Omega + K_d \cdot \text{sing}(s(id)) \tag{IV.30}$$

B. Commande de la vitesse

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse Ω et l'autre est intérieure concerne le courant i_q

❖ Commande de la vitesse ($S(\Omega)$)

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par:

$$S(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \quad (IV.31)$$

Durant le régime permanent, la surface $S(\Omega)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{qeq} = \frac{2(f_r \Omega + c_r)}{3P\varphi_f} \quad (IV.32)$$

et $i_{qn} = 0$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence $S(\Omega)\dot{S}(\Omega) < 0$, tel que:

$$i_{qn} = K_\Omega \text{sing}(s(iq)) \quad (IV.33)$$

C- Commande du courant en quadrature (i_q)

La valeur de $i_{qréf}$ à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(i_q) = i_{qréf} - i_q \quad (IV.34)$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{R_s}{L_s} i_q + P\Omega i_d + \frac{P\Omega\varphi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (IV.35)$$

Durant le mode de glissement la surface $S(i_q)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(i_q) = 0 \Rightarrow V_{qeq} = R_s i_q + P\Omega(\varphi_f + L_s i_d) \quad (IV.36)$$

et $V_{qn} = 0$

La condition $S(i_q)\dot{S}(i_q) < 0$ est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \cdot \text{sing}(s(iq)) \quad (IV.37)$$

La commande V_q devient :

$$V_q = R_s i_q + P\Omega(\varphi_f + L_s i_d) + K_q \text{sing}(s(iq)) \quad (IV.38)$$

IV.6. Résultats de Simulation

Afin de tester la robustesse de la commande mode glissant, Trois tests Sont effectués de la manière suivante :

- ❖ Variation de la charge,
- ❖ Inversion de la vitesse de rotation (± 100 rad/sec) .

- Test de variation de charge

La Figures (IV.10). Présente le résultat de simulation lors de l'application d'un couple cr de 0,05 N.m à l'instant $t=1s$.

