

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Benidriiss Abdelkader

Elhella Mohamed Elfateh

Thème:

**Commande Backstepping d'une Machine
Synchrone à Rotor Bobiné**

Soutenu publiquement

Le : 13/06/2022

Devant le jury :

M Laamayad Tahar

M Bouakaz Ouahid

M Sahraoui Lazhar

MCA Président

MAA Encadreur/rapporteur

MAA Examineur

UKM Ouargla

UKM Ouargla

UKM Ouargla

Année universitaire 2021/2022

Dieu soit loué, et cela suffit, et que la bénédiction et la paix soient sur le bien-aimé Mustafa, sa famille et ceux qui sont encore en vie.

Dieu soit loué, qui nous a permis d'apprécier cette étape de notre parcours académique, avec notre mémoire, fruit d'efforts et de succès dédiés à

Qui m'a soutenu dans ses prières et ses supplications.....A ceux qui partagent mes joies et mes peines..... Un sourire dans ma vie,

à la femme la plus merveilleuse qui soit : ma chère mère Fatima

A celui qui m'a appris que le monde est un combat.....et que son arme est la connaissance et la connaissance

A celui qui ne m'a rien épargné..... à celui qui a recherché mon confort et ma réussite

A l'homme le plus grand et le plus cher de l'univers : mon cher père Ahmed

A mon refuge et ma force après Dieu Tout Puissant et mes âmes sœurs avec qui j'ai vécu les plus beaux souvenirs mes frères

Chers amis.....Mohammed Al-Saleh, Abdul Razzaq, Ali et Luqman

À qui son amour coule dans mes veines et médite sur son souvenir, mon cœur va à ma sœur bien-aimée.....Wahiba

A mes frères dont ma mère et les compagnons du chemin de vie n'ont pas joui, sa douceur, son amertume, et le symbole de l'altruisme que nous avons parcouru en pavant le chemin

Ensemble vers le succès et la créativité A ceux qui se sont donné la main pour cueillir une fleur on a appris.....

Mes chers amis, chacun en son nom

A tous ceux que ma plume ne comprend pas, je leur dis que vous êtes lointains et que votre amour n'est pas loin du cœur, et que vous êtes présent dans le cœur.

Et enfin, je dédie ce modeste ouvrage à ceux qui furent et sont encore mon honneur et la médaille de ma fierté et de ma fierté, à ceux avec qui j'ai passé les plus beaux jours de ma vie et avec qui j'ai vécu les meilleurs souvenirs... compagnons d'enfance, mon cousin Abdullah et mon oncle Abdul Majid

Et à tous ceux qui n'ont ménagé aucun effort pour m'aider, et à tous ceux qui ont contribué à m'enseigner même avec une lettre dans ma vie d'étude, à tous ceux qui ont eu un impact sur ma vie, je dédie ce modeste travail, demandant à Dieu Tout-Puissant de nous en faire profiter avec lui et accorde-nous le succès.

Listes des Figures

Figure I.1a. α est l'angle formé par l'axe du rotor et celui de la bobine n°1

Figure I.1b. magnétique à travers la bobine n°1 est maximum

Figure I.1c. les lignes de champ sont parallèles aux spires

Figure I.2. Schéma montrant le principe de fonctionnement d'une excitatrice sans balais pour moteur synchrone. Même système est utilisé pour l'excitatrice des alternateurs.

Figure I.3. rotor à pole lisses

Figure I.4. rotor à pôles saillants

Figure I.5. différents éléments d'une machine synchrone à rotor bobiné et à pôles saillants

Figure I.6. Amortisseurs d'une machine synchrone à inducteur bobiné et à pôles saillants

Figure I.7. Modèle de la machine synchrone sans amortisseur

Figure I.8. transformation de Park réel.

Figure I.9. Représentation symbolique de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants.

Figure I.10. schéma bloc de simulation de la machine synchrone à pôles lisses.

Figure I.11. résultats simulation de MSRB

Figure II.1. Diagramme de phase de la MS dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant

Figure II.2. Boucle de régulation de vitesse.

Figure II.3. Boucle de régulation de courant i_{sd} .

Figure II.4. Boucle de régulation de courant i_{sq} .

Figure II.5 : schéma bloc Simulation de commande vécotorielle par MSRB à pôles lisses

Figure II.6 : Caractéristiques du commande vécotorielle d'un MSRB à pôles lisses

Figure II.7 : Schéma de l'onduleur triphasé

Figure II.8 : Génération des Signaux de commande MLI de l'onduleur

Figure II.9 : Principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

Figure II.10 : Caractéristiques du commande vécotorielle d'un MSRB avec onduleur.

Figure III.1. Schéma de principe de la commande non adaptative

Figure III.2. Schéma de principe de la commande adaptative

Figure III.3. *Schéma simplifié de la commande par Backstepping du moteur synchrone*

Figure III.4. *Comparaison entre le régulateur PI et Backstepping*

SOMMAIRE

Lists de Figure	I
Sommaire	II
Introduction générale	1

Chapitre I : Etude et modélisation la Machine synchrone à rotor bobiné

I.1 Introduction.....	3
I.2.Présentation de Machine Synchrone.....	3
I.3.Structure et Principe de fonctionnement.....	4
I.3.1.Production d'un champ magnétique tournant.....	4
I.4.Constitution.....	8
I.5.Démarrage du moteur synchrone.....	8
I.6.Machines Synchrones à rotor bobinés.....	9
I.6.1.Avantages et inconvénients	10
I.6.2.Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses	10
I.6.3.Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants.....	11
I.7.Amortisseurs	12
I.8.Bilan des puissances.....	13
I.9.Modelisation de la Machine Synchrone à rotor bobiné (MSRB)	13
I.9.1.Principes et hypothèses de modélisation.....	13
I.10.Transformation de Park	15
I.10.1.Transformation inverse	15
I.11.Mise en équation.....	16
I.11.1.Équations magnétiques.....	16
I.11.2.Les expressions de tension.....	17
I.11.3.Sous forme matricielle.....	17
I.12.L'expression du couple électromagnétique.....	17
I.13.Modélisation de MSRV avec amortisseur.....	18
I.14.Schéma simulation de machine synchrone à rotor bobiné.....	19
I.14.1.Interprétations des résultats.....	20
I.15.Conclusion.....	21

Chapitre II : Modélisation et simulation de Machine synchrone à Rotor

Bobiné

II.1 Introduction.....	22
II.2.Principe de la commande vectorielle	22
II.3.Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	24
II.3.1.Avantages de la commande vectorielle	24
II.3.2.Inconvénients de la commande vectorielle	24
II.4.Calculs de Régulateur PID.....	24
II.4.1.Régulation du vitesse.....	24
II.4.2.Régulateur de courants.....	25
II.5.Simulation de commande véctorielle par MSRB à pôles lisses	27
II.5.1Interprétations des résultats	28
II.6.Modélisation des onduleurs de tension.....	28
II.6.1.Principe de la stratégie de commande de l'ondeur.....	28
II.6.2.Résultats de simulation.....	31
II.7.Conclusion	31

Chapitre III :commande backstepping de MSRB

III.1.Introduction.....	32
III.2.Principe de l'approche du Backstepping.....	32
III.3.Les Principaux Avantages et Inconvénients poses par la Commande backstepping.....	32
III.4.Application du Backstepping	34
III.4.1.Application du Backstepping pour les systèmes du second ordre.....	34
III.4.2.Application du Backstepping pour les systèmes du troisième ordre.....	36
III.5.Commande backstepping adaptative et non adaptative.....	39
III.6.Modèle de la MSRB commandée.....	40
III.6.1.Choix des grandeurs de sortie.....	41
III.6.2.Calcul du degré relatif.....	41
III.7.Commande backstepping non adaptative.....	42
III.8.Application du backstepping au MSRB	43
III.8.1.Etapes du dimensionnement de la commande backsteppingà la MSRB.....	43
III.9.schéma simplifié de commande backstepping non adaptative de MSRB	46

III.9.1.Resultats de simulatio.....	47
III.9.2.Interprétations des résultats	48
III.10.CONCLUSION.....	48
Conclusion Générale.....	III
Abréviation.....	IV
Symbole Signification Unité.....	IV
Référence média.....	V
Résumé.....	VI
Références bibliographiques.....	VII

Introduction générale

Introduction générale

Introduction générale

Actuellement, dans un grand nombre d'applications industrielles, les moteurs actuels (MCC) sont progressivement remplacés par des moteurs synchrones magnétiques. Ce remplacement se justifie par les avantages de ce dernier, à savoir la compacité, l'efficacité, la durabilité et l'adaptabilité aux environnements hostiles dans lesquels la présence d'un interrupteur mécanique est interdite. De plus, avec l'avènement des aimants permanents à hautes performances avec un champ coercitif élevé et une induction résiduelle élevée, il est devenu possible pour les moteurs synchrones d'être supérieurs aux moteurs.

Dans les machines synchrones, le flux rotorique est obtenu à partir des enroulements permanents ou d'excitation de l'aimant. Du fait de l'absence de glissement, les commandes réducteurs des machines synchrones sont plus simples que celles des machines asynchrones (MAS). Ce modèle est basé sur des résistances statoriques qui varient fortement avec la température de la machine.

La commande vectorielle permet au MSRB d'obtenir un dynamisme proche de celui d'une machine à courant continu.

Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de l'appareil soient précis. Cela nécessite un bon paramétrage. Ainsi, l'utilisation d'algorithmes de contrôle puissants, pour maintenir un niveau acceptable.

Dans les applications à vitesse variable qui nécessitent des réponses précises mais avec différents types de perturbations et d'incertitudes paramétriques, les contrôleurs sont difficiles à modifier les valeurs linéaires classiques telles que PI et PID face à un problème de type non linéaire et ont des performances qui peuvent être améliorées par le contrôle non linéaire. Ces dernières années ont vu des progrès rapides du contrôle dans les systèmes non linéaires. En particulier, plusieurs techniques micro-linéaires par changement de coordonnées et de boucles ont été appliquées pour contrôler des machines synchrones. Ces techniques nécessitent une bonne connaissance des paramètres du système, ce qui n'est généralement pas le cas des machines électriques.

Il existe plusieurs principes de contrôle MSRB, parmi lesquels l'application de techniques de contrôle vectoriel qui se distinguent comme un outil puissant et efficace, la variation des paramètres pendant le fonctionnement et les perturbations inconnues maintenant ainsi la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires, robuste aux changements des paramètres et rejet des perturbations inconnues Avec une réponse efficace sont les objectifs à atteindre. lors

de la mise en œuvre d'une stratégie de contrôle. Puis nous proposons de synthétiser une loi de commande en utilisant une méthode récursive, de type Backstepping.

Celui-ci est très récent, il introduit une procédure itérative qui combine la sélection de la fonction de Lyapunov et la synthèse de la loi de commande. Cette méthode transforme le problème de synthèse de lois de commande d'un système global en synthèse de séquences de commandes de microsystemes. En exploitant la flexibilité de ce dernier, le successeur peut répondre aux problèmes de régulation, de traçabilité et de robustesse dans des termes moins contraignants que d'autres méthodes.

Ce qui fera l'objet de a travail :

- Le chapitre I : Etude et modilisation d'une machine synchrone à rotor bobiné.
- Le chapitre II : Commande vectorielle de machine synchrone à rotor bobiné.
- Le chapitre III : Commande Backstepping de machine synchrone à rotor bobiné.

Chapitre I

Etude et modélisation d'une
Machine synchrone à rotor
bobiné

Machine synchrone à rotor
Etude et modélisation d'une

Chapitre I

I.1.Introduction

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation, la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas, néanmoins la structure de toutes ces machines est relativement proche, le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où Trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone, Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

I.2.Présentation de Machine Synchrone

Les machines synchrones sont des machines électriques tournantes, convertisseurs d'énergie, réversibles qui peuvent fonctionner en moteur ou en génératrice. Lorsqu'une machine synchrone fonctionne en génératrice, c'est-à-dire transforme de l'énergie mécanique en énergie électrique et fournit un courant alternatif, elle est appelée Alternateur. Pour l'alternateur synchrone triphasé, l'énergie électrique est produite sous forme triphasée, ainsi son induit peut être câblé en étoile ou en triangle.

L'alternateur se décline en différentes puissances de quelques kilovolts ampères à 250000kVA.

A ce titre il peut être intégré dans des systèmes embarqués, ainsi que dans des installations de puissance. L'alternateur à pôles saillants est principalement utilisé dans les centrales hydroélectriques, tandis que le turboalternateur (à pôles lisses) dans les centrales thermiques et nucléaires. Ainsi, il est à la base de presque toute la production d'énergie électrique mondiale.

Autrefois utilisés quasi exclusivement en alternateur, le développement de l'électronique de puissance et la généralisation des aimants comme inducteur permettent aujourd'hui

d'employer les machines synchrones en tant que Moteurs dans une large gamme de puissance et dont la fréquence de rotation est imposée par la fréquence du courant alternatif qui alimente l'induit. En fonctionnement moteur, la machine synchrone transforme de l'énergie électrique en énergie mécanique, et est utilisé pour entraîner de fortes charges : le TGV Atlantique utilise le moteur synchrone pour se propulser.

Le fonctionnement du moteur est de type inductif. Le moteur synchrone est souvent utilisé comme filtre passif pour le relèvement du cosinus φ en remplacement des condensateurs qui produisent de l'énergie réactive. Il fonctionne à vide. Son fonctionnement est capacitif et est appelé Compensateur synchrone.[1]

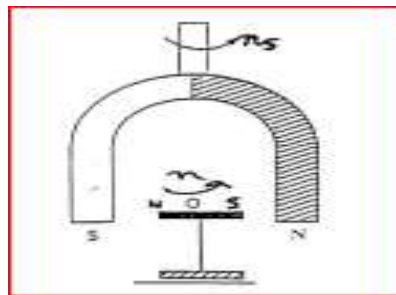
I.3.Structure et Principe de fonctionnement

I.3.1.Production d'un champ magnétique tournant

Trois modes de fonctionnement :

- Moteur
- Génératrice couplée au réseau
- Génératrice non couplée au réseau

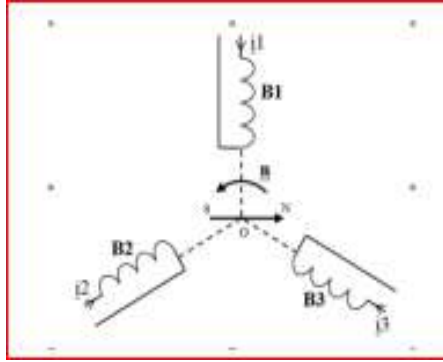
Dans les machines à courants alternatifs, le champ magnétique tourne à la même vitesse angulaire que le rotor dans les machines synchrones, à une vitesse légèrement supérieure dans les machines asynchrones. Ce champ est créé à la fois par le rotor en rotation et par les bobinages du stator parcourus par des courants alternatifs triphasés. On dispose d'un aimant en U que l'on tourne à la vitesse n_s , et d'un petit aimant ou d'une aiguille aimantée pouvant tourner autour de son axe.



L'aimant en U crée un champ tournant à la vitesse n_s . L'aiguille aimantée, entraînée par celui-ci tourne à la même vitesse que lui :

$$n = n_s \quad (I.1)$$

Si on peut remplacer l'aimant en U par un bobinage triphasé.



