

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



Université de Mentouri - Constantine

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Électrotechnique



N° d'ordre :

Série :

THESE

Présentée pour obtenir le diplôme de doctorat en sciences
en électrotechnique

Par :

Merzoug Mohamed salah

Thème

**Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) :
Techniques de Commande et Applications**

Soutenue le,/.....

Devant le Jury

Président :	M. Bouzid aissa	Prof	Université de Constantine
Rapporteur :	M. Benalla Hocine	Prof	Université de Constantine
Examineurs :	M. Abdessemed Rachid	Prof	Université de Batna
	M. Bennia Abdelhak	Prof	Université de Constantine
	M. Toufouti Riad	M.C	Université de Souk Ahras

Avant Propos

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au Laboratoire d'électrotechnique de Constantine (LEC), Les activités de recherche du LEC sont axées autour de quatre thèmes principaux :

1. Cao Machines, Filtrage Actif De Puissances, Commande Machines
 2. Modélisation Et Diagnostic En électrotechnique
 3. Modélisation Et Optimisation Systèmes Induction électromagnétique
 4. Physique Des Décharges Et Matériaux
-
-

Dédicaces

- A mes très chers parents
- A mes frères et sœurs
- A toute ma famille
- A mes amis

Je dédie ce travail

Remerciements

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire d'électrotechnique de Constantine (LEC) du département d'électrotechnique de l'université de Constantine.

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers Dieu de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'étude.

Je tiens à exprimer tout d'abord ma profonde gratitude à Monsieur **Hocine BENALLA**, professeur à l'université de Constantine pour m'avoir accueilli au sein de son équipe, pour avoir dirigé ce travail, pour la confiance qu'il m'a prodiguée, pour ses encouragements continus, pour le suivi de près de mon travail, pour ses conseils judicieux, ses observations et son assistance pour mener à bien ce travail.

J'adresse aussi mes plus vifs remerciements à Monsieur **Aissa BOUZID**, Professeur au département d'électrotechnique de l'université de Constantine qui me fait l'honneur de présider mon jury.

Je remercie vivement et très profondément Monsieur **Rachid ABDESSEMED**, Professeur au département d'électrotechnique de l'université de Batna, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je suis très honoré que Monsieur **Abdelhak BENNIA**, Professeur au département d'électronique de l'université de Constantine, ait accepté de juger ce travail.

J'adresse aussi mes plus vifs remerciements à Monsieur **Riad TOUFOUTI**, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université de Souk Ahras, d'avoir accepté d'évaluer ce travail

TABLE DES MATIERES

Introduction générale01

Chapitre I :	
Etat de l'art de la commande de la machine synchrone à aimants permanents	
I.1 Introduction	04
I.2. La commande scalaire	05
I.3. La commande vectorielle	05
I.4. La commande directe du couple (DTC)	06
I.5. La commande non linéaire	07
I.5.1. Commande par linéarisation	07
I.5.1.1. Linéarisation locale	07
I.5.1.2. Linéarisation exacte	08
I.5.2. La commande par mode de glissement	09
I.5.3. La commande backstepping	10
I.6. Commande adaptative	10
I.6.1. Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC)	11
I.7. Commande sans capteur	11
I.7.1. Filtre de Kalman étendu	11
I.8. Application de la machine synchrone à aimant permanents	12
I.8.1. Quelques exemples d'Application de la machine synchrone à aimant permanents	12
I.9. Conclusion	15
Chapitre II :	
Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	
II.1 Introduction	16
II.2. Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	16
II.2.1. Les machine à courant continu et aimants permanents	17
II.2.2. Les machines à aimants permanents sans balais	17
II.2.3. Les machines synchrones à aimants permanents	18
II.3. Les rotors de la machine synchrone à aimants permanents	18
II.3.1. Aimants en surface	18

Table des matières

II.3.2. Aimants insérés	19
II.3.3. Aimants enterrés	19
II.3.4. Aimants à concentration du flux	20
II.4. Les aimants permanents	20
II.5. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents	21
II.5.1 Les équations électriques des machines électriques	22
II.5.2 Equations magnétiques	22
II.5.3. Equation mécanique	23
II.6. Transformation triphasé - diphasé	24
II.6.1 Transformation de Concordia	24
II.6.2 Principe de la transformation du Park	25
II.6.3 Transformation de (α, β) au d-q et inversement	25
II.7. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park	25
II.7.1. Equations électriques	26
II.7.2. Equations magnétiques	26
II.7.3. Expression du couple électromagnétique	27
II.7.4. Equations mécaniques	27
II.8 Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension	28
II.8.1 Introduction	28
II.8.2 Onduleur de tension	28
II.8.3 Modélisation des onduleurs de tension	29
II.9. La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	31
II.9.1. Commande vectorielle du MSAP par MLI	32
II.9.1.1. Description du système global	32
II .9.1.2. Découplage	33
II .9.1.3. Détermination des régulateurs de courants	35
II .9.1.4. Détermination du régulateur de vitesse	36
II .9.1.5. Interprétation des résultats	37
II.10. Conclusion	41
Chapitre III	
Commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents	
III.1. Introduction	42

III.2. Principes généraux de la commande directe du couple	43
III.3. Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique	44
III.4. Choix du vecteur de tension	46
III.5. Les Estimateurs du flux et du couple	47
III.5.1. Estimation du flux statorique	47
III.5.2. Estimation du couple électromagnétique	47
III.6. Elaboration du vecteur de commande	48
III.6.1. Le correcteur de flux	48
III.6.2. Le correcteur de couple	49
A. Le correcteur à deux niveaux	50
B. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux	50
III.7. Elaboration de la table de commande	51
III.8 Structure générale de la DTC appliqué au MSAP	52
III.9 Résultats de la simulation et interprétation	53
III.9.1. Commande par DTC sans boucle de vitesse	53
III.9.2. Commande avec boucle de vitesse	55
III.9.2.1. Test de robustesse pour une variation de la charge	55
III.9.2.2. Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine	57
III.10. Conclusion	59
Chapitre IV Commande non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents	
IV.1. Introduction	59
IV.2. Commande par linéarisation entrée-sortie	59
IV.2.1. Théorie de la commande linéarisante	59
IV.2.2. Application de la commande non linéaire à la MSAP	61
IV.2.2.1. Degré relatif du courant I_d	62
IV.2.2.2. Degré relatif de vitesse mécanique Ω	62
IV.2.2.3. Linéarisation du système	63
IV.2.2.4. Schéma bloc du système linéarisé	64
IV.3. La commande par mode de glissement	65
IV.3.1. Système a structure variable	65
IV.3.2. Conception de la commande par mode glissant	66
IV.3.2.1. Choix de la surface de glissement	66

IV.3.2.2. L'établissement des conditions d'existence	66
IV.3.2.3. Synthèse de la loi de commande par mode glissant	67
IV.3.3. Application de la commande par mode glissant à la MSAP	68
IV.3.3.1. Pour le régulateur de vitesse	69
IV.3.3.2 Pour la commande de la composante directe du courant statorique	69
IV.3.3.3. Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique	69
IV.4. Commande robuste par backstepping	70
IV.4.1. Principe de la commande par backstepping	70
IV.4.2.Synthèse de la loi de commande par backstepping	71
IV.4.3 Application de la commande par backstepping à la MSAP	73
IV.5. Résultats de simulation	77
IV.5.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge	77
IV.5.2. Inversion du sens de rotation	81
IV.5.3. Robustesse aux variations paramétriques	85
IV.6. Conclusion	88
Chapitre V : Application de la Machine synchrone à aimants permanents	
V.1. Introduction	89
V.2. Application de la machine synchrone à aimants permanents dans les éoliennes	89
V.2.1. Les éoliennes	89
V.2.2. Principaux composants d'une éolienne	89
V.2.3. Conception mécanique des d'éoliennes	91
V.2.3.1. Eoliennes à axe vertical	91
V.2.3.2. Machines à axe horizontal	91
V.2.4. Modélisation de la chaîne de production éolienne	92
V.2.4.1. Modèle du vent	92
V.2.4.2. Energie cinétique du vent – conversion en énergie mécanique	92
A. Loi de Betz	92
B. Production d'énergie mécanique	94
V.2.5. Stratégies de fonctionnement d'une éolienne	94
V.2.5.1. Bilan des forces sur une pale	94
V.2.5.2. Système d'orientation des pales "pitch"	95
V.2.5.3. Production optimale d'énergie	96

Table des matières

V.2.6. La conversion électromécanique	96
V.2.6.1. Systèmes utilisant la machine synchrone	96
A. Alternateur synchrone à rotor bobiné ou à aimants	96
B. Machine synchrone vernier à aimants	97
V.2.7. Commande de la génératrice synchrone à aimants permanents	98
V.2.7.1. Application de la commande par mode de glissement sur la GSAP	98
V.2.7.2. Modélisation du redresseur triphasé à MLI	100
V.2.7.3. Transformation de Park appliquée au redresseur	103
V.2.7.4. Résultats de simulation numérique	103
V.3. Application de la machine synchrone à aimants permanents dans les machines à laver	106
V.3.1. Historique	106
V.3.2. Les différents types	106
V.3.2.1. Ouverture en avant (front)	106
V.3.2.2. Ouverture par le dessus (top)	107
V.3.3. Commande backstepping sans capteur de vitesse de la MSAP appliquée à la machine à laver	107
V.3.3.1. Principe d'un observateur	107
V.3.3.2. Filtre de Kalman étendu	107
A. Principe	107
B. Algorithme	108
V.3.3.3. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP	109
V.3.3.4. Détermination des matrices F et C	110
V.3.3.5. Choix des matrices de covariance Q et R	110
V.3.3.6. Présentation du système simulé	111
V.3.3.7. Résultats de simulation	111
V.4. Conclusion	114

Conclusion générale..... 115

Annexes

Références Bibliographiques

Tables des notations et symboles

Sigles utilisés :

MSAP	Moteur synchrone à aimant permanent
FOC	Commande vectorielle
DTC	La commande direct du couple
CSV	La commande à structure variable
MRAC	La commande adaptative à modèle de référence
EKF	Filtre de kalman étendu
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
$V(x)$	Fonction de LYAPUNOV
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
S	Opérateur de Laplace

Repères :

A,B,C	Axes liés aux enroulements triphasés
d,q	Axes de référentiel de Park
α,β	Axes de référentiel statorique
θ	Angle entre le stator et le rotor
$\hat{\theta}$	Angle estimé

Grandeurs électriques au stator :

u_a, u_b, u_c	Tension statorique phase a, b, ou c
u_a^*, u_b^*, u_c^*	Tension statorique de phase de référence
u_d, u_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
u_{eq}, u_n	La commande équivalente La commande discrète
u_α, u_β	Tension statorique sur l'axe α,β
V_s	Tension statorique
V_{dc}	Tension du bus continu
I_a, I_b, I_c	Courant statorique phase a, b, ou c
I_a^*, I_b^*, I_c^*	les courants de phases de référence
I_d, I_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
I_{dref}, I_{qref}	Courant de référence sur l'axe d et l'axe q

Tables des notations et symboles

I_α, I_β	Courant statorique sur l'axe α, β
\hat{I}_d, \hat{I}_q	Courant statorique estimer sur l'axe d et l'axe q
I_s	Courant statorique
i_{dc}	Courant de sortie du redresseur

Grandeurs magnétiques au stator :

$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique phase a, b, ou c
φ_d, φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\varphi_\alpha, \varphi_\beta$	Flux statorique sur l'axe α, β
φ_s	Flux statorique

Grandeurs magnétiques au rotor :

φ_f	Flux magnétique du rotor
-------------	--------------------------

Grandeurs mécaniques

Ω	Vitesse mécanique de rotor
$\hat{\Omega}$	Vitesse mécanique estimer
Ω_{ref}	Vitesse de référence
ω_r	Vitesse électrique de rotor
C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Couple résistant
C_f	Couple de frottement
\hat{C}_r	Couple résistant estimer

Paramètres la machine :

R_s	La résistance statoriques
L_d	L'inductance sur l'axe d
L_q	L'inductance sur l'axe q
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie du moteur
F	Coefficient de frottement visqueux

Introduction générale

Introduction générale :

Les machines de type synchrone représentent aujourd'hui une part importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie et couvrent une gamme de puissance très large qui s'étend de quelques μW , jusqu'à 1 GW environ. Traditionnellement, les fortes puissances restent le domaine réservé de la production d'électricité. En fonctionnement moteur, en revanche, les puissances installées dépassent rarement quelques dizaines de MW [1]. Parmi les différents types de moteurs synchrones alternatifs, on trouve la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) devenue un choix très populaire dans la technologie d'entraînement au cours des dernières années en raison de certaines de ses propres caractéristiques avantageuses.

Ces caractéristiques comprennent une faible inertie et un couple massique élevé, une meilleure performance dynamique le facteur de puissance élevé, construction et maintenance plus simple. Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques et augmentation de la constante thermique et de la fiabilité [2].

Cette machine est connue pour sa grande puissance massique, ce qui lui confère une place importante dans des applications embarquées. Cependant, son modèle multivariable et non linéaire, ces paramètres qui peuvent varier dans le temps et sa dynamique rapide rendent sa commande plus compliquée.

Le défi majeur de notre travail de recherche est de concevoir une loi de commande pour la machine synchrone à aimants permanents plus performante au niveau de la poursuite de trajectoires, du rejet de perturbations, de la stabilité, de la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur synchrone d'atteindre ces performances. Le contrôle vectoriel, qui permet un découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications [3].

Les bases de la théorie sur le contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté (FOC) ont été développées par BLASCHKE dès 1971, ce type de commande permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu. Grâce au contrôle vectoriel, le moteur synchrone à aimants permanents a remplacé le moteur à courant continu dans plusieurs applications, notamment dans le domaine de la traction électrique.

Cependant cette structure nécessite, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et reste très sensible aux variations des paramètres de celle-ci. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par les régulateurs classiques (PI), en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge.

L'aspect non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents, lui a conféré une grande place dans la communauté des automaticiens pour évaluer et tester les nouvelles méthodologies de l'automatique non linéaire [4].

Dans ce contexte, différentes stratégies de commande basées sur la théorie des systèmes linéaires ont été déjà étudiées pour le moteur synchrone à aimants permanents, parmi ces approches, il y a lieu de noter la linéarisation exacte entrée-sortie, le mode de glissement et la commande par backstepping. Cependant, les études ont montré que les performances de cette méthode restent suffisantes face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes non mesurables.

Tous les modes de contrôle présentés précédemment exigent l'utilisation d'un capteur de position ou d'une estimation de la position pour effectuer la transformation de Park, Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples. D'abord, la présence du capteur augmente le volume et le coût global du système. Ensuite, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui peut constituer un inconvénient pour des machines de petite taille. De plus, l'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et qui diminue la fiabilité du système.

Tenant compte de toutes ces limites qui présentent le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, de nombreuses études ont été faites pour supprimer ce capteur mécanique tout en préservant le bon fonctionnement de la machine. Ces études ont fait apparaître différentes méthodes comme l'utilisation du filtre de Kalman étendu (EKF) [5].

Le but de cette thèse dans un premier lieu est de présenter une étude théorique sur une multitude de techniques de commande, puis l'application de ces techniques de commande à la machine synchrone à aimants permanents ensuite l'application de la machine synchrone à aimants permanents dans les domaines industriels.

Afin d'atteindre les objectifs fixés, nous avons suivi la démarche suivante :

Le premier chapitre sera consacré à présenter l'état de l'art des différentes stratégies de commandes de la machine synchrone à aimants permanents avec ces applications.

Le deuxième chapitre, fera l'objet à l'étude et la modélisation de l'association convertisseur moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Nous commençons par des généralités sur la MSAP, les transformations utilisées dans la modélisation des machines triphasées puis nous donnons le modèle d'état de cette machine, ainsi une modélisation de l'onduleur, finalement nous avons appliqué la commande vectorielle (FOC) à la MSAP. Afin de valider les résultats analytiques obtenus, nous effectuons enfin plusieurs tests par simulation.

Dans le troisième chapitre, nous étudions le principe de la commande directe du couple (DTC) de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en présence et en absence de la boucle de réglage de la vitesse. Nous donnons à la fin de ce chapitre les résultats obtenus.

Dans le quatrième chapitre, nous allons passer en revue de quelques lois de commande non linéaire qui ont été évaluées sur la machine synchrone à aimants permanents : La commande par linéarisation entrée/sortie, la commande par mode de glissement et finalement la commande backstepping.

L'application de la machine synchrone à aimants permanents constitue l'objet du dernier chapitre de cette thèse. Nous avons présenté deux types d'applications : L'application de la MSAP dans les éoliennes avec la modélisation du redresseur à MLI associé, ensuite l'application de la MSAP dans les machines à laver où nous abordons de façon détaillée la stratégie de l'estimation de la vitesse et de la position de la MSAP basée sur le filtre de Kalman.

CHAPITRE I



**Etat De L'art De La Commande De La
Machine Synchrone à Aimants Permanents**

I.1 Introduction :

Les entraînements électriques modernes doivent satisfaire de nombreuses exigences et offrir en particulier une excellente dynamique dans une large plage de vitesse. Quel que soit le type de machine, les performances dynamiques sont très conditionnées, en termes de réglage, par la qualité du découplage entre le flux et le couple. Ce découplage s'obtient certes sans problème dans le cas d'une machine à courant continu, mais avec les inconvénients inhérents à ce type de machine, soit sa complexité constructive soit sa maintenance coûteuse. C'est la raison essentielle pour laquelle plusieurs stratégies de réglage ont été développées afin de conférer une dynamique concurrentielle aux machines à courant alternatif beaucoup plus robustes, fiables et nettement moins coûteuses [6].

Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart des équipements industriels, la machine à courant continu à excitation séparée offre comme principale avantage d'être facilement commandable. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [7].

L'apparition des aimants à terre rare dans la conception des machines fait que le moteur synchrone à aimants permanents se distingue par excellent rendement. De plus, ce moteur présente d'autres caractéristiques essentielles dans les applications exigeantes telle que la robotique et la traction électrique et dans le domaine des énergies renouvelables [8].

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable.

Cette solution n'était pas possible dans le passé à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines. Leurs modèles multivariables et non linéaires, les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limité les performances.

Ces dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques

Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes robustes pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision.

I.2. La commande scalaire :

La commande scalaire est une technique classique pour l'entraînement des machines synchrones. La variation de la vitesse d'une machine synchrone est obtenue par le réglage de la fréquence d'alimentation. La fréquence de commutation du convertisseur statique assurant l'alimentation de la machine est asservie à la vitesse du rotor. La figure (I.1) présente le principe de la commande scalaire [9].

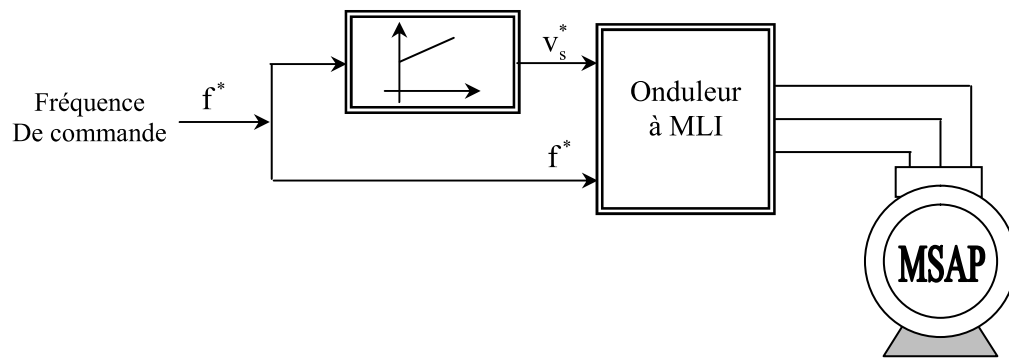


Figure I.1 : Schéma classique de commande scalaire avec contrôle du rapport V/f

L'objectif est de commander les interrupteurs de façon à ce que les courants statoriques réels suivent les courants de référence. Pour cela, deux techniques peuvent être mises en oeuvre:

- **Contrôle des courants par hystéries** : il consiste à maintenir les erreurs entre les courants mesurés et les courants de référence dans une bande, appelée bande d'hystérésis et définie au préalable.
- **Contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (M.L.I)** : la méthode de contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) à partir d'une source de tension continue, consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de la tension sinusoïdale.