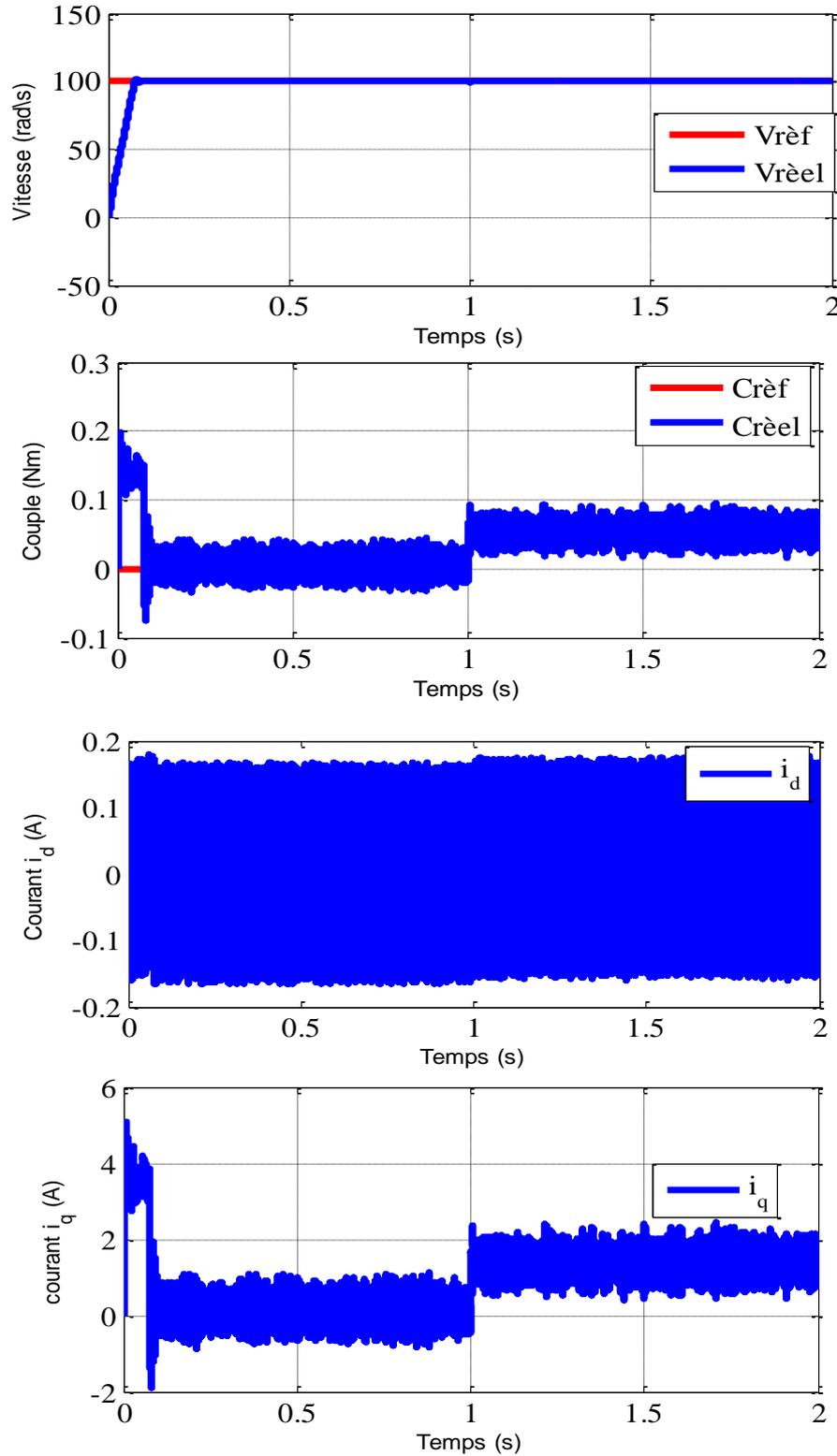


Figure IV.10 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP pour fonctionnement à vide avec variation de charge à l'instant $t=1s$

- Test d'inversion de vitesse

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de rotation de la vitesse de $\Omega_{ref}=100(rad/s)$ à $\Omega_{ref}=-100(rad/s)$ à $t=1s$.