Le bobinage triphasé, alimenté par un système triphasé équilibré de tensions, crée un champ magnétique tournant à la vitesse n_s telle que :

$$n_s = f/p \tag{I.2}$$

n_s : fréquence de rotation du champ magnétique (vitesse de synchronisme) : (tr/s)

f : fréquence des courants :(Hz)

p : nombre de paires de pôles

Ainsi l'aiguille aimantée, entraînée par ce champ, tourne à la même vitesse que le champ:

$$n = n_s \tag{I.3}$$

C'est le principe de fonctionnement des machines synchrones.

Quand on fait tourner un aimant, on obtient un champ magnétique tournant, capable d'induire des tensions triphasées dans des bobinages disposés comme à la (figure I.1):

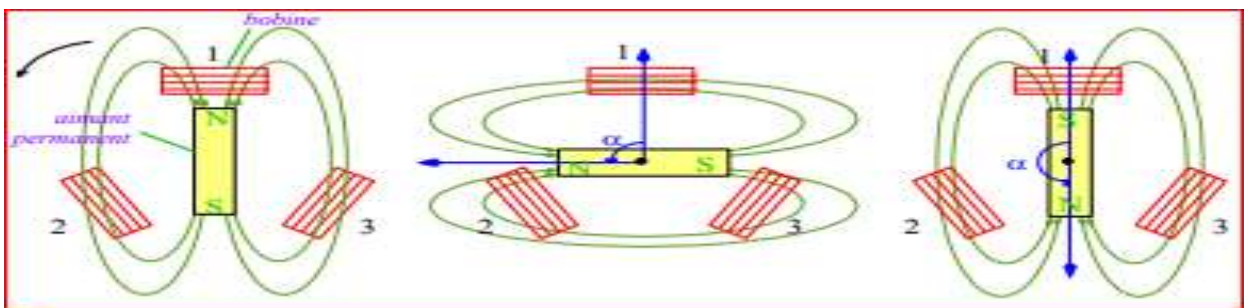


Figure I.1a

Figure I.1b

Figure I.1c

α est l'angle formé par l'axe du rotor et celui de la bobine n°1. En 1a), cet angle est nul et le flux φ du champ magnétique à travers la bobine n°1 est maximum. En 1b), on a $\alpha = \pi/2$ et le flux est nul (les lignes de champ sont parallèles aux spires). En 1c), $\alpha = \pi$, le flux est négatif et grand en valeur absolue.

Lorsque le rotor tourne à vitesse constante, ces variations de flux induisent dans la bobine n°1 une f.é.m. périodique et qu'on peut assimiler à une sinusoïde.

$$e(t) = \frac{-d\varphi}{dt} \quad (\text{I.4})$$

La f.e.m. $e_2(t)$ (induite dans la bobine n°2) est identique à $e_1(t)$, mais en retard de $1/3$ de période sur elle, ce qui correspond à un déphasage de $2\pi/3$. De même $e_3(t)$ est en retard de $4\pi/3$ (ou en avance de $2\pi/3$) sur $e_1(t)$. La fréquence f de ces trois tensions est égale à la fréquence de rotation n du rotor. On obtient un système de tensions triphasé.

Si on prend au rotor un aimant à deux paires de pôles, le champ magnétique est quadripolaire et tourne avec le rotor.

Si on peut utiliser un aimant à p paires de pôles, $3p$ bobines réparties régulièrement sur un cercle et correctement reliées entre elles électriquement (il y a p bobines en série dans chaque phase), on obtient un système triphasé de fréquence :

$$f = pn. \quad (\text{I.5})$$

Si on utilise $3p$ bobines régulièrement réparties sur un cercle alimentées en triphasé et judicieusement reliées entre elles, chaque bobine va créer un champ magnétique dipolaire, alternatif, de fréquence f . Les trois champs magnétiques s'additionner pour donner un champ magnétique variable tournant à la vitesse angulaire :

$$\Omega_s = 2\pi \frac{f}{p} \quad (\text{I.6})$$

C'est par cette méthode qu'on crée un champ magnétique tournant dans les moteurs synchrones et asynchrones.

En alternateur: le champ magnétique tournant créé par le rotor induit des f.é.m. triphasées dans les bobines du stator.

en moteur: le champ tournant créé par les bobines du stator entraîne dans sa rotation le rotor, car les deux champs magnétiques ont tendance à s'aligner. Le rotor tourne à la même vitesse angulaire que le champ statorique.

L'angle θ entre les deux vecteurs le moment magnétique \vec{M} du rotor (dirigé du pôle sud vers le pôle nord) et le champ tournant \vec{Bt} s'appelle décalage angulaire. Le moment \vec{T} du couple s'exerçant sur le rotor dépend de l'angle θ :

$$\vec{T} = \vec{M} \wedge \vec{B} \quad (\text{I.7})$$

$$T = M . Bt . \sin\theta \quad (\text{I.8})$$

Si θ est positif (θ est compté positivement dans le sens de la rotation) alors le rotor suit le champ tournant, le moment du couple est positif (orientation des couples à partir du sens de rotation par la règle du tire-bouchon) et la machine fonctionne en moteur.

A vide, quand le moteur ne fournit aucun couple utile, l'angle θ est petit, mais plus le couple utile du moteur augmente, plus l'angle θ augmente. Le couple maximum est obtenu quand $\theta = \pi/2$ (pour 2 paires de pôles).

Si l'on essaie de faire fournir au moteur un couple plus important, θ augmente et devient supérieur à $\pi/2$, le couple moteur diminue au lieu d'augmenter et le rotor décroche, il n'arrive plus à suivre le champ tournant. Le rotor finit par s'arrêter et des dispositifs de sécurité doivent couper l'alimentation du stator pour éviter de grosses surintensités.

Si θ est négatif, le rotor précède le champ tournant, le moment du couple est négatif et a tendance à freiner le rotor, la machine fonctionne en alternateur, c'est-à-dire qu'elle absorbe de la puissance mécanique et fournit de la puissance électrique.

Le stator d'une machine synchrone est triphasé, comme celui d'une machine asynchrone. Le champ tournant du stator peut être vu comme un aimant fictif qui tourne à la vitesse de synchronisme autour du rotor ; il existe trois types d'interaction entre le champ tournant et le rotor de façon à avoir une vitesse de rotation rotorique égale à celle de synchronisme :

- Champ tournant - électroaimant : dans ce cas le rotor est bobiné et excité par une source DC, c'est le cas de la MSRB .
- Champ tournant - aimant permanent : il s'agit des MSAP, où le rotor est équipé d'aimants permanents qui peuvent être surfaciques ou enterrés .
- Champ tournant - matériau ferromagnétique : on parle ici des MSRV, dans ce type de machines, le rotor présente une structure saillante, et le principe de fonctionnement se base sur l'alignement du rotor avec le champ tournant de façon à assurer un chemin magnétique à réluctance minimale (i.e. flux maximal).

Toutefois, on peut combiner plusieurs types de rotor pour adapter la machine à une application spécifique, on cite à titre d'exemple :

- 1) MSRB à pôles saillants
- 2) MSAP à pôles saillants
- 3) MSRV assistée par des MSAP

Les MSRB possèdent un degré de liberté supplémentaire, par rapport aux MSAP et MSRV: le flux rotorique est réglable. Ceci permet d'avoir un facteur de puissance réglable et

d'effectuer un défluxage plus aisé par le réglage du courant d'excitation. En revanche, le couplage entre les dynamiques statorique et rotorique rend la commande de cette machine plus complexe.

De plus, l'alimentation du rotor nécessite une électronique supplémentaire, ce qui diminue le rendement de la machine par rapport à la MSAP. De plus, les contacts glissants du rotor limitent sa vitesse de rotation.

I.4. Constitution

❖ . Stator

Est formé d'un circuit magnétique feuilleté portant un enroulement triphasé réparti dans des encoches. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices (f.é.m) générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.[2]

❖ . Rotor

Le rotor porte en général un bobinage placé dans des encoches ou sur des pôles saillants. Cet enroulement, destiné à être alimenté en continu, constitue l'inducteur de la machine, car il sert à créer le champ magnétique qui va balayer les conducteurs de l'induit.

L'excitation peut également être produite par des aimants montés en surfaces ou enterrés. Une variante particulière ne comporte aucune excitation au rotor et utilise les variations de réluctance..

I.5. Démarrage la machine synchrone

Le moteur synchrone ne peut démarrer seul. C'est pourquoi on place une cage d'écureuil sur son rotor afin qu'il puisse démarrer en moteur asynchrone. En appliquant la pleine tension triphasée sur le stator, on crée un champ tournant qui amène rapidement le moteur à une vitesse légèrement inférieure à sa vitesse synchrone. En général, la résistance de la cage d'écureuil est assez élevée afin d'assurer un fort couple de démarrage.

Pendant la période de démarrage, les bobines du rotor ne sont pas alimentées par l'excitatrice. Comme le champ tournant balaie les bobines, aussi bien que les barres de la cage, une tension élevée est induite dans ces bobines.

Afin de remédier à cet inconvénient et surtout pour améliorer le couple de démarrage, on court-circuite l'enroulement du rotor ou on le relie à une résistance extérieure pendant la période

d'accélération. À mesure que le moteur accélère, la tension induite diminue et elle tombe à une valeur négligeable lorsque le rotor tourne presque à la vitesse synchrone.

- 1- Source de commande a c-c
- 2-poles à c .c stationnaires
- 3-alternateur (excitatrice)
- 4-ligne triphasée
- 5-redresseur à diodes
- 6-ligne à c-c
- 7-rotor du moteur synchrone
- 8-stator du moteur synchrone
- 9-ligne d'alimentation triphasée

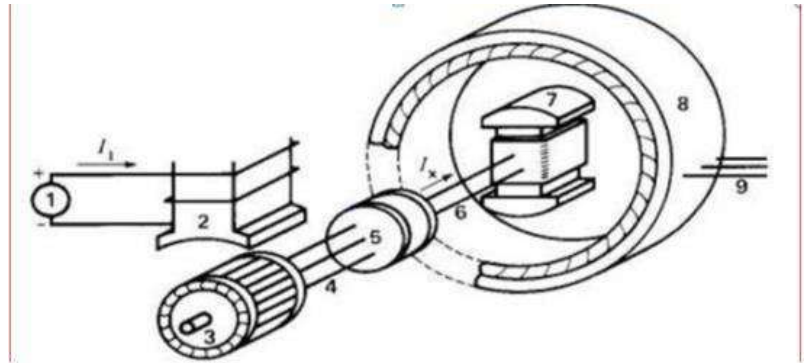


Figure I.2: Schéma montrant le principe de fonctionnement d'une excitatrice sans balais pour un moteur synchrone. Même système est utilisé pour l'excitatrice des alternateurs.

Lorsque la puissance du réseau alimentant le moteur est limitée, on applique une tension réduite sur le stator comme on le fait dans le cas des gros moteurs asynchrone. Ainsi, on utilise des autotransformateurs, des résistances et parfois des réactances pour limiter le courant pendant le démarrage.

Les moteurs synchrones de très grande puissance (20 MW et plus) sont parfois amenés à leur vitesse synchrone au moyen d'un moteur auxiliaire. Dans d'autres cas, on utilise un convertisseur électronique à fréquence variable pour accélérer la machine jusqu'à la vitesse synchrone.

I.6.Machines Synchrones à rotor bobinés

Dans le cas des moteurs à rotors bobinés, le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatifs. L'obtention d'une valeur de couple moyen non nulle ne passe alors par la vérification de la condition de synchronisme qui impose une égalité stricte entre vitesse du champ tournant stator et vitesse du champ tournant rotor.

Afin de s'en parer des contacts glissants (bague balais) comme pour les machines à courant continu, les machines synchrones à rotor bobiné font appel, le plus souvent, à une excitatrice (ou alternateur d'excitation) associée à un redresseur tournant, pour éliminer tout contact glissant.

Cet alternateur auxiliaire dont l'induit est accouplé à l'arbre de la machine débite dans l'inducteur, par l'intermédiaire du pont redresseur à diodes tournant aussi avec, L'arbre de la machine.[3]

I.6.1.Avantages et inconvénients

➤ Générateur synchrone à rotor bobiné

Si l'on excepte les installations de très faible puissance, l'alternateur à rotor bobiné est la machine idéale pour la production d'énergie électrique. Son rendement est excellent. La nécessité d'alimenter l'inducteur et les conditions à remplir pour le couplage sur le réseau sont deux inconvénients auxquels il n'est pas trop difficile de remédier. Dans le domaine automobile, l'alternateur à rotor à griffes est une solution robuste et de coût modéré. Son rendement est néanmoins très médiocre.[1]

➤ Moteur synchrone à rotor bobiné

Les moteurs synchrones à inducteur bobiné ont l'avantage d'avoir un facteur de puissance réglable par le courant d'excitation. Quand ils sont branchés directement sur le réseau, leurs principaux inconvénients sont l'impossibilité de démarrer sans artifice et le risque de décrochage si le couple résistant est trop important. Il leur faut par ailleurs une deuxième source d'énergie pour alimenter l'inducteur en continu.[1]

I.6.2.Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses

Plutôt adaptées pour des applications à forte puissance et grande vitesse, le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier amagnétique. Les têtes de bobines inductrices sont maintenues en place par des frettes en acier amagnétique. L'entrefer étant d'épaisseur constante, seule la répartition des encoches et /ou leur remplissage constitue un paramètre structurel jouant sur la forme d'onde des f.é.m. attendues.

Une disposition appropriée permet d'obtenir des f.é.m. sinusoïdales à très faible taux d'harmoniques.[4]

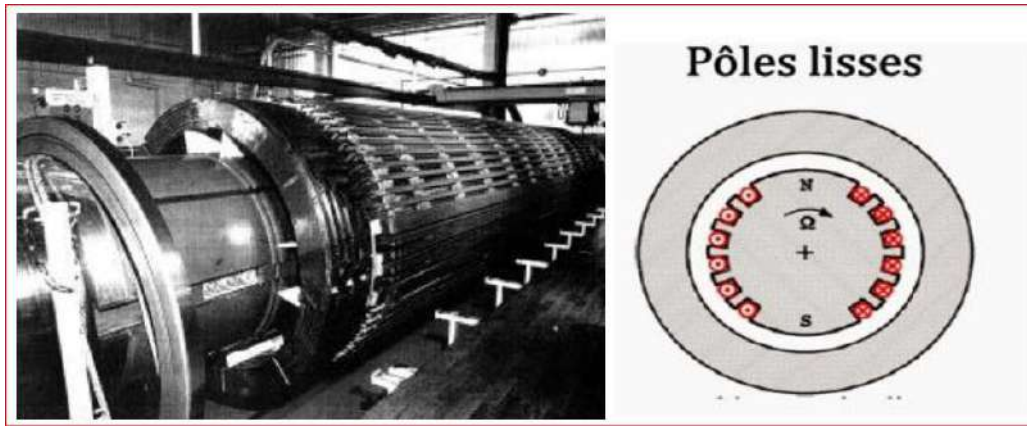


Figure I.3 : rotor à pole lisses

I.6.3. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants

Pour les machines à rotors à pôles saillants, les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine.

