



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande par mode glissant d'une
machine synchrone sans capteur
mécanique**

Réalisé par :

■ Dou Zakaria
■ Deheb Abdlhamid

Encadré par :

Mr. Kechida Ridha

Soutenu en Juin 2018

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Mon remerciement s'adresse en premier lieu à Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

*Ainsi, je tiens également à exprimer mon vif remerciement à mon encadreur **Dr. Ridha Kechida** qui m'a apportée une aide précieuse. Je lui exprime mon gratitude pour sa grande disponibilité ainsi que pour sa compréhension et ces encouragements.*

Je remercie aussi tous les enseignants qui ont contribué à ma formation et à tous les membres du jury qui ont accepté de juger ce travail.

En fin, je tiens à exprimer toute ma reconnaissance et ma gratitude à toutes les personnes qui m'ont aidé et encouragé dans les moments pénibles et qui m'ont donné la force et la volonté de continuer et de réaliser ce modeste travail.

Zakaria. D

Abdelhamid. D

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A la fleur de ma vie « Délila Fadhila » ma très chère mère en témoignage de ma profonde et ma grande reconnaissance pour sa tendresse, sa patience, ces sacrifices tout au long de ma vie.

Mon honorable et très cher père « Hamouda » qui a sacrifié sa vie pour qu'on puisse se retrouver à ce niveau et qui m'a été source de réussite.

A mes frères et mes sœurs.

A Toute ma famille.

A tous mes amis intimes : «...», et les beaux moments à el oued.

A Toute la promotion 2018 d'électrotechnique

Zakaria. D

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A la fleur de ma vie « Houamed Saliha » ma très chère mère en témoignage de ma profonde et ma grande reconnaissance pour sa tendresse, sa patience, ces sacrifices tout au long de ma vie.

Mon honorable et très cher père « Ahmed » qui a sacrifié sa vie pour qu'on puisse se retrouver à ce niveau et qui m'a été source de réussite. La miséricorde et les bénédictions de Dieu sur lui

A mes frères et mes sœurs.

A Toute ma famille.

A tous mes amis intimes : « ... », et les beaux moments à el oued.

A Toute la promotion 2017 d'électrotechnique

Abdelhamid. D

Sommaire

Sommaire

Remerciements.....	i
Dédicace 1.....	ii
Dédicace 2.....	iii
Sommaire.....	iv
Liste des figures.....	vii
Notations et symboles.....	ix
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. Structure des machines synchrones.....	4
I.2.1.1. Le stator.....	4
I.2.1.2. Le rotor.....	4
I.2.2. Différents Types de machine synchrone à aimants permanents	4
I.2.2.1.Machine à pôle lisses.....	4
I.2.2.2.Machine à pôles saillants	5
I.2.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents	5
1.2.4.Analyse du fonctionnement de la MSAP	6
1.2.5. Avantages de la MSAP.....	6
1.2.6. Inconvénients de la MSAP	6
1.2.7. Les domaines d'application de MSAP	7
I.2.8. Alimentation des machines à aimants permanents	7
I.2.8.1. Moteur à f.é.m. trapézoïdale.....	7
I.2.8.2. Moteur à f.é.m. sinusoïdale	7
I.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	8
I.3.1. Hypothèses simplificatrices.....	8
I.3.2. Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents	8
I.3.2.1. Équations électriques.....	9
I.3.2.2.Equation mécanique.....	10

I.3.3 .Application de la transformation de Park.....	10
I.3.4. Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le Repère de Park	11
I.3.4.1. Equations des Tensions	11
I.3.4.2. Equations des Flux	12
I.3.4.3. Expression du couple électromagnétique.....	12
I.3.5. Modélisation sous la forme d'états de la machine synchrone à aimants Permanents	13
I.3.5.1. Représentation d'état.	13
I.3.5.2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d, q	13
I.3.5.3. Utilisation de la transformation de Laplace.....	14
I.4. Modélisation de l'onduleur de tension	14
I.5. Conclusion	16
Chapitre II: Commande Vectorielle de la Machine Synchrone	
II.1 Introduction.....	17
II.2. Principe de l'orientation du flux rotorique.....	17
II.3 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP.....	18
II.4. Découplage.....	19
II.4.1. Découplage par compensation	20
II.5 Contrôle vectoriel direct.....	21
II.6 Principe du contrôle vectoriel indirect	21
II.7 La Régulation.....	22
II.7.1 Conception des Régulateurs.....	22
II.7.1.1 Action Proportionnelle (Kp)	22
II.7.1.2 Action Intégrale (Ki).....	22
II.7.2 Calcul des Régulateurs	22
II.7.2.1. Régulation du courant (i_q).....	23
II.7.2.2. Régulation du courant (i_d).....	25
II.7.2.3. Régulation de vitesse	26
II.8 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	28
II.8.1 Avantages de la commande vectorielle	28
II.8.2 Inconvénients de la commande vectorielle	28
II.9.Résultats de simulation	28
II.9.1.Inversion du sens de rotation	28
II.9.1.2. Réponse à basses vitesses.....	30

II.10. Conclusion	31
Chapitre III: Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents	
III.1 Introduction.....	32
III.2. Théorie de la commande par mode de glissement	32
III.2.1. Régime glissant idéal	33
III.2.2. Régime glissant réel	33
III.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	34
III.3.1. Choix de la surface	34
III.3.2. Condition d'existence et de convergence	35
III.3.2.1. Fonction directe de commutation	35
III.3.2.2. Fonction de Lyapunov	35
III.3.3. Détermination de la loi de commande	36
III.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	37
III.5. Application de la commande par mode glissant à la MSAP.....	38
III.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces	39
III.5.1.1. Commande du courant direct (i_d).....	39
III.5.1.2. Commande de la vitesse	40
III.5.1.3. Commande du courant en quadrature (i_q)	41
III.6. Résultats des Simulations et Discussion.....	41
III.6.1 Inversion du sens de rotation.....	41
III.6.2 Réponse à basses vitesses.....	41
III.6.3. Etude comparative entre le réglage par PI et celle par MG	43
III.7. Commande par mode glissant de la MSAP sans capteur.....	44
III.8 Conclusion.....	44
Conclusion générale.....	45
Résumé.....	47
Annexe A.....	48
Annexe B	49
Références bibliographiques.....	53

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	
Figure. I.1 : Structures d'une machine à aimants permanents à pole lisses	4
Figure I.2 :Structures d'une machine à aimants permanents à pôles saillants.....	5
Figure I.3:Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	5
Figure 1.4 :Caractéristique du couple-angle électrique.....	6
Figure I.5:Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique.....	8
Figure1.6:Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère. (d, q)	11
Figure 1.7: Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.....	15
Figure 1.8 Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans (α, β)	16
Chapitre II: Commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	
Figure II.1:Principe de la commande vectorielle.....	19
Figure II.2:Modèle de la MSAP quand I_d est nul.....	19
Figure II.3 : Découplage par compensation.....	20
Figure II.4 :Commande découplée.....	21
Figure II.5: Représentation de la commande par PI.....	22
Figure II.6 :Régulateur PI.....	23
Figure II.7 :Boucle de régulation du courant i_q	23
Figure II.8 :Boucle de régulation du courant i_d	25
Figure II.9 :Boucle de régulation de vitesse.....	26
Figure II.10 :Boucle de régulation de vitesse.....	26
Figure II.11 :Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	27
Figure II 12: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP.....	29
Figure .II.13: Réponse du système aux basses vitesses.....	30
Chapitre III: Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents	
Figure III.1 : Convergence du système glissant.....	33
Figure III.02:Glissant idéal.....	33
Figure III.03: Glissant réel.....	33
Figure III.4: Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.....	35
Figure III.5: Commande équivalente u_{eq}	36
Figure III.6 : Représentation de la fonction « sign ».....	37

Figure III.7: Illustration du phénomène de broutement Figure	38
Figure III.8: Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.....	39
Figure III.9: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP.....	42
Figure III.10: Réponse du système aux basses vitesses.....	42
Figure.III.11 :Etude comparative entre commande par mode de glissant (a)et commande vectorielle(b).....	43
Figure III.12: Vitesse réelle et estimée pour consigne 100 rd/s à -100 rd/s.....	44

Notations et symboles

Notations et symboles

Symbole	Signification	Unite
MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents	/
FOC	Commande vectorielle à flux orienté	/
CSV	Commande à structure variable	/
RMG	Réglage par mode glissant	/
f.é.m.	Force électromotrice	/
f.m.m	Force magnétomotrice	/
MLI	Modulation de largeur d'impulsion	/
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte	/
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée	/
CMG	Commande mode glissant	/
PI	Régulateur Proportionnel et Intégrale	/
P	Opérateur de Laplace	/
t	Temps	[s]
τ	Constante du temps électrique	[s]
a,b,c	Axes liés aux enroulements triphasés.	/
d,q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature	/
α,β	Référentielle fixe lié au stator	/
p	Nombre de paires de pôles.	/
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator.(réelle)	[rad]
$[P(\theta)], [T]$	Matrice de transformation de Park.	/
$[P(\theta)]^{-1}, [T]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park	/
V_s	Tension instantanés des phases statoriques	[V]
i_s	Courant instantanés des phases statoriques	[A]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques	[A]
V_a, V_b, V_c	Tensions des phases statoriques	[V]
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a,b,c , respectivement	[H]
M_{ac}, M_{ab}, M_{bc}	Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c), respectivement	[H]

φ_s	Flux statoriques	[Wb]
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase a, b , ou c	[Wb]
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe α et β	[Wb]
φ_f	Flux magnétique du rotor	[Wb]
L_{ss}	Inductance statorique	[H]
R_s	Résistance statorique	[Ω]
f	Coefficient de frottement visqueux	[Nm/rad/s]
J	Inertie de l'entraînement	[kg.m ²]
Ω	Vitesse de rotation mécanique	[rad/s]
Ω_{ref}	La vitesse de référence	[rad/s]
ω	Pulsation électrique du rotor ($\omega = p.\Omega$)	[rad/s]
ω_r	Vitesse de rotation de la machine	[rad/s]
C_e	Couple électromagnétique	[Nm]
C_r	Couple mécanique résistant	[Nm]
θ_{ref}	La position de référence	[rad]
K_θ	Gain de régulateur de position	/
V_d, V_q	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i>	[V]
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de <i>Park</i>	[A]
φ_d, φ_q	Flux du stator selon les axes d, q	[Wb]
L_d, L_q	Inductance du stator les axes d, q	[H]
φ_{sf}	Flux des aimants	[Wb]
x	Vecteur d'état	/
u	Vecteur de commande	[V]
u_{min}, u_{max}	La commande minimale, maximale, respectivement	[V]
u_{eq}	La commande équivalente	[V]
u_n	La commande discontinue	[V]
$S(\Omega)$	La surface de glissement de la vitesse	[rad/s]
$S(\theta)$	La surface de glissement de la position	[rad]

$S(I_d), S(I_q)$	La surface de glissement du courant I_d, I_q	[A]
I_{dref}, I_{qref}	Le courant de référence suivant l'axe d, l'axe q	[A]
I_{dn}, I_{qn}	Les courants de commande discontinue suivant l'axe d,q	[A]
V_{dref}, V_{qref}	Les tensions de commande équivalente suivant l'axe d et q	[V]
V_{dn}, V_{qn}	Les tensions de commande discontinue suivant l'axe d et q	[V]
K_d, K_q, K_v	Les paramètres de la commande par mode de glissement	/
R_1, R_2	Les paramètres de la variété de glissements	/
w	Bruit d'état	/
v	Bruit de mesure	/
y	Vecteur d'observation	/
$\hat{X}$	Vecteur d'état estimé	/
$\hat{Y}$	Vecteur de sortie estimé	/
$V(x)$	Fonction de <i>Lyapunov</i>	/
K_p, K_i	Actions proportionnelle et intégrale	/
U_n	Commande discontinue	[V]
E	Tension d'entrée de l'onduleur	/
e_d, e_q	Termes de découplages.	/
X_{ref}	Valeur de référence.	/
$\varepsilon(x)$	L'écart entre la valeur estimée et l'état réel	/
$S(x)$	Surface mode glissement de la variable x	/
$e(x)$	Ecart de la variable à régler	/
$\gamma(x)$	Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré	/
u	Grandeur de la commande	/
K	Gain positif	/
T_{ds}, T_{qs}	Constante de temps électrique relative à l'axe d,q	/
λ	Gian l'observateur non linéaire	/

Introduction générale

Introduction générale

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

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable ...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de *Park* et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [2].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [3].