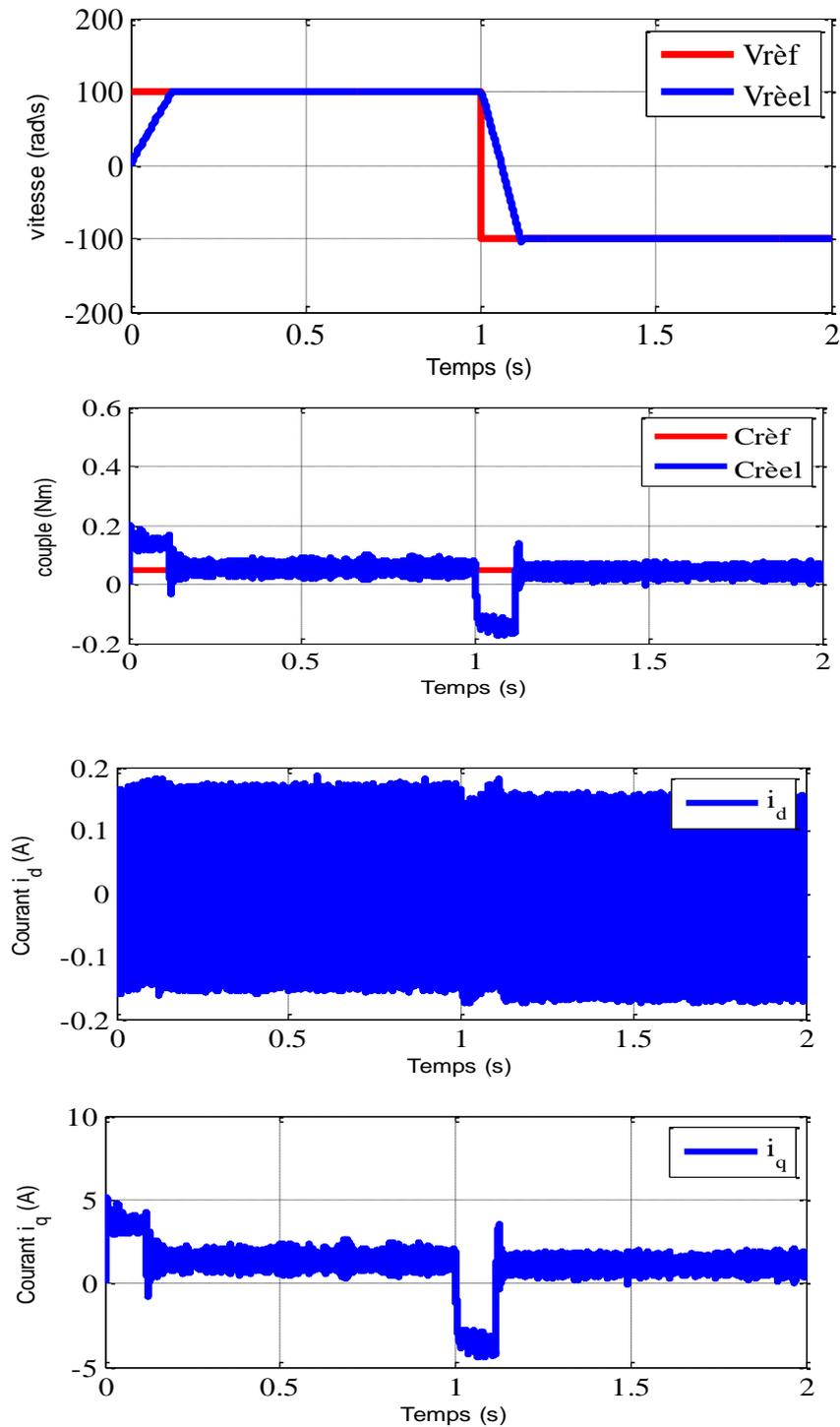


Figure IV.11 Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP avec inversion de vitesse à l'instant $t=1s$.

IV.7. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la vitesse rotorique suite la vitesse de référence, sa réponse est rapide sans dépassement ni erreur statique, le couple électromagnétique subit à un dépassement à chaque variation de charge puis il rejoint sa valeur finale et que l'allure du courant en quadrature est proportionnelle à celle du couple électromagnétique, ce qui montre de façon plus claire le découplage existant. On remarque aussi que le courant direct est confondu avec celle de référence.

IV.8. Etude comparative entre le réglage par PI et celle par MG :

Les résultats de simulation obtenue précédemment par les deux commandes vectorielle et mode glissant de la MSAP alimenté par un onduleur à deux niveau nécessitent une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode.

IV.7.1. Comparaison au niveau de la variation de charge

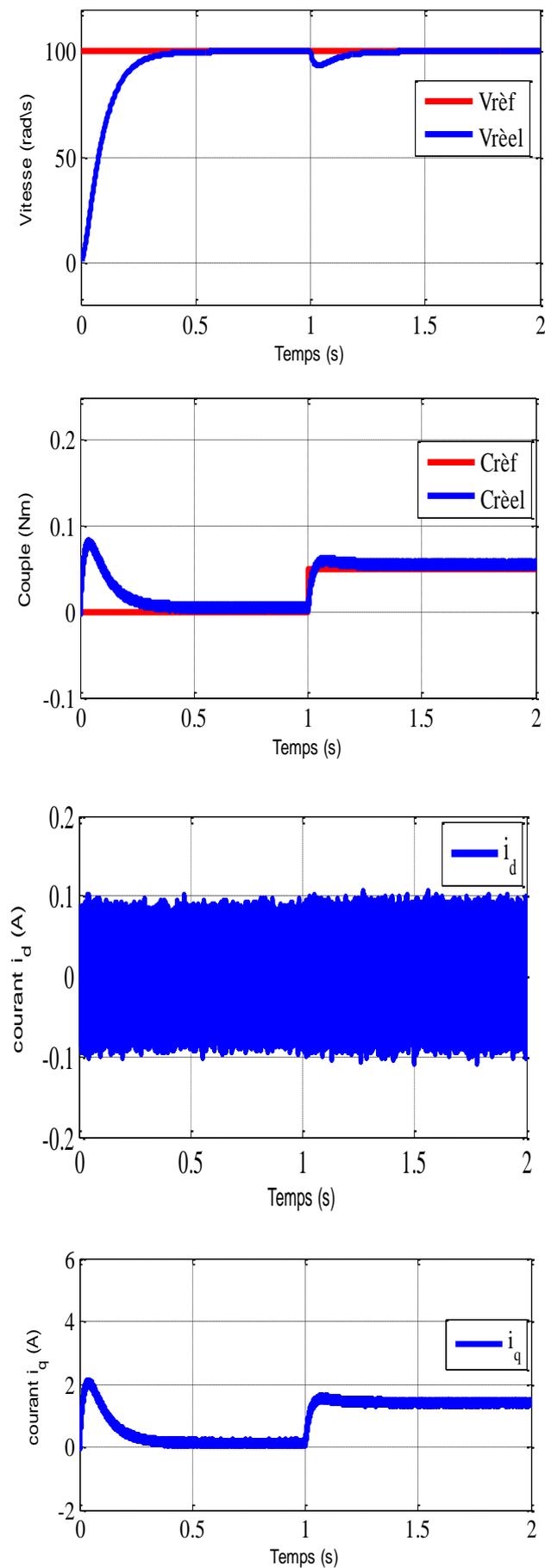


Figure . (IV.12) : Commande vectorielle.