Elles sont utilisées pour des applications qui nécessitent une simplicité de constitution, ce type de machine possède un facteur de puissance relativement faible qui impose un surdimensionnement des convertisseurs statiques, ceci est un inconvénient pour la l'alimentation à fréquence variable.

Pour des applications de faible puissance aux environ de quelques kilowatts on peut S'affranchir de cette faiblesse genre des machines.[4]

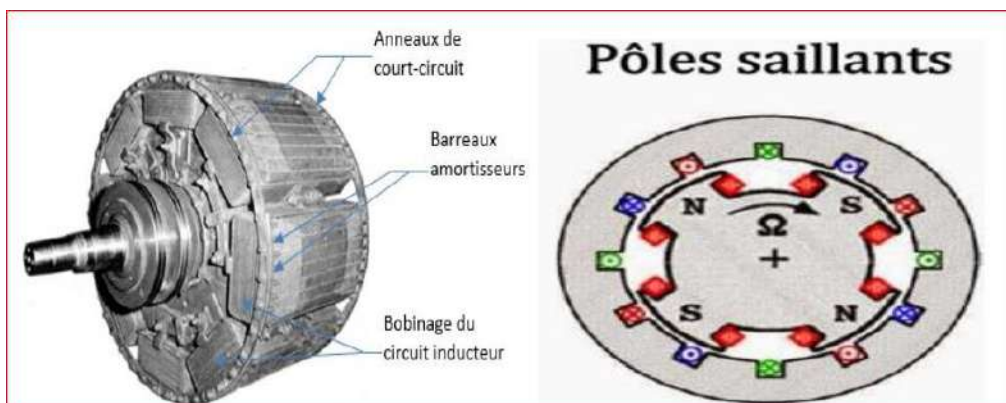


Figure I.4 : rotor à pôles saillants

Les rotors à pôles saillants sont bien adaptés aux machines à nombre de paires de pôles élevé et à vitesse de rotation basse ou moyenne (alternateurs des centrales hydrauliques par

exemple) alors que les rotors lisses sont bien adaptés aux machines à faible nombre de paires de pôles (une ou deux) et à vitesse de rotation élevée (turboalternateurs des centrales classiques ou nucléaires par exemple). Dans le premier cas la machine a un diamètre plus grand que sa longueur alors que dans le second cas, la machine a une longueur nettement plus grande que son diamètre.

Les lignes de champs sont fixes par rapport au rotor et ce dernier n'est donc pas le siège de courants de Foucault : il peut donc être massif, ce qui renforce sa solidité mécanique. Toutefois, la variation de réluctance due aux dents et aux encoches entraîne des variations de champ, et il est souvent nécessaire de feuilletter les épanouissements polaires des rotors à pôles saillants et plus rarement les rotors lisses (figure I.5)

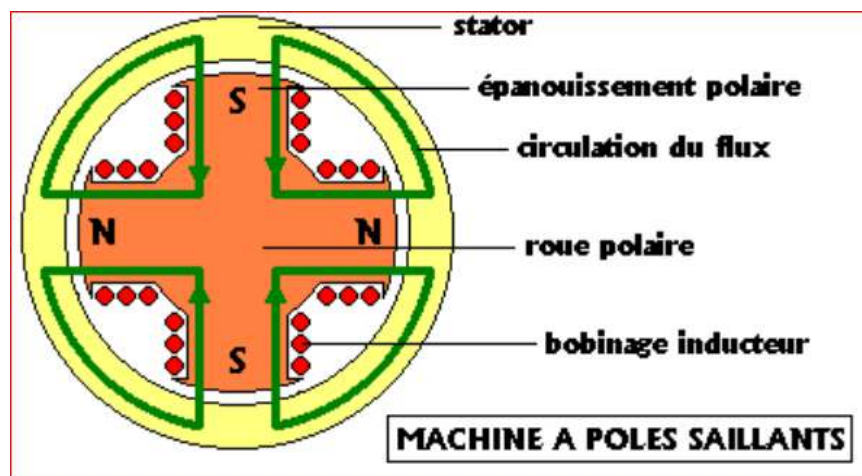


Figure I.5: différents éléments d'une machine synchrone à rotor bobiné et à pôles saillants.

I.7. Amortisseurs

Les machines à rotor bobiné sont souvent munies d'amortisseurs. Ce sont des barres de cuivre placées dans des encoches à la périphérie des pôles et reliées entre elles pour former une portion de cage ou une cage complète analogue à celle d'un moteur asynchrone (figure I.6).

Les amortisseurs s'opposent aux oscillations consécutives aux changements brusques de fonctionnement. Ils permettent également de démarrer la machine comme un moteur asynchrone. Dans les machines à rotor massif, l'effet d'amortissement est obtenu par la circulation des courants de Foucault dans le rotor massif. Le rotor des moteurs à aimants ne comporte pas d'amortisseurs. Ceux-ci ne sont pas nécessaires pour la stabilité du fonctionnement ou le démarrage en moteur asynchrone, car la machine est systématiquement associée à une alimentation électronique. De plus, leur présence serait néfaste au comportement dynamique du système.[2]

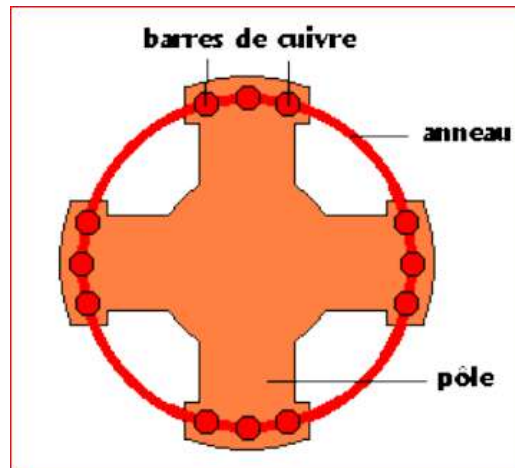


Figure I.6: Amortisseurs d'une machine synchrone à inducteur bobiné et à pôles saillants.

I.8. Bilan des puissances

En mode moteur, les pertes dans la machine synchrone se répartissent, on regroupe habituellement les pertes fer dans le stator (pertes par hystérésis et courants de Foucault) et les pertes mécaniques car sous la tension nominale, elles ne dépendent toutes deux que de la vitesse de rotation du moteur (ce qui devient faux lorsque l'onduleur commande le moteur en amplitude variable). Les rendements des machines synchrones à aimants permanents sont généralement très bons. (meilleurs que pour les autres moteurs d'environ 1%) de l'ordre de 96% pour 100kW, 91% pour 6kW et 78% pour 1kW.

L'expression littérale du rendement s'écrit [4] :

$$\eta = \frac{C_u \cdot \Omega}{\sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi} = \frac{C_u \cdot \Omega}{C_u \cdot \Omega + P_j + P_c} \quad (\text{I.9})$$

Rq : Les alternateurs (à excitation bobinée) utilisés dans les centrales électriques peuvent avoir des puissances de l'ordre de 1000 MW. Même avec un rendement de 99%, il reste 10 MW de chaleur à évacuer ! [5]

I.9. Modélisation de la Machine Synchrone à rotor bobiné (MSRB)

Les machines électriques tournantes sont des systèmes physiques régis par des phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques, thermiques, etc, pour concevoir la machine afin de déterminer les valeurs et les équations de la machine et de l'appliquer dans le programme Matlab et d'étudier les résultats.

I.9.1. Principes et hypothèses de modélisation

La modélisation des machines électriques exige d'une part la prise en compte de certaines hypothèses simplificatrices usuelles suivantes :

- ❖ **Hypothèse 1** : la répartition spatiale des conducteurs statoriques est sinusoïdale, la distribution spatiale de la force magnétomotrice (f.m.m) l'est aussi ; les harmoniques spatiales de la distribution du flux sont négligées .
- ❖ **Hypothèse 2** : les pertes par hystérésis et par courant de Foucault sont supposées nulles .
- ❖ **Hypothèse 3** : les circuits magnétiques sont linéaires (non saturés) .
- ❖ **Hypothèse 4** : la composante homopolaire est supposée nulle pour les grandeurs statoriques, c.-à-d. le système triphasé est équilibré .
- ❖ **Hypothèse 5** : l'effet d'amortissement au rotor ainsi que les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés, les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées et d'autres parts se basent sur trois types d'équations :

- Équations magnétiques : il s'agit des équations qui décrivent les flux en fonction des courants qui parcourent les enroulements (théorème d'Ampère).
- Équations électriques : la relation entre les tensions et les courants est décrite par la loi d'Ohm généralisée avec la loi de Faraday.
- Équations mécaniques : la deuxième loi de Newton décrit la variation de la vitesse de l'arbre. de la machine en fonction du couple (résultant de la force de Laplace).

Malgré la prise en compte des hypothèses simplificatrices, les équations d'une MSRB restent fortement non linéaires, ce qui rend l'analyse du comportement de la machine très difficile, surtout en régime transitoire. Pour faciliter l'analyse des régimes transitoires et permanents de la MSRB et, par la suite, faciliter leur observation et leur commande, la théorie des deux circuits (de Park) a été introduite [6].

Les machines synchrones sont généralement étudiées dans le référentiel d q ($\omega_{coor} = \omega_r$) (figure I.7) suivante représente le modèle électrique du moteur synchrone.[7]

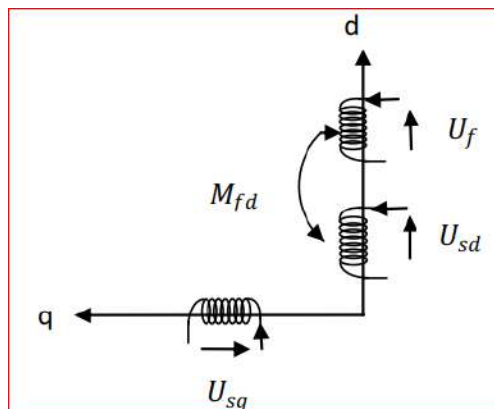


Figure I.7: Modèle de la machine synchrone sans amortisseur

I.10. Transformation de Park

Lors de la description mathématique de la machine synchrone, nous avons vu qu'elle présente un système d'équations différentielles à coefficients variables très difficile à résoudre, ce problème est contourné par un changement de variables simplifiant l'étude. Pour cela, plusieurs travaux de recherche ont eu lieu tels ceux *Clark*, *Concordia*, *Park* et d'autres.

Tous ces travaux de recherche essayent de découpler certaines grandeurs et d'éliminer la variation des coefficients des équations différentielles qui régissent le comportement de la machine. La transformation de **Park** physiquement, peut être expliquée par une transformation de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements (Figure I.8).[8]

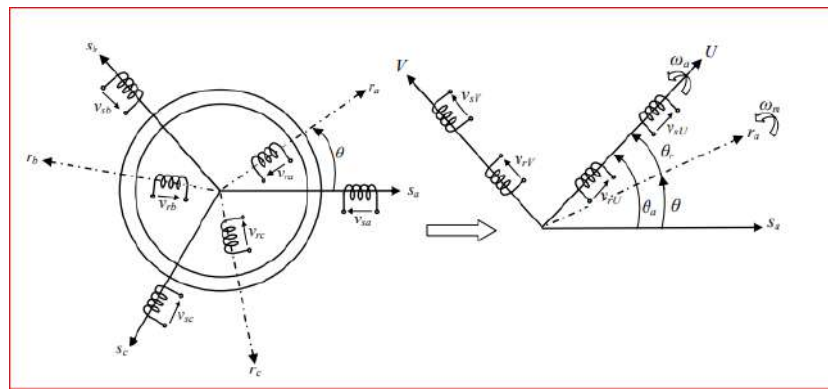


Figure I.8 : transformation de Park réel

On peut noter les non linéarités et les couplages dans les équations de la tension statorique. Ces équations auraient pu être également obtenues directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de **Park** en prenant en compte le fait que dans beaucoup de cas la somme instantanée des grandeurs triphasées est nulle ce qui permet d'annuler la composante homopolaire.

Cette transformation est définie par sa matrice de passage $X[d, q]$ tel que[2] :

$$\begin{pmatrix} Xd \\ Xq \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{pmatrix} \quad (I.10)$$

II.10.1. Transformation inverse

La matrice de passage $X[d, q]^{-1}$ écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à la conservation de la puissance instantanée. L'orthogonalité nous permet d'écrire:

$$\begin{pmatrix} Xd \\ Xq \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{pmatrix}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} Xd \\ Xq \end{pmatrix} \quad (\text{I.11})$$

I.11.Mise en équation

Sous les hypothèses classiques de modélisation des machines électriques en vue de leur commande, nous considérons une machine synchrone à rotor bobiné à $2p$ pôles saillants. Nous appliquons les principes de modélisation présentés dans les sections précédentes à cette machine.[8]

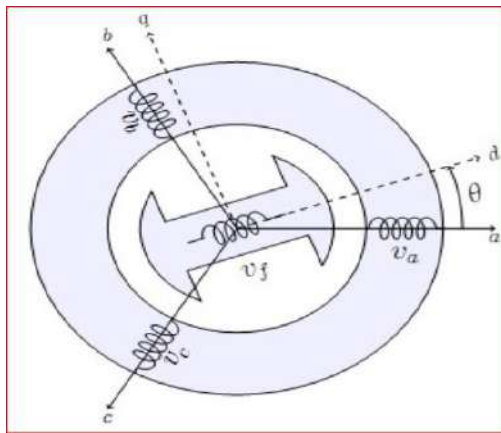


Figure I.9 : Représentation symbolique de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants.

I.11.1.Équations magnétiques

Selon le théorème d'Ampère, tout courant i , parcourant un circuit, crée un champ magnétique à travers la section qu'il entoure. L'inductance de ce circuit est le quotient du flux de ce champ magnétique φ par l'intensité du courant traversant le circuit.

Étant donné une machine AC à n enroulements, les interactions magnétiques entre enroulements agissant sur une bobine j font intervenir :

- Les inductances propres $L_j(\theta)$
- Les inductances mutuelles $M_{jk}(\theta)$.