La commande à structure variable qui par sa nature non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie.

Ce travail se présente en trois chapitres, selon l'ordre suivant:

- ❖ Le premier chapitre concerne, dans une première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.
- ❖ Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type *PI*.
- ❖ Le troisième chapitre sera consacré à l'application de la commande par mode de glissement classique d'ordre un sans capteur de vitesse à la MSAP, on a utilisé la stratégie à trois surfaces, l'une pour la vitesse et les autres pour les courants.

Chapitre I

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Chapitre I

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique. Historiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines-outils).

Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certaines applications. Pour cette raison, on s'est orienté vers l'utilisation de moteur électrique à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient et de profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement [04]. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un bon candidat de par les nombreux avantages présentés tel que : l'absence des pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à un couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique. Ce dernier avantage lui confère une supériorité sur les autres types de moteurs.

Il est souvent appelé moteur à courant continu sans balais car lorsqu'il est autopiloté, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt. En effet, les travaux consacrés à la commande de la MSAP autopilotée, ont conclu qu'il y a une similitude entre ses caractéristiques et celles du moteur à courant continu et que le transfert des lois de commande se fait aisément [04].

Dans ce chapitre, la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents est présentée. On présente le modèle triphasé ainsi que 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. Structure des machines synchrones:

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50 MW[05].

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

I.2.1.1. Le stator:

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [05].

I.2.1.2. Le rotor:

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 [06-07].

I.2.2. Différents types de la machine synchrone à aimants permanents

Suivant les dispositions des aimants de rotor, on distingue [08-10] ;

I.2.2.1. 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 autopiloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple.

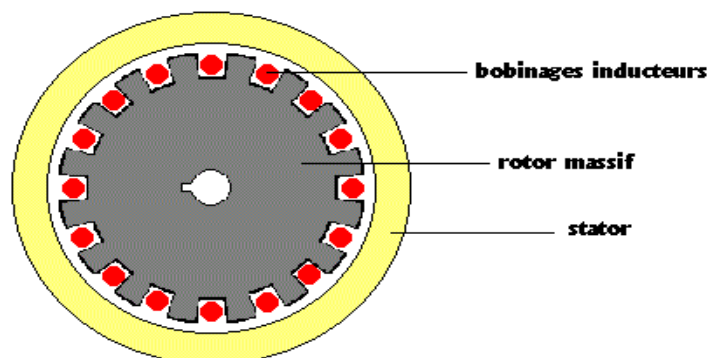


Figure. I.1 : Structures d'une machine à aimants permanents à pôle lisses

I.2.2.2. Machine à pôles saillants:

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou inter polaires, 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.

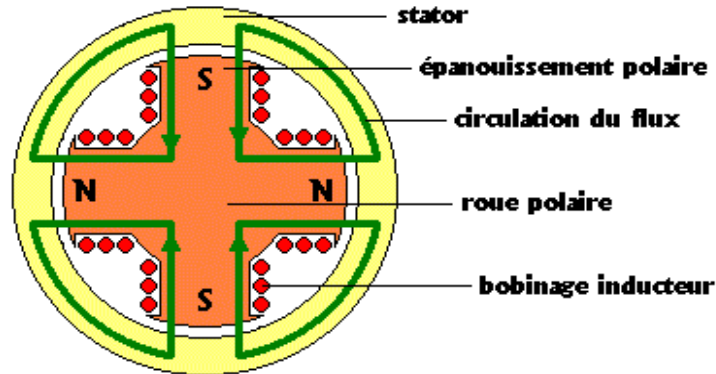


Figure I.2: Structures d'une machine à aimants permanents à pôles saillants

I.2.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone 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.3) 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.3.a) à la figure (I.3.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.3.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [11].

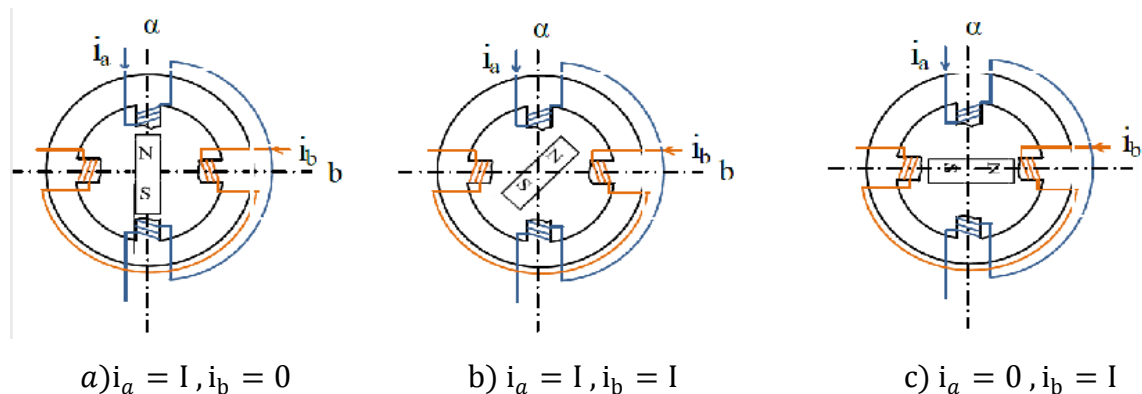


Figure I.3: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

1.2.4. Analyse du fonctionnement de la MSAP :

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator. La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante :

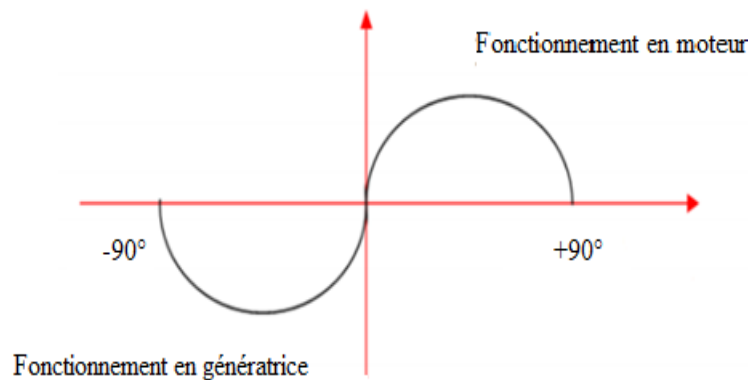


Figure 1.4: Caractéristique du couple-angle électrique

1.2.5 Avantages de la MSAP :

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [12-17]:

- ❖ Puissances massives importantes et élevées.
- ❖ Absence de contacts glissants.
- ❖ Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- ❖ Suppression des bagues et des ballast, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- ❖ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ❖ Grande fiabilité.
- ❖ Fonctionnement en survitesse.

1.2.6. Inconvénients de la MSAP :

- ❖ Coût élevé des aimants.
- ❖ Interaction magnétique due au changement de structure
- ❖ Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- ❖ Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

1.2.7. Les domaines d'application de MSAP:

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme:

- ❖ les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- ❖ les automobiles,
- ❖ les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- ❖ les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- ❖ les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- ❖ les servomoteurs,
- ❖ la production d'électricité,
- ❖ les machines-outils,
- ❖ les applications de l'énergie de l'éolienne.

1.2.8. 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 [18].

1.2.8.1. 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[18]. Les BDCM sont utilisés pour les applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs.

1.2.8.2. 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 [18]. 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.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 [19]. Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références [20].

- ❖ 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.5).

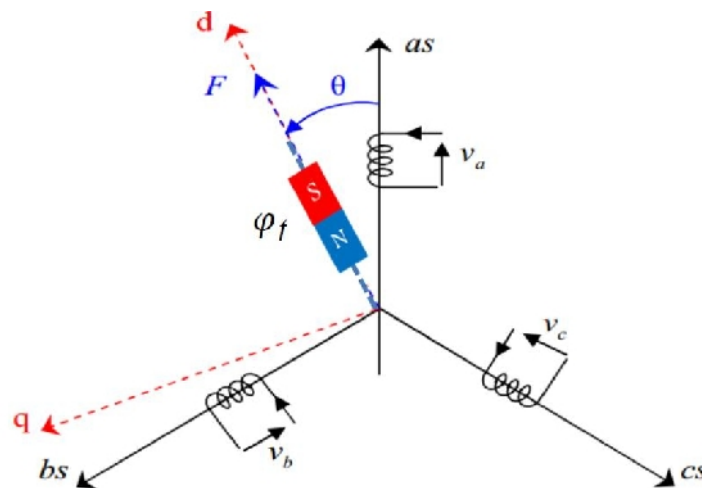


Figure I.5:Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique

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

$$\begin{cases} V_a = R i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

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 :

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

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:

- $\phi_{aa} = L_s \cdot i_a$: Flux propre de la phase 'a' sur 'a'.
- $\phi_{ba} = M_s \cdot i_b$: Flux mutuel de la phase 'b' sur 'a'.
- $\phi_{ca} = M_s \cdot i_c$: 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:

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

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 :

$$\phi_a = (L_s - M_s) i_a + \phi_{fa} = L_{sc} i_a + \phi_{fa} \quad (I.4)$$

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 entre phases du stator.

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

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

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions. On obtient :

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

I.3.2.2. Equation mécanique:

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\left\{ J \cdot \dot{\omega} + f \cdot \omega = C_e - C_r \right. \quad (I.7)$$

- J : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m^2).
- f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).
- C_r : Couple résistant (N.m).
- Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

I.3.3. Application de la transformation de *Park*:

La transformation de *Park* est souvent appelée transformation à deux axes. Physiquement, l'application de cette transformation à la MSAP correspond à une transformation des trois bobines (statoriques) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en termes de f.m.m, de flux, de couple ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle [05],[21].

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 [22],[23].

[T]:est la matrice de Park normalisée,définie par :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Son inverse $[T]^{-1}$ est définie par :

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

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-6).

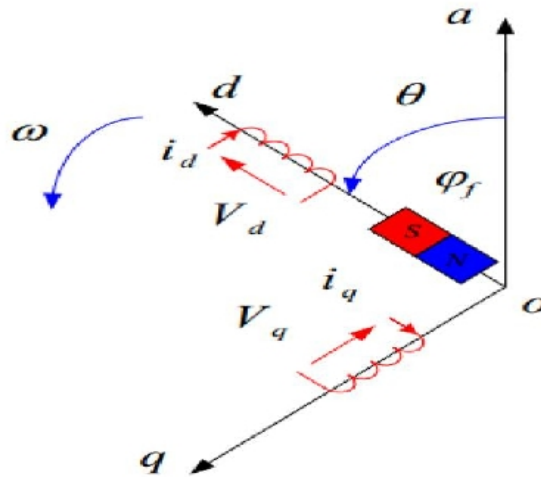


Figure1.6:Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère(d, q)

I.3.4.1. Equations des Tensions:

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

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

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

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

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

$$\begin{cases} v_d = R.i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \phi_q \\ v_q = R.i_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \phi_d \end{cases} \quad (I.12)$$

I.3.4.2. Equations des Flux :

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

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

D'où :

$$\begin{cases} \phi_d = l_d \cdot i_d + \phi_f \\ \phi_q = l_q \cdot i_q \end{cases} \quad (I.14)$$

l_d, l_q : Inductances d'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 :

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

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 $p(t)$, qu'on l'exprime par :

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

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

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q) \quad (I.17)$$

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:

$$p(t) = \frac{3}{2} \left[p\omega_r \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) + R (i_d^2 - i_q^2) + \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \right] \quad (I.18)$$

Cette puissance est composée de :

$$\diamond \text{ Puissance perdue par effet joule : } p_j = \frac{3}{2} R (i_d^2 - i_q^2) \quad (I.19)$$

$$\diamond \text{ Puissance électromagnétique : } p_{em} = \frac{3}{2} \left[p\Omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \right] \quad (I.20)$$

$$\diamond \text{ La variation d'énergie magnétique emmagasinée : } p_r = \frac{3}{2} \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \quad (I.21)$$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les F.m.ms dans l'entrefer généré par les courants statoriques [08]. Il est exprimé par :

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

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

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 :

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

- ❖ 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).