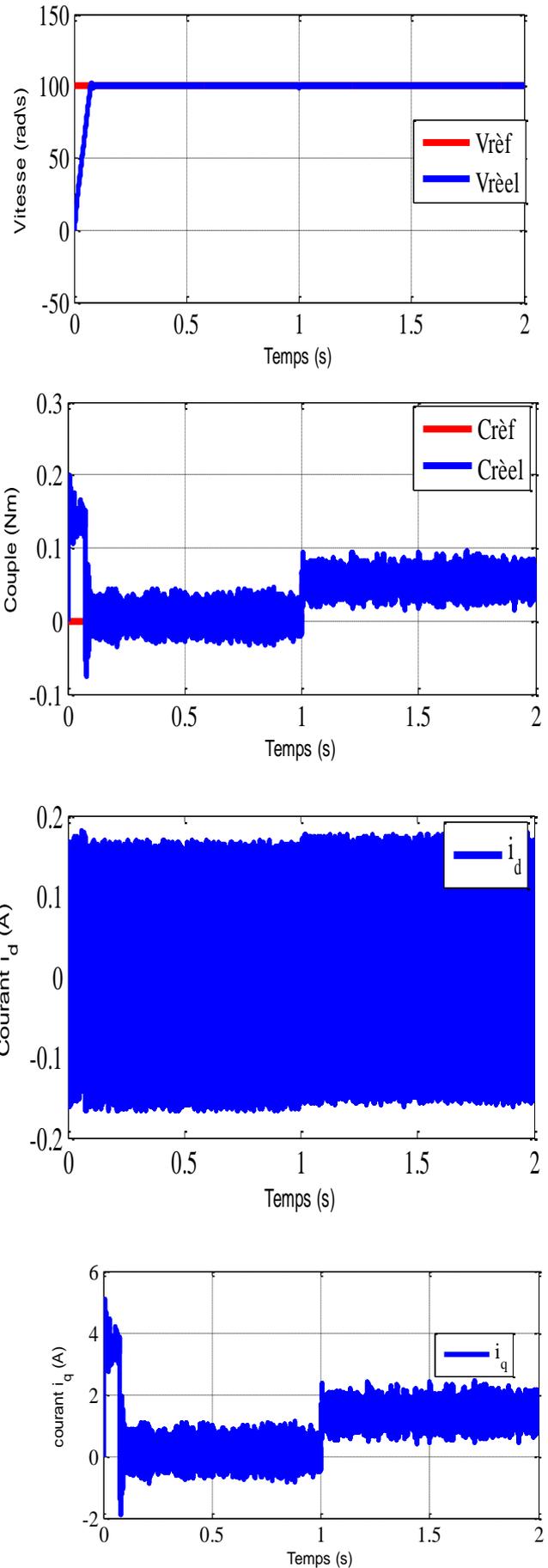


Figure. (IV.13) : Commande par mode de glissant

IV.7.2. Comparaison au niveau d'inversion de vitesse

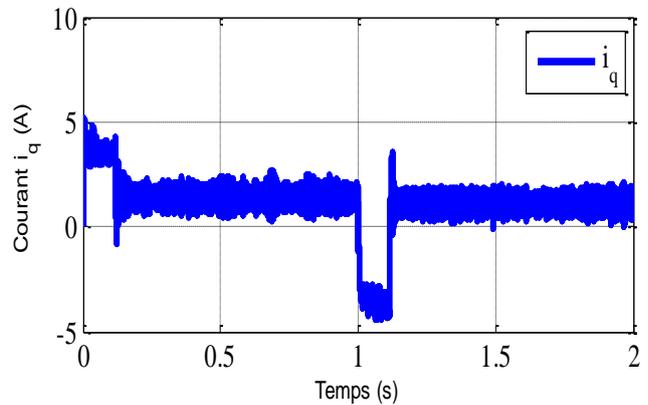
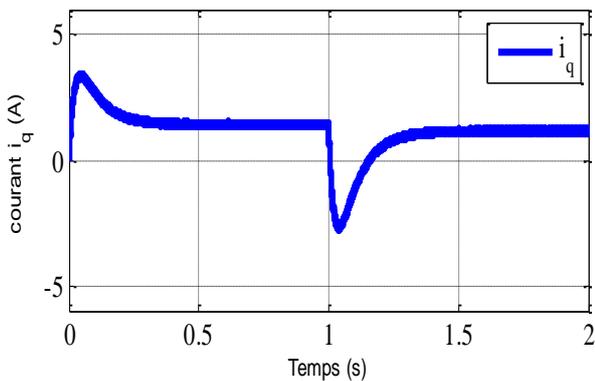