La commande scalaire est facile à implanter en temps réel. Elle est cependant moins performante au niveau des performances dynamiques dû au fait qu'elle est basée sur le modèle établi en régime permanent. C'est la raison pour laquelle elle a été délaissée au profit de la commande vectorielle qui est basée sur le modèle transitoire.

I.3. La commande vectorielle :

Le principe de base de la commande vectorielle a été proposé par BALSCHKE et HASSE dans les années 70. Les commandes vectorielles pour machine synchrone ont été développées afin d'améliorer les performances en régime dynamique. Elle permet une meilleure dynamique dans le

contrôle du couple, cette commande consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de la machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple [10,11]. La commande vectorielle peut être schématisé par la figure (I.2)

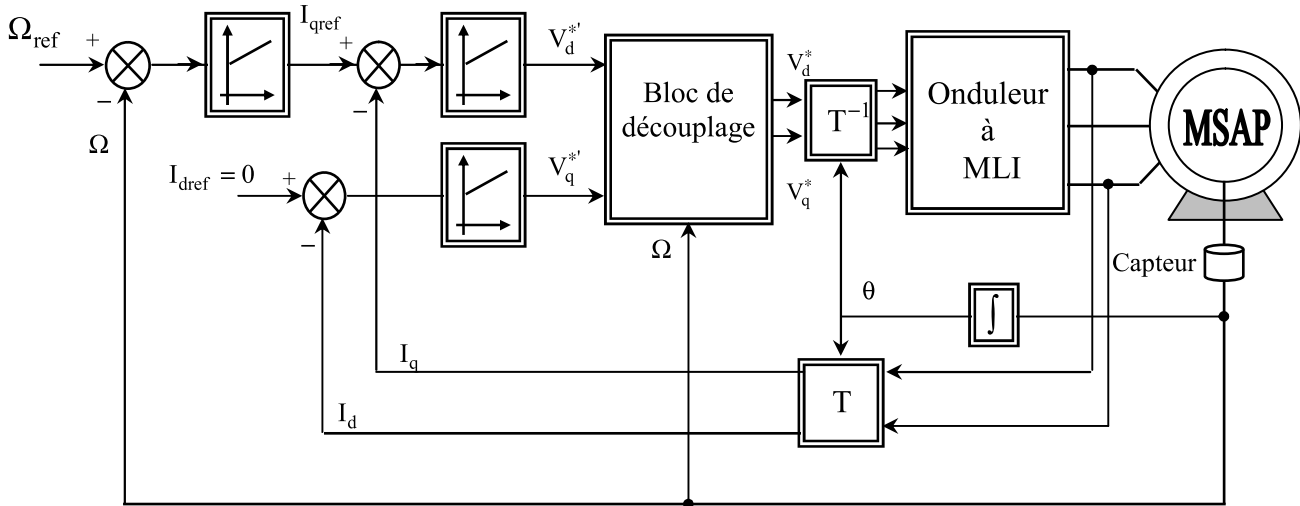


Figure I.2 : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

Il s'agit de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante. Le but de la commande vectorielle appliquée à la MSAP est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes directe et en quadrature. Ainsi le comportement de la MSAP devient similaire à celui de la machine à courant continu. Cette dernière est réalisée par un onduleur de tension de type MLI [11].

I.4. La commande directe du couple (DTC) :

Dans le milieu des années 1980, la commande directe du couple (DTC) a été développée pour le contrôle direct du couple et du flux. Le principe de la commande DTC est différent. L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis [12,13].

Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur

variable nécessitant un pas de calcul très faible.

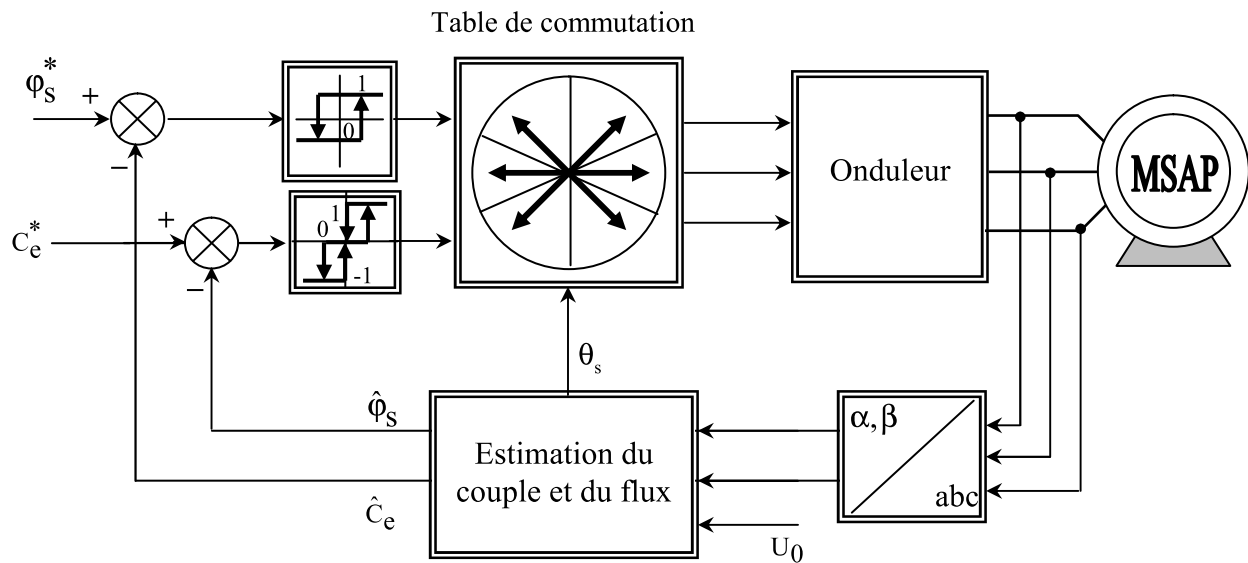


Figure I.3 : Synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI

Dans une commande DTC, figure (I.3) il est souhaitable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

I.5. La commande non linéaire

I.5.1. Commande par linéarisation :

Les méthodes basées sur la linéarisation constituaient, jusqu'à très récemment, l'essentiel des techniques utilisées pour la commande des systèmes non linéaires. Elles permettent, moyennant des approximations et/ou des transformations, de ramener les équations du système sous une forme linéaire. Deux techniques de linéarisation sont utilisées : la linéarisation locale et la linéarisation exacte

I.5.1.1. Linéarisation locale :

Cette approche repose sur la première méthode de LYAPUNOV. Elle consiste à déduire le comportement d'un système non linéaire à partir de son système linéaire associé, obtenu par une linéarisation jacobienne autour du point de fonctionnement désiré. Une variante de cette méthode est donnée par la technique du modèle linéaire tangent, où plusieurs linéarisations sont effectuées à différents points d'opération, donnant lieu à une famille de systèmes linéaires pour lesquels un seul contrôleur à paramètres variables est conçu.

I.5.1.2. Linéarisation exacte :

Cette approche consiste à linéariser le système en boucle fermée, par une série de transformations, sans faire d'approximations. La commande choisie est composée de deux parties. La première a pour rôle d'annuler les différents termes non linéaires du procédé, alors que la deuxième est choisie pour satisfaire les exigences en boucle fermée du système linéarisé [14].

- **Linéarisation entrée/état :** cette approche consiste à choisir la loi de commande (u) afin que toutes les équations d'état du système compensé aient une forme linéaire. Cette solution revient à annuler les différentiels non-linéarités présentes dans les équations, en insérant des termes absorbants dans l'expression de la commande, afin d'obtenir des relations linéaires entre la nouvelle entrée v et les différentes variables d'état.
- **Linéarisation entrées-sorties :** la théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaire. En particulier, la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie a donné lieu à des résultats satisfaisants dans différentes applications. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées non linéaire en une chaîne de systèmes linéaires en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De la on peut appliquer la théorie des systèmes linéaires [15,16].

Le principe de cette méthode se base sur la recherche d'un retour d'état transformant le modèle non linéaire initial en un système d'équations linéaires au sens entrées sorties et une fois que le bouclage linéarisant est fait, nous faisons appel à toute la panoplie de la commande linéaire pour atteindre les performances désirées. Le schéma bloc du système linéarisé est donné par la figure (I.4).

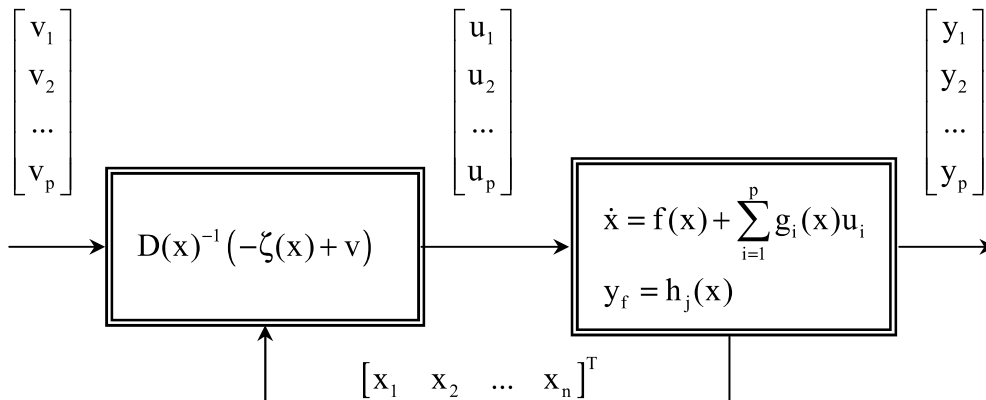


Figure I.4 : Schéma bloc du système linéarisé

I.5.2. La commande par mode de glissement :

Les lois de commande classique du type PI donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robuste surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [17].

La technique modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre [18]. La figure (I.5) représente le modèle complet de la commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents.

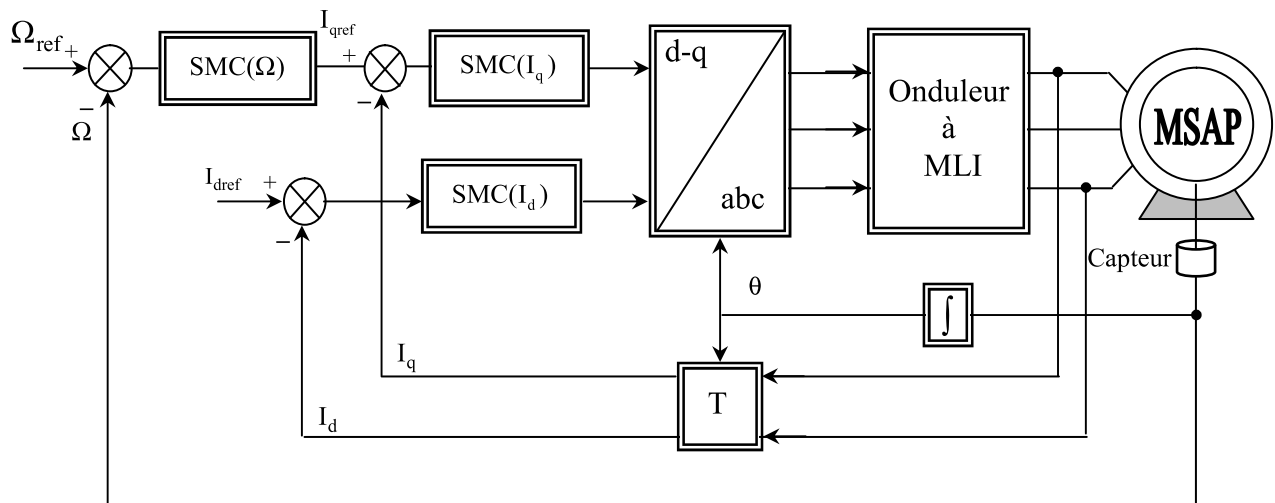


Figure I.5 : Commande par mode de glissement de la machine synchrone à aimants permanents

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une «variété» ou «hypersurface» dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface.

Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux

variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celles des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations.

Ce type de commande (CSV) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, et temps de réponse très faible [19].

I.5.3. La commande backstepping :

Le backstepping a été développé par KANELLAKOPOULOS et al. (1991) et inspiré par les travaux de FEURER & MORSE (1978) d'une part et TSINIAS (1989) et KOKOTOVIC et SUSSMANN (1989) d'autre part [14]. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manqué d'approches générales.

Le design d'un contrôleur pour un système non linéaire de la forme :

$$\dot{x} = \varphi(x, \theta, u, t) \quad (I.1)$$

Où le vecteur d'état x est de dimension élevée, peut souvent s'avérer une tâche difficile, voire impossible. La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov (FCL) avec une procédure récursive de design [14, 20]. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé [21].

I.6. Commande adaptative :

La commande adaptative est une commande dans laquelle le contrôleur est automatiquement ajusté afin de compenser des changements dans le procédé et/ou son environnement. Ce genre de problème peut être traité dans le cadre de la commande robuste, mais en présence de fortes perturbations, incertitudes du modèle ou paramètres à forte variation dans le temps, la commande adaptative présente un meilleur choix [22].

La commande adaptative est un ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique des régulateurs pour assurer les performances voulues quand les paramètres du système à contrôler sont inconnus et/ou variaient avec le temps [4]. La commande adaptative peut être structurée selon les catégories suivantes:

- Approximations des stratégies de commande optimale stochastique (Duale)
- Systèmes de Commande Auto-ajustable (Self Tuning Control - S.T.C.)
- Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC).

I.6.1. Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC) :

Le principe d'une commande par modèle de référence (MRAC) est illustré par la figure (I.6). L'objectif d'une telle commande est de trouver une loi de contrôle (u) qui change la structure et la dynamique du procédé (à paramètres connus) de façon à ce que ses propriétés entrée/sortie ($r(t)$ vs $y(t)$), en boucle fermée, coïncident avec celles d'un modèle de référence $G_m(S)$ préalablement choisi. Si les paramètres du procédé sont inconnus, une loi d'identification est greffée au régulateur MRAC [23, 24].

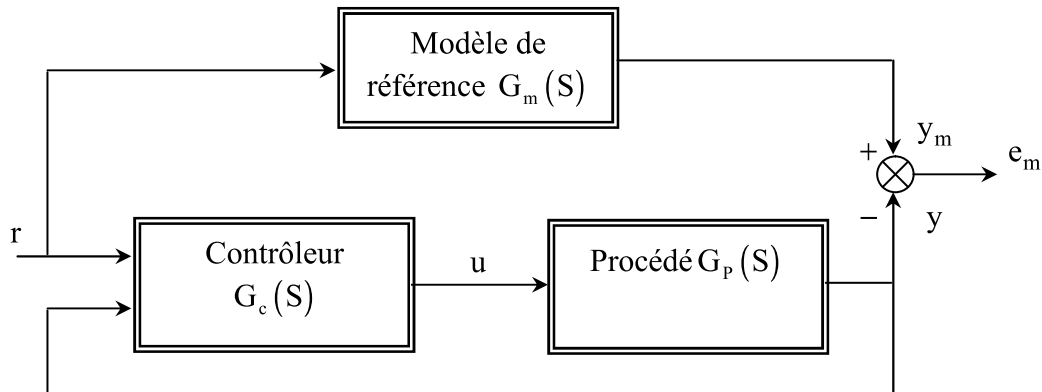


Figure I.6 : Commande Adaptative par Modèle de Référence (MRAC)

I.7. Commande sans capteur :

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des MSAP sans utilisation de capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses.

Pour ces raisons, plusieurs auteurs ont proposé différentes stratégies basées sur la théorie d'estimation de l'automatisme en vue de déterminer la position et la vitesse pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents.

I.7.1. Filtre de Kalman étendu :

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'état non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet,

il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure [25].

I.8. Application de la machine synchrone à aimant permanents :

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) ou même plus (100 kW) s'il y a beaucoup de pôles, par exemple dans des générateurs pour éoliennes de moyenne puissances. Des machines à aimants de plusieurs MW à très grand nombre de pôles sont également envisagées [26]. Dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction électrique.

Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers telles que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).

I.8.1. Quelques exemples d'Application de la machine synchrone à aimant permanents : [27]

- **Les éoliennes :** le nombre d'installations d'éoliennes a considérablement augmenté au cours des dernières années. La plupart des éoliennes installées ont une boîte de vitesses permettant un générateur tournant à grande vitesse. Différents types de générateur peuvent être utilisés pour la commande exemple machine asynchrone où machine synchrone. Toutefois, les machines synchrones à aimants permanents permettent une réduction de poids significative qui est d'importance lorsque le générateur doit être levé dans la nacelle.



Figure I.7 : Système éolien [27]

- **Propulsion marine :** la plupart des navires de croisière construits aujourd'hui ont une propulsion électrique. Parmi d'autres avantages, la propulsion électrique offre un meilleur confort des passagers et plus fiables que les disques classiques avec des moteurs diesel ou turbines à gaz. Le moteur synchrone à aimants permanents a remplacé les machines synchrones connectées à boîte de vitesses. Pour cette application, les principaux avantages de l'entraînement direct sont faible poids et le gain en maniabilité pour le navire. Le moteur synchrone à aimants permanents peut être placé dans une nacelle orientable directement reliée à l'hélice qui permet de changer la position de l'hélice (et donc du navire) très facilement et en douceur.

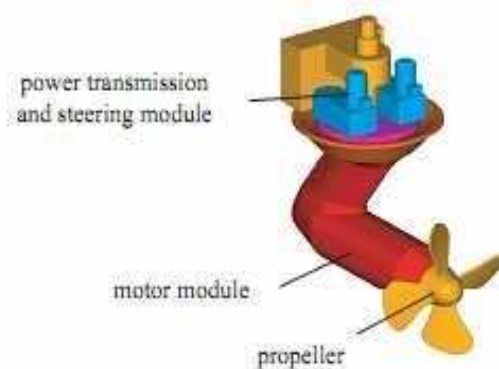


Figure I.8 : Propulsion traditionnelle [ABB] [27]

- **Machines à laver :** Dans une machine à laver classique, un moteur à courant continu ou un moteur à induction entraîne le tambour par une courroie et poulies figure (I.9.a). Le principal avantage d'un entraînement direct de la machine à laver figure (I.9.b) vient de la suppression de la courroie, la poulie est remplacée par le moteur à courant continu ou le moteur à induction par un moteur synchrone à aimants permanents.

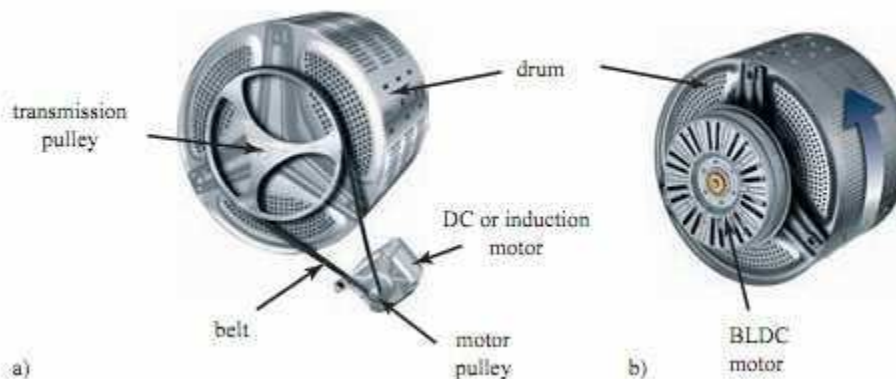


Figure I.9 : a) machine à laver classique b) machine à laver a entraînement directe [27]

- **L'industrie des pâtes et papiers :** les disques à basse vitesse avec réducteurs sont largement utilisés dans l'industrie des pâtes et de papiers. Toutefois, un entraînement direct sans réducteur permet, entre autres avantages, un gain de l'espace et une installation plus facile. Les MSAP sont également utilisés avec succès dans les entraînements directs pour les applications de pâtes et de papiers. Ces machines sont des moteurs avec généralement 12 pôles.

- **Ascenseurs :** Différentes solutions existent pour soulever une cabine d'ascenseur en fonction d'architecture du bâtiment et sa taille. Traditionnellement, les machines à induction ont été utilisées avec un système hydraulique ou un engrenage. Une autre solution, pour grands ascenseurs est utilisé avec entraînement direct (Machines à courant continu ou à induction). Les Ascenseurs entraînés par des machines synchrones à aimants permanents ont récemment gagné en popularité pour les bâtiments de taille moyenne, à savoir, les bâtiments de moins de 20 étages.