I.3.5.2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d, q

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

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_d - \frac{\phi_f}{L_q} p\Omega + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (I.25)$$

L'équation mécanique est donné par :

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \\ C_e = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) I_d I_q + \phi_m I_q \right) \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (I.26)$$

I.3.5.3. Utilisation de la transformation de Laplace:

On applique la transformation de Laplace sur (I.25), (I.26) on trouve :

$$\begin{cases} S_{id} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ S_{iq} = -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} P\Omega i_d - \frac{\phi_f}{L_q} P\Omega + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (I.27)$$

$$\begin{cases} i_d \left[s + \frac{R}{L_d} \right] = \frac{L_q}{L_d} P\Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ i_d = \frac{P\Omega i_q + V_d}{L_d s + R} \end{cases} \quad (I.28)$$

Avec la même méthode on trouve i_q :

$$i_q = \frac{-P\Omega i_d - \phi_f P\Omega + V_q}{L_q s + R} \quad (I.29)$$

L'équation de mouvement dévient :

$$\begin{cases} J.s.\Omega + f.\Omega = C_e - C_r \\ (J.s. + f)\Omega = C_e - C_r \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q \right) \quad (I.31)$$

I.4. Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne :

- ❖ $S_{a.b.c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- ❖ $S_{a.b.c} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure (I.6) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge [24] :

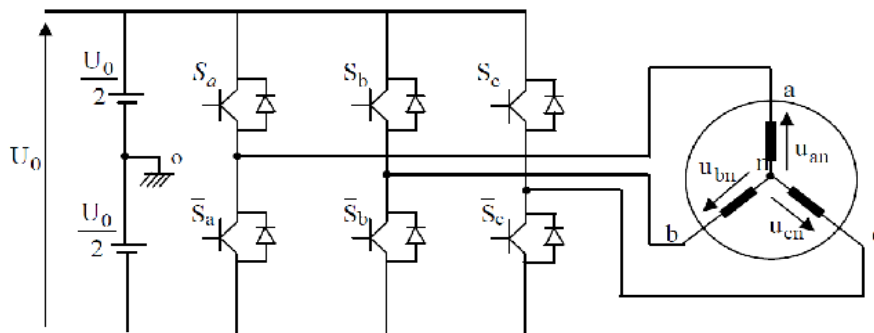


Figure 1.7: Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- ❖ la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- ❖ la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- ❖ la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (I.32)$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues). Soit " n " l'indice du point neutre du coté alternatif. On a :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (I.33)$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (I.34)$$

La substitution de (I.34) dans (I.33) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (I.35)$$

En remplaçant (I.35) dans (I.34), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (I.36)$$

Alors :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.37)$$

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a S_b S_c) = (111)$ et $(0 0 0)$ correspondent au vecteur nul. La figure 1.8 montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

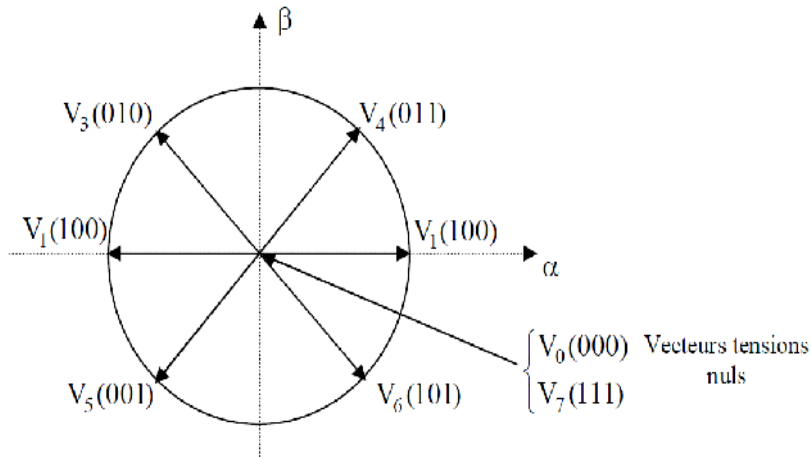


Figure 1.8 Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans (α, β) .

I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons parlé à la généralité sur les machines synchrones. Nous avons ensuite conçu la machine avec un aimant permanent. Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents est obtenu dans le repère de Park moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérées simplifiées pour nous permettre d'aborder aisément la commande qu'on va présenter.

Chapitre II
Commande vectorielle de la
machine synchrone à
aimants permanents

Chapitre II

Commande Vectorielle de la Machine Synchrone

II.1 Introduction:

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de Park .Il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique [24].

Le découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en lui appliquant la théorie de la commande par flux orienté, théorie dite de commande vectorielle. Elle est aussi commandée par orientation de flux et notée FOC (*Field Oriented Control*). Cette dernière a été proposée en 1971 par *Blashke*. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'état, le second, le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée. [25]

La commande vectorielle basée sur une régulation classique (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [26].

Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul (DSP) [27].

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.

II.2. Principe de l'orientation du flux rotorique:

Quelque soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q , nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q dans une plage de vitesse donnée.[28][29][30]

Dans les machines à rotor lisse ($L_d = L_q$), où le couple ne dépend que de la composante en quadrature $C_{em} = p \cdot \phi_{sf} \cdot I_q$, la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ($I_d = 0$). Mais pour pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal.

Il existe trois types de commande vectorielle :

- ❖ Commande vectorielle directe
- ❖ Commande vectorielle indirecte.
- ❖ Commande vectorielle simplifiée.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- ❖ L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- ❖ L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I)

II.3. Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP:

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d \omega I_d + \phi_{sf} \omega \end{cases} \quad (II.1)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r \quad (II.2)$$

Avec : $\omega = p \cdot \omega_r$

$$C_{em} = p \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_{sf} I_q \right] \quad (II.3)$$

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé.

La machine étudiée est à pôles lisses, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ($I_s = I_q$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle (figure II.1) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations (II.1) devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \phi_{sf} \omega \end{cases} \quad (II.4)$$

et le couple devient :

$$C_{em} = p \cdot \phi_{sf} I_q \quad (II.5)$$

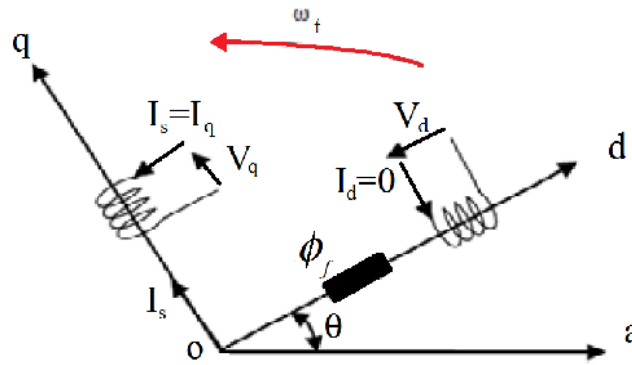


Figure II.1: Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «d» et «q». Le modèle (II.4),(II.5) et l'équation mécanique peuvent être représentés par le schéma fonctionnel, figure(II.2) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

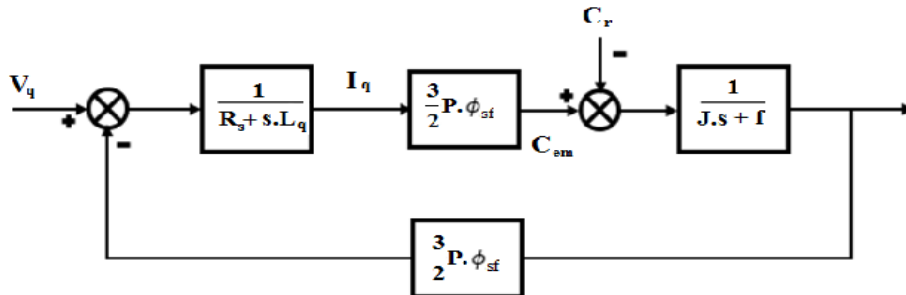


Figure II.2: Modèle de la MSAP quand I_d est nul

II.4. 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 $L_d \omega i_d$.

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega i_d + \varphi_{sf} \omega \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [31]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

II.4.1. Découplage par compensation:

La compensation donc, a 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 [31].

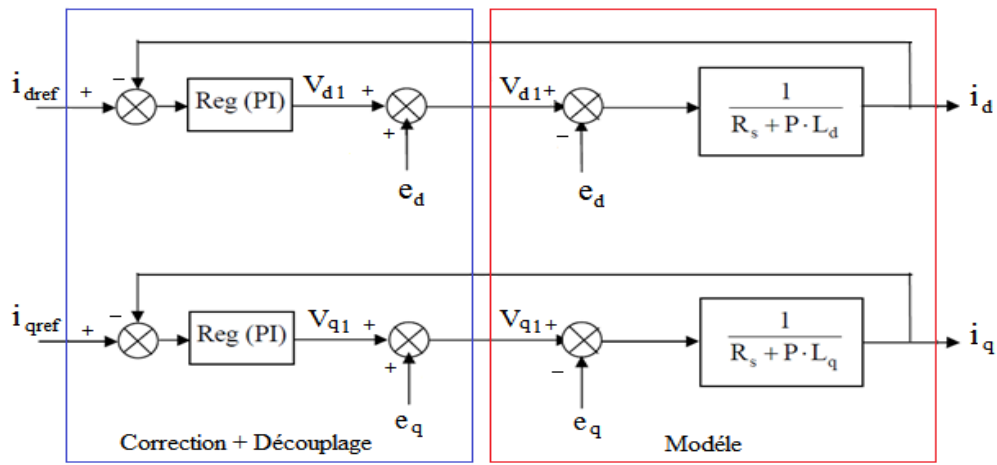


Figure II.3 :Découplage par compensation

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ V_{q1} = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = L_d \omega i_d + \varphi_{sf} \omega \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

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 (II.10) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

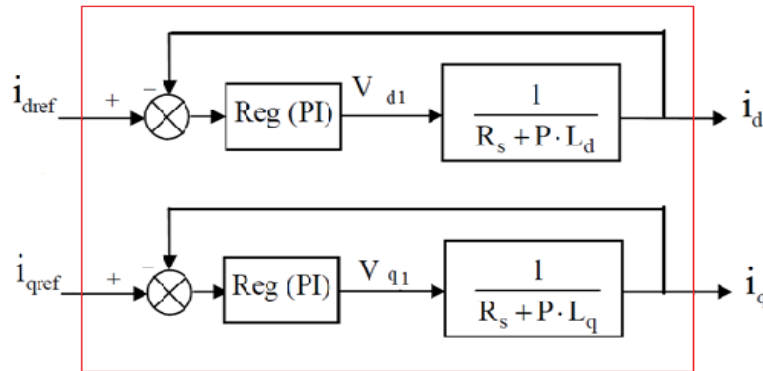


Figure II.4 :Commande découplée.

II.5. Contrôle vectoriel direct:

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes $\phi_{r\beta}$ et $\phi_{r\alpha}$ de manière à en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. D'autre part, les signaux captés sont entachés de bruits engendrés par les encoches et nécessitent des filtres ajustables. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Toutefois il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

II.6. Principe du contrôle vectoriel indirect :

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique, on a donc besoin ni de capteur, ni d'estimation ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor/vitesse.

Une mauvaise information sur la vitesse peut nuire à la détermination de la position du flux dans la commande indirecte. En plus, cette commande est très sensible aux variations paramétriques et en particulier la constante de temps rotorique c'est-à-dire R_r qui intervient sur la définition de ω_s .

II.7. La Régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [32]

II.7.1 Conception des Régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler [33].

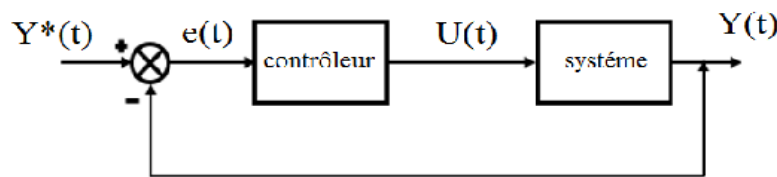


Figure II.5: Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad (II.11)$$

II.7.1.1 Action Proportionnelle (K_p)

Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît. Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.7.1.2 Action Intégrale (K_i)

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.7.2 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 [34].

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 [31].

- ❖ Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale.
- ❖ La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.12})$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.13})$$

Où :

k_p : Gain proportionnel et k_i : Gain intégral.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon \quad (\text{II.14})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$\text{PI} : \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (\text{II.15})$$

$$\text{avec:} \quad \begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

II.7.2.1. Régulation du courant i_q :

Selon l'équation (II.10) et (II.15), on aboutit au schéma de la figure (II.6).