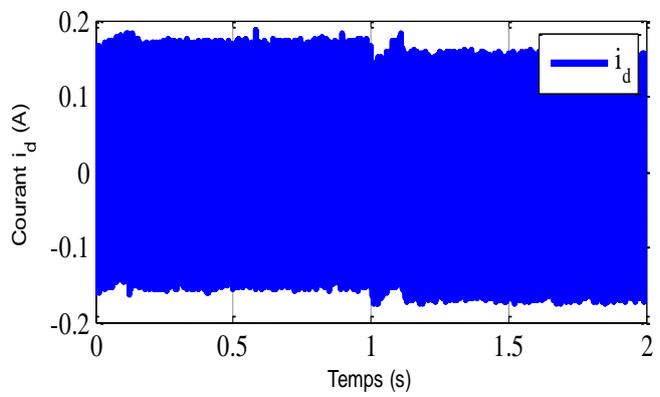
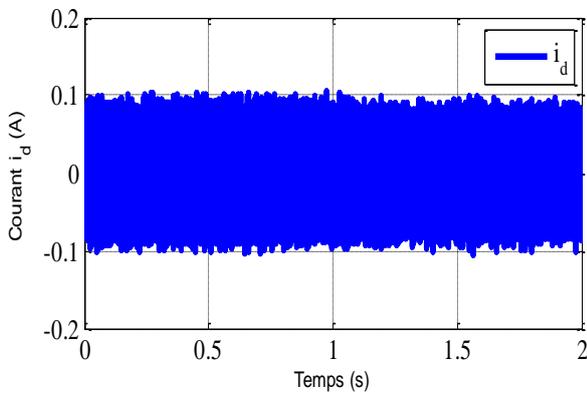
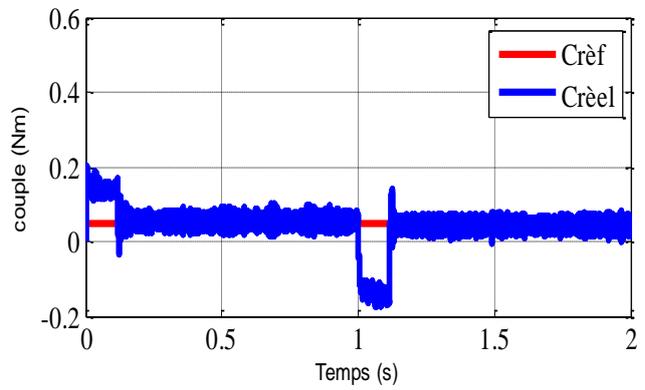
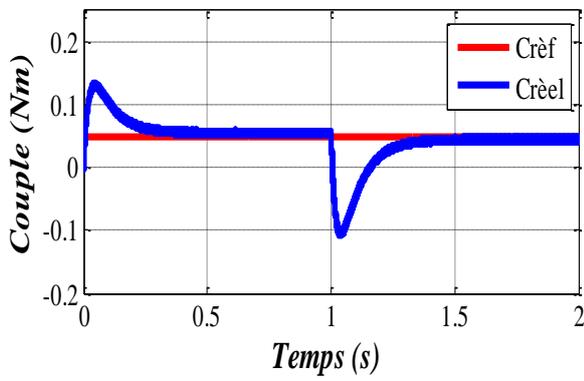
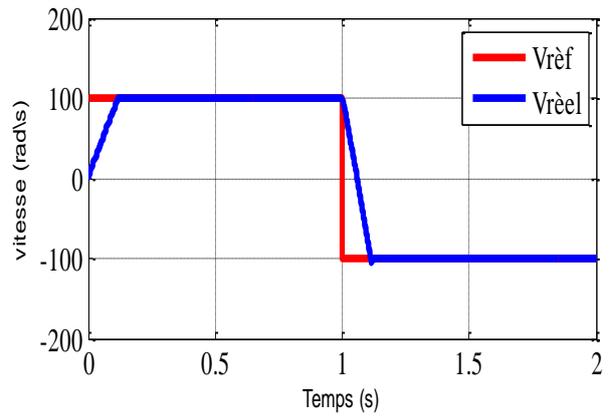
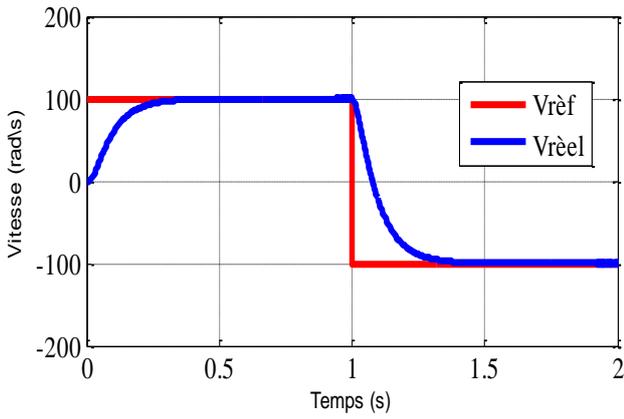