- **Véhicule électrique :** Très utilisé, depuis plus d'un siècle, le moteur électrique est souple, silencieux, ne pollue pas et s'adapte à toutes les situations. De manière spécifique, le moteur électrique de traction doit répondre aux critères suivants :
 - Il doit pouvoir tourner et freiner dans les deux sens de rotation
 - Il doit posséder un couple important à bas régime, ainsi qu'un bon rendement

Pour ces raisons, et en fonction du type de véhicule fabriqué, les constructeurs orientent leurs choix sur le moteur série, le moteur à excitation séparée, le moteur Brushless (ou moteur synchrone sans balais) ou le moteur synchrone à aimant permanent.

I.9. Conclusion :

A partir de cet état de l'art sur les différentes stratégies de commande de la machine synchrone à aimants permanents, on peut conclure ce qui concerne la commande scalaire et la commande vectorielle, elles sont robustes vis-à-vis du couple de charge et des paramètres incertains. Cela est dû en particulier à l'action intégrale contenue dans la boucle de commande. Cependant, il est connu que ces stratégies ne permettent pas d'offrir de bonnes performances lors de la poursuite de trajectoire.

Du côté de la commande non linéaire, elles conviennent parfaitement pour la poursuite de trajectoires. Néanmoins, leurs performances dépendent fortement de la valeur du couple de charge, qui est supposée connue, et des paramètres de la machine.

Pour cela les travaux rentrant dans le cadre de cette thèse sont directement orientés tout d'abord vers les techniques de commande proposées dans cet état de l'art et ont pour but de pallier les problèmes de la commande vectorielle.

Puis la mise en œuvre des lois de commande non linéaire afin d'améliorer la poursuite des trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations, finalement l'application de la machine synchrone à aimants permanents dans le domaine industriel.

CHAPITRE II

Modélisation Et Commande Vectorielle De La Machine Synchrone à Aimants Permanents

II.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, telles que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou 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 [28], les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

II.2. Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents : [29]

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et le progrès dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances, telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc.

Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et particulièrement pour les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable). À titre d'illustration, quelques avantages des machines synchrones à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien
- La densité du flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

De plus, les machines synchrones à aimants permanents (Brushless) sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité. Le contrôle précis et rapide du couple, de vitesse et de la position est possible avec un simple onduleur de tension triphasée.

Selon les principes de fonctionnements, les machines à aimants permanents peuvent être classées en trois types :

- Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC)
- Les machines à aimants permanents sans balais (MSPSB)
- Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

II.2.1. Les machines à courant continu et aimants permanents :

Ce sont les machines à courant continu dans lesquelles le champ magnétique, créé par les électroaimants, est remplacé par celui des aimants permanents. En conséquence, les pertes joules liés au bobinage de l'excitation sont éliminées, mais le champ de l'excitation n'est plus contrôlable. Ceci limite leur utilisation aux applications de faible puissance et de haute dynamique ne nécessitant pas une fonction en mode de défluxage figure (II.1).

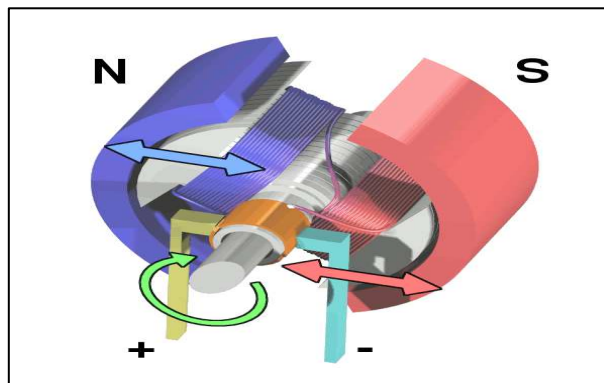


Figure II.1 : Moteur à courant continu et aimants permanents [30]

II.2.2. Les machines à aimants permanents sans balais :

Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs ont conduit au développement d'autres types de machines à courant continu où la commutation avec le système balais collecteur est remplacée par la commutation électronique. Dans ces machines, les aimants permanents sont situés sur la partie tournante et le stator constitué de trois enroulements alimentés par les formes d'onde carrées fournies par un convertisseur.

La commutation du convertisseur est contrôlée de telle façon que, chaque instant, seulement deux phases conduisent. Ce système de commutation électronique est fonctionnellement équivalent à la commutation du balais mécanique de la machine à courant continu. Par conséquent, ce type de machines à aimants permanents est connu comme la machine à aimants permanents sans balais (MAPSB), elle présente un rendement élevé et sa loi de commande est relativement simple.

II.2.3. Les machines synchrones à aimants permanents :

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont aussi situés sur la partie tournante. Le stator constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoïdalement. Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor ; d'où le nom des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Dans la plupart des applications, un onduleur est nécessaire pour avoir une alimentation avec la tension et une fréquence variables.

Dans ces systèmes le champ tournant rotorique peut être gardé en synchronisme avec la sortie de l'onduleur pour une vitesse allant de zéro à sa vitesse maximale et cela sans exiger le bobinage à cage.

II.3. Les rotors de la machine synchrone à aimants permanents : [31]

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en terme de placement des aimants est le suivant :

- Aimants en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration du flux

II.3.1. Aimants en surface : [29, 31, 32]

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont alimentés radialement, comme montré sur la figure (II.2.). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant.

De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation.

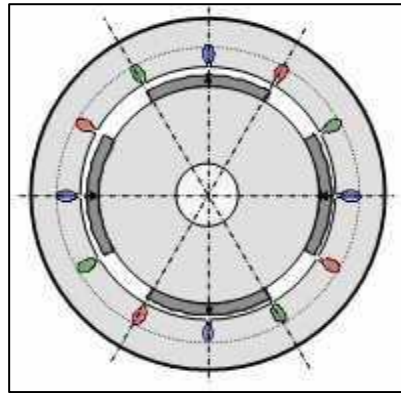


Figure II.2 : Rotor à aimants en surface [1]

II.3.2. Aimants insérés :

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer.

Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réductant en plus du couple des aimants.

II.3.3. Aimants enterrés :

Les machines synchrones à aimants permanents sont des machines synchrones avec des aimants intégrés dans le rotor figure (II.3) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe-d est plus petite que celle de l'axe-q.

Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette centrifugation du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

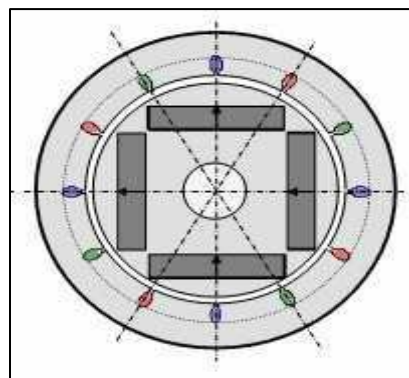


Figure II.3 : Rotor à aimants enterrés [1]

II.3.4. Aimants à concentration du flux :

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence. Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétique du rotor par concentration du flux provenant des aimants permanents.

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi un induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques.

II.4. Les aimants permanents : [33, 34]

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H, figure (II.4).

Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé
- Le champ coercitif de l'induction H_{cb} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable ;
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$
- On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

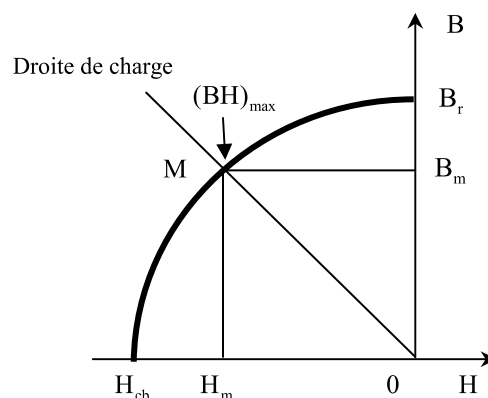


Figure II.4 : Courbe de désaimantation

La figure (II.5) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

- Les **ALNICO** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **FERRITES** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **TERRES RARES** tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.
- Les **NEODYME-FER-BORE** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

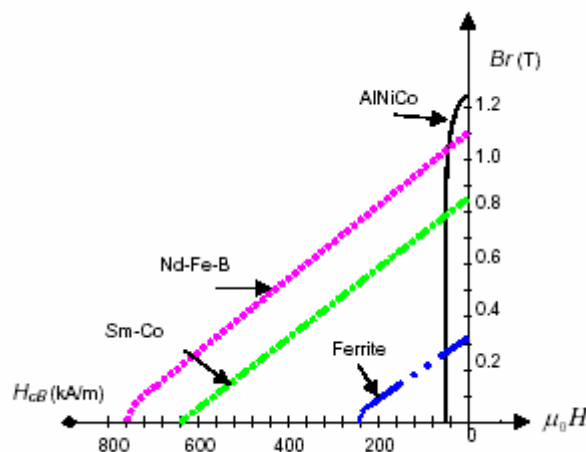


Figure II.5 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [33]

II.5. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents : [35, 36, 37]

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) considérée dans notre étude comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec 'p' paires de pôles. Les enroulements statoriques sont connectés en étoile à neutre isolé, l'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor, ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air.

Les machines synchrones sont classées en deux catégories «sinusoïdale» et «non sinusoïdale» en fonction de la répartition spatiale des conducteurs. Les machines synchrones sinusoïdales alimentées par des courants sinusoïdaux présentent un couple constant et leur modèle en régime linéaire est relativement simple dans le «repère de Park ».

Les machines réelles ont des conducteurs au stator logés dans un nombre fini d'encoches, ce qui ne permet pas d'obtenir une répartition sinusoïdale exacte des conducteurs. Cependant, l'hypothèse de la répartition sinusoïdale des F.M.M est justifiée dans un grand nombre des machines synchrones

triphasées sans liaison de neutre qui comporte un nombre suffisant d'encoches par pôle et par phase avec une réalisation de bobinages à faible taux d'harmoniques d'espace.

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses suivantes sont faites :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis est négligée avec les courants de FOUCAULT et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température

II.5.1 Les équations électriques des machines électriques :

- **Du stator :**

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Avec

R_s : La résistance des phases statoriques

$[V_a \ V_b \ V_c]^t$ Les tensions des phases statoriques

$[I_a \ I_b \ I_c]^t$ Les courants des phases statoriques

$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^t$ Les flux totaux à travers les bobines statoriques

- **Du rotor**

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\phi_f] \quad (\text{II.2})$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

II.5.2 Equations magnétiques:

- **flux statorique:**

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (\text{II.4})$$

- **flux rotorique :**

$$[\Phi_f] = [L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s] \quad [L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée et d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$ et les termes variables dépendent de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}]$

Posons :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (\text{II.6})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Et :

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$[M_{sf}]$: est la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sf}] = [M_{fs}]^t \quad (\text{II.9})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f]) \quad (\text{II.10})$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}([L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s]) \quad (\text{II.11})$$

II.5.3. Equation mécanique :

L'étude des régimes transitoires fait intervenir, en plus des grandeurs électriques, les grandeurs mécaniques. Ainsi, pour compléter le modèle, nous devons ajouter l'équation mécanique déduite à partir du théorème des moments figure (II.6). La dernière équation importante complète le modèle

du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.12})$$

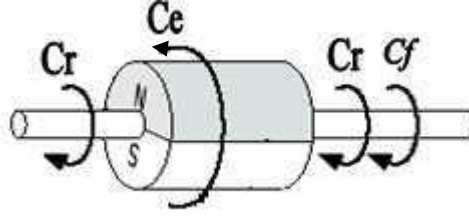


Figure II.6 : Les différents couples qui agissent sur le rotor

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.13})$$

$$C_f = F\Omega \quad (\text{II.14})$$

Avec :

J : Est le moment d'inertie du moteur

F: C'est le coefficient de frottement visqueux

C_e : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : C'est le couple résistant, ou de charge

II.6. Transformation triphasé - diphasé : [37]

II.6.1 Transformation de Concordia :

Pour passer du système triphasé au système diphasé, il faut définir la matrice de transformation suivante (Transformation de Concordia).

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$[C_{32}]$: La matrice de transformation directe de Concordia (diphasé vers triphasé)

$[C_{23}]$: La matrice de transformation inverse de Concordia (triphase vers diphasé)

II.6.2 Principe de la transformation du Park :

La transformation de Park est défini par la matrice T, aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$ et $[\Phi_{abc}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dqo}]$, $[i_{dqo}]$ et $[\Phi_{dqo}]$.

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [T] [V_{dqo}] \quad (\text{II.18})$$

$$[V_{dqo}] = [T]^{-1} [V_{abc}] \quad (\text{II.19})$$

$[T]$ et $[T]^{-1}$ sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$[T]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

II.6.3 Transformation de (α, β) au d-q et inversement :

Les coordonnées dirigent vers l'arrière la commande vectorielle est exécutées entièrement dans le système de coordonnées de (d-q) pour rendre la commande des moteurs synchrones, élégante et facile. Naturellement, ceci exige la transformation dans les deux directions et l'action de commande doit être transformée de nouveau au côté de moteur.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

La transformation inverse (d-q au α, β) est:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

II.7. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park :

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

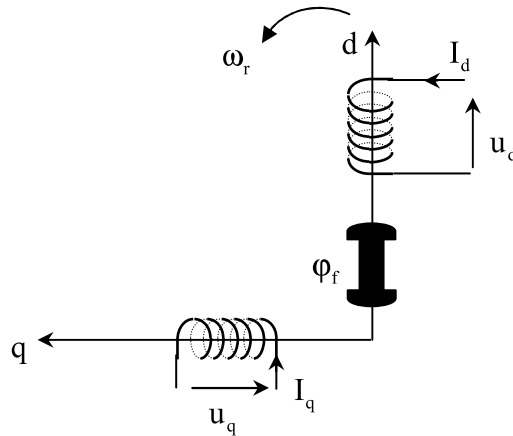


Figure II.8 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

II.7.1. Equations électriques : [38]

$$\begin{cases} u_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega_r \phi_q \\ u_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (II.24)$$

II.7.2. Equations magnétiques:

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

Sur l'axe d :

$$\phi_d = L_d I_d + \phi_f \quad (II.25)$$

ϕ_f : Constante indiquant le champs dû à l'aimantation permanente du rotor.

Sur l'axe q :

$$\phi_q = L_q I_q \quad (II.26)$$

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante: [39]

$$\begin{cases} u_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega_r L_q I_q \\ u_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (II.27)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = \frac{1}{L_d} [-R_s I_d + \omega_r L_q I_q + u_d] \\ \frac{d}{dt} I_q = \frac{1}{L_q} [-R_s I_q - \omega_r L_d I_d - \phi_f \omega_r + u_q] \end{cases} \quad (II.28)$$

II.7.3. Expression du couple électromagnétique : [37, 40, 41]

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_e = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (II.29)$$

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

p : Nombre de paires de pôles

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (u_d I_d + u_q I_q) \quad (II.30)$$

En remplaçant u_d , u_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \right] \quad (II.31)$$

➤ $\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$: Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements

du stator.

➤ $\frac{3}{2} \left[I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right]$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les

enroulements du stator.

➤ $\frac{3}{2} \left[\frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \right]$: Représente la puissance électromagnétique

Sachant que :

$$p\Omega = \omega_r \text{ et } P_e = C_e \Omega \quad (II.32)$$

$$C_e = \frac{3}{2} p [\phi_d I_q - \phi_q I_d] \quad (II.33)$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] \quad (II.34)$$

II.7.4. Equations mécaniques :

La dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r - F\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (II.36)$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la figure (II.8)

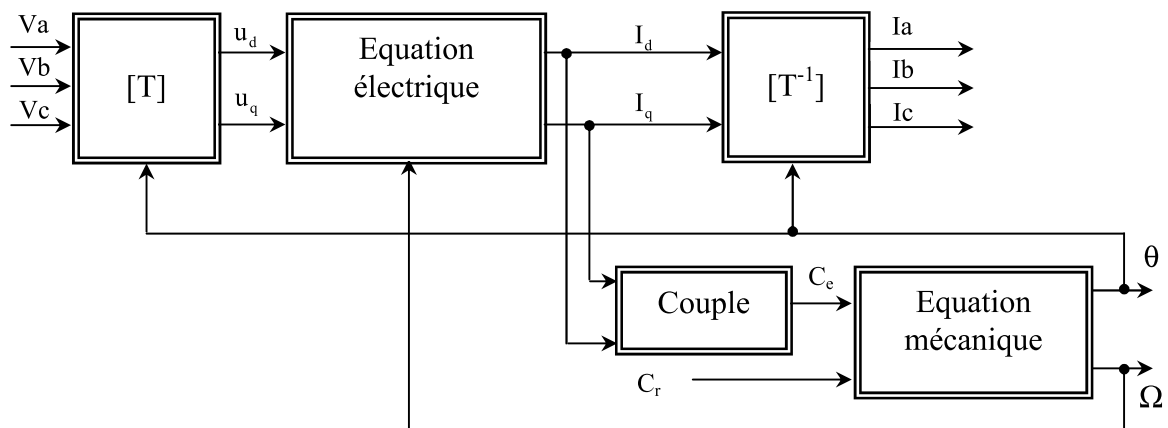


Figure II.8 : Schéma fonctionnel du modèle de Park

II.8 Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension :

II.8.1 Introduction :

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé.

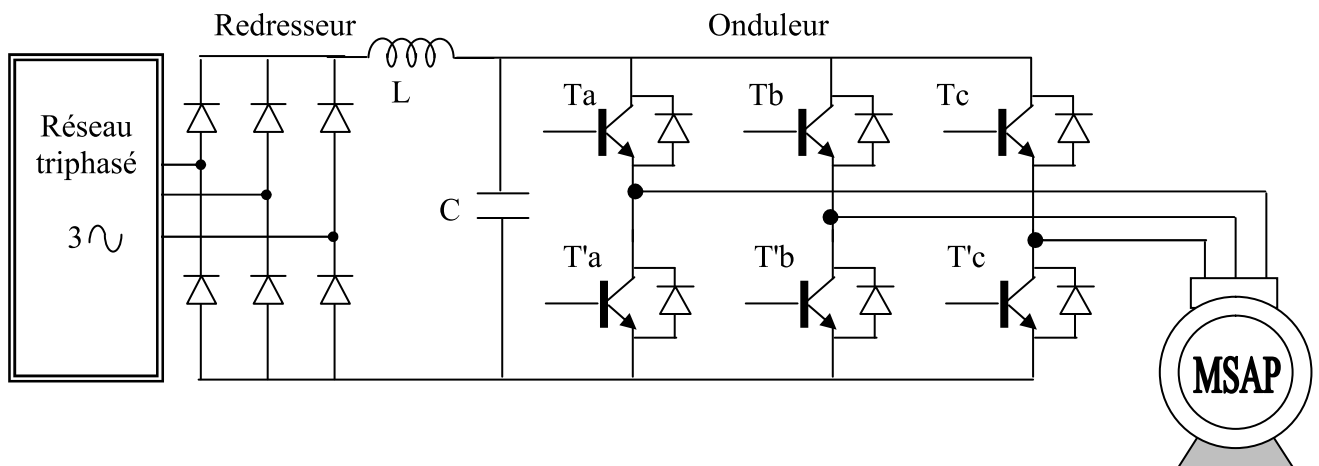


Figure II.9 : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

II.8.2 Onduleur de tension :

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions

d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

II.8.3 Modélisation des onduleurs de tension : [41]

Dans l'étude de l'ensemble commande – onduleur – machine – charge, nous 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.

Pour modéliser l'onduleur de tension figure (II.10), 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 .

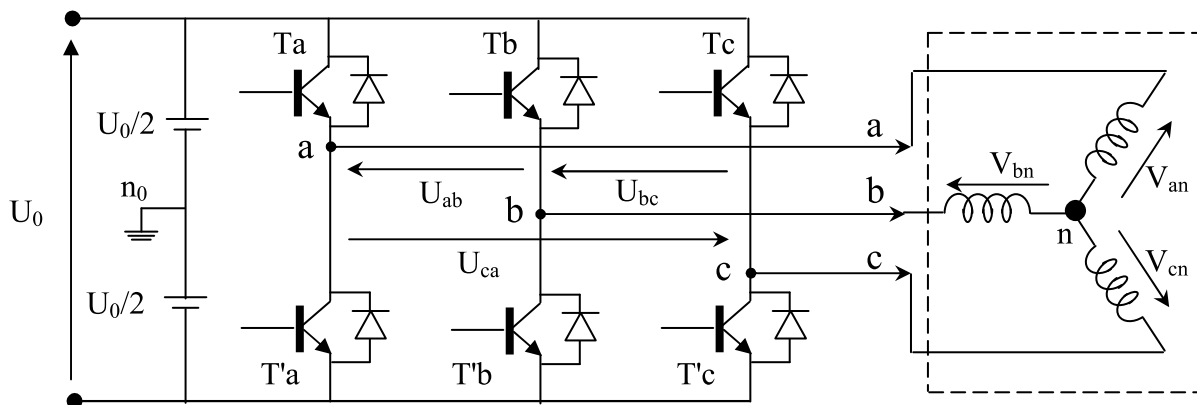


Figure II.10 : Schéma de l'onduleur triphasé

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T'_i est ouvert

Si $S_i = 0$, Alors T_i est ouvert et T'_i est passant

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = (1/3)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.39})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i$ ($i = a, b, c$) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.40})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

En remplaçant (II.39) dans (II.38), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

En remplaçant (II.41) dans (II.42), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

II.9. La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents : [11]

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q selon la relation (II.34).