Les inductances dépendent des chemins magnétiques des flux, elles sont donc fonctions de la position relative du rotor par rapport au stator. Si on appelle φ_j le flux d'enroulement du circuit de rang j , son expression en fonction des inductances et des courants i_k traversant les circuits k est (la dépendance en temps des courants et flux est supprimée pour alléger l'écriture) :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{df} i_f \\ \varphi_{sq} = L_q i_{sq} \\ \varphi_f = L_f i_f + M_{fd} i_d \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

I.11.2. Les expressions de tension

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_r \varphi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_r \varphi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

I.11.3. Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Pour résoudre ce système, il faut le mettre sous forme d'équation d'état :

$$[\dot{i}] = [U][L]^{-1} - [L]^{-1}[R][I] \quad (\text{I.15})$$

Ou

$$[L] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \text{ et } [R] = [R_1] + \omega_r [R_2] \quad (\text{I.16})$$

Avec

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}; [R_2] = \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z] = [L]^{-1} \quad (\text{I.17})$$

I.12. L'expression du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée fournie aux circuits électriques rotoriques et statoriques est exprimée en fonction des grandeurs d'axes (d q):

$$P_e = U_d i_d + U_q i_q + U_f i_f + U_{kd} i_{kd} + U_{kq} i_{kq} \quad (\text{I.18})$$

a. Cette puissance se décompose en trois séries de termes :

La puissance dissipée en pertes joule :

$$P_1 = R_s (i_d^2 + i_q^2) + R_f i_f^2 + R_{kd} i_{kd}^2 + R_{kq} i_{kq}^2 \quad (\text{I.19})$$

b. La puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources:

$$P_2 = i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt} + i_f \frac{d\varphi_f}{dt} + i_{kd} \frac{d\varphi_{kd}}{dt} + i_{kq} \frac{d\varphi_{kq}}{dt} \quad (\text{I.20})$$

c. La puissance mécanique regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_3 = (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I.21})$$

d. Le couple électromagnétique instantané est défini par :

$$C_e = \frac{3}{2} * P * (\varphi_s \wedge i_s)$$

$$C_e = \frac{3}{2} * P * [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + M_{fd} i_{sq} i_f] \quad (\text{I.22})$$

e. Expression du mouvement est:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \quad (\text{I.23})$$

avec $P\Omega = \omega_r$

Ω : la vitesse de rotation mécanique

J : le moment d'inertie du moteur

F : le coefficient de frottement visqueux

C_e : le couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : le couple résistant

II.13. Modélisation de MSRv avec amortisseur

➤ Les expressions de tension

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_r \varphi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_r \varphi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \\ 0 = U_{kd} = R_{kd} i_{kd} + \frac{d\varphi_{kd}}{dt} \\ 0 = U_{kq} = R_{kq} i_{kq} + \frac{d\varphi_{kq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

➤ Expressions de flux

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{df} i_f \\ \varphi_{sq} = L_q i_{sq} \\ \varphi_f = L_f i_f + M_{fd} i_d \\ \varphi_{kd} = L_{kd} i_{kd} + M_{kd} i_{sd} + M_{fd} i_f \\ \varphi_{kq} = L_{kq} i_{kq} + M_{kq} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

➤ Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega_r L_q & sM_f & sM_{kd} & -\omega_r M_{kq} \\ \omega_r L_d & R_s + sL_q & \omega_r M_f & \omega_r M_{kd} & sM_{sq} \\ sM_f & 0 & R_f + sL_f & sM_{fd} & 0 \\ sM_{kd} & 0 & sM_{fd} & R_{kd} + sL_{kd} & 0 \\ 0 & sM_{sq} & 0 & 0 & R_{kd} + sL_{kd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

➤ couple électromagnétique

$$C_e = \frac{3}{2} * P * [L_d i_{sq} i_{sd} + M_f i_f i_{sq} + M_{kd} i_{kd} i_{sq} - L_q i_{sd} i_{sq} - M_{kq} i_{kq} i_{sd}] \quad (I.27)$$

➤ Expression du mouvement

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \quad (I.28)$$

avec $P\Omega = \omega_r$

I.14.Schéma simulation de machine synchrone à rotor bobiné

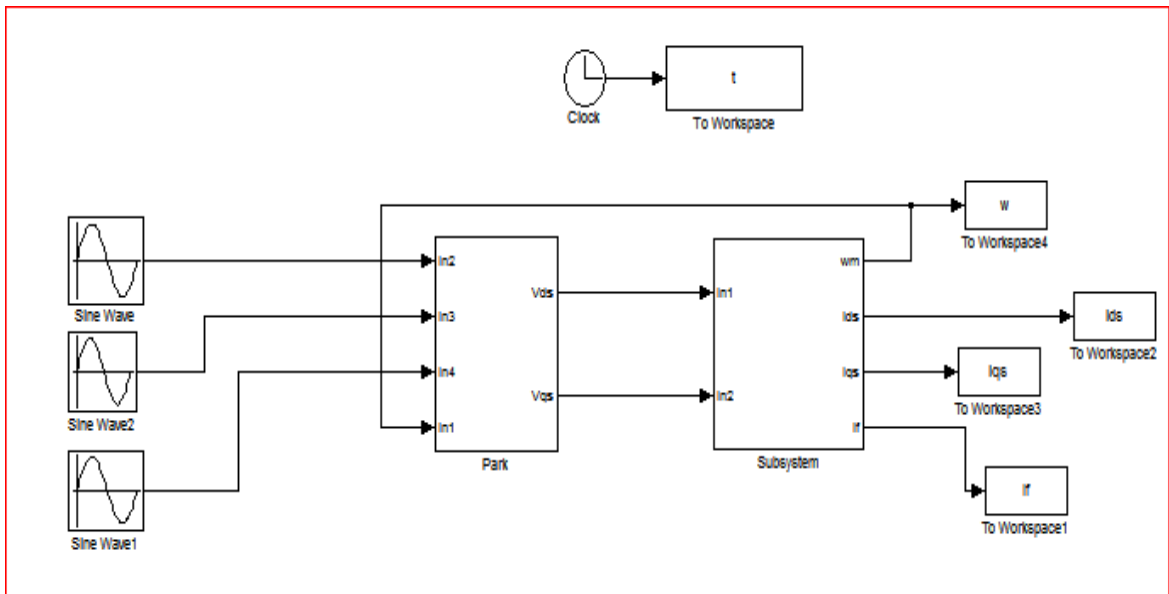


Figure I.10 : schéma bloc de simulation de la machine synchrone à pôles lisses

Représente la caractéristique principale du moteur synchrone

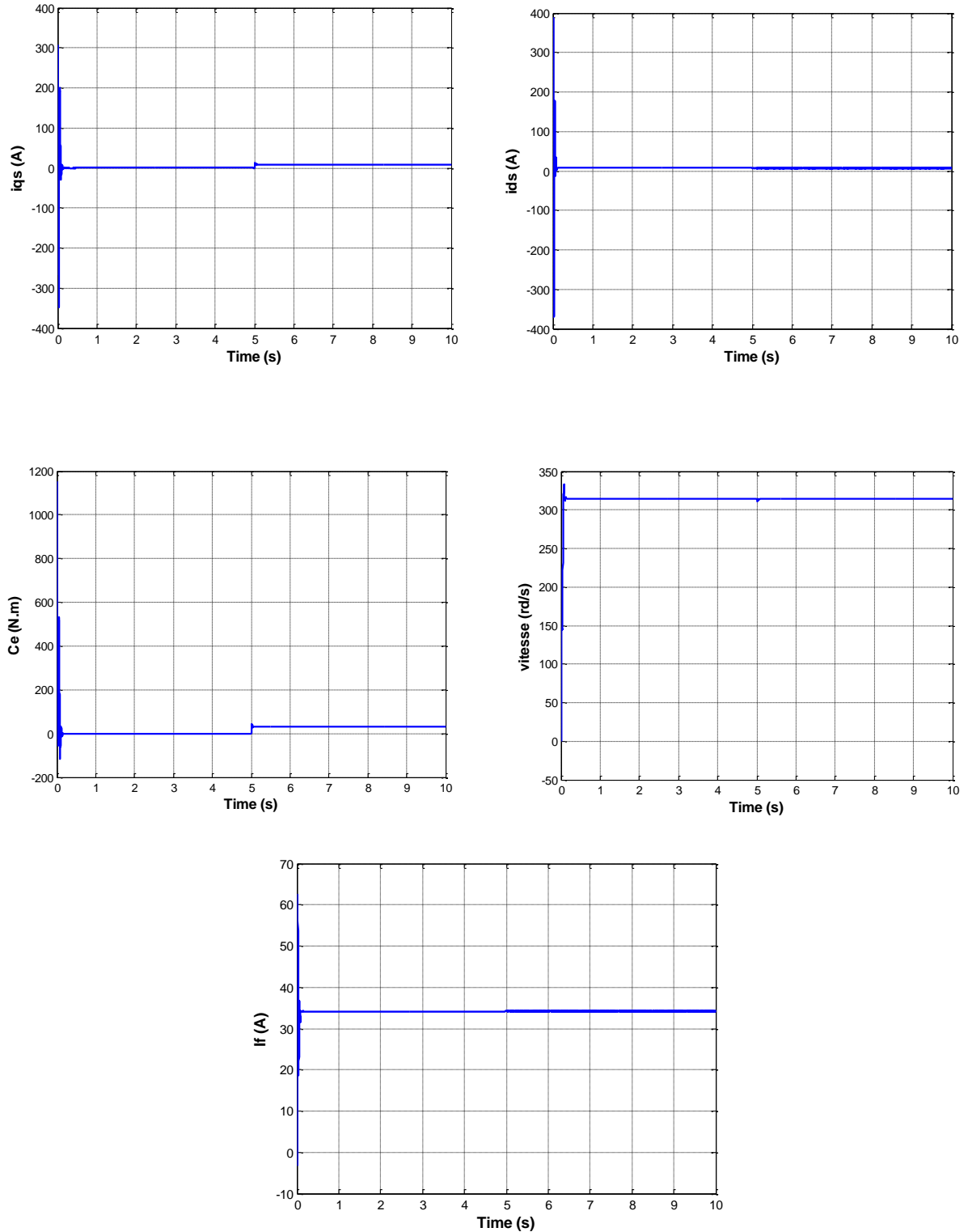


Figure I.11 : résultats simulation de MSRFB

I.14.1. Interprétations des résultats

Aux très faibles vitesses, les à coups du couple sont de court durée mais forte intensité puis s'atténuent lorsque la machine prend de la vitesse tout à restant oscillatoires.

Lors du démarrage, la vitesse subit des variations transitoires dues à l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener la machine à sa vitesse initiale. Elle présente constamment de faibles oscillation autour du synchronisme, celles-ci sont dues, entres autres, à l'absence du circuit amortisseur.

Le courant rotorique subit la même loi de variation. Aux basse vitesse leur amplitude est importante mais se stabilise rapidement à l'approche du synchronisme.

Il est possible d'approfondir le travail de simulation par la variation des valeurs des résistances statorique et d'excitation, de la tension d'excitation, du couple de charge, ainsi que celle du moment d'inertie.

I.15.Conclusion

Ans ce chapitre on a vue les généralités sur les différents types des machines synchrones, et les différents de ces composants, aussi que ces étudié les avantages et les inconvénients de machine synchrone à rotor bobiné et etude la modélisation la machine.

Au deuxième chapitre sera consacré à commande vectorielle de machine synchrone à rotor bobiné.

CHAPITRE II :
COMMANDE
VECTORIELLE DE
MACHINE SYNCHRONE A
ROTOR BOBINE
РОТОР БОБИНА
MACHINE SYNCHRONE A

II.1.Introduction

Par le découplage entre la production du couple électromagnétique et la magnétisation en flux la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable.

En 1971, BLASCKE a proposé une méthode de commande par champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courants continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation. Pour réaliser le contrôle, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le courant générant le couple.

Ainsi, nous obtenons un modèle découplés de la machine du flux et du couple électromagnétique sont de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, on obtient des performances considérables puisque le couple dépend uniquement du courant i_q , relatives à la réponse du système en régime dynamique semblable à celle des machines à courant continu. [10]

II.2.Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_q via la tension V_q .

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.[11]

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatives est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. [12]

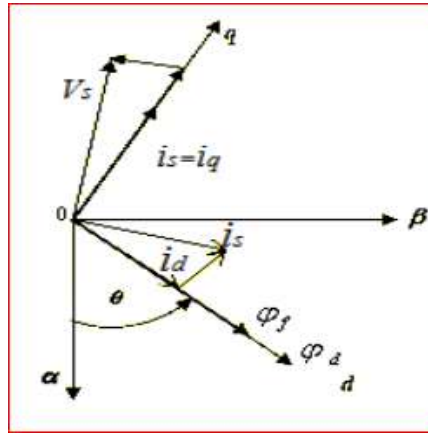


Figure II.1 : Diagramme de phase de la MS dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant

La figure montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α,β) liée au stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_d du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant i_d est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (sur excitation). D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s$$

Donc :

$$\varphi_d = \varphi_{sf}$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} p \varphi_{sf} i_q \quad (\text{II.1})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , d'où la représentation suivante:

$$C_e = k_t i_q \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \varphi_{sf} \quad (\text{II.3})$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant i_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours

respecter la relation suivante : $\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{max}$

II.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

II.3.1. 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. [13]

II.3.2. Inconvénients de la commande vectorielle

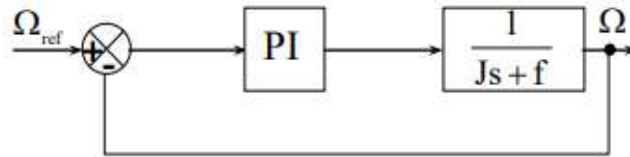
- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).
- _ Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle

II.4. Calculs de Régulateur PID

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent, [8]. Dans la commande vectorielle indirecte, il y a trois régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants i_{ds} et i_{qs} [11].

II.4.1. Régulation du vitesse

Les paramètres du régulateur PI sont définis à partir du schéma illustré par la figure suivante :



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

$$C_{\Omega}(S) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (\text{II.4})$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$), la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) devient :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_{p\Omega}S + K_{i\Omega}}{S(JS + f)} \quad (\text{II.5})$$

En boucle fermée (FTBF), on aura :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}S + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}}S^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}}\right)S + 1} \quad (\text{II.6})$$

En identifiant membre à membre le dénominateur de l'équation (II.6) à la forme canonique :

$$G(S) = \frac{1}{\frac{1}{\omega^2}S^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega}\right)S + 1} \quad (\text{II.7})$$

On obtient :

$$\begin{aligned} K_{i\Omega} &= J\omega^2 \\ K_{p\Omega} &= \frac{2\xi K_{i\Omega}}{\omega} - f \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 1$),

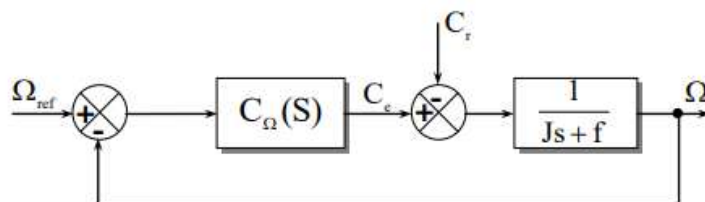


Figure II.2 : Boucle de régulation de vitesse.

II.4.2. Régulateur de courants

Le régulateur du courant i_{sd} fourni la tension U_{sd} de référence d'après, la boucle de régulation est alors comme indiqué aux figures (II.3) et (II.4). La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$G_i(S) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{S} \tag{II.9}$$

La fonction de transfère en boucle ouverte (FTBO) du système est donc :

$$G_{BO}(S) = K_{pi} \left(S + \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \right) \frac{1}{S} \frac{\frac{1}{\delta L_s}}{\frac{R_s}{\delta L_s} + S} \tag{II.10}$$

Par compensation de pôle :

$$\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{\delta L_s} \tag{II.11}$$

Alors :

$$G_{BO}(S) = \frac{K_{pi}}{\delta L_s S} \tag{II.12}$$

Donc en boucle fermée (FTBF), on a :

$$G_{BF}(S) = \frac{\frac{K_{pi}}{\delta L_s S}}{1 + \frac{K_{pi}}{\delta L_s S}} = \frac{1}{\frac{\delta L_s S}{K_{pi}} + 1} = \frac{1}{\tau S + 1} \tag{II.13}$$

Avec : $\tau = \frac{\delta L_s}{K_{pi}}$

Les valeurs des régulateurs K_{pi} et K_{ii} sont déterminés pour un τ choisi à $\tau = 0.01$.