Figure IV.14 :Commande vectorielle.

Figure IV.15 :Commande par mode de glissant

Les résultats de simulation montrent que à l'instant de l'application de la charge la vitesse subit à une diminution rejeté par la suite dans le cas de la commande vectorielle, par contre dans la commande par mode glissant la vitesse ne subit à aucun chute, on remarque aussi que le couple électromagnétique est fortement ondulée dans le cas de la commande par mode glissant. Donc on peut dire que la commande par mode glissant rejete la perturbation complètement mais possède l'inconvénient de crée les ondulations au niveaux du couple .

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structure variable (CSV) de la MSAP suivant une structure en cascade. Nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande pour l'asservissement en vitesse.

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.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI et la CSV de la MSAP.

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

Dans ce mémoire, nous avons présenté une étude de commande et de réglage robuste basée sur le mode glissant pour une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension. Cette étude est considérée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente un inconvénient majeur d'être relativement sensible aux paramètres de la machine. D'autre part, la commande par la technique de mode glissant est intéressante au point de vue commande dynamique de la machine; ceci en particulier pour le but de minimiser les pulsations du couple de la machine.

Les volets de ce mémoire peuvent être résumés comme suite:

L'étude du comportement dynamique et statique de la machine synchrone à aimants permanents qui exige en générale une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude de la MSAP a été présentée; en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. En réalité, nous ne pouvons pas utiliser le modèle de la machine sans l'associer au convertisseur statique qui alimente la machine. C'est pour cette raison que nous avons étudié la commande MLI sinus- triangulaire simple.

Suite à l'étude de simulation numérique, nous avons obtenu plusieurs résultats qui expriment le bon comportement de la machine en termes de vitesse et couple électromagnétique.

Afin de réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique et la partie mécanique est exigé et indispensable. Pour cela, nous avons réalisé la technique de commande vectorielle qui permet de simplifier la commande de la machine. Cette commande vectorielle de la MSAP est implémentée par l'utilisation des régulateurs PI. Nous avons confirmé dans notre étude que les résultats de simulation obtenus montrent que: à l'instant de l'application de la charge, la réponse de la vitesse présente une bonne dynamique. Par ailleurs, nous avons utilisé le réglage par mode de glissement qui représente un cas particulier de la commande à structure variable. Cette technique est connue dans la littérature bibliographique par sa robustesse, stabilité, simplicité et le temps de réponse qui est faible vis-à-vis de l'insensibilité aux variations des paramètres.

Aussi, nous avons fait une étude comparative des résultats obtenus avec le réglage par mode glissant et ceux obtenus avec les régulateurs de type PI en tenant compte du fonctionnement dynamique de la machine. Les réponses obtenues avec le réglage par mode glissant sont plus rapides et plus robustes vis à vis aux variations dynamiques de la charge appliquée à la machine.