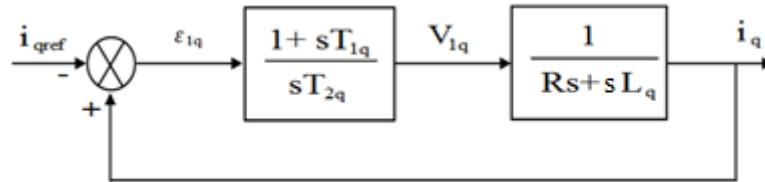


Figure II.6 :Boucle de régulation du courant i_q

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la figure (II.6) est

$$\text{FTBO} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s \left(1 + s \frac{L_q}{R_s} \right)} \quad (\text{II.17})$$

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

$$1 + sT_{1q} = 1 + s \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II.18})$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II.19})$$

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

Après compensation l'équation (II.18), se réduit à

$$\text{FTBO} = \frac{1}{sR_s T_{2q}} \quad (\text{II.20})$$

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

$$\text{FTBF} = \frac{\text{FTBO}}{1 + \text{FTBO}} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{FTBF} = \frac{1}{1 + sR_s T_{2q}} \quad (\text{II.22})$$

L'équation (II.22) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1+s\tau_q}\right)$ par identifications on trouve

$$\tau_q = R_s T_{2q} \quad \text{don : } T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{II.23})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \text{ (critère de } \pm 50\%) \quad (\text{II.24})$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.25})$$

T_r : Temps de réponse imposé. En remplace l'équation (II.23) dans (II.16), On obtient

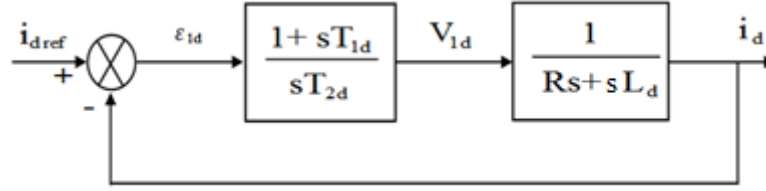
$$k_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{II.26})$$

Si on remplace l'équation (II.24) dans (II.26), on obtient finalement :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.7.2.2. Régulation du courant i_d :

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

Figure II.7 :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 :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(1 + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left(1 + s\frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (II.28)$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (II.29)$$

On remplace l'équation (II.29) dans (II.28). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} = \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad (II.30)$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_sT_{2d} \text{ donc : } T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (II.31)$$

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

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (II.32)$$

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

II.7.2.3. 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 :

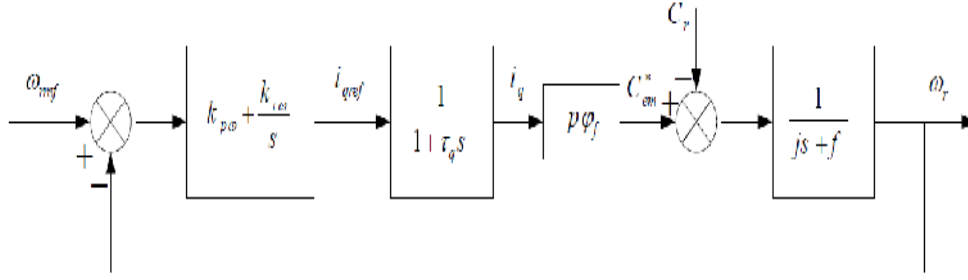


Figure II.8 :Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la Figure (II.8) peut être simplifié par la Figure (II.9) :

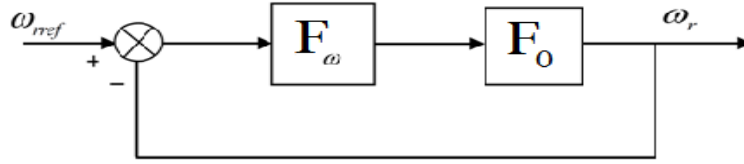


Figure II.9: Boucle de régulation de vitesse

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

$$F_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (\text{II.33})$$

Ou:
$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

❖ $F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$ est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{p\phi_f}{f(1 + s\tau_q)(1 + s\tau_m)} \quad (\text{II.35})$$

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

La FTBF est donnée par :

$$\text{FTBF} = \frac{F_\omega F_0}{1 + F_\omega F_0} \quad (\text{II.36})$$

Après les calculs on trouve :

$$\text{FTBF} = \frac{p\phi_f (k_{p\omega} s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q) s^2 + (p\phi_f k_{p\omega} + f) s + p\phi_f k_{i\omega}} \quad (\text{II.37})$$

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

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 \left(\frac{2\zeta}{\omega_0} \right) P + 1 = 0 \quad (\text{II.38})$$

avec :

ω_0 : Pulsation propre du système.

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (II.37) et (II.38) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\zeta\omega_0 - f}{p\phi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{J\omega_0^2}{p\phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

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

La Figure (II.10) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d,q).

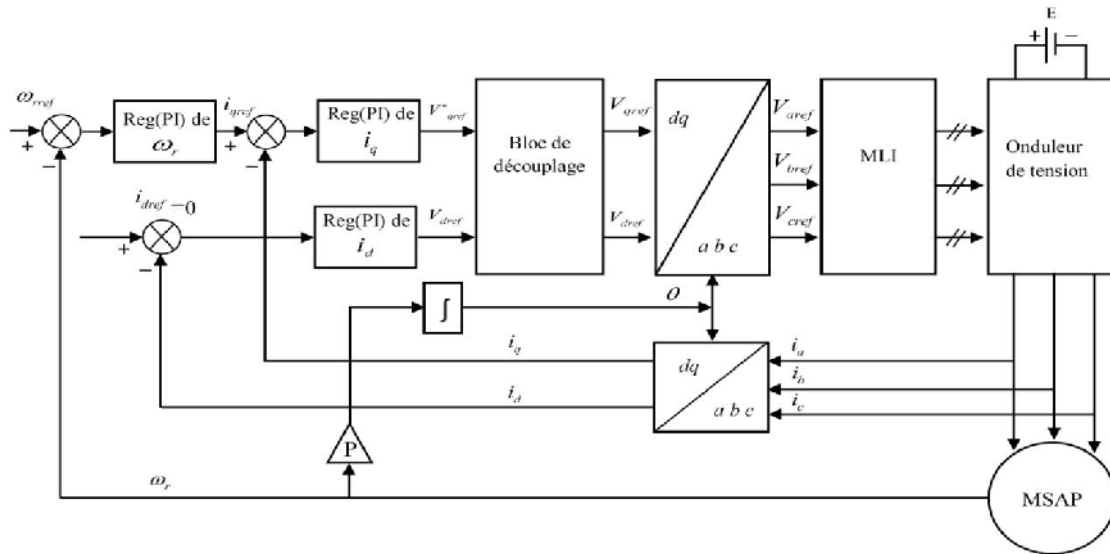


Figure II.10 :Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents.

II.8. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

II.8.1. Avantages de la commande vectorielle

- ❖ Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- ❖ Elle est précise et rapide.
- ❖ Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- ❖ Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

II.8.2. Inconvénients de la commande vectorielle

- ❖ Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :
- ❖ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- ❖ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- ❖ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction. $\hat{s}$ estimé. θ
- ❖ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle
- ❖ la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

II.9. 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. Le système est simulé sous Matlab-Simulink.

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine et le paramètre K_p et K_i pour (PI).

II.9.1. Inversion du sens de rotation

Dans ce cas les tests de simulation sont obtenus représentant dans la figure (II.11), pour une vitesse de référence de 100 rad/s puis une inversion du sens de la vitesse de rotation à l'instant $t=1$ s pour une vitesse -100 rad/s. Cependant, on introduisant à l'instant $t=0.5$ s un couple de 5 N.m.

Les résultats de simulations obtenues sont les suivants :

On remarque d'après la figure (II.11) que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100rad/s , suivie d'une application de charge de 5 Nm à partir de $t=0.5$ s 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 $t=0.5$ 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 ($i_d=0$).

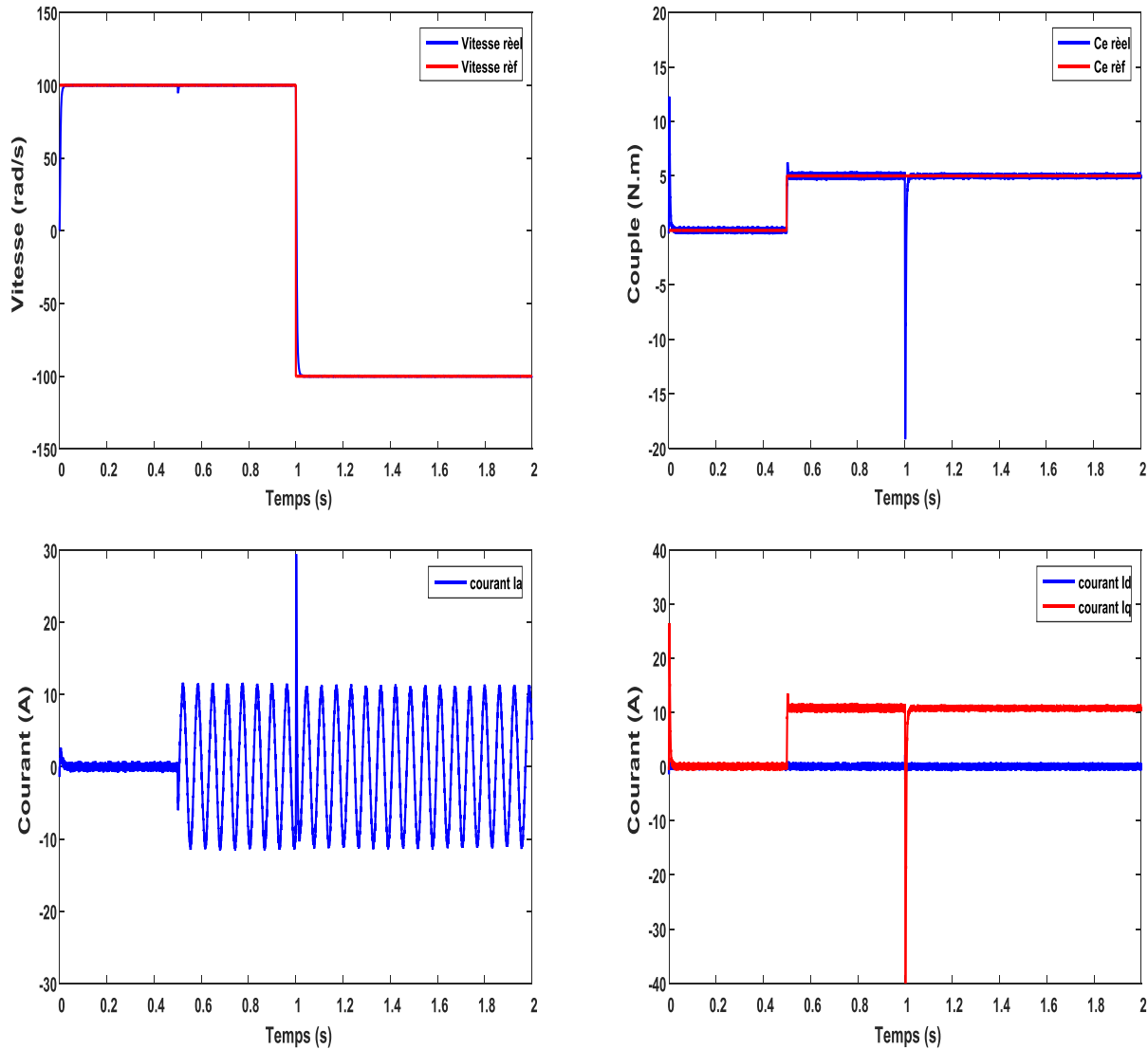


Figure II 11: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP

II.9.1.2. Réponse à basses vitesses

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basses vitesses est cela par l'application à la consigne de vitesse les variations de $+30 \text{ rad/s}$ à -30 rad/s à $t=1 \text{ s}$. Cependant, on introduisant à l'instant $t=0.5\text{s}$ un couple de 5 N.m , (figure II.12).