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné.

Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané de I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q dans une plage de vitesse donnée.

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimant en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple, pour permettre un découplage du couple et du flux. Si le courant I_d est forcé à zéro, la composante φ_d du flux statorique devient $\varphi_d = \varphi_f$. Et la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_e = \frac{3}{2} p \varphi_f I_q \quad (\text{II.44})$$

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la f.e.m, soit ses composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant :

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

II.9.1. Commande vectorielle du MSAP par MLI : [23]

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère a, b, c. Elle exige pour la régulation des courant I_q et I_d d'imposer les tensions de référence u_d^* et u_q^* : dont on déduit les tensions de référence sinusoïdales u_a^* , u_b^* et u_c^* pour la commande de l'onduleur.

II.9.1.1. Description du système global : [43]

La figure (II.11) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

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

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

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

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a, b, c), servent de références de tensions (u_a^* , u_b^* , u_c^*) pour la commande de l'onduleur à MLI.

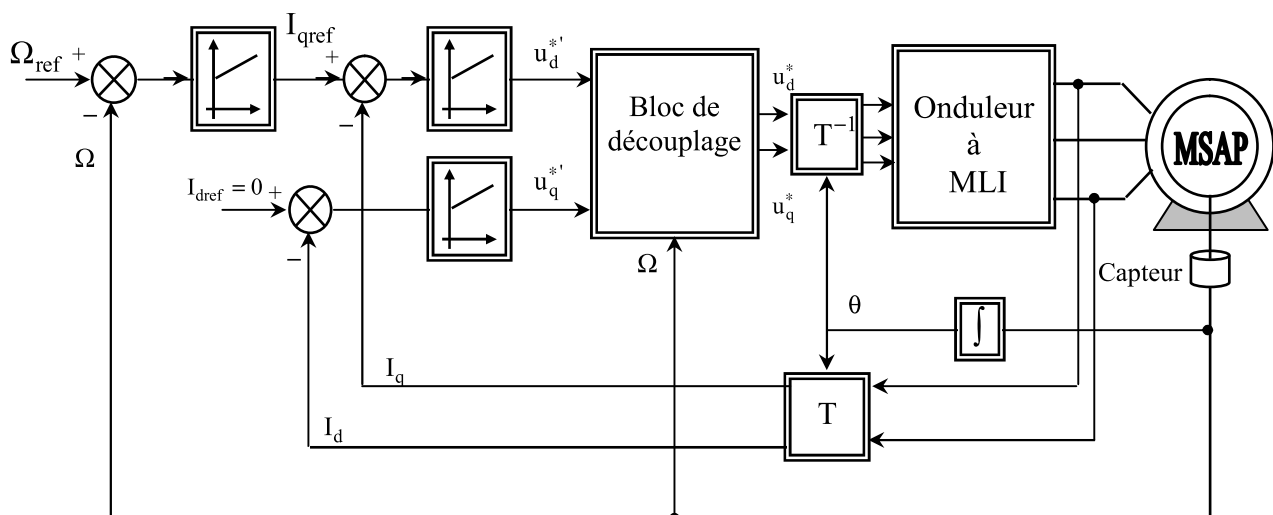


Figure II.11 : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

II .9.1.2 Découplage : [45]

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

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

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent:

$$\begin{cases} u_d = (R_s + L_d S) I_d - \omega_r L_q I_q \\ u_q = (R_s + L_q S) I_q + \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (II.45)$$

La Figure (II.12) représente le couplage entre les axes d et q .

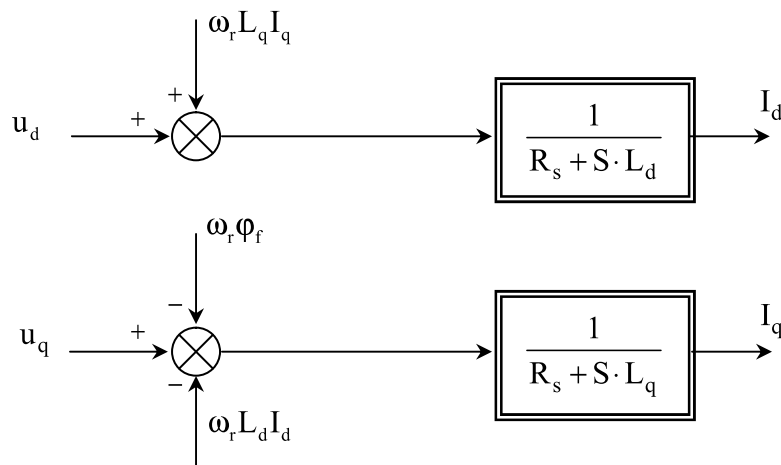


Figure II.12 : Description des couplages.

A partir des équations (II.45), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions figure (II.13).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\begin{cases} u_d = u'_d + e_d \\ e_d = -\omega_r L_q I_q \end{cases} \quad (II.46)$$

Alors:

$$\frac{I_d}{u'_d} = \frac{1}{R_s + sL_d} \tag{II.47}$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} u_q = u'_q + e_q \\ e_q = \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + \omega_r \phi_f \end{cases} \tag{II.48}$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{u'_q} = \frac{1}{R_s + sL_q} \tag{II.49}$$

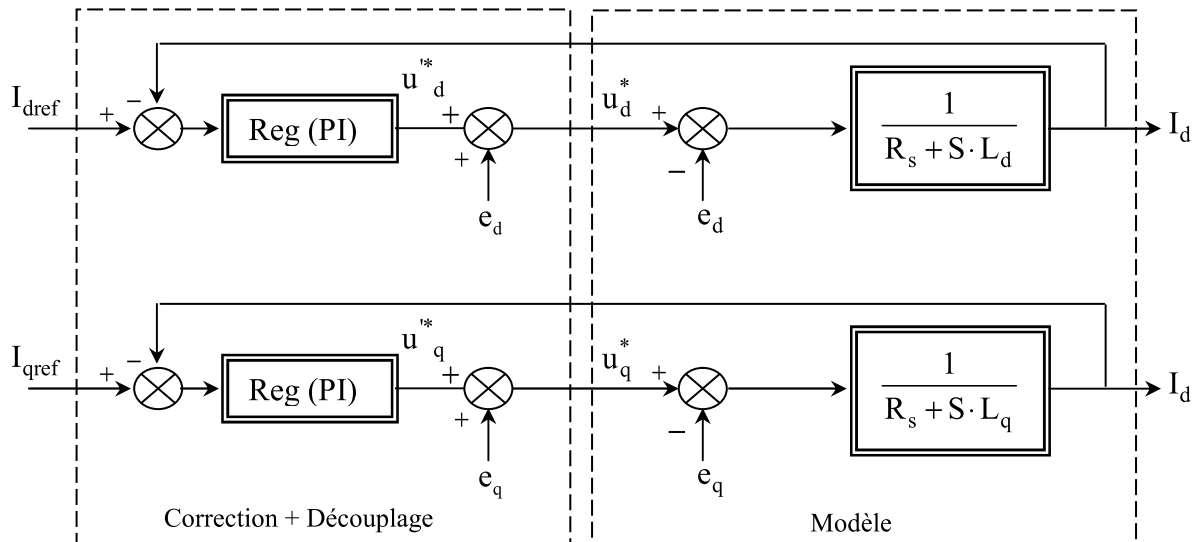


Figure II.13 : Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées

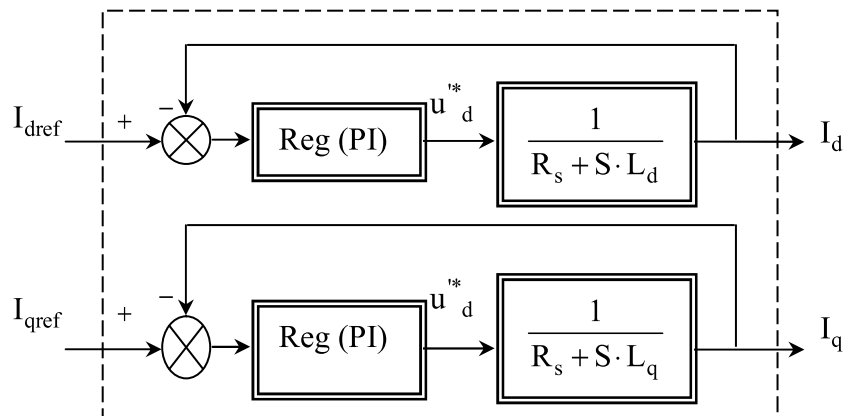


Figure II.14 : Commande découplée

II .9.1.3. Détermination des régulateurs de courants : [44]

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel-intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système.

Le système présente donc pour la régulation de I_d un schéma bloc selon la figure (II.15)

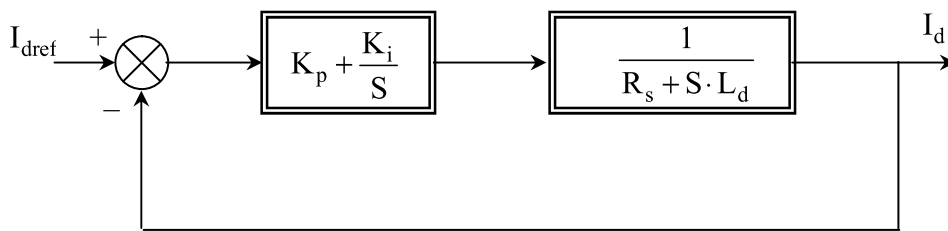


Figure II.15 : Boucle de régulation de courant I_d .

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q .

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(S)$ est :

$$F_{bo}(S) = \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + S \cdot L_d} \right) \quad (\text{II.50})$$

Composons le pôle $\left(\frac{L_d}{R_s} \right)$ par $\left(\frac{k_p}{k_i} \right)$ ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{k_p}{k_i} \quad (\text{II.51})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{bo}(S) = \frac{K_i}{S \cdot R_s} \quad (\text{II.52})$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de types 1^{ere} ordre avec une constante de temps

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{k_i} \tag{II.53}$$

$$F_{bf}(S) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} \cdot S + 1} \tag{II.54}$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suite :

$$k_i = \frac{R_s}{\tau_{bf}} \tag{II.55}$$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot \tau_{bf}$, on a :

$$\begin{cases} K_p = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \\ K_i = \frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}} \end{cases} \tag{II.56}$$

II .9.1.4. Détermination du régulateur de vitesse : [44]

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel figure (II.16). Où le régulateur adopté est un régulateur PI.

On a :

$$\Omega(S) = \frac{1}{J \cdot S + f} (C_e(S) - C_r(S)) \tag{II.57}$$

Avec: $C_e = \frac{3}{2} p I_{qref} \Phi_f = K_t \cdot I_{qref}$

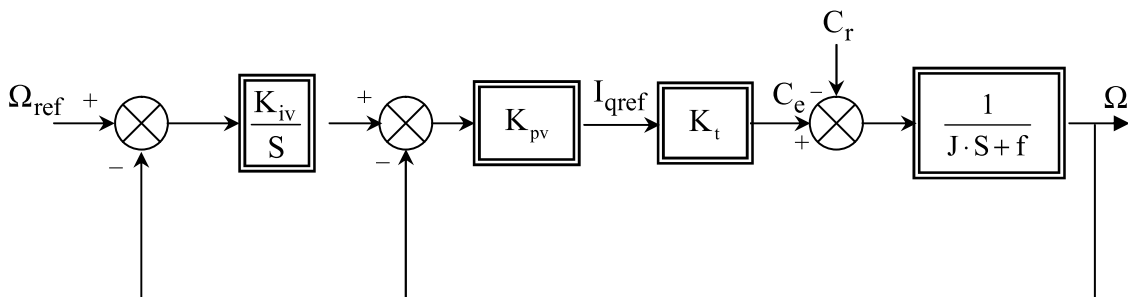


Figure II. 16 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse

Avec:

K_{pv}, K_{iv} Coefficients du régulateur PI

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$F_{bf}(S) = \frac{\omega_0^2}{S^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot S + \omega_0^2} \quad (\text{II.58})$$

Avec:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} \cdot K_t \cdot K_{iv}}{J}} \\ 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} \cdot K_t}{J} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

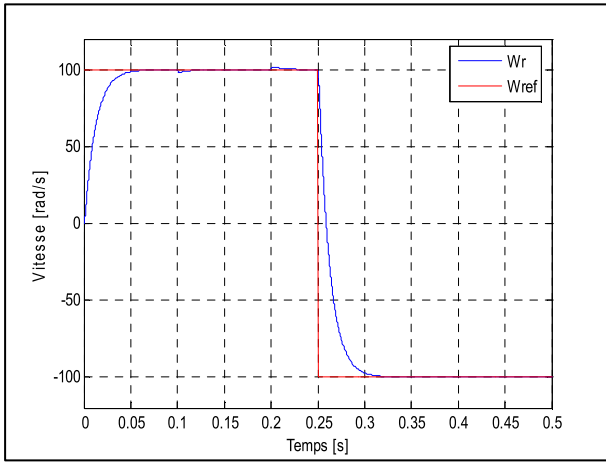
Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

II .9.1.5. Interprétation des résultats :

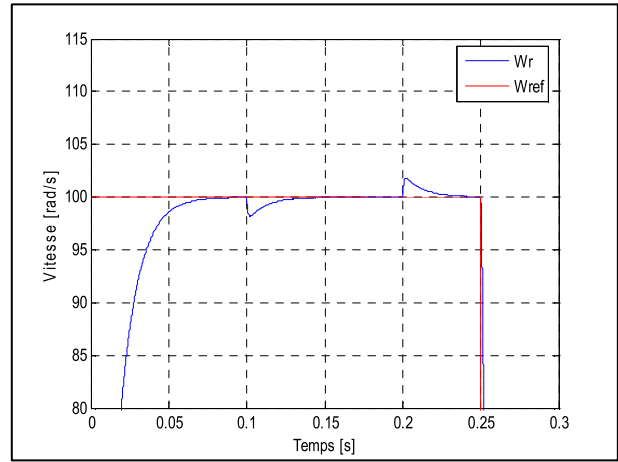
Dans cette partie, on démarre la machine à vide puis on applique un couple de charge de 5 (N.m) aux instants 0.1s et on l'élimine à 0.2s. A l'instant $t=0.25s$ on fait l'inversion du sens de rotation de 100 (rad/s) à -100 (rad/s).

On remarque d'après la figure (II.19) que :

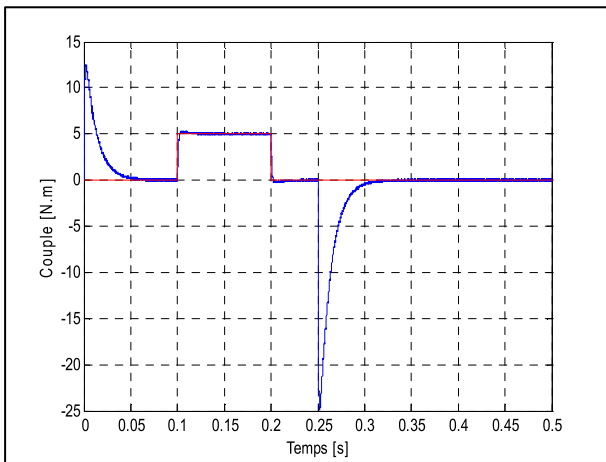
- L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple charge.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant $I_d = 0$).
- Le courant I_q est l'image du couple.
- Le courant de phase à une forme sinusoïdale avec un pic au démarrage



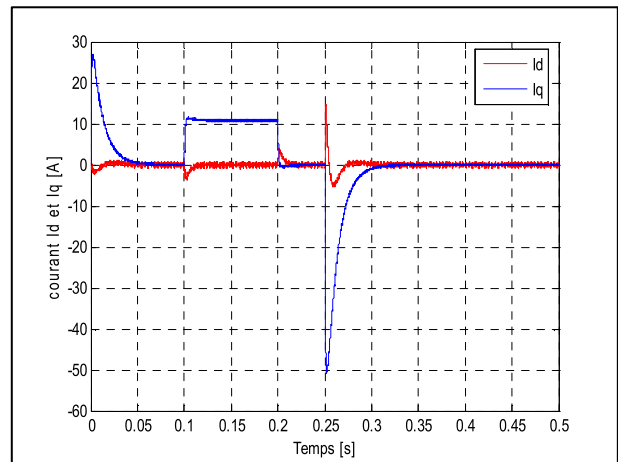
Vitesse de rotation [rad/s]



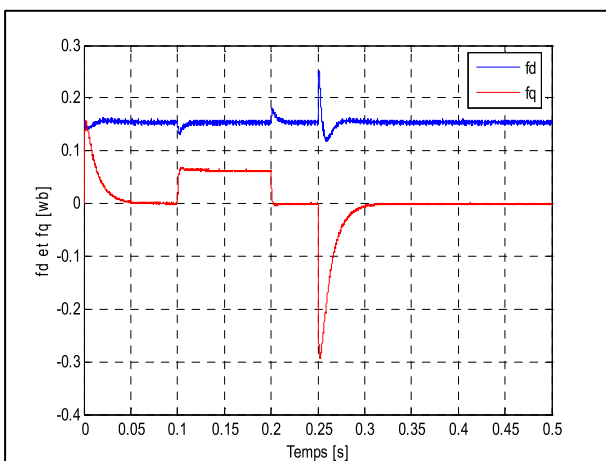
Effet loupe de la vitesse de rotation



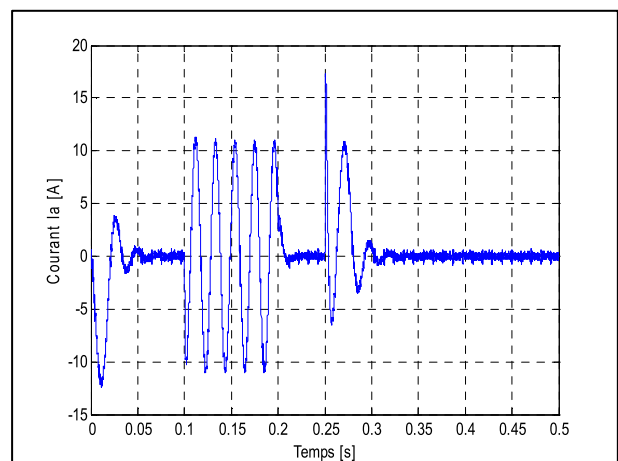
Couple électromagnétique [N.m]



Courant Id et Iq [A]



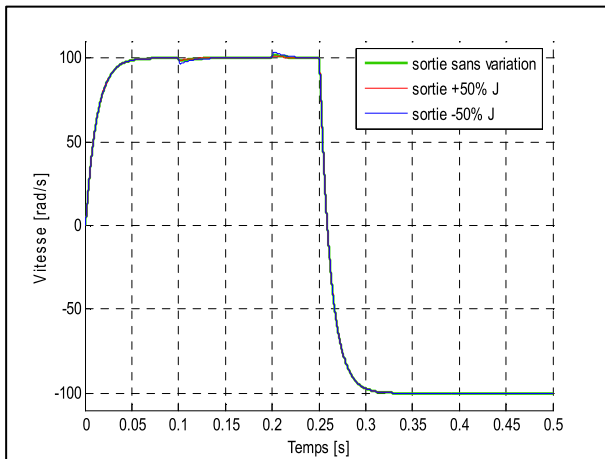
Flux ϕ_d, ϕ_q [wb]



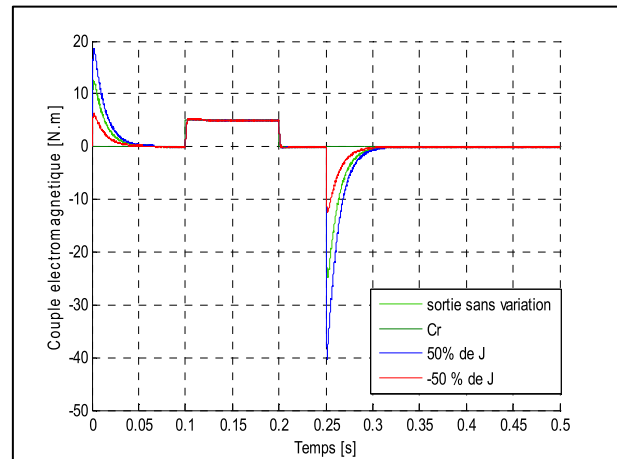
Courant statorique de phase [A]

Figure II.17 : Réponse de la MSAP en charge avec une inversion de sens de rotation

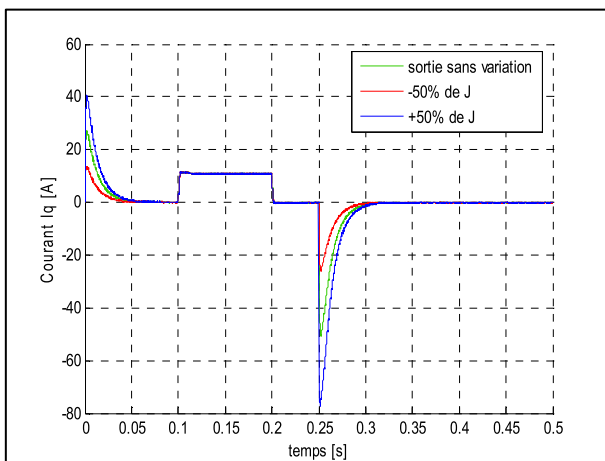
Les paramètres de la MSAP sont soumis à des variations qui peuvent être dues à changement des inductance ou à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse de cette dernière. Nous allons varier l'inertie et la résistance statorique.