Finalement, nous recommandons la poursuite de notre travail de mémoire par une étude de perspectives pour améliorer positivement le future travaux à savoir:

- L'utilisation d'onduleurs multi-niveaux pour minimiser les pulsations du couple électromagnétique,
- L'application de la commande backstepping avec filtre de kalman étendu.

Ce travail de mémoire est terminé par une étude de bibliographie avec un annexe.

Bibliographiques

Bibliographiques

- [1] **E. benyoussef** & S. ouanes "Estimation Parametrique de la Machine Asynchrone à induction" thèse d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2009.
- [2] **B. I. Bakhti** & N. Ssssss « Conception d'un observateur par mode glissant d'une machine à induction» Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2007.
- [3] **L. Baghli**, "Modélisation et commande de la machine asynchrone" IUFM de Lorraine UHP 2005.
- [4] **Philippe Ladoux** "Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif", Cours sur Site (www.google.fr), Variateur de Vitesse d'une Machine Asynchrone).
- [5] **Gabriel Buche**, "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone en Environnement de Temps Réel Matlab/Simulink", Thèse Doctorat, Automatismes Industriels.
- [6] **D. Benanter** & Y. Diaf, "Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par structure multi niveaux", université de Ouargla, mémoire de Master, 2012.
- [7] **G. Bartolini, A. Ferrara and E. Usai**, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control ", IEEE Transactions on Automat Control, vol. 43, no. 2, pp. 241-246, 1998.
- [8] **A. Levant** "Universal siso sliding-mode controller with finite-time convergence ", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 46, no. 9, 2001.
- [9] **A. Kaddouri**, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [10] **M.Ezzat**. " Commande nonlinéairesans capteur de la machine synchrone à aimants Permanents. Automatique / robotique". Ecole centrale de Nantes. Français .2011.
- [11] **A. Benbrahim**, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [12] **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.

- [13] **W. Perruquetti and J. P. Barbot**, "Sliding mode control in engineering ", Marcel Dekker, Inc, New York, 2002..
- [14] **N. Bounasla**. "Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone a Aimants Permanents" thèse de Magister en Electrotechnique 2014
- [15] **R. MANAJEMY**, « Control Strategies and Parameter Compensation for Permant Magnet Synchronous Motor Drives »; Doctor of philosophy in Electrical Engineering ;Blacksburg, Virginia, 2000.
- [16] **Ph. LAMELOT, J. GUEZEL** « Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes » ; Technologie et Innovations, 2007
- [17] **Z. Lagoune**, "Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell simplorer", These de Master, Université de Setif-1, 2011
- [18] **M. BUDINGER, J. LISCOUET, S. ORIEUX, J-CH. MARE** «Etat de L'art sur la Conception des Systèmes D'actionnement Electromécanique » ; Notes de Cours, IN SA Toulouse, 2008.
- [19] **S. ÖZCIRA, N. BEKIROGLU, E. AYCICEK** «Simulation of Direct TorqueControl led Permanent Magnet Synchronous Motor Drive »; 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 5-9 December 2007, pp. 272-276, Bursa, Turkey.
- [20] **H. SCHAWAB** «Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aima ts Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement» ; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.
- [21] **Michel pinard** 2eme édition « commande électronique des moteurs électriques »c dunod, paris ,2004 2007
- [22] **N. BERNARD** «Machine Synchrone : de la Boucle Ouverte à l'Autopilotage» ; Reue 3EI, Septembre 2002, PP.24-39.
- [23] **M.S.Mahgoun**. "Application de La Commande H_{∞} Aux Systèmes Linéaires Perturbés".Thèse de Magister 2012.