En fonctionnement a vitesse de 30 rad/s et -30 rad/s (figure II.12) l'action de régulateur bonne au-delà de cette vitesse la commande est un capable de suivre ce régime de fonctionnement.

Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quelque soit la variation de la référence (partie poursuite), ou de la charge (partie régulation) dans le régime permanent.

Le courant I_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro. La variation de la vitesse est rapide avec très petit dépassement et une erreur statique nulle, le rejet de perturbation est aussi rapide avec un temps de réponse très petit.

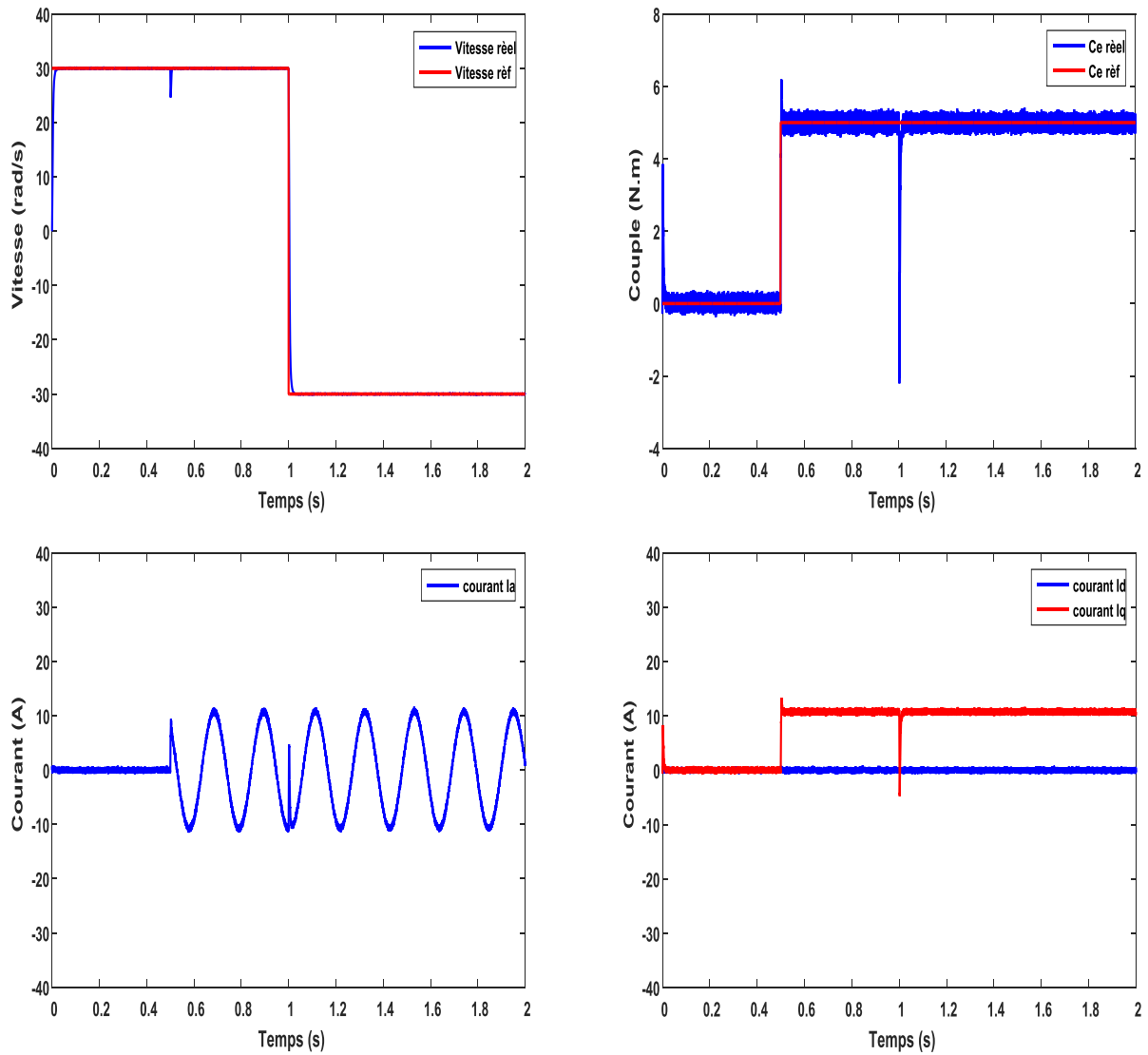


Figure .II.12: Réponse du système aux basses vitesses.

II.10. 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 III

*Commande par mode
glissant de la machine
synchrone à aimants
permanents*

Chapitre III

Commande par mode glissant de la MSAP

III.1 Introduction :

La commande des systèmes à structures variables par le mode de glissement n'est devenue très intéressante et attractive qu'à partir du début des années 80, elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, propriété très importante caractérisant cette commande.

Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. On présente son application pour la commande de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, en considérant le modèle linéaire et non linéaire. Les résultats de la simulation permettront de valider les performances de cette commande.

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

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [35]. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [36]. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, Figure (III.1):

- ❖ **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 $S(x) = 0$. 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 de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.

❖ **Mode du régime permanent (MRP)** : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

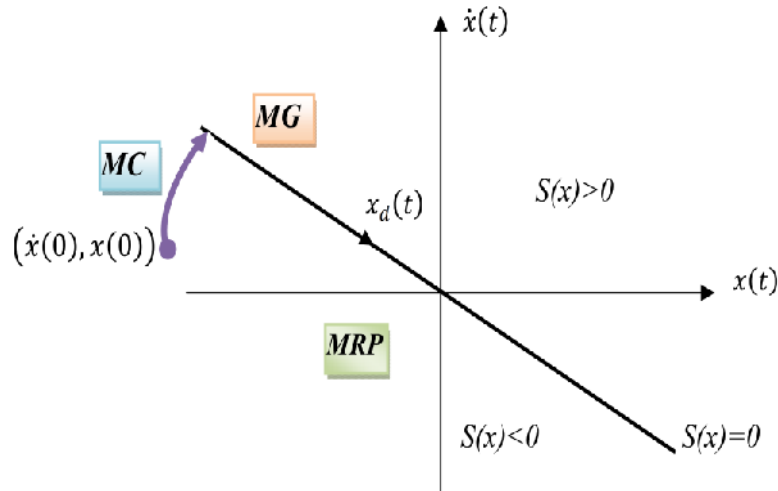


Figure III.1 : Convergence du système glissant.

III.2.1. Régime glissant idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Figure III.2).

III.2.2. Régime glissant réel :

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure III.3).

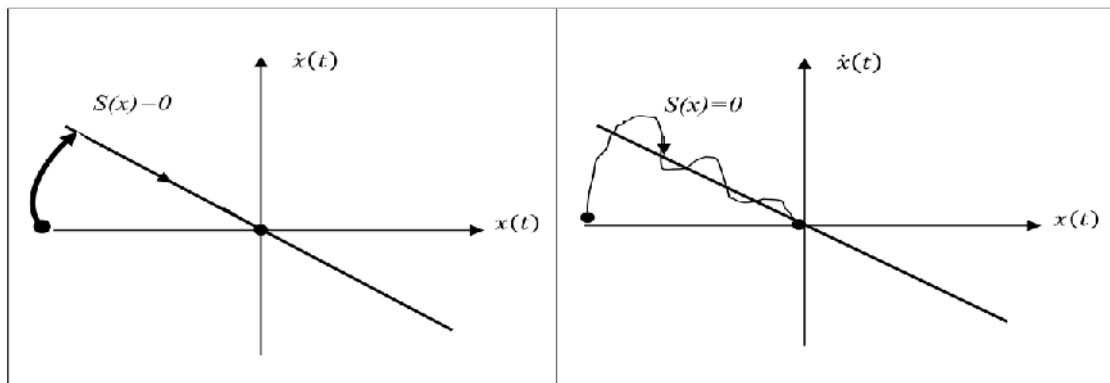


Figure III.2: Glissant idéal.

Figure III.3: Glissant réel.

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

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation [37]. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence.

Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [37]. 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 : [38], [39]

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

III.3.1. Choix de la surface :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [35] :

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

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [16], [35] :

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

Avec :

- ❖ $e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{\text{ref}} - x$,
- ❖ λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,
- ❖ r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

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 [35].

III.3.2. Condition d'existence et de 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 :

III.3.2.1. Fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [40], [41]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

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

III.3.2.2. Fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [35]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

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

La dérivé de cette fonction est :

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

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

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

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 (III.4). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

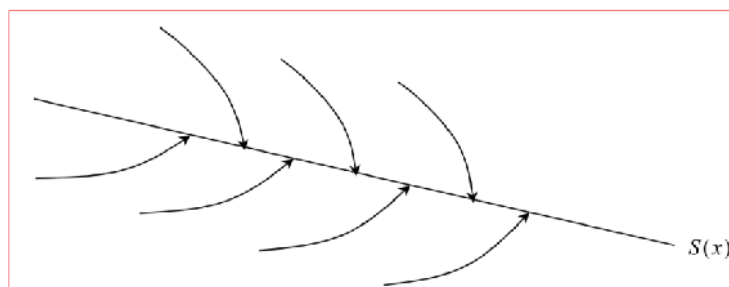


Figure III.4: Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

III.3.3. Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_N . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (III.7)$$

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

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

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

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

Avec la condition d'existence :

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

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

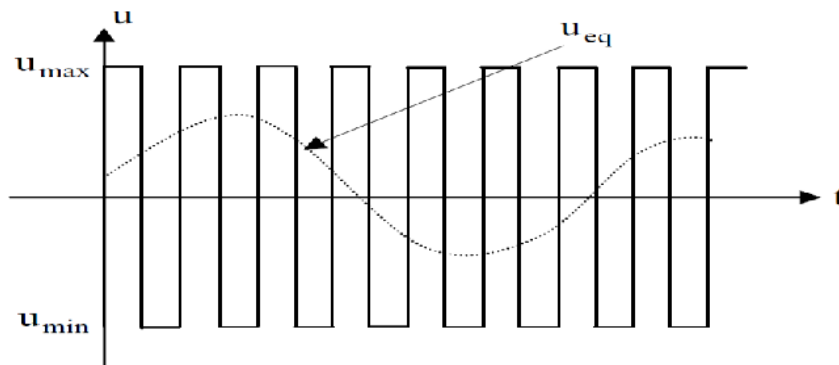


Figure III.5: Commande équivalente u_{eq}

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre $u^+(u_{max})$ et $u^-(u_{min})$ (figure III.5).

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

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

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

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

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Figure III.6). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

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

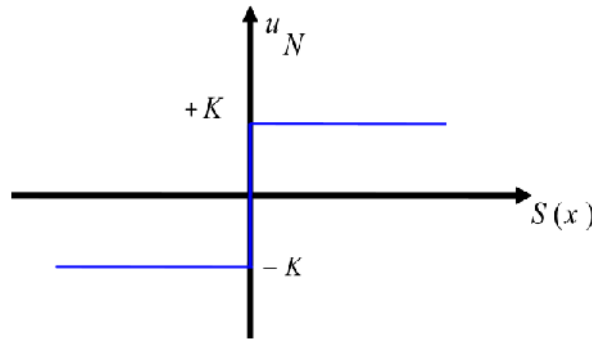


Figure III.6 : Représentation de la fonction « sign »

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

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

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

III.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 a cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes. Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande.

De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme la figure (III.7) représente ce phénomène.

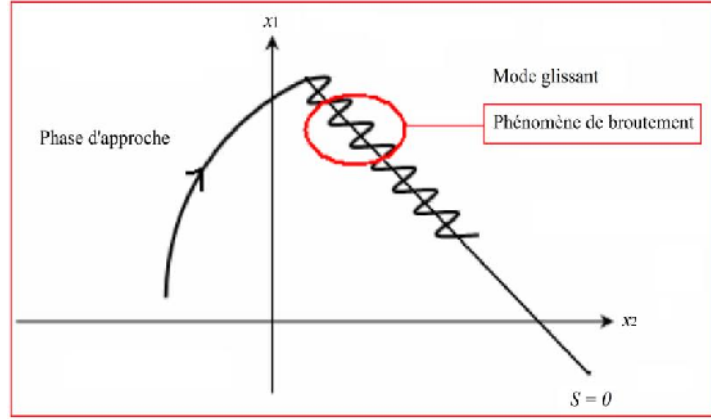


Figure III.7: Illustration du phénomène de broutement.