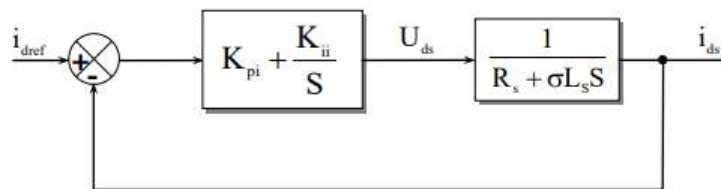


Figure II.3 : Boucle de régulation de courant i_{sd} .

En procédant de la même manière que pour le régulateur de i_{sd} on déterminera les coefficients du régulateur de courant i_{sq} qui fournit la tension de référence U_{sq} . Le schéma de régulation du courant i_{sq} est représenté sur la figure (II.4). On remarque bien que c'est la même chose que pour le courant i_{sd} .

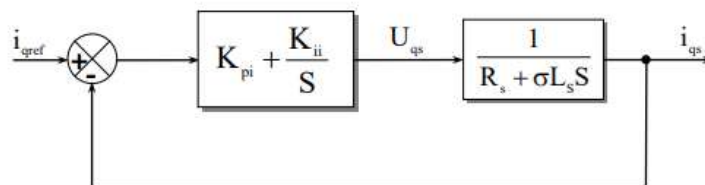


Figure II.4 : Boucle de régulation de courant i_{sq} .

II.5.Simulation de commande vécotorielle par MSRB à pôles lisses

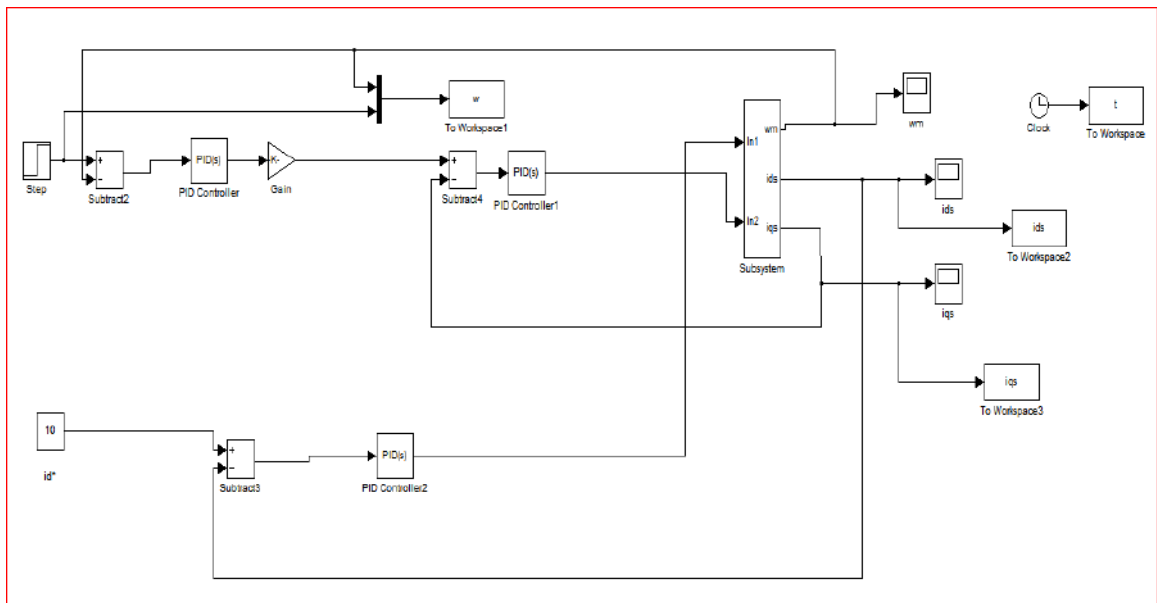


Figure II.5 : schéma bloc Simulation de commande vécotorielle par MSRB à pôles lisses

Représente la caractéristique principale d'un commande vécotorielle du MSRB à pôles lisses

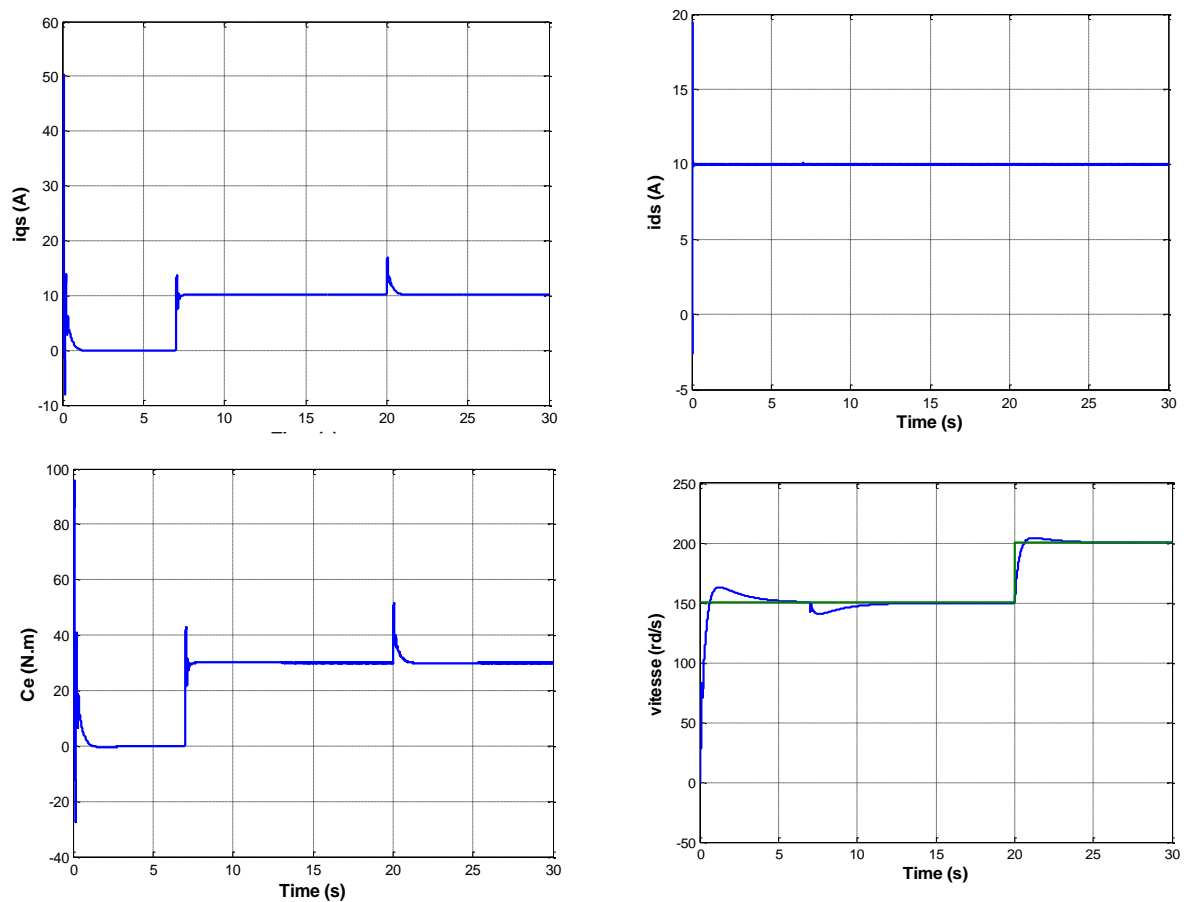


Figure II.6 : Caractéristiques du commande vécotorielle d'un MSRB à pôles lisses

II.5.1. Interprétations des résultats

- la réponse en vitesse avec PI doté d'une réaction montre une réponse douce sans dépassement et sans erreur statique
- On remarque que la perturbation due à la charge est rapidement rejetée.
- Le courant I_d et I_f est maintenu à zéro quelque soit la variation de la charge et la variation de la vitesse ce qui prouve le principe de la commande vectorielle.
- Le courant I_q contrôle le couple est resté dans les limite de fonctionnement de la machine.
- Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_q . En dehors du couple de démarrage et celui de l'inversion, il développe un couple moteur pour entraîner la charge.

II.6. Modélisation des onduleurs de tension

Dans l'étude de l'ensemble commande onduleur machine, nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux, c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur machine[1].

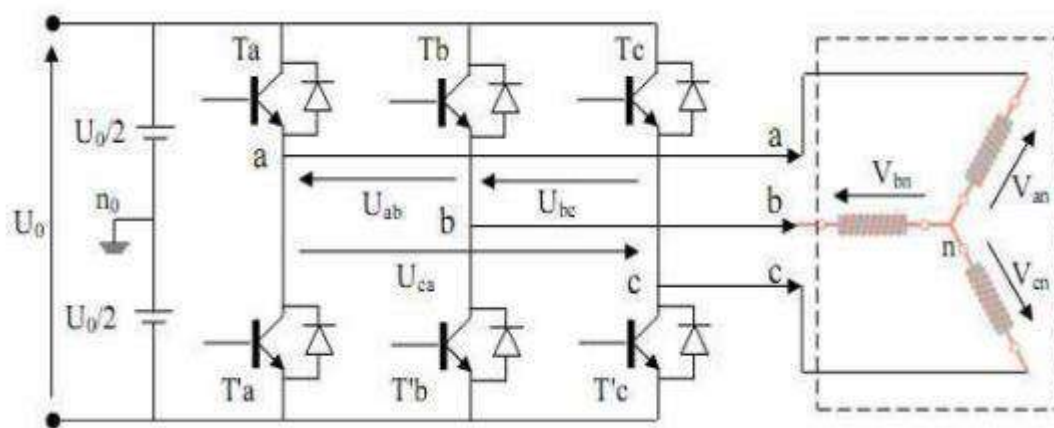


Figure II.7 : Schéma de l'onduleur triphasé

Pour modéliser l'onduleur de tension figure(II.4), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f.e.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

II.6.1. Principe de la stratégie de commande de l'onduleur

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales

possibles.

A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal.

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs[12].

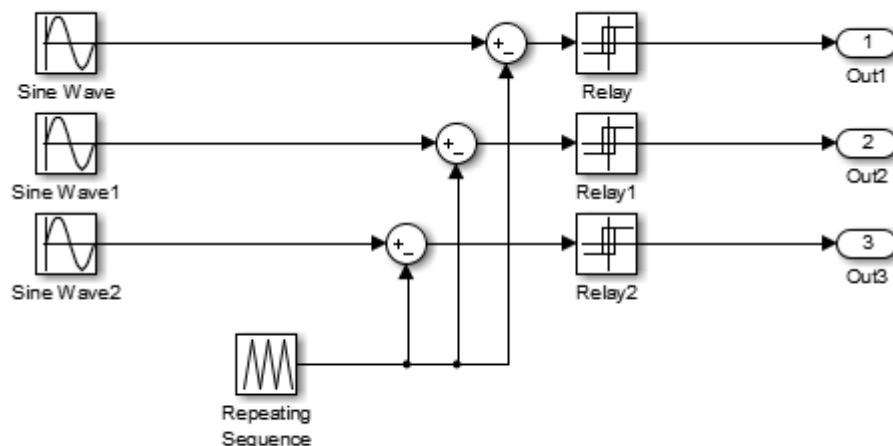


Figure II.8 : Génération des Signaux de commande MLI de l'onduleur

Les tensions de références sont les tensions simples $V_s [V_{aN} \quad V_{bN} \quad V_{cN}]^T$ par rapport au point neutre. Si la charge est équilibrée alors : $V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0$

D'où :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bN} = \frac{1}{3}(V_{cb} - V_{ab}) \\ V_{cN} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_j définie par :

$F_j = 1$: Interrupteur du demi-bras haut fermé et du demi-bras bas ouvert.

$F_j = 0$: Interrupteur du demi-bras haut ouvert et du demi-bras bas fermé.

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par :

$$V_{a0} = F_1 E$$

$$V_{b0} = F_2 E$$

$$V_{c0} = F_3 E$$

Et les tensions simples V_a , V_b et V_c s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

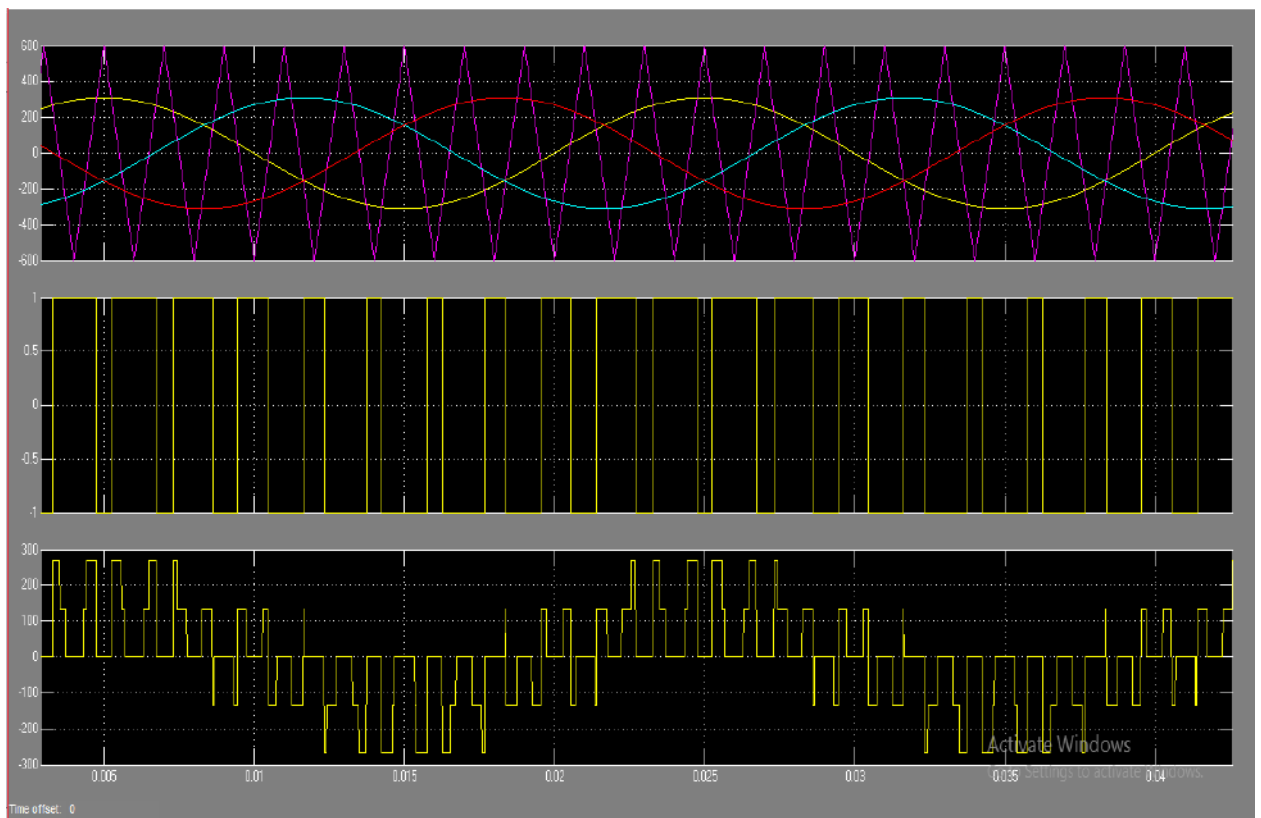


Figure II.9 : Principe de la technique triangulo-sinusoidale.