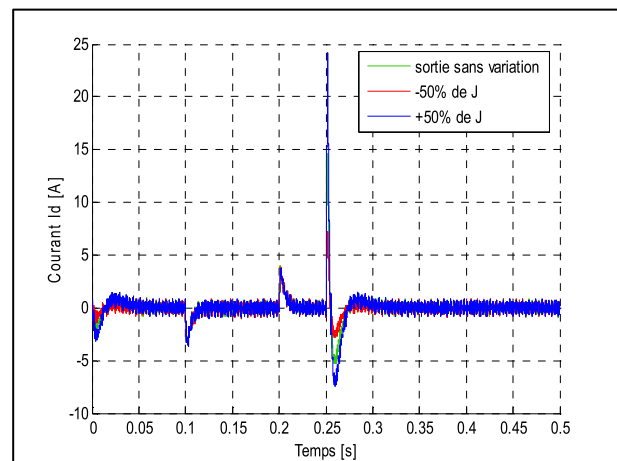
Vitesse de rotation [rad/s]



Couple électromagnétique [N.m]



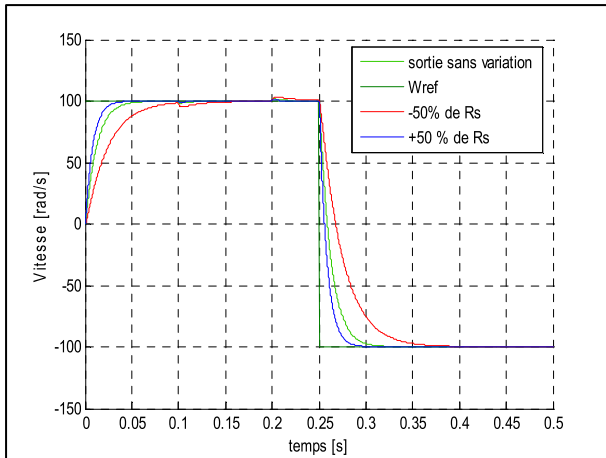
Courant Iq [A]



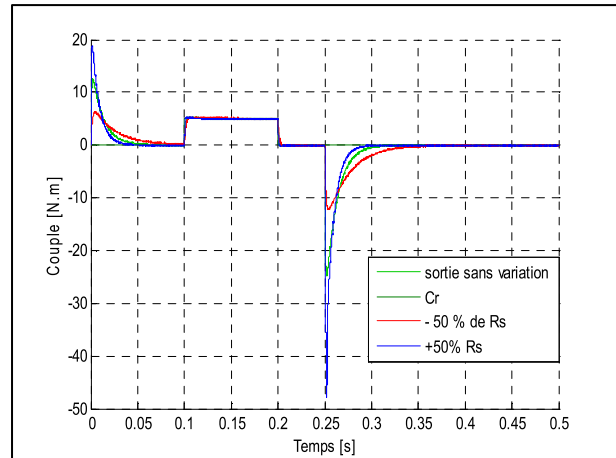
Courant Id [A]

Figure II.18 : Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J

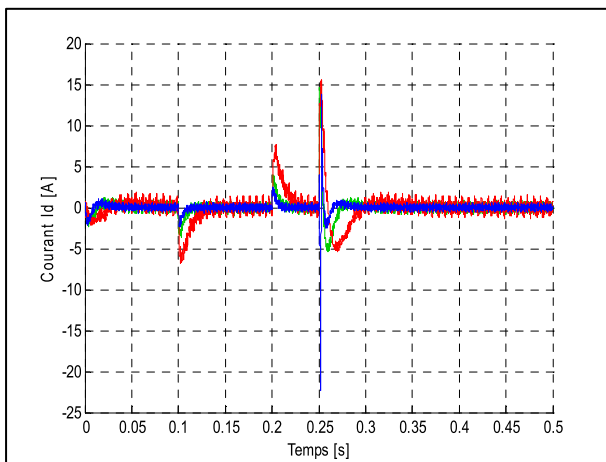
La figure (II.18) montre que les variations de l'inertie n'influe pas sur la dynamique de la vitesse, mais on observe des petites variations au niveau de couple électromagnétique I_d et I_q , lors du démarrage et l'inversion de vitesse.



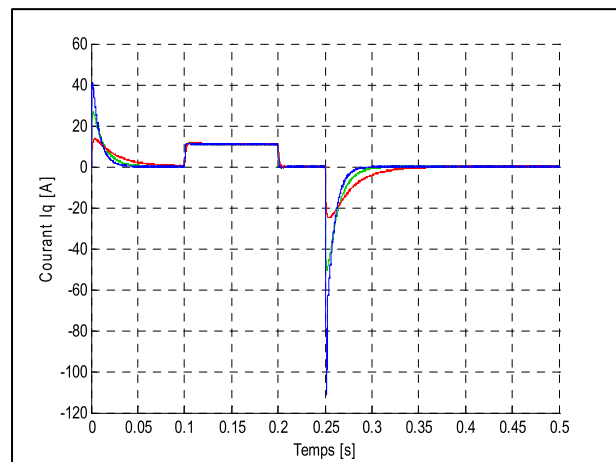
Vitesse de rotation [rad/s]



Couple électromagnétique [N.m]



Courant Id [A]



Courant Iq [A]

Figure II.19 : Résultats de simulation lors des variations de la résistance R_s

La figure (II.19) montre les variations de la résistance statorique, on remarque que la diminution de la résistance se traduit par un temps de réponse plus long. Et l'augmentation par des pics de courant trop important pour la MSAP

II.10. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondations sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Pour cela, nous avons établi les équations de la machine ramenée à deux axes, selon la transformation de Park en régime transitoire. Le modèle obtenu est facile à exploiter pour la réalisation des lois de commande avancées. En effet, c'est un modèle qui n'est pas fortement non linéaire. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasée a été présenté.

A travers ce chapitre, on a présenté le principe de la commande vectorielle à MLI de la machine synchrone à aimants permanents. La commande à MLI exige des boucles de régulations supplémentaires, ainsi qu'un bloc de compensation, ce qui nous amène à une implantation difficile, mais plus performant. On a noté que cette dernière reste peu robuste face à la variation des paramètres de la machine et notamment la résistance statorique.

A la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de la commande vectorielle, nous avons essayé dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine synchrone à aimants permanents, on parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC).

CHAPITRE III

Commande Directe Du Couple De La Machine Synchrone à Aimants Permanents

III.1 Introduction :

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques.

La commande directe du couple a été présentée par TAKAHASHI pour des moteurs à induction comme nouvelle approche pour la commande de couple et de flux.

Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglosaxonne «Direct Torque (and Flux) Control», basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriented Control). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimentée par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celle obtenue à partir d'une commande vectorielle.

Ce type de commande repose sur la détermination «directe» de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) [48, 55] sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations).

L'absence de boucle de contrôle des courants, de transformation de Park et de la MLI pendant la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux statorique. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30 KHz). Elle présente les avantages suivants :

- Caractéristiques dynamiques exceptionnelles.
- Grande robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine.

Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en oeuvre une structure de commande du MSAP par DTC.

III.2 Principes généraux de la commande directe du couple :

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Des erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs d'hystérésis. Selon les comparateurs un vecteur de tension est choisi parmi une table.

Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est nécessaire; au lieu de cela un des six vecteurs de tension est appliqué pendant toute la période d'échantillon [46].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

La commande par DTC peut être schématisé par la figure (III.1) [56].

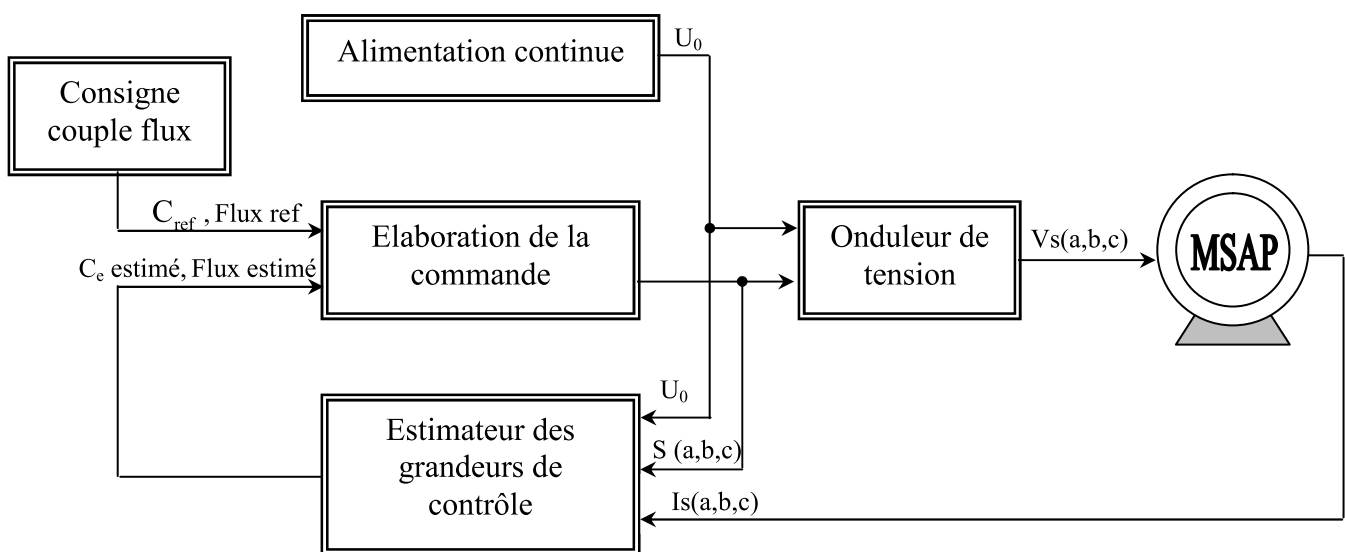


Figure III.1 : Schéma synoptique de la commande DTC

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement.

En plus :

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator) ;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple

La mise en oeuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants [12, 47].

III.3 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique : [13, 48]

Le contrôle dynamique du couple de la machine synchrone peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine synchrone.

Dans le référentiel (α, β) lié au stator, on peut écrire:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{III.1})$$

A partir de l'expression (III.1), on peut écrire :

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \varphi_{s0} \quad (\text{III.2})$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $(R_s I_s)$ est négligeable devant la tension V_s Dans un intervalle de temps T_e . Donc l'équation (III.2) peut s'écrire :

$$\varphi_s(t) = \varphi_{s0} + V_s T_e \quad (\text{III.3})$$

$$\Delta\varphi_s = \varphi_s - \varphi_{s0} = V_s \cdot T_e \quad (\text{III.4})$$

L'équation (III.4) implique que l'extrémité du vecteurs $\varphi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué V_s , comme il est montré sur la Figure (III.2)

En choisissant une séquence correcte de vecteurs V_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur φ_s la trajectoire désirée. Pour atteindre cet

objectif, le correcteur utilisé pour la commande DTC est un correcteur à hystérésis à deux niveaux. Avec ce type de contrôleur, on peut facilement maintenir l'extrémité du vecteur flux φ_s dans une couronne quasi circulaire.

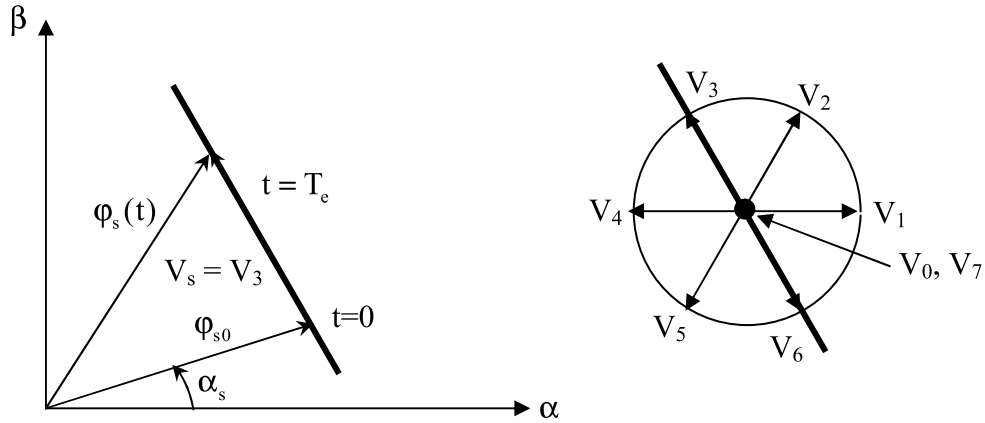


Figure III.2 : Evolution de l'extrémité du vecteur φ_s pour $(R_s \cdot I_s)$ négligeable

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux. Le Tableau (III.1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} et V_{i-2} qui peuvent être appliqués dans la zone Z_i [49].

Les vecteurs tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux, la figure (III.3) représente les six zones possibles du fonctionnement Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5 et Z_6 .

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
φ_s				
Ce				

Tableau III.1 : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_k appliqué dans la zone Z_i .

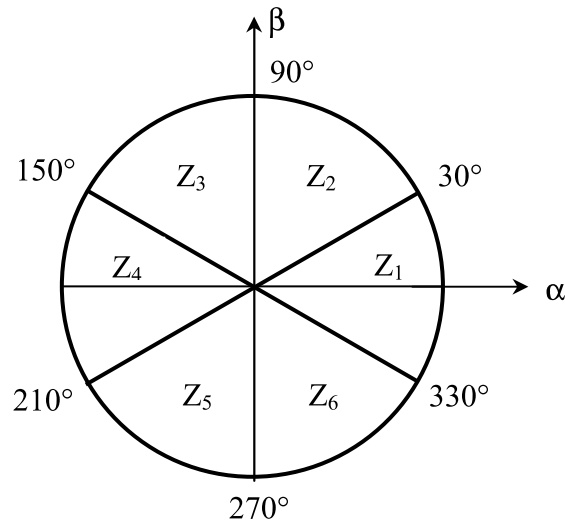


Figure III.3 : Répartition des zones

Chacune des zones correspond à un angle de 60° .

III.4 Choix du vecteur de tension : [50]

Le choix du vecteur de tension statorique V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique φ_s , du sens de rotation de φ_s et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de φ_s en le décomposant en six zones appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β) . L'axe (α) est choisi confondu avec l'axe (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c) .

Lorsque le flux φ_s se trouve dans une zone i ($i = 1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e décroît ;
- Si V_0 , ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une

décroissance du couple alors que le module de flux φ_s reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone i .

En effet, au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} sont perpendiculaires à φ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse.

Alors aux vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de φ_s au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de φ_s dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur φ_s . Un estimateur de module de φ_s et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires pour une commande DTC.

III.5 Les Estimateurs du flux et du couple :

III.5.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (III.5)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur φ_s : [47, 13]

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (III.6)$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.7)$$

On obtient les tensions et à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) , de la mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformée de Concordia: [41, 48, 52]

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \left[S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_0 (S_2 + S_3) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa} , I_{sb} , et I_{sc} ($I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0$) et par application de la transformation de Concordia:

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_a \\ I_{s\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2}(2I_b - I_c) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{(\varphi_{s\alpha})^2 + (\varphi_{s\beta})^2} \quad (\text{III.12})$$

La zone Z_i dans laquelle se situe le vecteur φ_s est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle θ_s est égal à :

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

III.5.2 Estimation du couple électromagnétique : [13, 47]

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ et les grandeurs mesurées du courant $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ le couple peut se mettre sous la forme:

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.14})$$

III.6 Elaboration du vecteur de commande :

III.6.1 Le correcteur de flux : [13, 51]

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s , dans une couronne circulaire comme le montre la Figure (III.4). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de φ_s ,

afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (cf) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cf = 1$) ou diminuée ($cf = 0$) de façon à maintenir:

$$\left| (\varphi_s)_{\text{ref}} - \varphi_s \right| \leq \Delta\varphi_s$$

Avec :

$(\varphi_s)_{\text{ref}}$: La consigne de flux

$\Delta\varphi_s$: La largeur d'hystérésis du correcteur

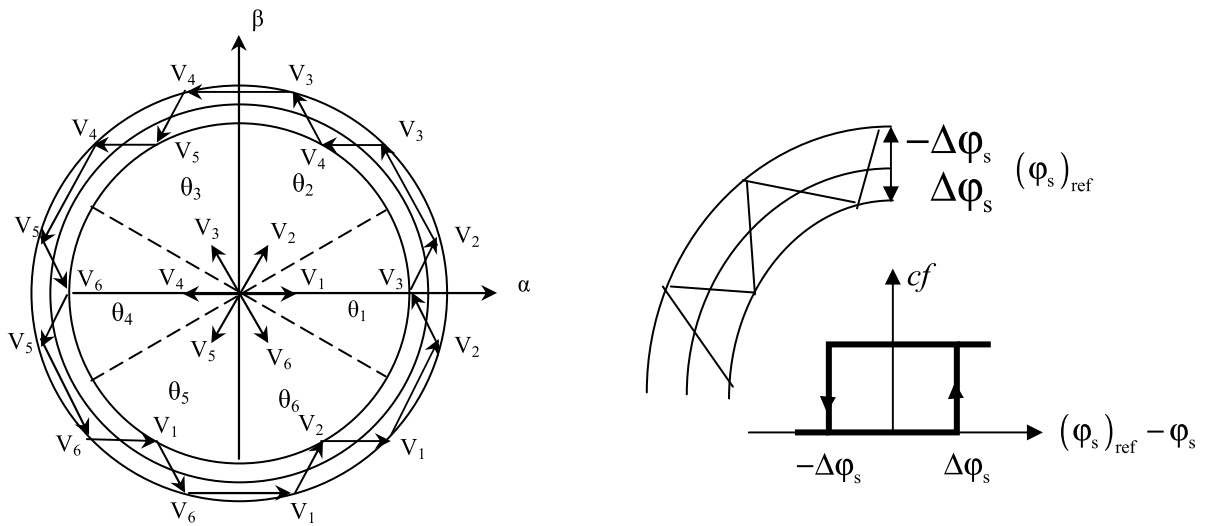


Figure III.4 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants

III.6.2 Le correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$\left| (C_e)_{\text{ref}} - C_e \right| \leq \Delta C_e$$

Avec :

$(C_e)_{\text{ref}}$: La consigne de couple

ΔC_e : La bande d'hystérésis du correcteur

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées:

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux

A. Le correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones Z_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

B. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux :

Le correcteur à trois niveaux. Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_c indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_c = 1$ pour une consigne positive et $C_c = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_c = 0$)