- [24] **R. Abdessemed**, "Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011.
- [25] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, "Modélisation des Machines Electriques ", Presses de L'Université de Batna ,1997
- [26] **Leila Parsa**, "Performance Improvement Of Permanent Magnet AC Motors». Thèse Is of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May2005.
- [27] **Mr. Zegueb**, "Boubaker commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur nonlinéaire", Thèse de magistère Université de Batna 2008
- [28] **N. Bounasla and K. E. Hemsas**, "Second order sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor", STA 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control, Tunisia, 2013..
- [29] **A. Ameer** "Commande Sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchronea Aimants Doté d'un Observateur D'ordre Complet a Mode Glissant ".Mémoire deMagister En Electrotechnique Université de Batna, 2003.
- [30] **S. Belkacem** " Etude comparative des performances statique et dynamique d'un controlde découplage et de DTC d'un moteurinduction alimenté par un convertisseur statique".Mémoire De Magister En Electrotechnique, Université De Batna ,2005.
- [31] **K. Kouzi**, "Commande Vectorielle D'Moteur a Induction Sans Capteur de Vitesse Par Réglage Pi- Flou à Gains-Flou Adapté Associa Un Observateur tPar Modes de Glissement." Thèse de Magistère, Batna, 16.09.2002.
- [32] **T. Hanene**, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone " Mémoire de Magister, Université de Batna 2006
- [33] **N. Choug**, "Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel, "diplôme de Magister de l'Université de Batna 2011

- [34] **R.Lateb**, "Modélisation Des Machines Asynchrones Et Synchrones a Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à La Propulsion Marine Par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006
- [35] **M.I. Hemmami**, " Commande Sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone a Aimants Par L'utilisation de La Commande Directe du Couple et d'un Observateur de Vitesse a Mode Glissant", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [36] **R. Sadouni**, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [37] **K. Nabti**, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [38] **G. Grellet**, and G. Clerc, " Actionneur électriques, principes, modèles, commande " Eyrolles, 1997
- [39] **H. Amrous**, " Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [40] **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005
- [41] **N.S. Amirouche**, "Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [42] **A. Massoum**, " Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neuro-floue", Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2007.

- [43] **V. Bregeault**, “Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants”, Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.
- [44] **G. Grellet**, and G. Clerc, “ Actionneur electriques, principes, modèles, commande ” Eyrolles, 1997
- [45] **H. Amrous**, “ Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents”, Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [46] **I. Deghboudj**, “ Commande des systemes non lineaires par mode glissant d’ordre superieur ”, Thèse de Magister, Université de Constantine 1, 2013..
- [47] **A. E. Khaldi**, " Diagnostic et Commande d’une Machine Synchrone a Aimants Permanents", Thèse de magistère, Ecole Nationale Polytechnique, El-Harrach, 2006.

Annexe

Annexe

Paramètre de la machine utilisé en simulation

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n = 100 \text{ w.}$
Tension nominale	$V_n = 28/48 \text{V.}$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Résistance statorique	$R_s = 3,4 \Omega$
Inductance longitudinale	$L_d = 0.00121 \text{ H.}$
Inductance transversale	$L_q = 0.00121 \text{ H}$
Flux des aimants	$\varphi_f = 0.013 \text{ Wb.}$
Moment d'inertie	$J = 0.0001 \text{ kg m}^2.$
Coefficient de frottement	$f_c = 0.00005 \text{ N m/rad}$
Couple résistant	$C_r = 0,05 \text{ Nm.}$

Résumé :

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et de commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI. La commande vectorielle de la MSAP utilisant des régulateurs PI présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux variations de la charge mécanique. Pour améliorer les performances du système à commander, nous avons appliqué une technique de réglage robuste par le mode glissant. Cette dernière est caractérisée par une précision dans le cas d'une poursuite de la vitesse. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, MLI, Commande vectorielle, Mode glissant.

Abstract :

This thesis, presents a study of the modeling and control of the permanent magnet synchronous machine (PMSM) fed by a voltage inverter controlled by puls width modulation. Field oriented control of the PMSM, using PI controllers presents some disadvantages such as the sensitivity to load variation . In order to improve the system performances, we applied robust control technique is sliding mode control. This later is characterized by its tracking speed precision. The obtained simulation results, showed the effectiveness and the performances of the proposed control technique.

Key words : Permanent magnet synchronous machine, PWM, Field oriented control, sliding mode control.

ملخص :

يقدم هذا البحث دراسة نموذجية وتحكم في ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة مغذاة بعكس التيار الكهربائي متحكم فيه بواسطة إستراتيجية التعديل إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق باستعمل الضابط التقليدي تتأثر عند تطبيق الحمولة . لهذا السبب قمنا بتطبيق تقنية النمط الانزلاقي و هذا الأخير يتميز بدقة المتابعة والتقليص المعتبر للاهتزازات . نتائج المحاكاة المتحصل عليها أثبتت فعالية وجودة تقنيات التحكم المقترحة.

كلمات مفتاحية : ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة، التعديل ، التحكم بتوجيه التدفق، النمط الانزلاقي .