II.6.2. Résultats de simulation

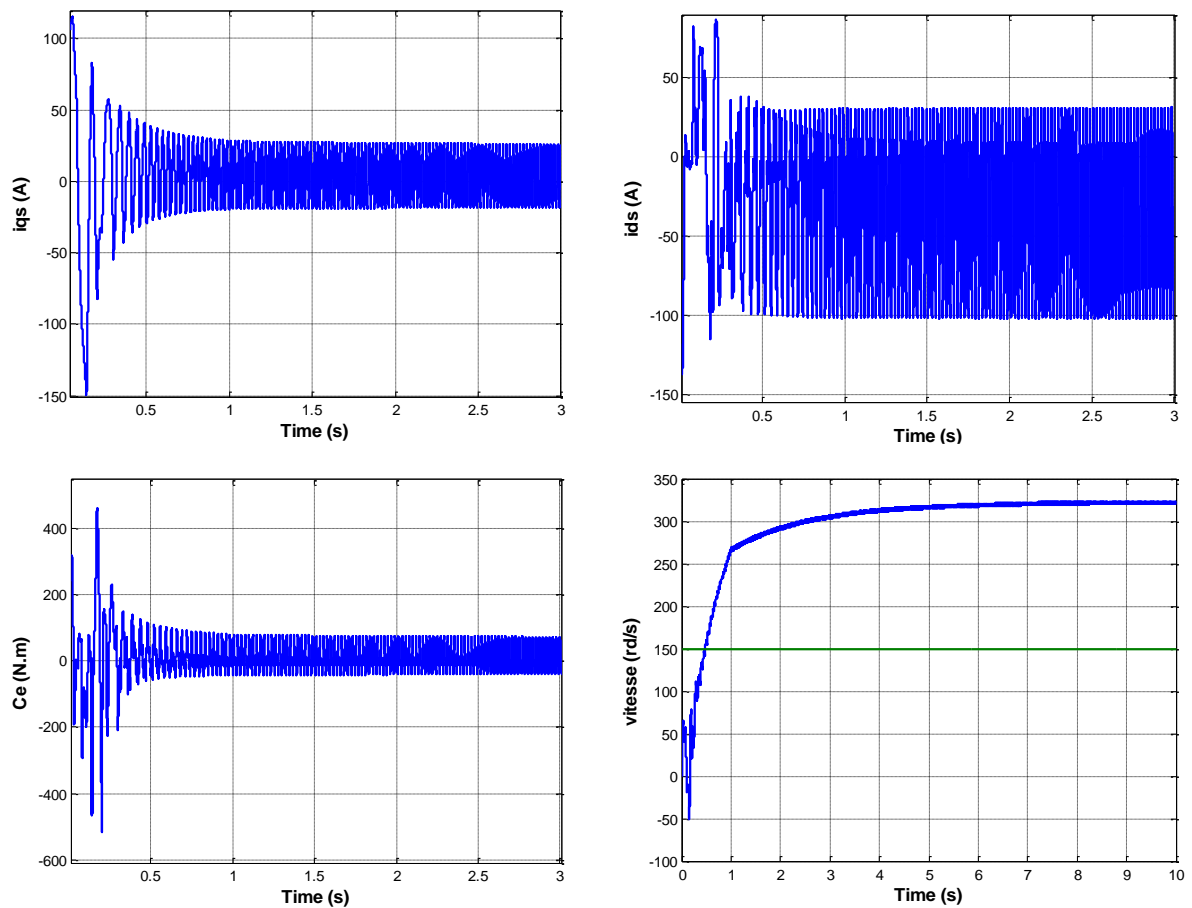


Figure II.10 : Caractéristiques de la commande vectorielle d'un MSRBR avec onduleur

Test de robustesse est sensible ou variation de la paramètre de machine

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les modélisation des machines synchrones à rotor bobiné à pôles lisses, puis dans le référentiel de *Park*, ce dernier qui nous simplifie les équations et on trouve la simulation de chaque différent cas des machine .

on a vu l'application de la commande vectorielle sur la MSRBR cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre le couple et le flux pour assurer une commande efficace et robuste. Une autre fois on a distingué que les régulateurs classiques [PI] donne toujours de meilleur résultat.

Chapitre III :

commande backstepping de

MSRB
WZKB

commande backstepping de

Chapitre III :

III.1.Introduction

La technique du Backstepping est une méthode de commande relativement récente des systèmes non linéaires.

Elle permet, de manière séquentielle et systématique, par le choix d'une fonction de Lyapunov, de déterminer la loi de commande du système. Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leurs concevoir des lois de commande intermédiaires.[9]

Au cours de la dernière décennie, des progrès importants ont été accomplis dans le domaine de la commande non linéaire qui a conduit au développement d'un certain nombre de méthodes conception de contrôleurs non linéaires.

Dans ce chapitre, nous verrons comment contrôler ces structures et lignes à travers les méthodes de backstepping et l'outil de contrôle, en abordant d'abord le système non linéaire.

III.2.Principe de l'approche du Backstepping

L'idée de base du Backstepping est de stabiliser au départ le premier sous système par une fonction stabilisante connue via une fonction de Lyapunov choisie, ensuite d'ajouter à son entrée un intégrateur. On procède de même pour le prochain sous système augmenté et ainsi de suite pour les sous-systèmes successifs pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système. Dans cette partie, l'idée principale de la technique du Backstepping est démontrée par son application à travers deux exemples, du deuxième et du troisième ordre.[9]

III.3.Les Principaux Avantages et Inconvénients poses par la Commande backstepping

a. Avantages

Comme avantages la commande backstepping assure :

- Simplicité dans la démarche de la conception d'une telle commande.
- Utilisable en non linéaire
- Suivi de consigne avec rejet de perturbation de manière satisfaisante
- Assure la stabilité du système commandé, (elle est basée sur la théorie de Lyapunov)

b. Inconvénients

L'utilisation de la technique de Backstepping pour la commande non linéaire d'un système d'ordre n , peut provoquer des difficultés qui présentent des obstacles pour les convergences des grandeurs du système, parmi ces difficultés les principaux problèmes posés par la commande par Backstepping sont :

- Le choix des gains :

Le grand problème de cette technique de commande non linéaire, c'est le choix des gains positives pour obtenir la convergence de la majorité des grandeurs de système au même temps, parce que le choix de certain gain améliorera convergence de certain grandeur et perturbé les convergences des autres grandeurs. Ce qui nécessite faire plusieurs essais pour le choix de ces gains, et plus l'ordre de système est supérieur plus le choix est difficile

- L'algorithme de calcul :

Pour obtenir des bon résultats, il faut choisir par Précision de l'algorithme des pas précises de calcul après l'initialisation des valeurs de système,

- la limitation des valeurs de la commande :

Les saturations des grandeurs de la commande peu perturbé la convergence du système, il faut d'abord choisir des valeurs minimales des grandeurs de commande qui assurés la convergence.

❖ Méthodes de Lyapunov

➤ Première méthode de Lyapunov

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité globale [10]. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité

➤ Deuxième méthode de Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des

variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système.

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini positive, dont la dérivée est semi définie et de signe négative dans le même domaine.

III.4. Application du Backstepping

III.4.1. Application du Backstepping pour les systèmes du second ordre

Considérons le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta_1 \\ \dot{x}_2 = u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où :

u : L'entrée de commande

θ_1 : Vecteur paramétrique connu

$\varphi_1(x_1)$: Vecteur de fonction non linéaire ($\varphi_1(0) = 0$)

y : La sortie du système

L'objectif de la commande est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro réalisant ainsi la stabilité et l'équilibre du système ce qui permet à sa sortie y de suivre une référence $y_r = y_r(t)$.

Le système étant du 2^{ème} ordre, la conception par le backstepping est exécuté en deux étapes.

Etape 1

Pour le premier sous-système (III.1), on choisit l'état x_2 comme étant l'entrée virtuelle de l'état x_1 ,

On définit l'erreur de poursuite e_1 tel que :

$$e_1 = x_1 - y_r \quad (\text{III.2})$$

Et la fonction stabilisante suivante choisit de manière à éliminer la non linéarité du soussystème:

$$\begin{aligned} \alpha_1(x_1) &= -k_1 e_1 - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta_1 \\ &= -k_1(x_1 - y_r) - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta_1 \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Où :

k_1 gain >0 . Cette solution est conçue pour stabiliser le premier sous-système et puisque ce n'est pas le cas, On définit la deuxième erreur par:

$$e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \quad (\text{III.4})$$

e_2 est la variable qui exprime la réalité que x_2 n'est pas la commande exacte

On choisit la première fonction de Lyapunov :

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.5})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (\text{III.6})$$

Par arrangement des équations (III.2), (III.3), (III.4), on obtient l'équation:

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \quad (\text{III.7})$$

Et l'équation (III.6) devient:

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (\text{III.8})$$

Le terme $e_1 e_2$ sera éliminé dans l'étape suivante ou on abordera le deuxième sous-système.

Etape 2

La dérivée de e_2 est exprimée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 - \ddot{y}_r \\ &= \dot{x}_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \\ &= u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \theta_1) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Prenons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.10})$$

La dérivée de v_2 est :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [u + e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r] \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

La commande u est choisie tel que $\dot{v}_2 < 0$ (condition de stabilité de Lyapunov). Nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 u &= -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \ddot{y}_r \\
 &= -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \ddot{y}_r
 \end{aligned}
 \tag{III.12}$$

Avec k_2 gain >0

$$\text{Dans ces conditions : } \dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0 \tag{III.13}$$

Ce qui réalise l'équilibre et le système est stable.

L'équation (III.9) prend la forme :

$$\dot{e}_2 = -e_1 - k_2 e_2 \tag{III.14}$$

Le système (III.1) en boucle fermée peut être formulé en utilisant les nouvelles coordonnées en e :

$$\dot{E} = AE \tag{III.15}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -K_1 & 1 \\ -1 & -K_2 \end{bmatrix}, \quad E = [e_1 \quad e_2]^T$$

$$\text{La solution est donnée par: } E = E(0) \exp(At) \tag{III.16}$$

Avec un bon choix des gains k_1 et k_2 (méthode de placement de pôles), la solution donnée par (III.16) donne bien une convergence des erreurs vers zéro, donc la sortie du système $y = x_1$ suit la référence y_r .

III.4.2. Application du Backstepping pour les systèmes du troisième ordre

Considérons le système du troisième ordre suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta_1 \\ \dot{x}_2 = x_3 + \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta_2 \\ \dot{x}_3 = u \end{cases}
 \tag{III.17}$$

Avec : $y = x_1$

Et :

θ_1 et θ_2 : vecteurs de paramètres connus.

$\varphi_2(x_1, x_2)$: Vecteur de fonction non linéaire ($\varphi_2(0,0) = 0$).

Le système étant du 3^{ème} ordre, la conception par le Backstepping est exécuté en trois étapes

Etape 1

Pour le premier sous-système, l'état x_2 est choisit comme commande virtuelle de l'état x_1 . On considère l'erreur entre la variable x_1 et la grandeur de référence y_r :

$$e_1 = x_1 - y_r \quad (\text{III.18})$$

La première fonction de Lyapunov est :

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.19})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (\text{III.20})$$

D'où :

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (\text{III.21})$$

Avec : $\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2$

Etape 2

Considérons l'erreur e_2 définie par l'équation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \quad (\text{III.22})$$

Sa dynamique est donnée par:

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 - \ddot{y}_r \quad (\text{III.23})$$

Prenons x_3 comme la commande virtuelle du deuxième sous-système et définissons la nouvelle erreur e_3 comme:

$$e_3 = x_3 - \alpha_2(x_1, x_2) - \ddot{y}_r \quad (\text{III.24})$$

Où $\alpha_2(x_1, x_2)$, x la fonction stabilisante donnée par l'équation:

$$\alpha_2(x_1, x_2) = -e_1 - k_2 e_2 - \varphi_2^T \theta_2 + \dot{\alpha}_1 \quad (\text{III.25})$$

En tenant compte des équations (III.16), (III.22), (III.23), (III.24), l'équation (III.22) devient:

$$\dot{e}_2 = -e_1 - k_2 e_2 + e_3 \quad (\text{III.26})$$

La fonction de Lyapunov candidate est :

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.27})$$

La dérivée de v_2 est :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_2 e_3 \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

Le terme $e_2 e_3$ dans (III.27) sera éliminé dans l'étape suivante.

Etape 3

C'est l'étape finale. La dérivée de l'erreur 3 e est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r \\ &= u - \dot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r\end{aligned}\quad (\text{III.29})$$

On choisit la fonction de Lyapunov suivante:

$$v_3 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_3^2 \quad (\text{III.30})$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned}\dot{v}_3 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 (e_2 + u - \dot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r)\end{aligned}\quad (\text{III.31})$$

Pour que $\dot{v}_3 < 0$, il faut choisir la commande u tel que :

$$u = -k_3 e_3 - e_2 + \dot{\alpha}_2 + \ddot{y}_r \quad (\text{III.32})$$

Dans ce cas :

$$\dot{v}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + k_3 e_3^2 < 0 \quad (\text{III.33})$$

Où : $k_1, k_2, k_3 > 0$

Alors, l'équation (III.27) devient :

$$\dot{e}_3 = -e_2 - k_3 e_3 \quad (\text{III.34})$$

La dynamique de toutes les erreurs données sous forme matricielle est donnée par:

$$\dot{E}_1 = AE \quad (\text{III.35})$$

$$\text{Avec : } A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 \\ -1 & -k_2 & 1 \\ 0 & -1 & -k_3 \end{bmatrix}, \quad E = [e_1 \quad e_2 \quad e_3]^T$$

La solution de (III.33) est :

$$E = E(0) \exp(At) \quad (\text{III.36})$$

L'équation (III.35) donne une convergence des erreurs vers zéro par un bon choix des gains k_1, k_2 et k_3 et la sortie du système suit sa référence.

III.5. Commande backstepping adaptative et non adaptative

Pour commander un système, on s'appuie en général sur un modèle obtenu à partir d'une identification préalable comme les lois physiques ou à partir d'observations expérimentales. Dans notre cas, la commande backstepping est une technique qui prend en charge la nature non linéaire du système. Il est utile de noter que la stabilité de cette technique est basée sur l'utilisation de la fonction de Lyapunov [11].

Les objectifs du backstepping consistent à utiliser l'état comme commande virtuelle. Cependant, le système est alors divisé en sous systèmes unies en ordre décroissant. La loi de commande apparaît à la dernière étape de l'algorithme du backstepping. Lors des étapes intermédiaires, l'instabilité du système non linéaire est traitée et l'ordre du système est augmenté d'une étape à l'autre. La stabilité globale est garantie, elle assure la continuité et la régulation des systèmes non linéaires.