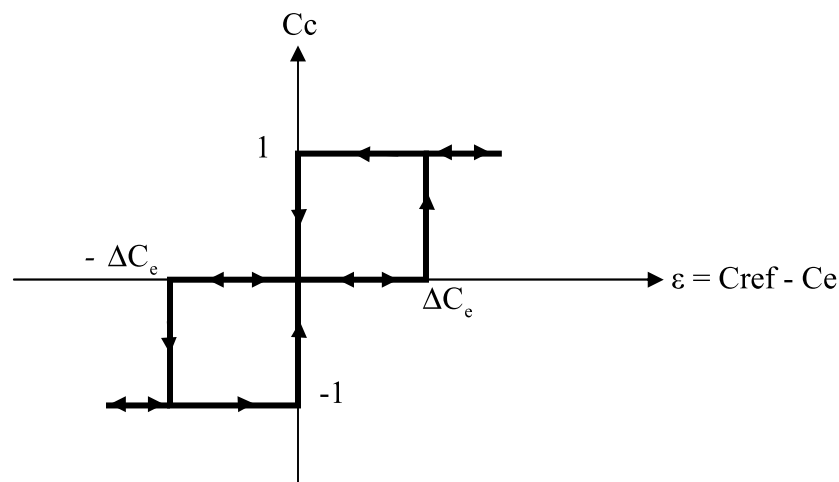


Figure III.5 : Correcteur de couple à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

III.7. Elaboration de la table de commande : [48, 53]

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables des sorties du correcteur à hystérésis du flux (cf) et du correcteur à hystérésis du couple (Cc), et de la zone de position de φ_s elle se présente donc sous la forme suivante :

Flux	Couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
cf = 1	Cc = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Cc = 0	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
cf = 0	Cc = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	Cc = 0	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau III.2 : Table de commutation sans vecteur nuls

Flux	Couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
cf = 1	Cc = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Cc = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
cf = 0	Cc = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	Cc = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇

Tableau III.3 : Table de commutation avec vecteur nuls

Flux	Couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
cf = 1	Cc = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Cc = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	Cc = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
cf = 0	Cc = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	Cc = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	Cc = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau III.4 : Table de commutation selon TAKAHASHI avec comparateur à trois niveaux du couple

Les vecteur V₀ et V₇ sont choisis alternativement pour minimiser le nombre de commutation dans les bras de l'onduleur

III.8 Structure générale de la DTC appliqué au MSAP : [50]

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (III.6). On utilise le tableau classique des séquences proposées par TAKAHASHI. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

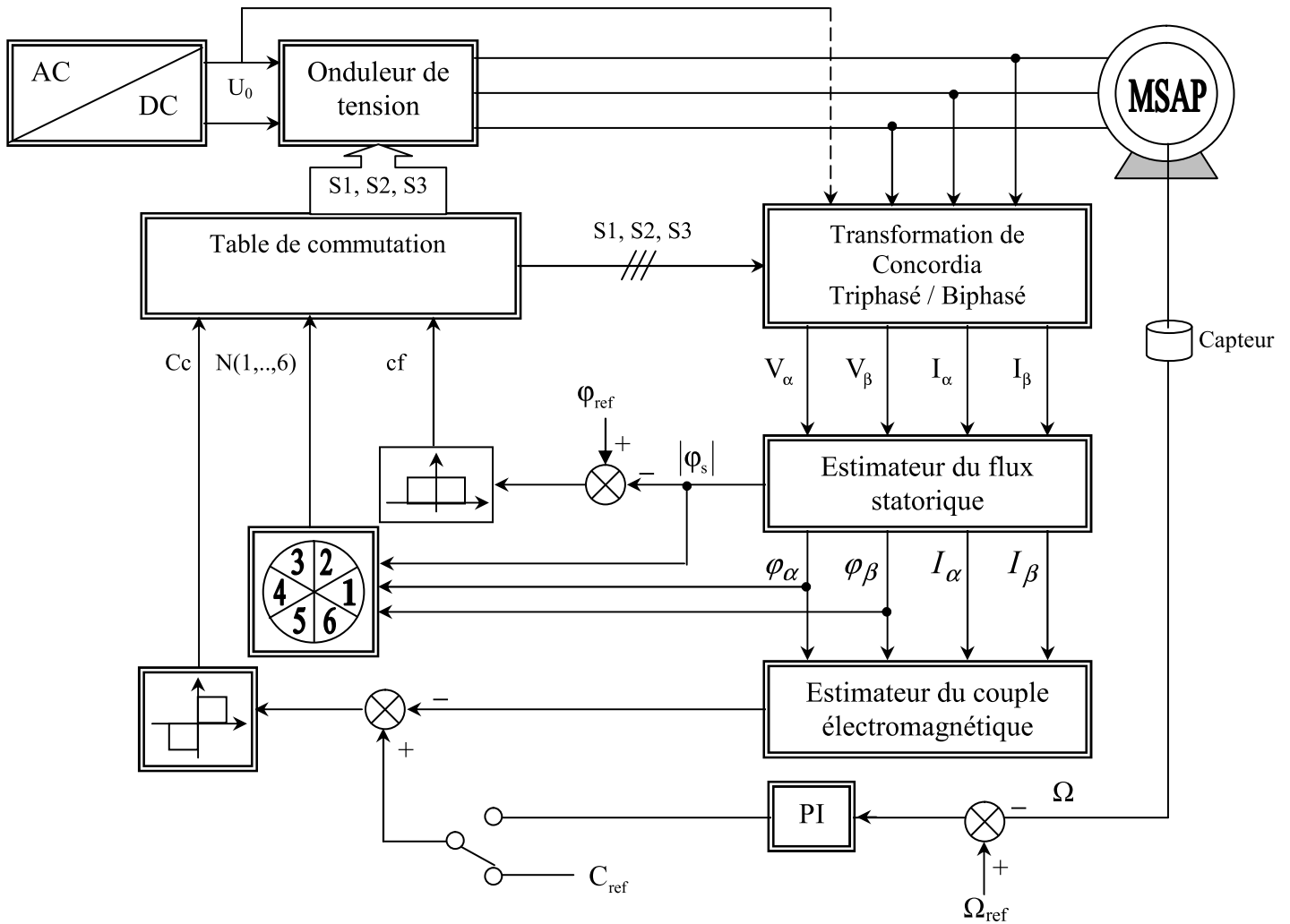


Figure III.6 : Structure générale de la commande direct de couple (DTC)

III.9 Résultats de la simulation et interprétation :

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé, en absence et en présence de la boucle de réglage de la vitesse par un correcteur PI.

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine synchrone à aimants permanents, est simulé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis du comparateur du couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.01 N.m , et celle du comparateur de flux à ± 0.01 N.m .

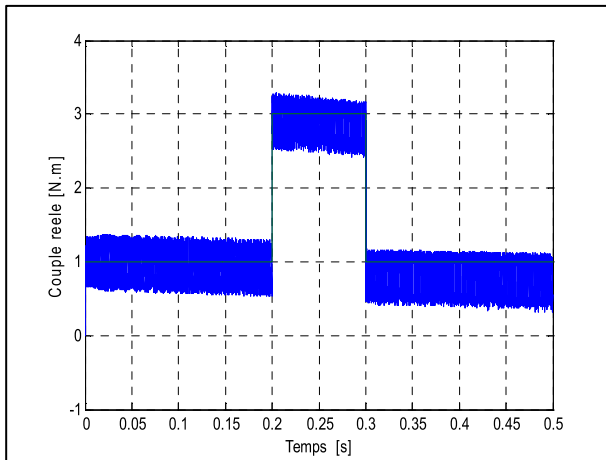
- Période d'échantillonnage de $10\mu\text{s}$
- Flux de référence égale $\varphi_{\text{ref}} = 0.3$ Wb

On suppose que la valeur de la résistance statorique utilisée dans le bloc de commande est égale à la résistance R_s nominale effective du moteur

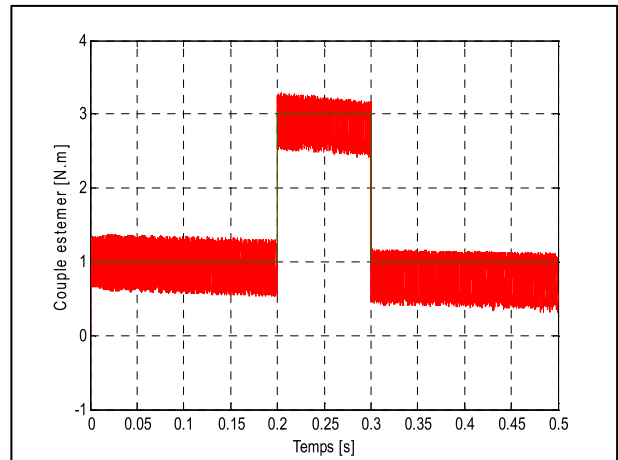
Afin de tester les performances du programme de simulation présenté, nous l'avons exécuté sous différentes conditions.

III.9.1. Commande par DTC sans boucle de vitesse :

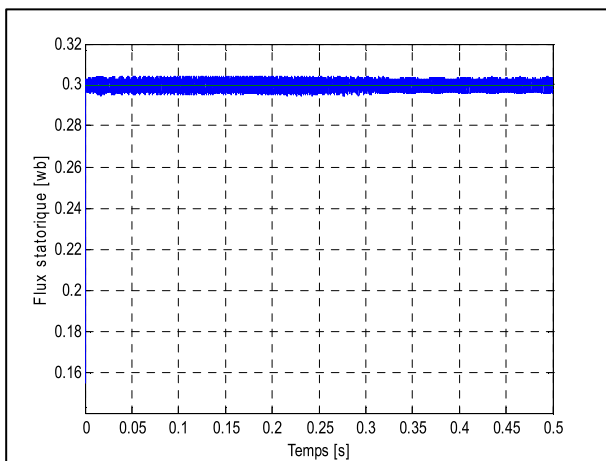
La figure (III.7) qui montre l'évolution du couple, du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) et pour une référence variable du couple. Le couple suit convenablement sa référence, tandis que le module de flux n'est pas influé par cette variation.



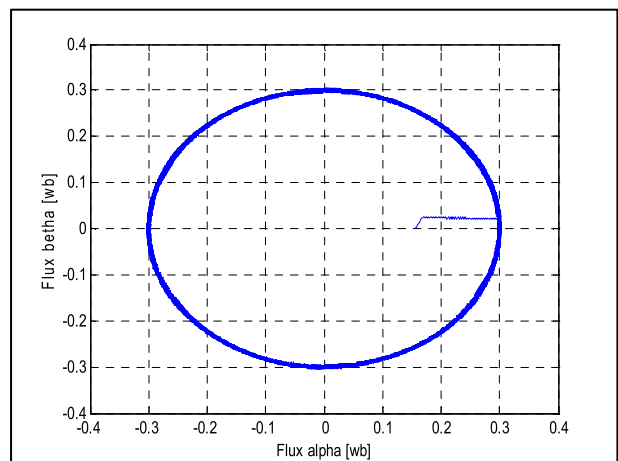
Couple réel [N.m]



Couple estimé [N.m]



Module de flux statorique [Wb]



φ_α [Wb]

Figure III.7 : Résultats de simulation pour une référence variable de couple

III.9.2 Commande avec boucle de vitesse :

On va tester dans cette section la robustesse d'une commande DTC appliqué au MSAP en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. La régulation de la vitesse est obtenue par un régulateur de type PI.

III.9.2.1. Test de robustesse pour une variation de la charge :

La figure (III.8) présente le résultat de simulation lors de l'application d'un échelon de charge de 5 N.m à l'instant $t=0.2s$ à $t=0.3s$. Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que le courant de phase à une forme sinusoïdale est réponde avec succès à ce type de test.

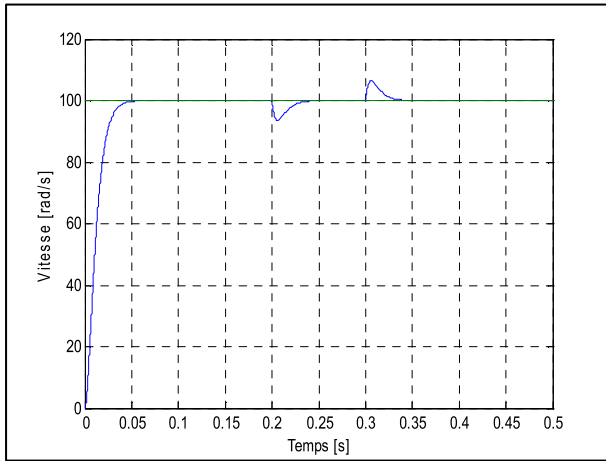
III.9.2.2. Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine

Pour tester d'avantage de la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de $+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s à l'instant $t=0.25s$ après un démarrage à vide.

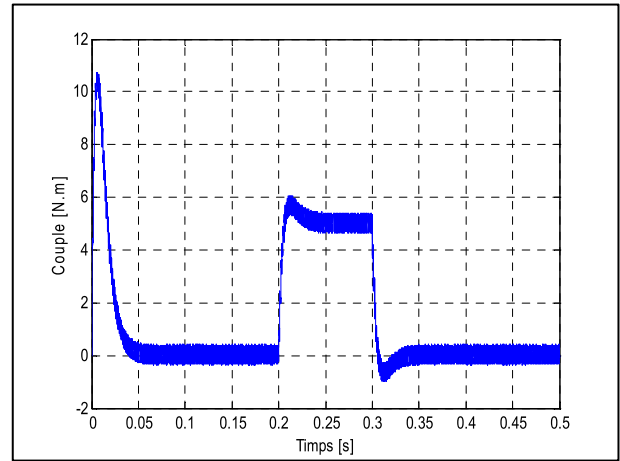
A l'inversion de la vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement.

Pour la figure (III. 9) qui montre la dynamique de flux de la machine, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement.

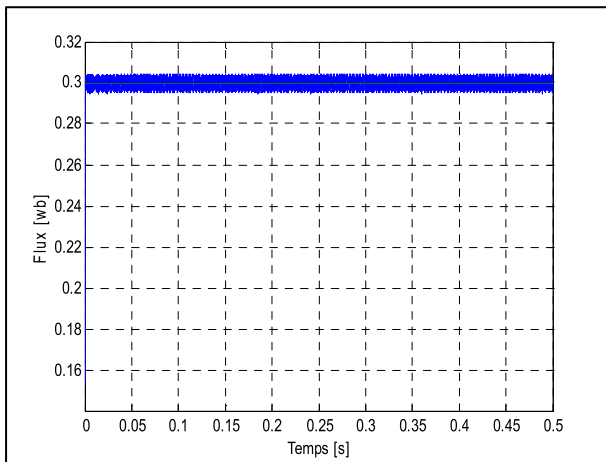
La tension V_a donc à une forme d'onde d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.



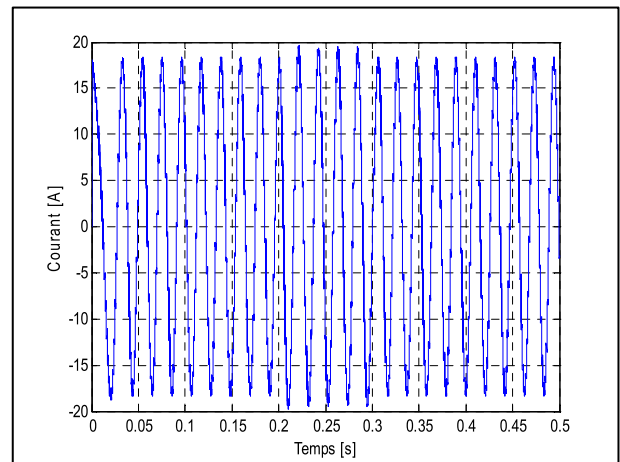
Vitesse de rotation [rad/s]



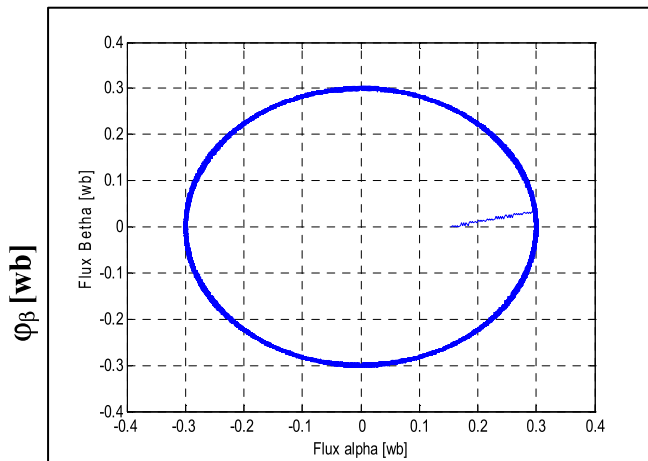
Couple réel [N.m]



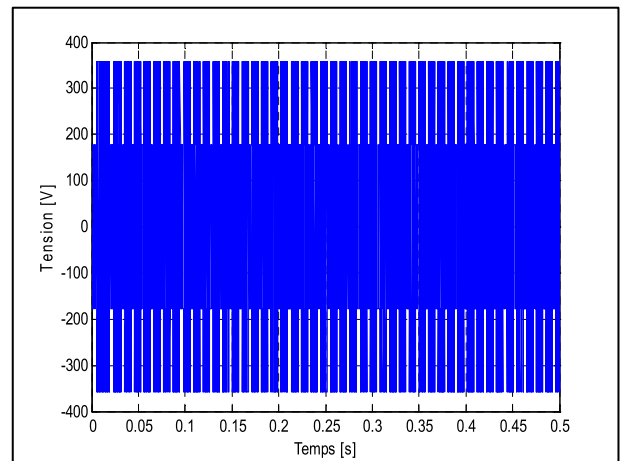
Module de flux statorique [Wb]



Courant Ia [A]

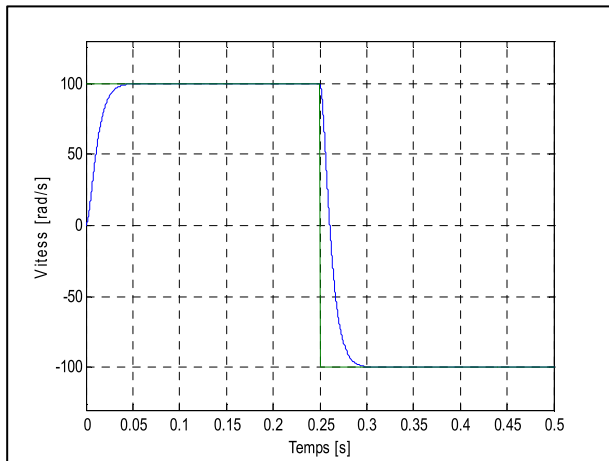


φ_α [Wb]

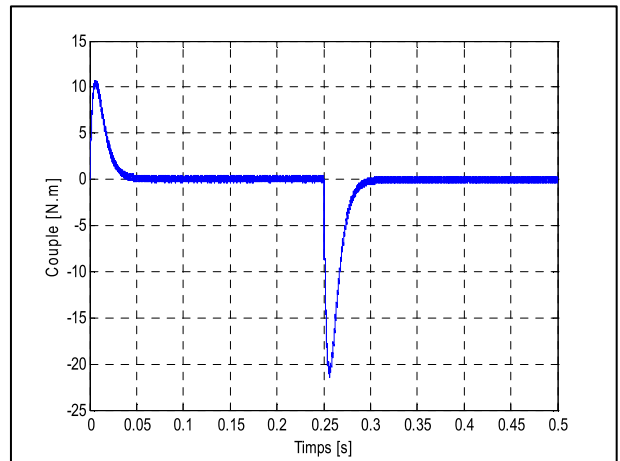


Tension Va [V]

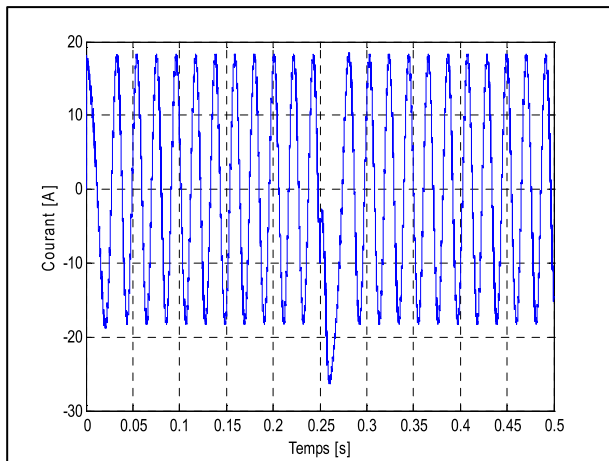
Figure III. 8 : Résultats de simulation pour application de couple de charge



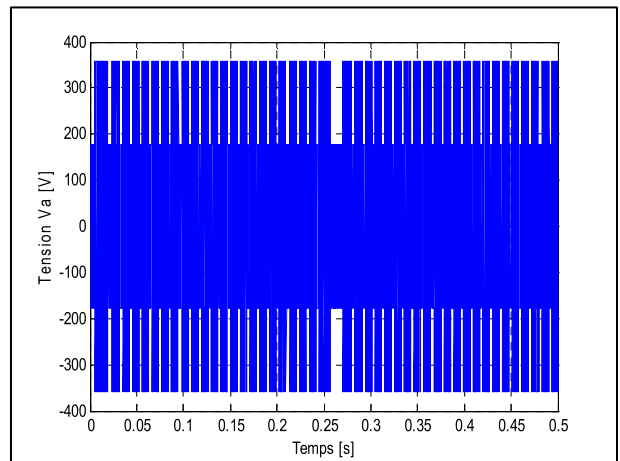
Vitesse de rotation [rad/s]



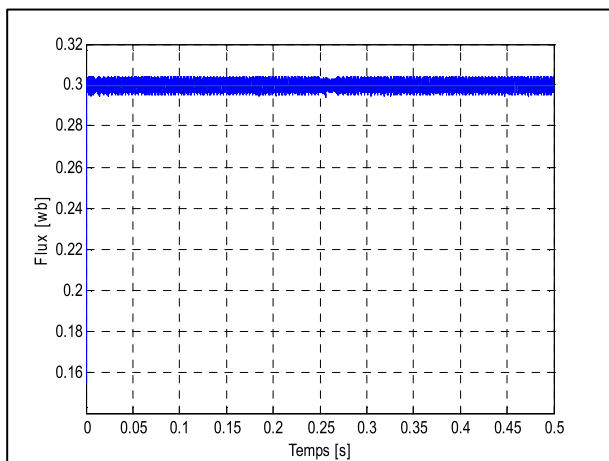
Couple réel [N.m]



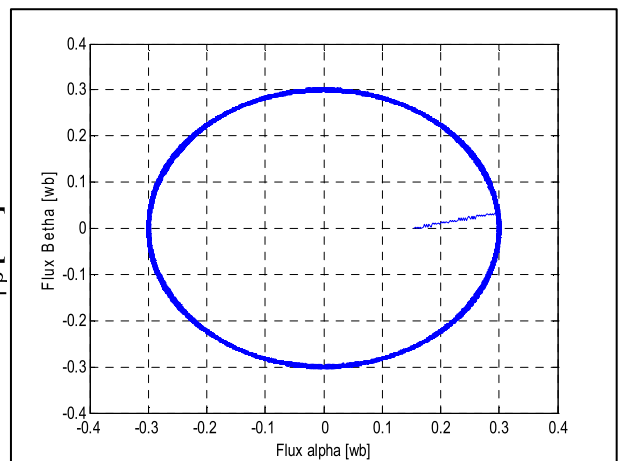
Courant Ia [A]



Tension Va [V]



Module de flux statorique [Wb]



ϕ_α [Wb]

Figure III.9 : Résultats de simulation pour inversion de la vitesse (+100 rad/s à -100rad/s)

III.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique.