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer :

- La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence [42].
- La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur [43], 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 [44][45][46]..etc.

III.5. Application de la commande par mode glissant à la MSAP

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

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_s} i_d + p\Omega i_q + \frac{V_d}{L_s} \\ \frac{di_q}{dt} = \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_s} i_q - p\Omega i_d - \frac{\phi_f}{L_s} p\Omega + \frac{V_q}{L_s} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = J \dot{\Omega} = C_e - C_r - f_r \Omega \end{cases} \quad (III.15)$$

Pour la synthèse de la loi de commande à structure variable, on va considérer que toutes les grandeurs sont mesurables et que les caractéristiques du moteur ne varient pas ou peu, ce qui constitue des hypothèses acceptables pour la mise en pratique.

Le choix de la commande par mode glissant appliquée pour l'asservissement de vitesse et de position est basée sur l'application de la commande par mode de glissement afin d'atteindre les objectifs suivants :

- ❖ D'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs asservies.
- ❖ D'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations, des erreurs de modélisations, des variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.
- ❖ De limiter les amplitudes des tensions et des courants lors des régimes transitoires.
- ❖ Deux structures de commande sont mises en œuvres à savoir :
- ❖ Le réglage est effectué à deux surfaces de glissement où la régulation de la vitesse suivie de la limitation indirecte du courant.
- ❖ Le réglage est effectué à trois surfaces de glissement où la régulation de la vitesse suivie de la limitation directe du courant.

III.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 (III.8) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

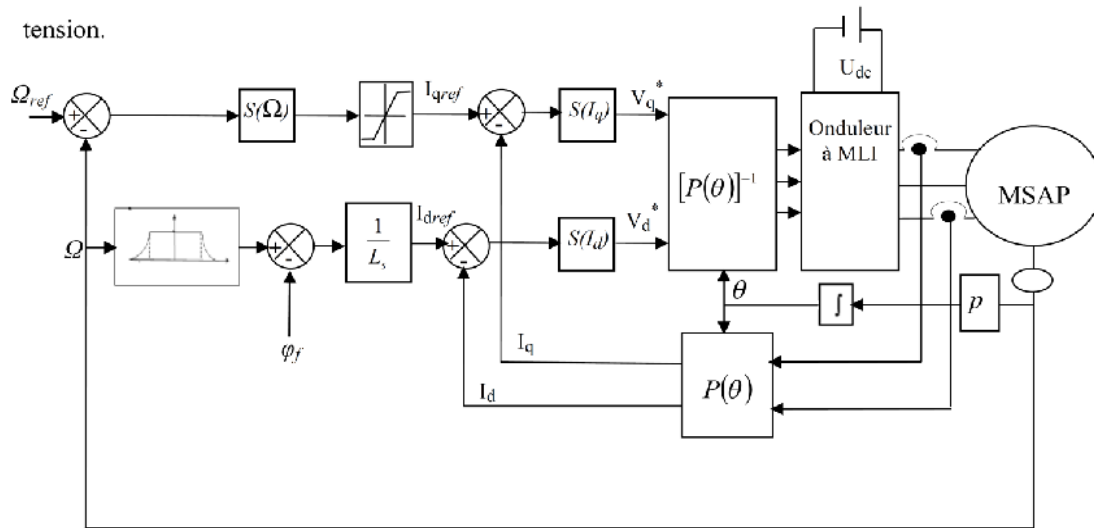


Figure III.8: Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

III.5.1.1 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 :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (III.16)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - p\Omega i_q - \frac{V_d}{L_s} \quad (\text{III.17})$$

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 :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_d) = 0 &\Rightarrow V_{\text{deq}} = R_s i_d - pL_s i_q \Omega \\ \text{et} \\ V_{\text{dn}} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

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 :

$$V_{\text{dn}} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} = K_d \cdot \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{III.19})$$

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

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

$$V_d = R_s i_d - pL_s i_q \Omega + K_d \cdot \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{III.20})$$

III.5.1.2. 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:

$$S(\Omega) = \Omega_{\text{réf}} - \Omega \quad (\text{III.21})$$

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

$$\begin{aligned} \dot{S}(\Omega) = 0 &\Rightarrow i_{\text{qeq}} = \frac{2(f_r \Omega + C_r)}{3p\phi_f} \\ \text{et} \\ i_{\text{qn}} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.22})$$

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

$$i_{\text{qn}} = K_\Omega \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} = K_\Omega \cdot \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{III.23})$$

III.5.1.3. Commande du courant en quadrature (i_q)

La valeur de $i_{q\text{réf}}$ 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 :

$$S(i_q) = i_{q\text{réf}} - i_q \quad (\text{III.24})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{R_s}{L_s} i_q - p\Omega i_d - \frac{p\Omega\phi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (\text{III.25})$$

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

$$\begin{aligned} \text{et } \dot{S}(i_q) = 0 &\Rightarrow V_{q\text{eq}} = R_s i_q - p\Omega(\phi_f + L_s i_d) \\ V_{qn} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

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

$$i_{qn} = K_q \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} = K_q \cdot \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{III.27})$$

La commande V_q dévient :

$$V_q = R_s i_q - p\Omega(\phi_f + L_s i_d) + K_q \cdot \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{III.28})$$

On note que les gains des régulateurs (K_d , K_Ω et K_q) sont donnés en annexe.

III.6 Résultats de Simulation

III.6.1 Inversion du sens de rotation

Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. La figure (III.9) illustre le test d'inversion de la vitesse. On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement acceptable. L'allure du couple électromagnétique et du courant statorique présentent des pics provoqués par cette inversion avant de se stabiliser à la valeur désirée.

III.6.2 Réponse à basses vitesses

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basses vitesses est cela par l'application à la consigne de vitesse les variations de +30 rad/s à -30 rad/s à $t=1$ s. Cependant, on introduisant à l'instant $t=0.5$ s un couple de 5 N.m, (figure III.10).

Les résultats montrent les bonnes performances ainsi une dynamique acceptable des variables contrôlées.

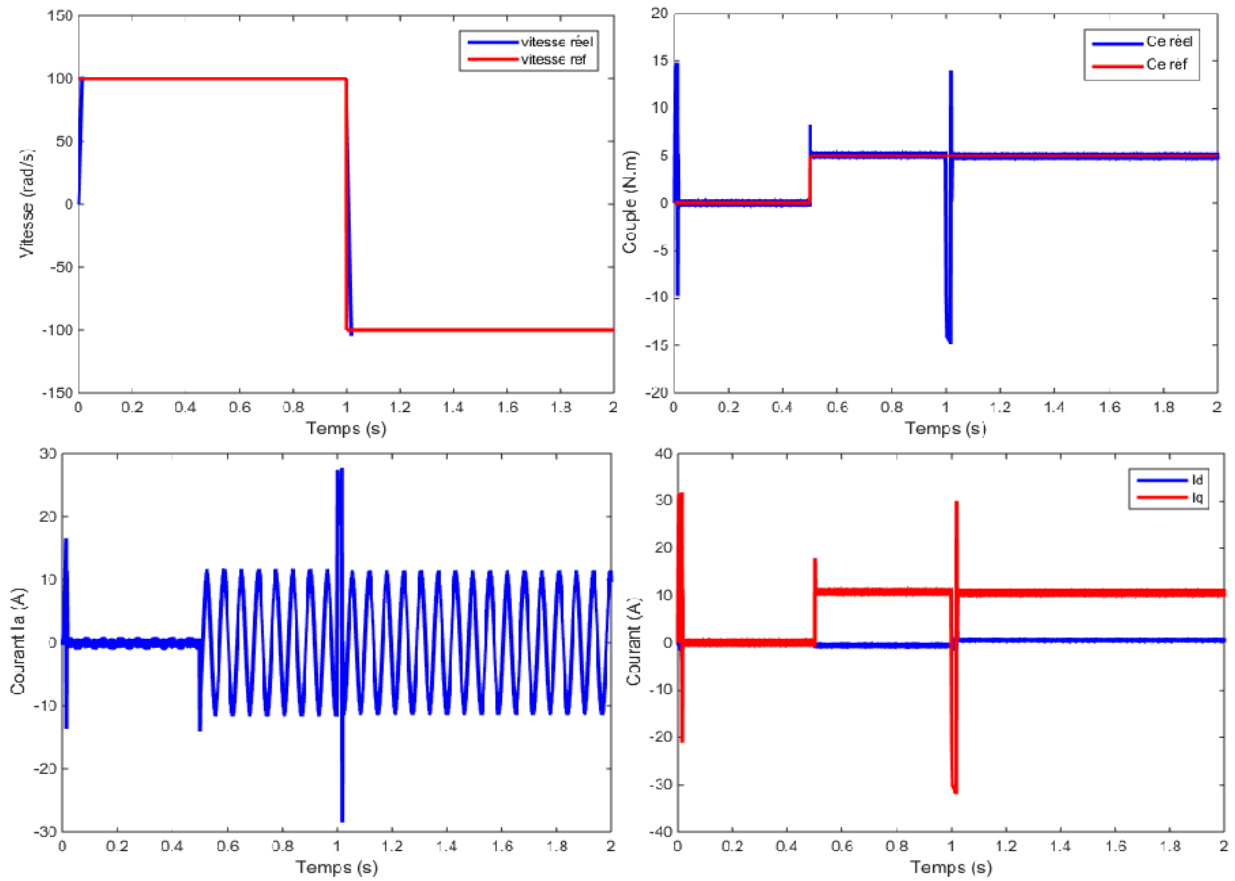


Figure III.9: Résultats de simulation de la commande par mode glissant du MSAP

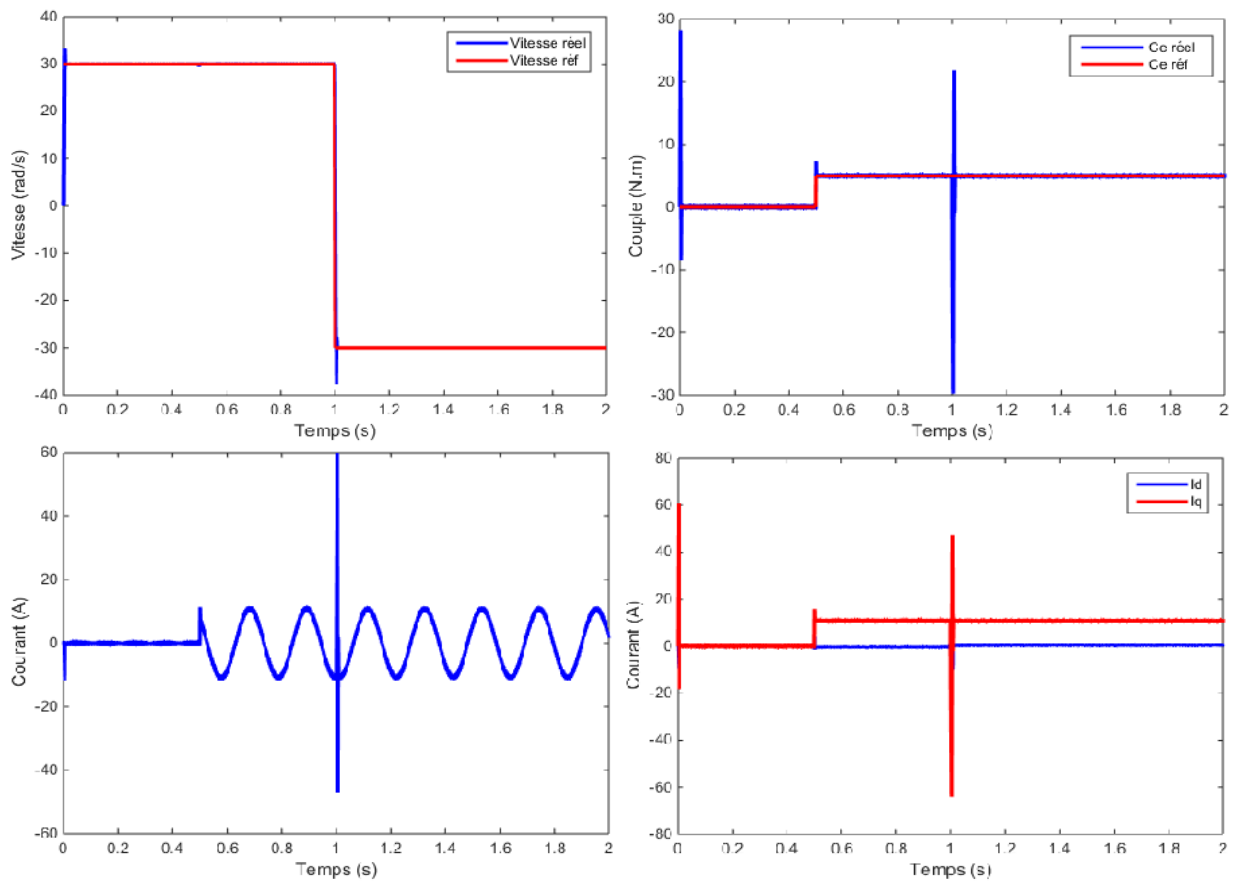


Figure III.10: Réponse du système aux basses vitesses.