Selon la connaissance ou non des paramètres du modèle, deux variantes de cette commande peuvent être élaborées : commande backstepping non adaptative et adaptative.

Dans le cas où le modèle est parfaitement connu, le schéma de principe de la commande backstepping non adaptative est illustré sur la figure ci-dessous.

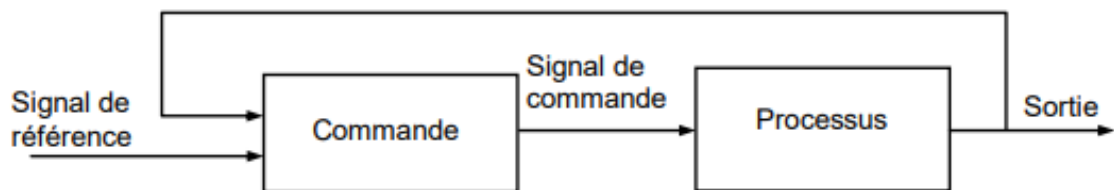


Figure III.1 : Schéma de principe de la commande non adaptative

Cependant, les modèles réels des systèmes physiques sont caractérisés par des paramètres (masses, inductances,.....) qui sont peu connus ou variables. Si ces paramètres varient dans un intervalle important, il serait mieux d'employer une loi d'adaptation pour les estimer convenablement. La conception d'une commande adaptative exige la mise au point de trois notions de base :

- 1) la loi de commande permet de répondre aux spécifications désirées, vis-à-vis du comportement du système à commander ;
- 2) la loi d'adaptation détermine la dynamique d'estimation des paramètres inconnus. Elle doit garantir leur convergence vers leurs valeurs respectives, sans affecter le bon fonctionnement surtout la stabilité de l'ensemble ;

- 3) la fonction de Lyapunov permet de répondre aux exigences des deux notions précédentes et garantit également la convergence et la stabilité de la structure adaptative en tout temps. La construction de ce triplet s'effectue donc simultanément.

Le schéma de principe de la commande adaptative est représenté par la figure suivante :

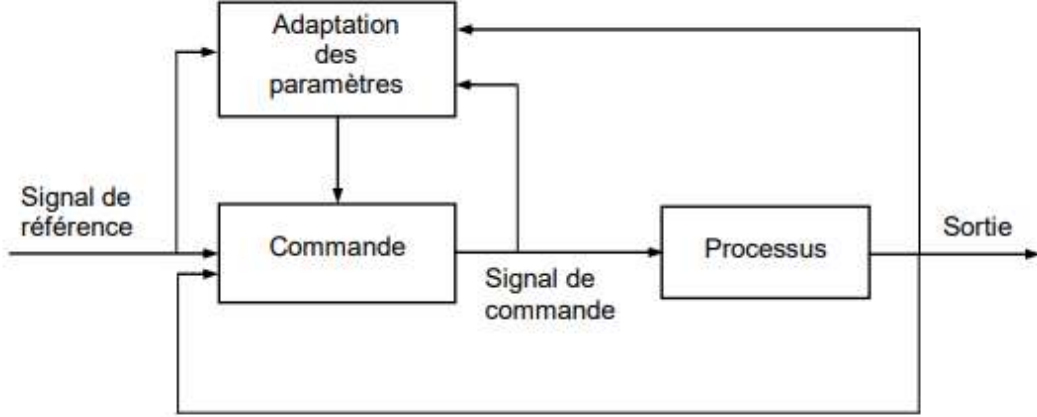


Figure III.2 : Schéma de principe de la commande adaptative

III.6. Modèle de la MSRB commandée

Pour une commande en tension de la MSRB, le modèle complet correspondant dans le repère lié au rotor est obtenu en considérant les vecteurs d'état :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ \omega]^T \text{ et le vecteur de commande } u = u_d \ u_q$$

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} P \omega i_d + \frac{\phi_f}{L_q} P \omega + \frac{1}{L_d} u_q \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3P}{2J} (\phi_f i_q (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega \end{aligned} \quad (III.37)$$

Le système d'équations est réécrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit :

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x).u_d + g_2(x).u_q \quad (III.38)$$

Avec :

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega i_q \\ -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} P \omega i_d + \frac{\phi_f}{L_q} P \omega \\ \frac{3P}{2J} (\phi_f i_q (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega \end{pmatrix} \quad (III.39)$$

$$\text{Et : } \quad g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

III.6.1.Choix des grandeurs de sortie

Notre objectif est d'assurer la régulation de la vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statorique i_d est forcée à rester nulle en tout temps). Pour ce faire, on applique à son modèle une linéarisation au sens des entrées sorties qui assure un découplage total entre les commandes et les sorties. Dans notre cas, les sorties doivent être la vitesse du rotor ω et le courant i_d :

$$y_1 = i_d \quad \text{et} \quad y_2 = \omega \quad (\text{III.41})$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. La stratégie de fonctionnement nous mène à imposer $i_{dref} = 0$, tandis que la vitesse doit suivre sa référence qui peut être une trajectoire quelconque définie par ω_{ref}

III.6.2.Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée sortie est l'ordre du système égal le degré relatif. On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement une des grandeurs de commande.

Pour la première sortie i_d on a :

$$y_1 = i_d = h_1(x) \quad (\text{III.42})$$

En la dérivant, on aura :

$$\dot{y}_1 = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega i_q + \frac{1}{L_d} u \quad (\text{III.43})$$

Ainsi, l'entrée u_d apparaît dans l'expression (III.43). On arrête ici et on note, pour cette sortie, un degré relatif $r = 1$.

Pour la deuxième sortie ω , on a :

$$y_2 = \omega = h_2(x) \quad (\text{III.44})$$

En la dérivant, on a:

$$\dot{y}_2 = \frac{3P}{2J} (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega \quad (\text{III.45})$$

Remarquons qu'aucune entrée n'apparaît. On est donc obligé de dériver une autre fois :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2 = & \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) i_q \cdot f_1(x) + \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) i_d \cdot f_2(x) - \frac{f}{J} f_3(x) + \frac{3P}{2J} \frac{(L_d - L_q)}{L_d} i_q \cdot u_d + \\ & \frac{3P}{2J} \frac{(\Phi_f + (L_d - L_q) i_d)}{L_q} \cdot u_q \end{aligned} \quad (\text{III.46})$$

Où :

$f_1(x)$, $f_2(x)$ et $f_3(x)$ sont donnés par (III.39).

Les deux entrées u_d et u_q apparaissent dans (III.46), et le degré relatif est donc $r_2 = 2$.

Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie y_1 et y_2 sont respectivement $r_1 = 1$ et $r_2 = 2$. Donc, le degré relatif total est $r = r_1 + r_2 = n = 3$ et donc nous avons effectué une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer.[15]

n : étant l'ordre du système à contrôler ($n = 3$).

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques U et les dérivées des sorties $Y(x)$ est donnée par l'expression :

$$[\dot{y}_1 \quad \dot{y}_2] = e(x) + D(x) \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (\text{III.47})$$

Où :

$$e(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega i_q \\ \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) i_q \cdot f_1(x) + \frac{3P}{2J} (\Phi_f + (L_d - L_q) i_d) \cdot f_2(x) - \frac{f}{J} \cdot f_3(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.48})$$

et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3P}{2J L_d} (L_d - L_q) i_q & \frac{3P}{2J L_q} (\Phi_f + (L_d - L_q) i_d) \end{bmatrix} \quad (\text{III.49})$$

Où :

$D(x)$: est appelée matrice de découplage du système.

III.7. Commande backstepping non adaptative

Afin d'assurer la convergence des erreurs et de réaliser conjointement la stabilité et l'équilibre $x_1 = y_r$ du système, on adopte le changement de variables suivant :

$$z_1 = x_1 - y_r$$

$$z_2 = x_2 - \dot{y}_r - \alpha_1 \quad (\text{III.50})$$

$$z_3 = x_3 - y_r^{(2)} - \alpha_2$$

tel que : les fonctions stabilisantes sont choisies de sorte que :

$$\alpha_1(x_1, \theta, y_r) = -c_1 z_1 - \varphi_1^T \theta$$

$$\alpha_1(x, \theta, y_r) = -z_1 - c_2 z_2 - \left(\varphi_2^T - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \varphi_2^T \right) \cdot \theta \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r$$

III.8. Application du backstepping au MSRB

Considérons le modèle de la machine synchrone dans le système d'axe (d, q) avec la commande vectorielle, c.à.d. orientation du flux statorique selon l'axe d donc $\varphi_q = 0$ le modèle du moteur synchrone avec orientation du flux statorique devient :

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_d}{dt} &= v_d - R_s L_s \cdot \varphi_d \\ \frac{d\varphi_d}{dt} &= v_d - \frac{R_s m_{fd}}{L_f \cdot L_d \cdot sig} \cdot \varphi_f - \Omega \cdot \varphi_d \\ \frac{d\varphi_f}{dt} &= -v_f + \frac{-R_s}{L_f \cdot sig} \cdot \varphi_f \\ \frac{d\Omega}{dt} &= (C_{em} - C_r - f\Omega) / J \end{aligned} \quad (III.51)$$

Avec :

$$sig = 1 - \frac{m_{fd}^2}{L_d \cdot L_f} \quad (III.52)$$

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot i_d \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q + m_{fd} \cdot i_f = 0 \\ \varphi_f = L_f \cdot i_f + m_{fd} \cdot i_q \end{cases} \quad (III.53)$$

$$C_{em} = p \cdot \varphi_d \cdot i_d = -p \cdot m_{fd} \cdot i_d i_f \quad (III.54)$$

III.8.1. Etapes du dimensionnement de la commande backstepping à la MSRB

Etape 1 : commande de la vitesse de rotation

L'objectif de cette étape est le réglage de la vitesse ω .

On définit l'erreur e_1 entre la vitesse réelle ω et la vitesse de référence ω^*

$$e_1 = \omega - \omega^* \quad (III.55)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega} - \dot{\omega}^* \quad (III.56)$$

Soit la fonction énergie de Lyapunov :

$$v(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.57})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{v}(e_1) = \dot{e}_1 e_1 \quad (\text{III.58})$$

$$\Rightarrow \dot{v}(e_1) = e_1 \cdot \frac{p}{J} \left(C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \cdot \omega \right) \quad (\text{III.59})$$

Nous choisissons c_{em} comme commande virtuelle. cette dernière va être utilisée comme grandeur de référence pour l'étape suivante :

Pour que l'erreur e_1 tend vers zéro et donc ω tend vers ω^*

Il faut que la dérivée de la fonction énergie de Lyapunov soit négative, pour cela nous allons choisir l'expression suivant de la commande virtuelle :

$$C_{em}^* = C_r + \frac{f}{p} \cdot \omega - \frac{K_1 \cdot J}{p} \cdot e_1 \quad (\text{III.60})$$

D'où la fonction énergie devient :

$$v(e_1) = -K_1 \cdot e_1^2 \forall e_1 \in \mathbb{R} \quad (\text{avec } K_1 > 0) \quad (\text{III.61})$$

Ce qui assure la stabilité de système.

Etape 2 : commande de couple

On définit la nouvelle variable d'erreur e_2 entre le couple réelle c_{em} et le couple de référence c_{em}^*

$$e_2 = C_{em} - c_{em}^* \quad (\text{III.62})$$

Avec :

$$C_{em} = -p \cdot m_{fd} \cdot i_d \cdot i_f \quad (\text{III.63})$$

Soit La fonction de Lyapunov augmentée $v(e_1, e_2)$ définie par :

$$v(e_1, e_2) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.64})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{v}(e_1, e_2) = \dot{e}_1 e_1 + \dot{e}_2 e_2 \quad (\text{III.65})$$

$$\dot{e}_2 = \dot{C}_{em} - \dot{c}_{em}^* \quad (\text{III.66})$$

Avec :

$$\dot{C}_{em} = -p \cdot m_{fd} \left(\frac{di_d}{dt} \cdot i_f + \frac{di_f}{dt} \cdot i_d \right) \quad (\text{III.67})$$

On remplace i_d et i_f en fonction du flux :

$$\Rightarrow \dot{C}_{em} = -p \cdot m_{fd} \left(\frac{\dot{\varphi}_d}{L_d} \cdot i_f - \frac{m_{fd} \cdot \varphi_q}{L_d \cdot L_f \cdot sig} + \frac{\dot{\varphi}_f}{L_f} \right) \quad (\text{III.68})$$

Pour simplifier les calculs on pose $a = \frac{-m_{fd}}{L_d \cdot L_f \cdot sig}$ $b = \frac{1}{L_f \cdot sig}$

On remplace $\dot{\varphi}_d$ et $\dot{\varphi}_f$ dans \dot{C}_{em}

$$\Rightarrow \dot{C}_{em} = -p \cdot m_{fd} \left[\frac{i_f}{L_d} (v_d - R_s \cdot i_d + \omega \cdot \varphi_q) + i_d (a \cdot \dot{\varphi}_q + b \cdot \dot{\varphi}_f) \right] \quad (\text{III.69})$$

$$\Rightarrow \dot{C}_{em} = -p \cdot m_{fd} \left[\frac{i_f}{L_d} (v_d - R_s \cdot i_d + \omega \cdot \varphi_q) + i_d (a \cdot (v_d - R_s \cdot i_d - \omega \cdot \varphi_d) + b \cdot (-v_f - R_f \cdot i_f)) \right] \quad (\text{III.56})$$

$$\Rightarrow \dot{C}_{em} = -p \cdot m_{fd} \left[\frac{i_f}{L_d} v_d - v_q \cdot i_d \cdot a + \frac{i_f}{L_d} (-R_s \cdot i_d + \omega \cdot \varphi_q) + i_d [a \cdot (-R_s \cdot i_d - \omega \cdot \varphi_d) + b \cdot (-v_f - R_f \cdot i_f)] \right] \quad (\text{III.70})$$

$$\dot{C}_{em} = \frac{f}{p} \dot{\omega} - \frac{K_1}{p} \dot{e}_2$$

$$\dot{C}_{em} = \left(\frac{f}{p} - \frac{K_1}{p} \right) \dot{\omega}$$

$$\dot{C}_{em} = \frac{p}{J} \left(\frac{f}{p} - \frac{K_1}{p} \right) (C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \omega) \quad (\text{III.71})$$

On met \dot{e}_2 sous la forme :

$$\dot{e}_2 = \beta_0 + \beta_1 \cdot v_d + \beta_2 \cdot v_q \quad (\text{III.72})$$

Avec :

Afin que la dérivée de la fonction énergie soit négative on impose v_d et v_q pour que :

$$\dot{e}_2 = -K_2 e_2 \quad (\text{III.73})$$

Avec:

$$\beta_2 = -p \cdot \frac{m_{fd}}{L_d} i_f \quad (\text{III.74})$$

$$\beta_1 = -p \cdot m_{fd} \cdot a \cdot i_d \quad (\text{III.75})$$

$$\beta_0 = -p \cdot m_{fd} \left[\frac{i_f}{L_d} (-R_s \cdot i_d + \omega \cdot \varphi_q) + i_d [a (-R_s \cdot i_d - \omega \cdot \varphi_d) + b (-v_f - R_f \cdot i_f)] \right] \quad (\text{III.76})$$

Pour stabiliser les erreurs $e_1; e_2$ sur l'origine, la fonction énergie de Lyapunov doit être négative et par conséquent choisissant les coefficients $K_1; K_2$, positives ce qui garantit les convergences

asymptotique des erreurs de poursuite vers zéro. D'où l'expression de la dérivée de la fonction énergie de Lyapunov.

$$v = -K_1 \cdot e_1^2 - K_2 \cdot e_1^2 \leq 0 \tag{III.77}$$

- Calcul de la commande v_d

Après les deux étapes précédentes de calcul on obtient :

$$v_d = \frac{1}{\beta_1} (-K_2 \cdot e_2 + \beta_2 \cdot v_q + \beta_0) \tag{III.78}$$

Sachant que v_q est liée à la commande vectorielle:

$$v_q = R_s \cdot i_q - \omega \cdot \varphi_d \tag{III.79}$$

On remplace (III.79) dans (III.78) :

On obtient :

$$v_d = \frac{1}{\beta_1} (-K_2 \cdot e_2 + \beta_2 (R_s \cdot i_q - \omega \cdot \varphi_d) + \beta_0) \tag{III.80}$$

- Expressions des tensions de commande

$$\begin{cases} v_d = \frac{1}{\beta_1} (-K_2 \cdot e_2 + \beta_2 (R_s \cdot i_q - \omega \cdot \varphi_d) + \beta_0) \\ v_q = R_s \cdot i_q - \omega \cdot \varphi_d \end{cases} \tag{III.81}$$

-La stabilité de la commande est obtenue pour un bon choix des Gains K_1 et K_2

-La Figure (III.3) présente le schéma simplifié de la commande par Backstepping du moteur synchrone.