On a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension, et on a simulé le comportement du MSAP en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On peut dire que cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres de la machine, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator. De plus la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

On conclut que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Ainsi elle apporte une solution prometteuse au problème de la robustesse.

CHAPITRE IV

Commande Non Linéaire

De La Machine Synchrone à Aimants

Permanents

IV.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous présentons trois types d'approches utilisées pour la commande non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents à savoir :

- La commande par linéarisation entrée/sortie.
- La commande par mode de glissement
- La commande backstepping

L'objectif ici est d'abordé l'aspect théorique de chacune de ces trois commandes et la synthèse des différentes lois de commande pour que l'application de ces commandes soit traitée dans le chapitre suivant.

IV.2. Commande par linéarisation entrée-sortie:

Le principe de cette méthode se base sur la recherche d'un retour d'état transformant le modèle non linéaire initial en un système d'équations linéaires au sens entrées sorties et une fois que le bouclage linéarisant est fait, nous faisons appel à toute la panoplie de la commande linéaire pour atteindre les performances désirées.

IV.2.1. Théorie de la commande linéarisante : [18, 57, 58]

Soit le système non linéaire affine de type :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x).u_i \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec :

où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des états $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T \in \mathbb{R}^m$ Représente le vecteur des sorties. Les champs de vecteurs $f(x)$ et $g_i(x)$ ainsi que $h_i(x)$ sont continus et dérivables. Nous remarquons que les systèmes considérés sont carrés; c'est-à-dire qu'ils ont un même nombre d'entrées m que de sorties.

- **Définition 1** : si nous posons $u_i = 0$, la dérivée temporelle de h s'écrit :

$$\frac{dh}{dt} = \frac{\partial h}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) = \sum_{i=1}^m \frac{\partial h}{\partial x} f_i(x) \quad (IV.2)$$

Cette dérivée se note $L_f h$, et elle est appelée aussi dérivée de Lie de h en fonction du champ f .

Nous notons que la dérivée de Lie d'ordre k est donnée par :

$$L_f L_f L_f \dots L_f h(x) = L_f^k h(x) \quad (IV.3)$$

Dans le cas où la commande est différente de zéro, nous aurons :

$$\dot{y} = \frac{dh}{dt} = \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} \left(f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i(t) \right) = L_f h + L_{g_1} h u_1(t) + \dots + L_{g_m} h u_m(t) \quad (IV.4)$$

- **Définition 2** : l'indice caractéristique ρ_i associé à une sortie y_i , est le plus petit entier strictement positif tel que $L_{g_j} L_f^{\rho_i-1} h_i(x) \neq 0$ pour au moins un $j=1, \dots, m$. En d'autres termes ρ_i est le plus petit nombre d'intégrateurs qui relie la sortie y_i aux entrées u_j

- **Définition 3** : le degré relatif r du système est défini comme étant la somme de tous les indices caractéristiques ρ_i . Nous définissons la matrice de découplage suivante :

$$\chi(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{\rho_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{\rho_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{\rho_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{\rho_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{\rho_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{\rho_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{\rho_m-1} h_m(x) & L_{g_2} L_f^{\rho_m-1} h_m(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{\rho_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

Si elle est inversible, alors une partie entrées-sorties de dimension $\sum_{i=1}^m \rho_i$ est linéarisable par le

bouclage $u(x)$, et une partie de dimension $n - \sum_{i=1}^m \rho_i$ est non linéaire et inobservable. La commande permettant la linéarisation du système aura la forme suivante :

$$u(x) = [\chi(x)]^{-1} \left[v - \begin{pmatrix} L_f^{\rho_1} h_1(x) \\ L_f^{\rho_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{\rho_m} h_m(x) \end{pmatrix} \right] \quad (IV.6)$$

v : est le nouveau vecteur de commande.

Dans le cas où le degré relatif r est égal à l'ordre n du système, le nombre des états inobservables est nul et l'ensemble du système bouclé est linéarisable. De ce fait, nous sommes en présence d'une linéarisation exacte au sens des entrées-états. Le système en boucle fermée sous la commande linéarisante (IV.6) s'écrit sous la forme canonique suivante :

$$\begin{cases} y_1^{(\rho_1-1)} = v_1 \\ y_2^{(\rho_2-1)} = v_2 \\ \vdots \\ y_m^{(\rho_m-1)} = v_m \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

Où : y_i^j est la $j^{\text{ème}}$ dérivée de y_i

Par conséquent, nous obtenons un système linéaire (cascade d'intégrateurs). Ce système est commandable et donc stabilisable par retour d'état. La dynamique désirée peut être imposée par une conception d'un contrôle adéquat v .

IV.2.2. Application de la commande non linéaire à la MSAP : [59]

Rappelons que les équations dynamiques du MSAP dans le référentiel d-q sont:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + p\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{d}{dt} I_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - p\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{1}{L_q} \phi_f p\Omega + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{J} [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Le couple de charge C_r n'apparaît pas dans ces équations car il est considéré comme une perturbation. Le système d'équations est réécrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées-sorties comme suit:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x) u_d + g_2(x) u_q \quad (\text{IV.9})$$

Où le vecteur des états x et des commandes u sont:

$$x = [I_d \quad I_q \quad \Omega]^T \quad \text{et} \quad u = [u_d \quad u_q]^T$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p I_q \Omega \\ -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p I_d \Omega - \frac{\phi_f}{L_q} p \Omega \\ \frac{p}{J} [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] - \frac{F}{J} \Omega \end{bmatrix} \quad g_d(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad g_q(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statoriques I_d est forcée à rester nulle en tout temps). Pour se 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 ce volet, les sorties doivent être la vitesse du rotor (Ω) et le courant (I_d) [58].

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système (r). Le degré relatif d'une sortie est

le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître l'entrée $u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$

IV.2.2.1. Degré relatif du courant I_d : [20]

Pour la sortie : $y_1 = h_1 = I_d$

Pour $r = 1$

$$\dot{y}_1 = \dot{h}_1 = \dot{I}_d = f_1(x) + g_d u_d \quad (\text{IV.11})$$

$$= -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p I_q \Omega + \frac{1}{L_d} u_d \quad (\text{IV.12})$$

La commande u_d apparaît dans la dérivée première de \dot{y}_1 . On arrête ici et on note, pour cette sortie, le degré relatif du courant I_d est $r_1 = 1$

IV.2.2.2. Degré relatif de vitesse mécanique (Ω) :

Pour la sortie : $y_2 = h_2 = \Omega$

Pour $r = 1$

$$\dot{y}_2 = \dot{h}_2 = \dot{\Omega} = f_3(x) \quad (\text{IV.13})$$

La dérivée première de y_2 n'inclut donc aucune des deux commandes u_d et u_q . Par conséquent, une autre dérivation de y_2 est nécessaire :

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{gd}(L_f h_2(x)) u_d + L_{gq}(L_f h_2(x)) u_q \quad (\text{IV.14})$$

$$= \frac{p}{J} (L_d - L_q) I_q f_1(x) + \frac{p}{J} (\phi_f + (L_d - L_q) I_d) f_2(x) - \frac{F}{J} f_3(x) + \frac{p}{J} \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} \right) I_q u_q \quad (\text{IV.15})$$

$$+ \frac{p}{J} \left(\frac{\phi_f + (L_d - L_q) I_d}{L_q} \right) u_q$$

Nous remarquons que la dérivée seconde de y_2 s'écrit en fonction de la commande. D'où, pour cette sortie, le degré relatif de la vitesse (Ω) est $r_2 = 2$

Le degré relatif total est $r = r_1 + r_2 = 3$ et donc nous avons effectué une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer.

IV.2.2.3. Linéarisation du système : [58, 60, 61, 62]

Pour linéariser la dynamique entrée, on considère seulement les dérivées de sortie du moteur la loi de commande linéarisante est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (IV.16)$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ \frac{p}{J}(L_d - L_q)I_q f_1(x) + \frac{p}{J}(\Phi_f + (L_d - L_q)I_d) f_2(x) - \frac{F}{J} f_3(x) \end{bmatrix} \quad (IV.17)$$

$$E(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{1}{L_d} \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} \right) I_q & \frac{p}{J} \left(\frac{\Phi_f + (L_d - L_q)}{L_q} \right) I_d \end{bmatrix} \quad (IV.18)$$

La matrice $E(x)$ est inversible si la condition suivante est vérifiée :

$$\det(E(x)) = \frac{p}{J} \left(\frac{\Phi_f + (L_d - L_q)}{L_d L_q} \right) I_d \neq 0 \text{ il suffit que la condition } \Phi_f + (L_d - L_q) I_d \neq 0 \text{ soit vérifiée}$$

Ainsi, la loi de commande linéarisante par retour d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left[-A(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (IV.19)$$

Avec : $v = [v_1 \quad v_2]^T$ représente le nouveau vecteur des variables d'entrées

Le modèle du système bouclé prend la forme suivante :

$$\begin{cases} v_1 = \dot{y}_1 \\ v_2 = \dot{y}_2 \end{cases} \quad (IV.20)$$

Le système bouclé est commandable et stabilisable par retour d'état. En plus, pour garantir la régulation des sorties, la nouvelle loi de commande V peut être choisie comme suit :

$$\begin{cases} v_1 = \dot{I}_{dref} + k_d (I_{dref} - I_d) \\ v_2 = \ddot{\Omega} + k_{\Omega 1} (\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + k_{\Omega 2} (\Omega_{ref} - \Omega) \end{cases} \quad (IV.21)$$

Les coefficients k_d , $k_{\Omega 1}$ et $k_{\Omega 2}$ sont les paramètres de la commande. Un choix judicieux de ces paramètres permet un bon suivi de trajectoires désirées.

Enfin, en remplaçant l'expression (IV.20) dans (IV.21), nous aboutissons à :

$$\begin{cases} \dot{e}_d + k_d e_d = 0 \\ \ddot{e}_\Omega + k_{\Omega 1} \dot{e}_\Omega + k_{\Omega 2} e_\Omega = 0 \end{cases} \quad (IV.22)$$

$$e_d(t) = I_{dref}(t) - I_d(t) \quad e_\Omega(t) = \Omega_{ref}(t) - \Omega(t)$$

La transformée de Laplace de l'expression (IV.22) donne :

$$\begin{cases} s + k_d = 0 \\ s^2 + k_{\Omega 1}s + k_{\Omega 2} = 0 \end{cases} \quad (IV.23)$$

Si les équations de l'expression (IV.23) sont des polynômes de Hurwitz, le système est stable. Pour faciliter le choix des paramètres de la loi de commande, nous supposons que les références sont des échelons. Par conséquent, nous obtenons les fonctions de transfert reliant les sorties et leurs références.

$$\begin{cases} \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{k_{\Omega 2}}{s^2 + k_{\Omega 1}s + k_{\Omega 2}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \\ \frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = \frac{1}{\frac{1}{K_d}s + 1} = \frac{1}{\tau_d s + 1} \end{cases} \quad (IV.24)$$

Par identification, nous obtenons :

$$\begin{cases} k_{\Omega 2} = \omega_0^2 \\ k_{\Omega 1} = 2\xi\omega_0 \end{cases} \quad k_d = \frac{1}{\tau_d} \quad (IV.25)$$

En connaissant le profil des références désirées, nous pouvons déterminer les paramètres du retour d'état à partir de (IV.25).

IV.2.2.4. Schéma bloc du système linéarisé :

On résume les opérations du linéarisation et de mise en forme de la dynamique dans la figure :

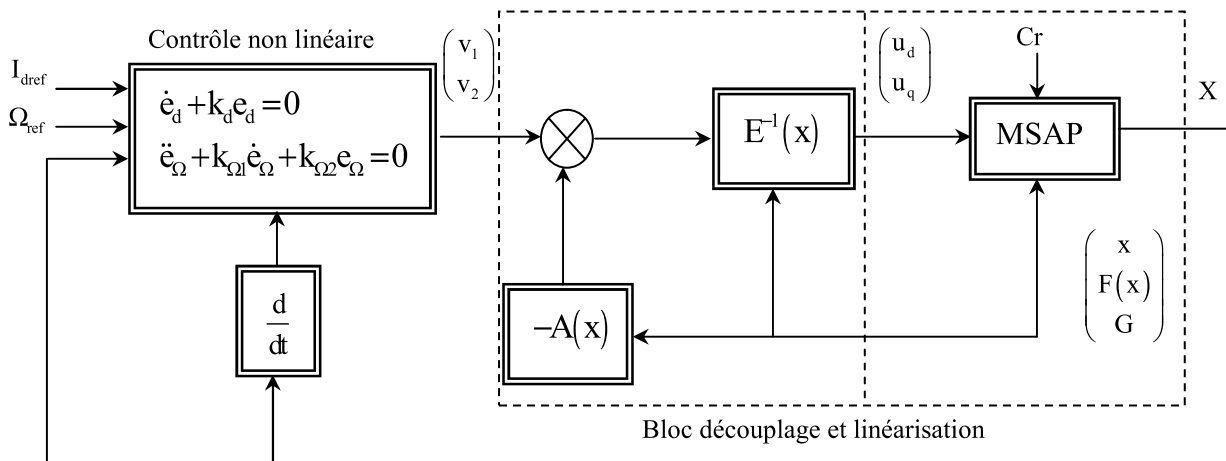


Figure IV.1 : Structure d'une commande non linéaire du MSAP

Afin de mettre en évidence les performance et la robustesse de la commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire, on a simulé le système en deux cas la

première est le démarrage à vide avec introduction du couple de charge et la deuxième c'est l'inversion du sens du rotation.

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures ci-après

IV.3. La commande par mode de glissement :

IV.3.1. Système à structure variable :

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface [18].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- Le mode de convergence (MC) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x,y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence
- Le mode de glissement (MG) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x,y)=0$.
- Le mode du régime permanent (MRP) : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [63, 64].

La figure (IV.2) représente les différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

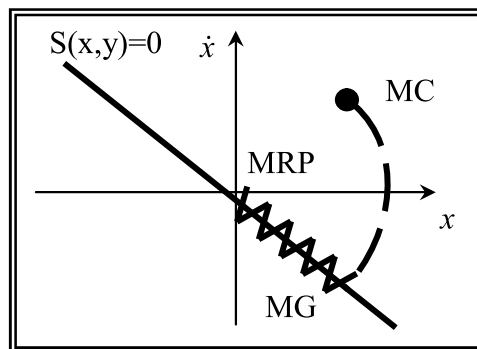


Figure IV.2. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

IV.3.2. Conception de la commande par mode glissant : [65]

La structure de ce contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes complémentaires définies par :

- Choix de la surface
- L'établissement des conditions d'existence
- Détermination de la loi de commande

IV.3.2.1. Choix de la surface de glissement :

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

$$[\dot{x}] = [A].[x] + [B].[u] \quad (IV.26)$$

Où $[x] \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $[u] \in \mathfrak{R}^m$ vecteur de commande, avec $n > m$

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad (IV.27)$$

$$e(t) = X_{ref}(t) - X(t) \quad (IV.28)$$

λ : Est une constante positive

n : Est un degré relative, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)$ pour un choix correct du λ gain et c'est l'objectif de la commande.

IV.3.2.2. L'établissement des conditions d'existence :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation.

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$).

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ de type énergétique qui admet une dérivée temporelle négative.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (IV.29)$$

La dérivée de cette fonction :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (IV.30)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative [10, 23]

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

IV.3.2.3. Synthèse de la loi de commande par mode glissant : [66]

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n)

$$u = u_{eq} + u_n \quad (IV.31)$$

u_{eq} correspond à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

La commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système. Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (IV.26). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande (u).

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (IV.32)$$

En remplaçant (IV.26) et (IV.31) dans (IV.32), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ [A] \cdot [x] + [B] \cdot u_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial x} [B] \cdot u_n \quad (IV.33)$$

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

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A] [x] \right\} \quad (IV.34)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] u_n \quad (IV.35)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.33), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B] u_n < 0 \quad (IV.36)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction «signe».

$$u_n = k_x \text{sign}(S(x)) \quad (IV.37)$$

Le signe de k_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} [B]$

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (chattering), qui est indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes à hautes fréquences.

Pour remédier au problème du phénomène de broutement, la fonction «sign» est remplacée par une fonction «lisse» [67], continue définie au voisinage des limites des surfaces de glissement.

$$\text{lisse} = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (IV.38)$$

IV.3.3. Application de la commande par mode glissant à la MSAP : [68, 69, 70]

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant, nous allons analyser dans cette partie le comportement du système commandé par mode glissant.