III.6.3. 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 niveaux nécessitent une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode.

➤ Réponse à basses vitesses (± 30 rad/sec):

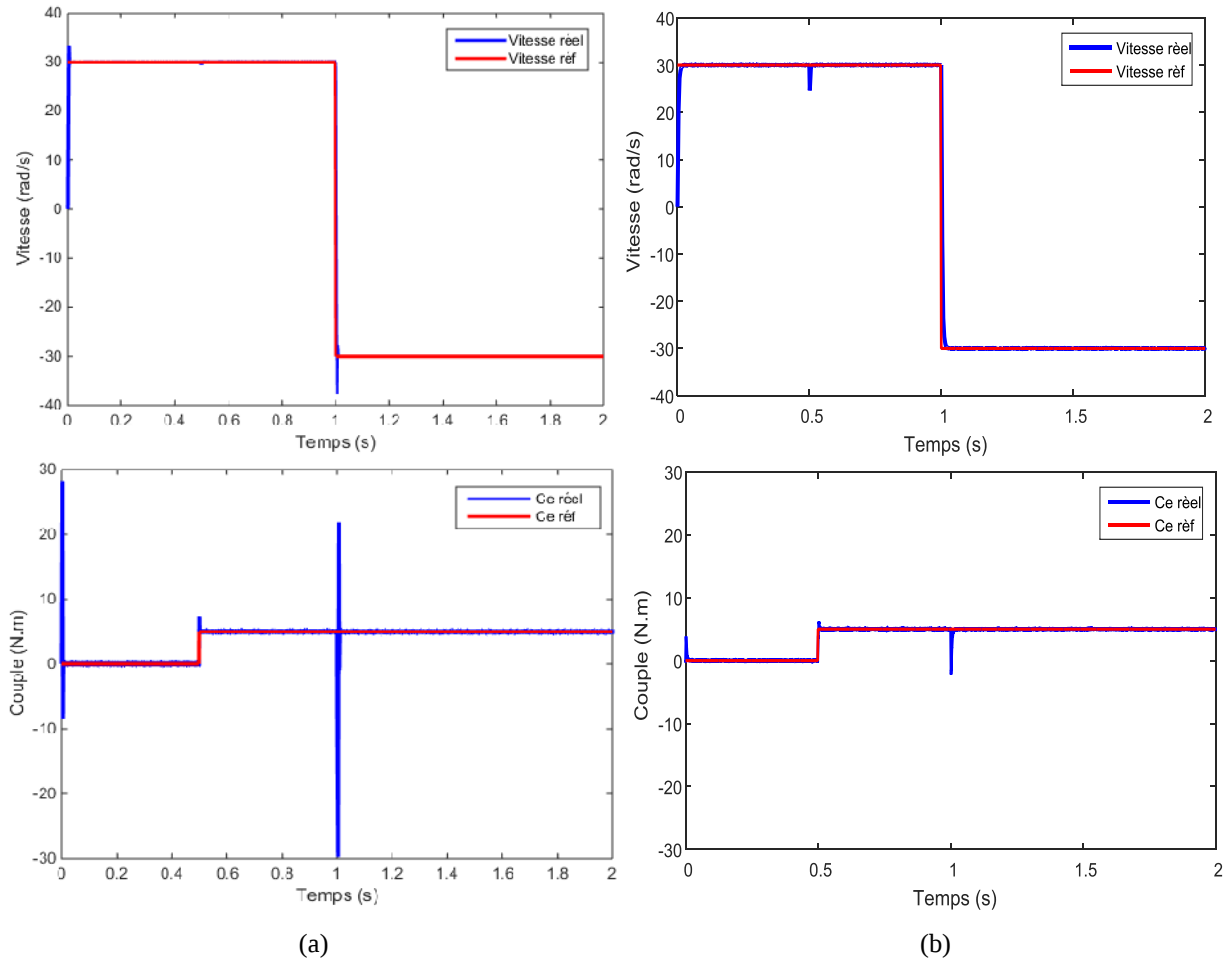


Figure.III.11 :Etude comparative entre commande par mode de glissant (a)et commande vectorielle(b)

- Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la commande à structure variable est plus rapide (temps de réponse très petit) que le système piloté avec la commande PI.
- On remarque que le système commandé avec la commande à structure variable est beaucoup plus robuste vis-à-vis des variations de la charge, que celui commandée par des régulateurs PI

III.7. Commande par mode glissant de la MSAP sans capteur

Ce test est fait pour illustrer la robustesse de la commande par MG sans capteur mécanique basé sur un observateur *Luenberger* vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de 100 rd/s à -100rd/s à partir de $t = 1$ avec application d'un couple résistant $C_r = 5$ N.m à l'instant $t=0.5$ s.

Les paramètres de l'observateur de *Luenberger* pour l'estimation de ω_r sont donnés en annexe B.

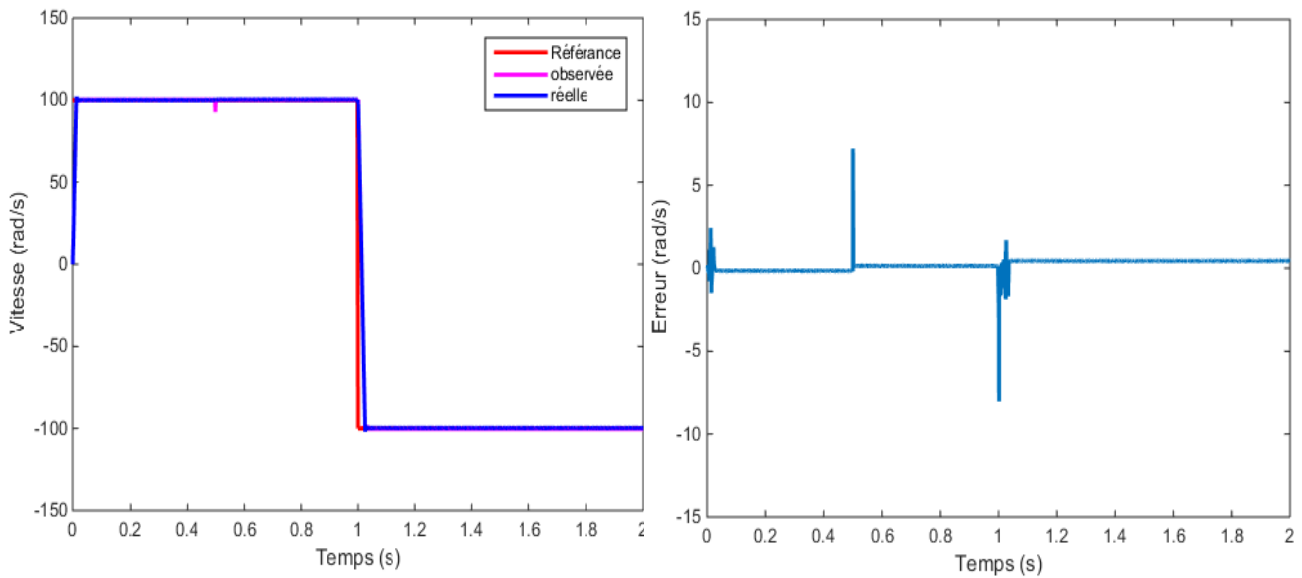


Figure III.12: Vitesse réelle et estimée pour consigne 100 rd/s à -100 rd/s

On constate, d'après la figure (III.12), que les vitesses estimées par l'observateur *Luenberger* suit parfaitement sa référence.

III.8.Conclusion :

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

Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la CSV sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse. Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un 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 sans capteur mécanique 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.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents, on a commencé avec la modélisation de la machine au triphasé, puis on a appliqué ces équations sur le modèle de Park c'est-à-dire au biphasé ce qui nous simplifie la commande plus tard, Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSAP associé à des régulateurs PI. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable.

La commande par mode glissant a fait l'objet d'un troisième chapitre, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système. Cependant le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de Chattering.

Aussi, dans ce travail, la commande sans capteur de vitesse représente une partie principale de notre travail, d'observateur de Luenberger sont étudiés, simple à implanter, donc il ne nécessite pas un temps de calcul long. Les résultats prouvent que celui-ci peut répondre aux exigences de la commande, il montre un temps de réponse et une robustesse acceptables.

Annexe

Annexe A

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée:

Description	Parameters
Tension nominale	$V = 220 / 380V$
Vitesse nominale	$\omega_r = 1000 \text{ tr / min}$
Résistance statorique	$R_s = 1.4\Omega$
Inductance suivant l'axe d	$L_d = 6.6.10^{-3} H$
Inductance suivant l'axe q	$L_q = 6.6.10^{-3} H$
Nombre de paires de pôles	$P = 3 \text{ paire}$
Flux permanent	$\phi_{sf} = 0.1546Wb$
Moment d'inertie	$J = 1.76.10^{-3} kg.m^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 3.881.10^{-4} Nm / rad / s$
Couple résistant	$C_r = 5Nm$

Annexe B

B.1. Observabilité de la machine synchrone

Considérons le modèle de la machine synchrone:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_d}{L_q} i_q \omega_r \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} i_d \omega_r - \frac{\phi_{sf}}{L_q} \omega_r \\ -\frac{\phi_{sf}}{J} i_q + \frac{(L_d - L_q)}{J} i_d i_q - \frac{1}{J} C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (B.1)$$

On considère le modèle de la machine synchrone où la vitesse n'est pas mesurée et de plus le couple de charge est supposé constant alors:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (B.2)$$

Avec :

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

B.1.1 Etude de l'observabilité du modèle du moteur synchrone pour le cas linéaire

Si on suppose que la vitesse de rotation varie lentement et reste constante pendant un pas de calcul, l'étude de l'observabilité du moteur sera simplifiée. Le calcul de la matrice d'observabilité en notation complexe donne:

$$\text{rang}(O) = \text{rang} \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{(n-1)} \end{bmatrix} \end{pmatrix} = n \quad (B.3)$$

Par conséquent le système linéaire est observable, si le rang de la matrice d'observabilité (O) est égal à la dimension n à la dimension n de ce système. Dans le cas où le rang de la matrice (O) est inférieur à n on parle alors, d'observabilité partielle.

B.1.2 Etude de l'observabilité de modèle du moteur synchrone pour le cas non-linéaire

L'étude de l'observabilité des grandeurs du moteur synchrone dans le cas non-linéaire, est effectuée en considérant le modèle du moteur synchrone dans le repère $\beta \alpha$, en considérant le couple de charge comme une variable d'état.

soit:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t)) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t)) \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

$$\text{avec } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_r \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} x_1 + \frac{P L_d}{L_q} x_2 x_3 \\ -\frac{R_s}{L_d} x_2 + \frac{P L_d}{L_q} x_1 x_3 - \frac{P \phi_{sf}}{L_q} x_3 \\ \frac{P \phi_{sf}}{J} x_2 + \frac{P(L_d - L_q)}{J} x_1 x_2 - \frac{f}{J} x_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

B.2 Application d'un observateur de Luenberger du moteur synchrone

La mise en équation d'état du modèle de la machine est utilisée pour concevoir l'observateur pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes liés au stator. Donc, le modèle de la MSAP est mis sous forme d'état suivant:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

$$\text{Avec : } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_r \end{bmatrix}^T, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_d & V_q & \phi_{sf} \end{bmatrix}^T, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_d}{L_q} p \omega_r & 0 \\ -\frac{L_d}{L_q} p \omega_r & -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{\phi_{sf}}{L_q} p \omega_r \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La structure d'observateur de Luenberger est illustrée par la figure (B.1). L'équation d'état de l'observateur peut s'écrire de la façon suivante:

$$\begin{cases} \hat{\dot{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) + \mathbf{L} \xi_Y(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

où: ξ_Y : étant un écart de l'observation défini par: $\xi_Y(t) = \mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)$;

$\mathbf{L}$: Matrice des gains de correction de l'observateur;

$\hat{}$: désigne les valeurs estimées.