III.9. schéma simplifié de commande backstepping non adaptative de MSRB

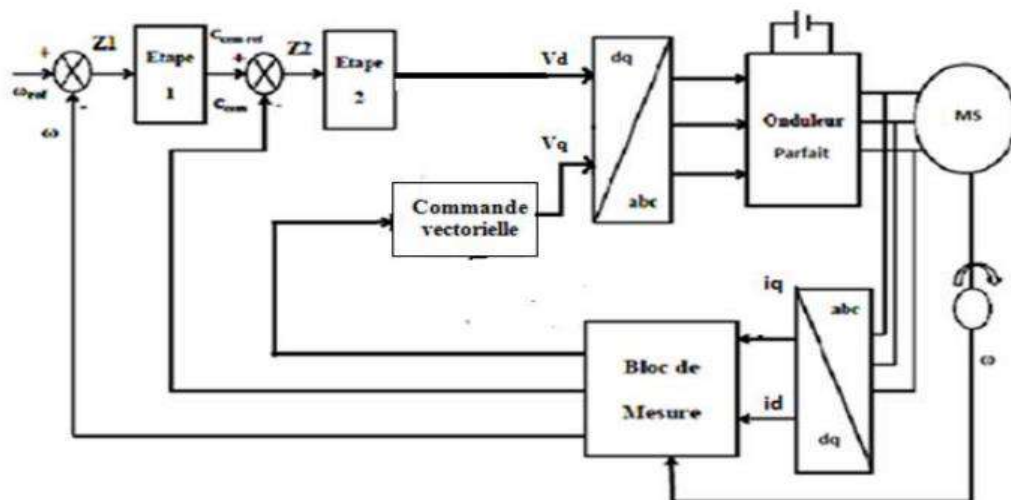


Figure III.3 : Schéma simplifié de la commande par Backstepping du moteur synchrone

III.9.1. Resultats de simulation

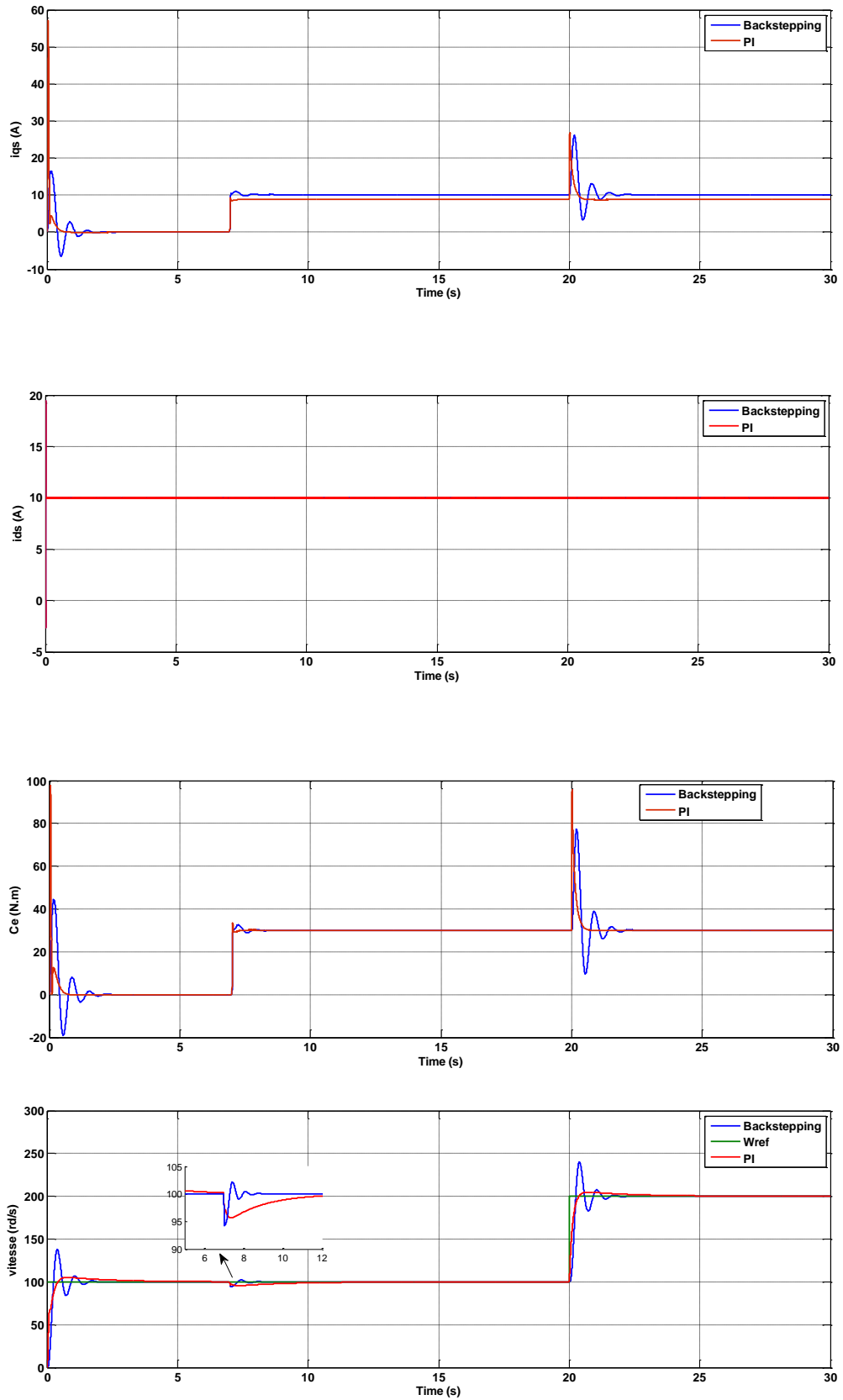


Figure III.4 : Comparaison entre le régulateur PI et Backstepping

III.9.2. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation de la figure (III.4) montrent une comparaison entre la régulation de vitesse avec un PI (régulateur classique) et Backstepping.

Une amélioration au niveau d'erreur statique mais avec des dépassements aperçu pour le cas de Backstepping.

Pour la courbe de vitesse on observe une minimisation d'effet de charge appliqué à $t=7s$ par rapports au régulateur PI. Ainsi la vitesse et le couple présentent un bon suivi de leurs consignes, et le découplage entre les deux courant est toujours réalisé.

III.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté la définition de la stabilité au sens de Lyapunov, on se basant sur la commande par le Backstepping, qui est une méthode basée sur la méthode directe de Lyapunov.

On a constaté que la synthèse des lois de commande par cette technique récursives est systématique, et simple, tous en stabilisant notre système. On a appliqué cette dernière sur la machine synchrone à rotor bobiné. Cette commande est établie étape par étape tout en assurant la stabilité de la machine par un choix convenable de la fonction de Lyapunov.

Conclusion générale

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion général

Les travaux présentés dans ce mémoire, ont été consacré à l'étude et la modélisation d'une machine synchrone simple avec commande par backstepping. Après avoir présenté une modélisation de la machines synchrone à rotor bobiné simple, en apri sa vue d'avoir un réglage de vitesse du MSRB munie d'une commande vectorielle, nous avons utilisé la commande non linéaire appelée Backstepping Nous avons présentée l'aspect théorique de cette technique de commande et exposer les étapes permettant le dimensionnement

L'application du Backstepping pour la commande du moteur synchrone a conduit à de bons résultats de simulations, ce qui montre l'efficacité de cette technique pour le suivi de la vitesse , du couple de référence ainsi que le rejet de perturbation.

En perspective nous recommandons la réalisation expérimentale, l'application de la commande backstepping au moteur synchrone à rotor bobiné

Abréviation

MSRB	Machine synchrone à rotor bobiné
MS	Machine synchrone
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
DC	Courant continu

Symbole Signification Unité

f	fréquence
P	nombre de paires de poles
\vec{T}	Le moment du couple
\vec{Bt}	Le champ tournant
\vec{M}	Le moment magnétique
f.é.m	Les forces électromotrices
η	Le rendement
C_u	Le couple utile
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
Usd Usq	Composantes de tension statoriques dans le repère d q
isd isq	Composantes de courant statoriques dans le repère d q
Uf	Composantes de tension d'inducteur
if	Composantes de courant statoriques d'inducteur
ω_r	Pulsations électriques statorique et rotorique. rd/s
Ω	la vitesse de rotation mécanique
J	le moment d'inertie du moteur
F	le coefficient de frottement visqueux
C_e	le couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	le couple résistant

L_f	inductance équivalent de inducteur
L_d	inductance équivalent d'induit sur l'axe d
L_q	inductance équivalent d'induit sur l'axe q
R_s	résistance équivalent d'enroulement statorique
$[X]$	le vecteur d'état.
$[U]$	le vecteur de commande.
$[A]$	la matrice de d'état.
$[B]$	la matrice d'application des commandes.
$[Y]$	le vecteur de sortie.
PI	proportionnel intégrateur
φ	Angles électriques statoriques et rotoriques
(x, y)	Axes fixés au rotor
(α, β)	Axes fixés au stator
θ	Angle électrique entre rotor et stator
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
$\hat{\theta}$	Valeur estimée de θ
$\tilde{\theta}$	Erreur $\theta - \hat{\theta}$

Référence média

U	230 / 400 V
I	2.6 / 1.5 A
IP	20
AV	0.8 KW
COS	1
f	50 HZ

Références bibliographiques

- [1] Chadd.kh/Amirouch.ke " Modélisation et commande des machines synchrones à inducteur ".Mémoire de Master électrotechnique. Université Ahmed draya Adrar 2016/2017
- [2] Otmane Cherif Anis " Observation de la machine synchrone à rotor bobiné sans capteur (sensorless) ". Mémoire de Fin de Master . Université Mouloud Mammer de TIZI_OUZOU 2016
- [3] TIR .Z " Modélisation et simulation des machines synchrones " Mémoire de master Université paris 2012
- [4] Mostafa .A " Modélisation des MS à pôles saillants pour les études de la stabilité électromécanique " Mémoire de magister, université Lobnane 2012/2013.
- [5] Mohamad KOTEICH " Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique". Thèse de doctorat De L'Université Paris-Saclay / 2016.
- [6] Otmane Cherif Anis " Observation de la machine synchrone à rotor bobiné sans capteur (sensorless) ". Mémoire de Fin de Master . Université Mouloud Mammer de TIZI_OUZOU 2016
- [7] Ouledali .O " Commande directe du couple d'un moteur synchrone à aimant permanent sans capteur mécanique ". Mémoire de magister Ecole polytechniques d'Oran (Ex- ENSET) 2009.
- [8] Mohamad KOTEICH " Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique". Thèse de doctorat De L'Université Paris-Saclay / 2016.
- [9] CHEBBI Azeddine " Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse ". Magister en Electrotechnique. Université de Batna . 2005/2006
- [10] Messaoud Mokhtari " Commande Adaptative des Systèmes Non linéaires par l'Approche Backstepping Neuronale ". Doctorat en sciences. Université Hadj Lakhdar Batna. 2015
- [11] Dif Newel " Commande par Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse". Mémoire de fin d'études. Université Larbi Ben M'hidi – Oum El Bouaghi. 2015/2016
- [12] B. Abderrahmane R. Houssam Eddine " Commande Non-linéaire Adaptative d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanents ". Master Academique. Université Kasdi Merbah Ouargla. 2016/2017

Résumé

L'objectif principal de cette recherche est d'étudier le thème du contrôle par backstepping approprié pour les systèmes non linéaires et incertains. La technique du backstepping est une méthode de contrôle relativement récente pour les systèmes non linéaires qui permet, de manière séquentielle et systématique, de choisir la fonction de Lyapunov, de définir la loi de commande du système. Son principe est de construire une loi de commande d'un système non linéaire de manière constructive en considérant certaines variables d'état comme des commandes hypothétiques et en concevant des lois de commande.

Les performances dynamiques et le contrôle radial ont été comparés pour divers effets différents tels que l'effet de surcharge et d'inversion de vitesse, et nous voyons comment contrôler ces structures et lignes par des méthodes de backstepping et le contrôleur.

إن الهدف الاساسي من إنجاز هذا البحث هو دراسة الموضوع الخاص بالتحكم الملائم backstepping للأنظمة غير الخطية و غير المؤكدة، تقنية Backstepping هي طريقة تحكم حديثة نسبياً للأنظمة غير الخطية يسمح ، بطريقة متسلسلة ومنهجية ، باختيار وظيفة Lyapunov ، بتحديد قانون التحكم في النظام. مبدأها هو إنشاء قانون التحكم في النظام غير الخطي بطريقة بناءة من خلال النظر في بعض متغيرات الحالة على أنها ضوابط افتراضية وتصميم قوانين تحكم وسيطة لها.

وفي الفصل الثاني نقوم بدراسة وتصميم الآلة من أجل تحديد قيم ومعادلات الآلة وتطبيقها في برنامج ماتلاب ودراسة النتائج. تمت مقارنة الأداء الديناميكي والتحكم الشعاعي من أجل مختلف التأثيرات المختلفة مثل تأثير زيادة الحمولة وانعكاس السرعة، ونرى كيفية التحكم في هذه الهياكل والخطوط من خلال طرق backstepping وأداة التحكم.

The main objective of this research is to study the topic of appropriate backstepping control for nonlinear and uncertain systems. Backstepping technique is a relatively recent control method for nonlinear systems that allows, in a sequential and systematic way, to choose the Lyapunov function, to define the control law of the system. Its principle is to construct a nonlinear system control law in a constructive way by considering some state variables as hypothetical controls and designing intermediate control laws for them.

The dynamic performance and radial control were compared for various different effects such as the effect of overloading and velocity reversal, and we see how to control these structures and lines through backstepping methods and the controller.