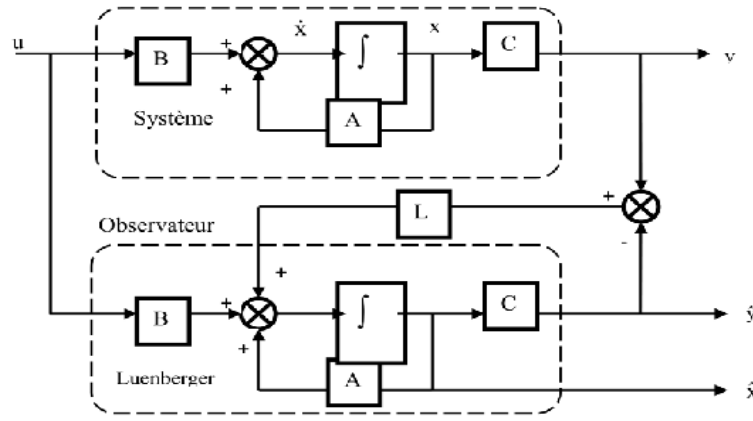


Figure. B.1: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

L'observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système. Comme la vitesse est considérée comme paramètre inconnu, en ajoutant le mécanisme d'adaptation, ce dernier sera déduit de la théorie de Lyapunov. L'observateur d'état se présente comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A(\hat{\omega})\hat{x}(t) + B.u(t) + L \xi_Y(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (B.7)$$

$$\text{avec: } \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d & \hat{i}_q \end{bmatrix}^T, \quad \hat{y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d & \hat{i}_q \end{bmatrix}^T$$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique montrant la différence entre l'observateur et le modèle de la machine est donnée par:

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}}$$

La substitution de (B.5) et (B.7) dans l'expression (B.8) donne:

$$\dot{e} = Ax - \Delta A\hat{x} - A\hat{x} - L(Cx - C\hat{x}) = (A - LC)e - \Delta A\hat{x} \quad (B.8)$$

$$\text{avec: } \Delta A = A(\hat{\omega}) - A(\omega)$$

L'expression (B.8) possède un terme non linéaire ($\Delta A\hat{x}$), le théorème de placement de pôle n'est suffisant à lui seul pour garantir la stabilité, ce qui conduit à l'application du théorème de Lyapunov. On définit une fonction de Lyapunov suivante afin d'établir un algorithme d'estimation de la vitesse:

$$V(x) = e^T e + \frac{1}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega)^2 \quad (B.9)$$

où: λ est une constante positive.

Pour assurer la stabilité, on démontre que $\dot{V}(x)$ est définie négative. Si on dérive l'eq B.9 par rapport au temps on obtient:

$$\dot{V}(x) = \dot{e}^T e + e^T \dot{e} + \frac{2}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (B.10)$$

La substitution de l'eq (B.8) dans (B.10) donne:

$$\dot{V}(x) = e^T [(A - LC)^T + (A - LC)] e - 2(e^T \Delta A \hat{x}) + \frac{2(\hat{\omega} - \omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt}$$

Finalement la dérivé de la fonction de Lyapunov peut être exprimé par:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & e^T [(A - LC)^T + (A - LC)] e - 2c(\Delta\omega)(e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) \\ & - 2(\Delta\omega)(e_{\phi\beta r} \hat{\Phi}_{\alpha r} - e_{\phi\alpha r} \hat{\Phi}_{\beta r}) + \frac{2(\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \end{aligned} \quad (B.11)$$

$$\text{où: } \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}, \quad c = \frac{1}{L_f}, \quad e_{i\alpha s} = i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}, \quad e_{i\beta s} = i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}, \quad e_{\phi\alpha r} = \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r}, \quad e_{\phi\beta r} = \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r}$$

Le développement du premier terme et du troisième terme de l'eq B.11 donne:

$$e^T [(A - LC)^T - (A - LC)] e < 0$$

$$(e_{\phi\beta r} \hat{\Phi}_{\alpha r} - e_{\phi\alpha r} \hat{\Phi}_{\beta r}) = 0$$

Alors pour assurer la stabilité du système selon la théorie de Lyapunov, on égalise le deuxième et le quatrième terme de l'équation (B.11):

$$2c(\Delta\omega)(e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) = \frac{2(\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt}$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda c (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite sous la condition que la vitesse reste constante, mais en pratique, elle change rapidement. Pour activer l'estimation de la vitesse, on remplace l'intégrale par un PI. La loi d'adaptation de la vitesse devient alors:

$$\dot{\hat{\omega}} = k_p (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt$$

Avec : k_p et k_i qui sont des constantes positives.

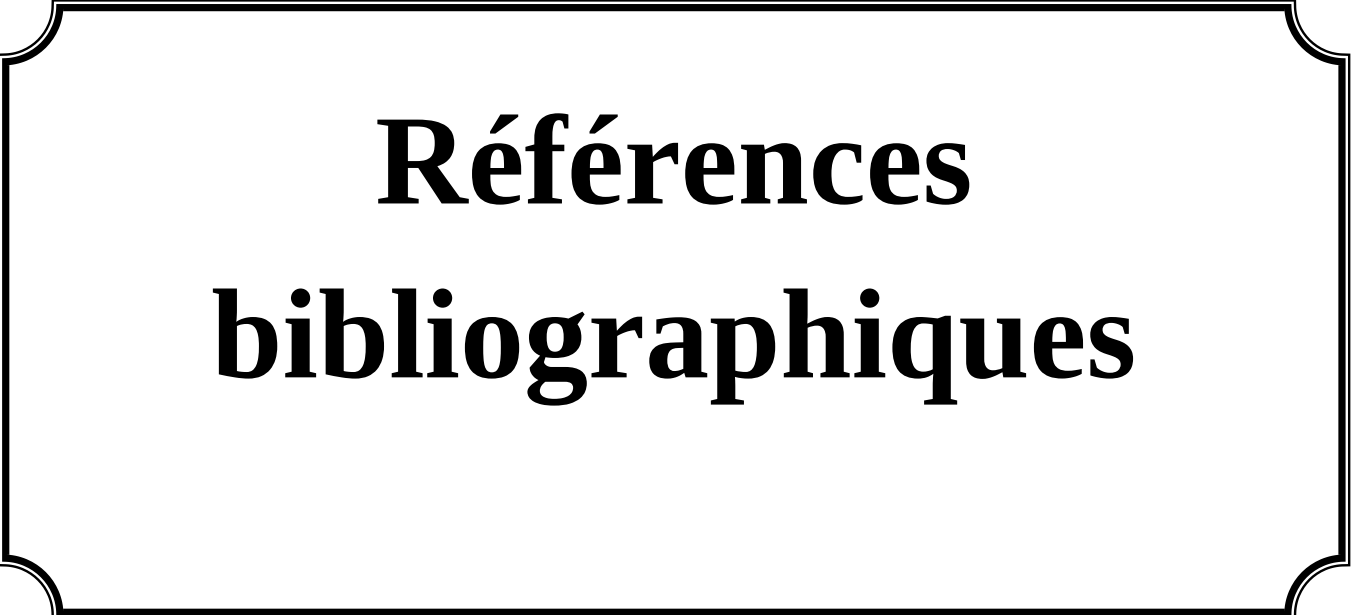
B.2.1 Choix du gain de l'observateur

La matrice du gain est choisie de manière à imposer une dynamique de l'observateur plus rapide que celle du système. La matrice de gain L est définie comme suite:

$$L = \begin{bmatrix} g_{L1} & g_{L2} & g_{L3} & g_{L4} \\ -g_{L2} & g_{L1} & -g_{L4} & g_{L3} \end{bmatrix}^T$$

$$\text{où : } g_{L1} = (k_g - 1)\left(\lambda + \frac{1}{T_r}\right), \quad g_{L2} = (k_g - 1)\hat{\omega}, \quad g_{L3} = \left(\frac{k_g^2 + 1}{\delta}\right)\left(\lambda - \frac{\delta}{T_r}\right) + \left(\frac{1 - k_g}{\delta}\right)\left(\lambda + \frac{1}{T_r}\right),$$

$$g_{L4} = -\frac{(k_g - 1)}{\delta} \hat{\omega}$$



Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [01] **A. Kaddouri**, " Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [02] **A. Ameer**, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [03] **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 magistère, Université de Biskra, 2005.
- [04] **ISSAOUNI Salim** "Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents", Mémoire de Magister en Automatique , Ecole Nationale Polytechnique, 2011.
- [05] **Smigiel, E. Sturtzer, G.** " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [06] **A. Kaddouri**, "Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [07] **M.Ezzat**. " Commande nonlinéairesans capteur de la machine synchrone à aimants Permanents. Automatique / robotique". Ecole centrale de Nantes. Français .2011.
- [08] **A. Benbrahim**, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [09] **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.
- [10] **W. Perruquetti and J. P. Barbot**, "Sliding mode control in engineering", Marcel Dekker, Inc, New York, 2002.
- [11] **N.Bounasla**. "Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone a Aimants Permanents" thèse de Magister en Electrotechnique 2014
- [12] **K.Azeddine** "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.
- [13] **M.Sebaa** "Etude et comparative entre les di érentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [14] **K.Hartani** "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [15] **L.Ghaouti** "Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.
- [16] **A.Maasoum** "Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) NeuroFloue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.

- [17] **Michel pinard 2eme édition** « commande électronique des moteurs électriques »c dunod, paris ,2004 2007.
- [18] **M.S.Mahgoun**."Application de La Commande H_{∞} Aux Systèmes Linéaires Perturbés".Thèse de Magister2012.
- [19] **R. Abdessemed**, “Modélisation et simulation des machines électriques”, Presse de Université de Batna, 2011.
- [20] **Caron J.P. Hautier, J.P.** " Modélisation et Commande De La Machine Asynchrones" Edition Technip, 1995.
- [21] **R.Abdessemed, M.Kadjoudj**," Modélisation des Machines Electriques ", Presses de L'Université de Batna ,1997
- [22] **Leila Parsa**,«Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors». Thèse Is of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May2005.
- [23] **Mr.Zegueb**, "Boubaker commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur nonlinéaire», Thèse de magistèreUniversité deBatna 2008
- [24]**F. Bouchafaa**," Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [25] **R. Azaizia**," Etude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux", Thèse de magistère, Université de Boumerdes, 2008.
- [26] **A. Nait Seghir**," Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [27] **D. Aguglia**," Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle", Thèse pour l'obtention du grade de Maitre ès Sciences, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2004.
- [28] **N.M.Babak** "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres", Thèse de doctorat, 2001.
- [29] **L.Bouras, M.Kadjoudj, N.Golea** "Contrôle directe du couple basé sur la modulation vectorielle avec régulation à hystérésis appliqué la machine à induction", PCSE, pp319-324, O.E.Bouaghi, 05 May 2005.
- [30] : **M.S.Merzoug** "Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Mémoire de magister, Batna, Algérie, 2007.
- [31] **F. Benchabane**, “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005
- [32] **N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune**," Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.

- [33] **A. Aoufi**, "Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [34] **N.S. Amirouche**, "Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [35] **R. Sadouni**, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [36] **F. Betin**, "Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques", Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.
- [37] **A. Boumediene**, "Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [38] **A. Saïbi**, "Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El- Harrach, 2006.
- [39] **A. Kechich, B. Mazari, I. K. Bousserhane**, "Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine", International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.
- [40] **V.I. Utkin**, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [41] **S. V Emelyanov**, "Variable Structure Control Systems", Nauka, Moscow, 1967.
- [42] **G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin**, "Sliding modes in systems with asymptotic state observers", Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.
- [43] **S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant**, "Higher sliding modes in the binary control systems", Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [44] **G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai**, "A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems", International Journal of Control, vol. 76, no. 9, pp. 875–892, 2003.
- [45] **Levant**, "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [46] **Y.Orlov, L. Alguilar and J.C. Cadiou**, "Switched chattering control of electrical servo-motors and backlash friction attenuation", Proc, Physics and Control, vol. 4, pp.1336-1341, 2003.