On reprend le modèle du moteur synchrone à aimants permanents s'exprime sous la forme

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + p\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - p\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{1}{L_q} \phi_f p\Omega + \frac{1}{L_q} u_q \\ \dot{\Omega} = \frac{p}{J} [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega \end{cases} \quad (IV.39)$$

Synthèse de la commande par mode glissant :

On prend les surfaces suivantes :

$$S(\Omega) = \Omega_{\text{ref}} - \Omega \quad (IV.40)$$

$$S(I_d) = I_{d\text{ref}} - I_d \quad (IV.41)$$

$$S(I_q) = I_{q\text{ref}} - I_q \quad (IV.42)$$

IV.3.3.1. Pour le régulateur de vitesse:

L'erreur de la vitesse est défini par :

$$e = \Omega_{\text{ref}} - \Omega \quad (\text{IV.43})$$

Pour $n = 1$, l'équation de contrôle de la vitesse peut être obtenu à partir de l'équation (IV.27) comme suit:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{\text{ref}} + \frac{F}{J}\Omega - \frac{p\phi_f}{J}I_q + \frac{1}{J}C_r \quad (\text{IV.44})$$

Le contrôle du courant I_q est définie par :

$$I_{q\text{ref}} = I_q^{\text{eq}} + I_q^n \quad (\text{IV.45})$$

Dans laquelle :

$$I_q^{\text{eq}} = \frac{J}{p\phi_f} \left(\dot{\Omega}_{\text{ref}} + \frac{F}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_r \right) \quad (\text{IV.46})$$

$$I_q^n = K_{\Omega} \text{sgn}(s(\Omega)) \quad (\text{IV.47})$$

K_{Ω} : constant positive

IV.3.3.2 Pour la commande de la composante directe du courant statorique :

L'erreur de courant I_d est définie par :

$$e_d = I_{d\text{ref}} - I_d \quad (\text{IV.48})$$

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{d\text{ref}} - \dot{I}_d \quad (\text{IV.49})$$

D'après la dérivée de la surface du courant I_d , on peut générer la tension sur l'axe d,

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{d\text{ref}} + \frac{R_s}{L_d}I_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d}I_q - \frac{1}{L_d}u_d \quad (\text{IV.50})$$

La tension de commande $u_{d\text{ref}}$ est définie par

$$u_{d\text{ref}} = u_d^{\text{eq}} + u_d^n \quad (\text{IV.51})$$

$$u_d^{\text{eq}} = \left(\dot{I}_{d\text{ref}} + \frac{R_s}{L_d}I_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d}I_q \right) L_d \quad (\text{IV.52})$$

$$u_d^n = K_d \text{sgn}(s(I_d)) \quad (\text{IV.53})$$

K_d : constant positive

IV.3.3.3. Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique :

L'erreur de courant I_q est définie par :

$$e_d = I_{q\text{ref}} - I_q \quad (\text{IV.54})$$

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{q\text{ref}} - \dot{I}_q \quad (\text{IV.55})$$

D'après la dérivée de la surface du courant I_q , on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe q

La tension de commande u_{qref} est définie par :

$$u_{qref} = u_q^{eq} + u_q^n \tag{IV.56}$$

$$u_q^{eq} = \left(\dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + p\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d + p\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} \right) L_q \tag{IV.57}$$

$$u_q^n = K_q \operatorname{sgn}(s(I_q)) \tag{IV.58}$$

K_q : Constant positive

La figure (IV.3) suivante représente le modèle complet de la commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents :

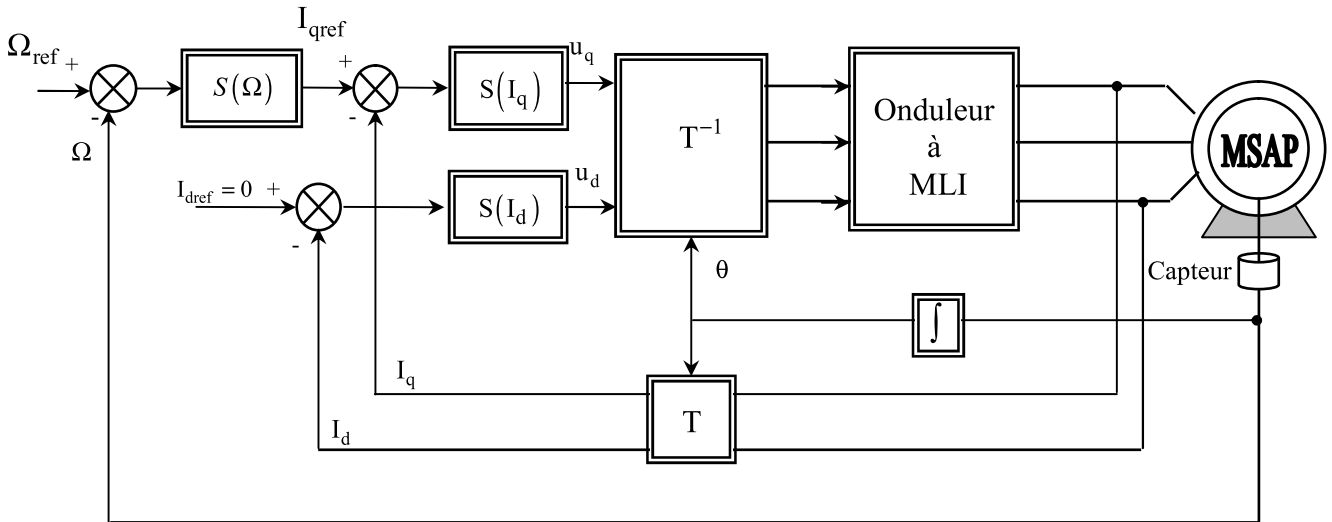


Figure IV.3 : Principe de la commande par mode glissant en cascade appliquée à la MSAP

IV.4. Commande robuste par backstepping :

IV.4.1. Principe de la commande par backstepping :

La technique de commande par backstepping consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de LYAPUNOV s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée.

A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation

IV.4.2.Synthèse de la loi de commande par backstepping :[15]

Dans le design par backstepping, aucune contrainte n'est imposée à la caractéristique non linéaire du système. Ce dernier doit, cependant, se présenter sous la forme dite paramétrique pure.

On considère le cas des systèmes non linéaires de la forme suivante :

$$\dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1)\vartheta + \psi_1(x_1)x_2 \quad (IV.59)$$

$$\dot{x}_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2)\vartheta + \psi_2(x_1, x_2)x_3 \quad (IV.60)$$

$$\dot{x}_3 = \varphi_3^T(x_1, x_2, x_3)\vartheta + \psi_3(x_1, x_2, x_3)u \quad (IV.61)$$

Le vecteur des paramètres ϑ est supposé connu, les ψ_i et φ_i sont des fonctions non linéaires connues.

Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

▪ **Etape 1**

On considère d'abord l'équation (IV.59), où la variable d'état x_2 est traitée comme une commande (fictive) et l'on définit la première valeur désirée $(x_1)_d = \alpha_0 = y_r$.

La première variable d'erreur se définit par :

$$\varepsilon_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (IV.62)$$

Avec ces variables, le système (IV.62) s'écrit :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = \varphi_1^T\vartheta + \psi_1x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (IV.63)$$

On prend la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1(\varepsilon_1) = \frac{1}{2}\varepsilon_1^2 \quad (IV.64)$$

Sa dérivée, est donnée par :

$$\dot{V}_1(\varepsilon_1) = \varepsilon_1\dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_1 \left[\varphi_1^T\vartheta + \psi_1x_2 - \dot{\alpha}_0 \right] \quad (IV.65)$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négatif et assurerait la stabilité de l'origine du sous-système. Prenons comme valeur de x_2 , la fonction α_1 , tel que :

$$\varphi_1^T\vartheta + \psi_1\alpha_1 - \dot{\alpha}_0 = -k_1\varepsilon_1 \quad (IV.66)$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de design. Cela donne

$$(x_2)_d = \frac{1}{\psi_1} \left[-k_1\varepsilon_1 - \varphi_1^T\vartheta + \dot{\alpha}_0 \right] \quad (IV.67)$$

Donc la dérivée de première fonction de LYAPUNOV s'écrit

$$\dot{V}_1 = -k_1\varepsilon_1^2 \leq 0 \quad (IV.68)$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de (IV.63)

▪ **Etape 2**

On considère le sous-système (IV.60), (IV.61) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$\varepsilon_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{IV.69})$$

Qui représente l'écart entre la variable d'état x_2 et sa valeur désirée α_1 . A cause du fait que x_2 ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence α_1 .

L'erreur ε_2 , n'est pas instantanément, nulle. Le design dans cette étape consiste, alors, à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique, choisie préalablement.

Les équations du système à commander, dans l'espace $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ s'écrivent :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{IV.70})$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \vartheta + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{IV.71})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de LYAPUNOV :

$$V_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = V_1 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 \quad (\text{IV.72})$$

Cette dernière a pour fonction dérivée, le long de la solution de (IV.70), (IV.71):

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) &= \dot{V}_1 + \dot{\varepsilon}_2 \varepsilon_2 \\ &= \varepsilon_1 \left[\varphi_1^T \vartheta + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \right] + \varepsilon_2 \left[\varphi_2^T \vartheta + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \right] \\ &= \varepsilon_1 \left[\varphi_1^T \vartheta + \psi_1 \alpha_1 - \dot{\alpha}_0 \right] + \varepsilon_2 \left[\varphi_2^T \vartheta + \psi_2 x_3 + \psi_1 \varepsilon_1 - \dot{\alpha}_1 \right] \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2 \left[\varphi_2^T \vartheta + \psi_2 x_3 + \psi_1 \varepsilon_1 - \dot{\alpha}_1 \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.73})$$

Le choix de x_3 devient évident. Ce dernier est donné par

$$(x_3)_d = \alpha_2 = \frac{1}{\psi_2} \left[-k_2 \varepsilon_2 - \varphi_2^T \vartheta - \psi_1 \varepsilon_1 + \dot{\alpha}_1 \right] \quad (\text{IV.74})$$

Pour $k_2 > 0$ on trouve que,

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV.75})$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de l'origine de (IV.70) et (IV.71).

▪ **Etape 3**

Le système (IV.59) à (IV.61) est maintenant considéré dans sa globalité. La variable d'erreur est définie

$$\varepsilon_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{IV.76})$$

Ce qui permet d'écrire les équations du système d'erreurs $(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (IV.77)$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 (\varepsilon_3 + \alpha_2) \quad (IV.78)$$

$$\dot{\varepsilon}_3 = \varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2 + \psi_3 u \quad (IV.79)$$

Avec comme fonction de LYAPUNOV

$$V_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = V_2 + \frac{1}{2} \varepsilon_3^2 \quad (IV.80)$$

Sa dérivée devient

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) &= \dot{V}_2 + \dot{\varepsilon}_3 \varepsilon_3 \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3 \left[\varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2 + \psi_3 u + \psi_2 \varepsilon_2 \right] \end{aligned} \quad (IV.81)$$

A présent, on est en présence de la vraie commande (qui contrairement à x_2 et x_3 peut être instantanément forcée à prendre n'importe quelle valeur désirée, physiquement réalisable). Un bon choix de celle-ci est donné par

$$u = \frac{1}{\psi_3} \left[\dot{\alpha}_2 - \varphi_3^T \vartheta - \psi_2 \varepsilon_2 - k_3 \varepsilon_3 \right] \quad (IV.82)$$

Où $k_3 > 0$

Avec ce choix, on a :

$$\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 - k_3 \varepsilon_3 \leq 0 \quad (IV.83)$$

Ceci traduit la stabilité, en boucle fermée, du système original (IV.59) à (IV.61) et le réglage à zéro de l'erreur de poursuite.

IV.4.3. Application de la commande par backstepping à la MSAP : [69]

Il est évident que le modèle dynamique de la MSAP est fortement non linéaire en raison du couplage entre la vitesse et les courants électriques. Selon le principe de la commande vectorielle, le courant I_d est toujours forcé à zéro et le modèle de MSAP peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_s}{L_d} x_1 + \frac{L_q}{L_d} p x_2 x_3 + \frac{1}{L_d} u_d \\ \dot{x}_2 = \frac{p \varphi_f}{J} x_3 - \frac{F}{J} x_2 - \frac{1}{J} C r \\ \dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_q} x_3 - \frac{L_d}{L_q} p x_2 x_1 - \frac{p}{L_q} \varphi_f x_2 + \frac{1}{L_q} u_q \end{cases} \quad (IV.84)$$

Où : $x_1 = I_d$, $x_2 = \Omega$ et $x_3 = I_q$

L'application du backstepping à la commande de la machine synchrone est effectuée en trois étapes:

- **Étape 1:** Tout d'abord, puisque le courant I_d doit être forcé à zéro, la première variable réglementée est introduite par :

$$z_1 = x_1 \quad (IV.85)$$

La dérivée de (IV.85) est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{x}_1 \\ &= -\frac{R_s}{L_d} x_1 + \frac{L_q}{L_d} p x_2 x_3 + \frac{1}{L_d} u_d \end{aligned} \quad (IV.86)$$

La première fonction de LYAPUNOV de V_1 est définie par:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (IV.87)$$

Sa dérivée de (IV.87) est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 \\ &= z_1 \left(-\frac{R_s}{L_d} z_1 + \frac{L_q}{L_d} p x_2 x_3 + \frac{1}{L_d} u_d \right) \end{aligned} \quad (IV.88)$$

On choisit la composante de la commande directe u_d comme suite :

$$u_d = -L_d \left(c_1 z_1 + \frac{L_q}{L_d} p x_2 x_3 \right) \quad (IV.89)$$

Avec $c_1 > 0$ l'équation (IV.86) devient :

$$\dot{z}_1 = -(c_1 + \frac{R_s}{L_d}) z_1 \quad (IV.90)$$

Par conséquent l'équation (IV.88) peut être écrite comme suite :

$$\dot{V}_1 = -(c_1 + \frac{R_s}{L_d}) z_1^2 \quad (IV.91)$$

- **Étape 2:** Le but de cette conception du contrôle est d'atteindre le suivi de la vitesse de référence, de sorte que la deuxième variable réglementée est choisie comme :

$$z_2 = x_2 - \Omega_{ref} \quad (IV.92)$$

La dérivée de (IV.92) est donnée par:

$$\dot{z}_2 = \frac{p\phi_f}{J} x_3 - \frac{F}{J} x_2 - \frac{1}{J} C_r - \dot{\Omega}_{ref} \quad (IV.93)$$

En définissant la variable d'erreur $z_3 = x_3 - \alpha$ où α est la fonction de stabilisation choisi comme suit:

$$\alpha = \frac{J}{p\phi_f} \left(\frac{F}{J} \Omega_{ref} + \frac{1}{J} C_r + \dot{\Omega}_{ref} \right) \quad (IV.94)$$

L'équation (IV.93) peut être écrite comme suit :

$$\dot{z}_2 = -\frac{F}{J}z_2 + \frac{p\phi_f}{J}z_3 \quad (\text{IV.95})$$

La fonction de LYAPUNOV V_2 est définie par:

$$V_2 = \frac{1}{2}c_2z_2^2 \quad (\text{IV.96})$$

Avec $c_2 > 0$ la dérivée de cette équation devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= c_2z_2\dot{z}_2 \\ &= -\frac{F}{J}c_2z_2^2 + \frac{p\phi_f}{J}c_2z_2z_3 \end{aligned} \quad (\text{IV.97})$$

▪ **Etape 3 :** La dérivée de la variable d'erreur z_3 est calculé comme suit :

$$\dot{z}_3 = -\frac{R_s}{L_q}x_3 - \frac{L_d}{L_q}px_2x_1 - \frac{p}{L_q}\phi_fx_2 + \frac{1}{L_q}u_q - \frac{J}{p\phi_f}\left(\frac{F}{J}\dot{\Omega}_{ref} + \ddot{\Omega}_{ref}\right) \quad (\text{IV.98})$$

On adopte une nouvelle fonction de LYAPUNOV décrite par l'expression suivante:

$$V = V_1 + V_2 + \frac{1}{2}z_3^2 \quad (\text{IV.99})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de LYAPUNOV finale est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + z_3\dot{z}_3 \\ &= -(c_1 + \frac{R_s}{L_d})z_1^2 - \frac{F}{J}c_2z_2^2 + z_3\left[\frac{p\phi_f}{J}c_2z_2 - \frac{R_s}{L_q}x_3 - \frac{L_d}{L_q}px_2x_1 - \frac{p}{L_q}\phi_fx_2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{L_q}u_q - \frac{J}{p\phi_f}\left(\frac{F}{J}\dot{\Omega}_{ref} + \ddot{\Omega}_{ref}\right)\right] \end{aligned} \quad (\text{IV.100})$$

On choisit la composante de la commande u_q comme suit :

$$u_q = L_q\left[-\frac{p\phi_f}{J}c_2z_2 + \frac{R_s}{L_q}x_3 + \frac{L_d}{L_q}px_2x_1 + \frac{p}{L_q}\phi_fx_2 + \frac{J}{p\phi_f}\left(\frac{F}{J}\dot{\Omega}_{ref} + \ddot{\Omega}_{ref}\right) - c_3z_3\right] \quad (\text{IV.101})$$

Par conséquent :

$$\dot{V} = -(c_1 + \frac{R_s}{L_d})z_1^2 - \frac{F}{J}c_2z_2^2 - c_3z_3^2 \quad (\text{IV.102})$$

De toute évidence, la fonction de LYAPUNOV est définie négative, il implique que le système résultant en boucle fermée est asymptotiquement stable et, par conséquent, toutes les variables d'erreur z_1 , z_2 et z_3 vont converger asymptotiquement vers zéro.

La figure (IV.4) représente le modèle complet de la commande backstepping de la MSAP

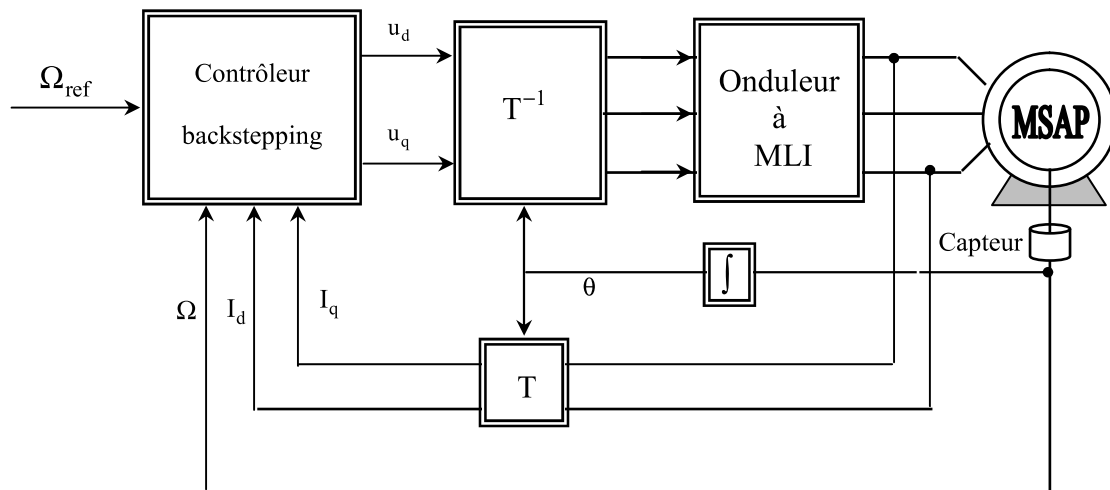


Figure IV.4 : Principe de la commande backstepping appliquée à la MSAP

IV.5. Résultats de simulation :

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse des trois stratégies de commande non linéaire introduites précédemment du type linéarisation entrée-sortie, la commande par mode de glissement et la commande par backstepping.

Les performances statiques et dynamiques des trois commandes sont analysées dans les mêmes conditions de fonctionnement (référence, charges perturbation,...,etc.) et dans la même configuration de simulation (pas d'échantillonnage, durée de simulation,...,etc.) à partir des tests de simulation des trois modes de fonctionnement suivants :

- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge.
- Test d'inversion de sens de rotation.
- Sensibilité du contrôleur aux variations paramétriques.

IV.5.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge :

Pour étudier la régulation représentée par la figure (IV.5), nous avons simulé un démarrage à vide suivi par une application du couple de charge 5N.m à l'instant $T=0.25s$ pour une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$.

Les figures (IV.5, IV.8, IV.11) illustrent bien la réponse en vitesse de la MSAP à vide, semblable à celle d'un système du premier ordre sans dépassement, avec un temps de réponse court. On constate encore le rejet de la perturbation (couple de charge) appliquée 0.25s plus tard et le suivi parfait de la référence de vitesse (100 rad/s). Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage de la vitesse pour les trois commandes.

Les figures (IV.6, IV.9, IV.12) montrent un démarrage à vide de la machine avec un pic notable du couple Electromagnétique, puis une application d'un couple de charge de 5N.m à 0.25s plus tard. La commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique du couple presque instantanée, avec un très faible dépassement et sans oscillations

Les figures (IV.7, IV.10, IV.13) permettent de voir les composantes du courant statorique dans le repère de Park :

- A vide, la composante I_d est maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire du courant; la composante i_q présente un pic très important au démarrage puis s'annule rapidement (pas de couple de charge).
- En charge, la composante I_d est toujours maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire du courant, ce qui confirme le bon choix du coefficient de réglage du régulateur de courant, par contre, la composante i_q présente la même dynamique que celle du couple électromagnétique pour répondre au couple de charge.

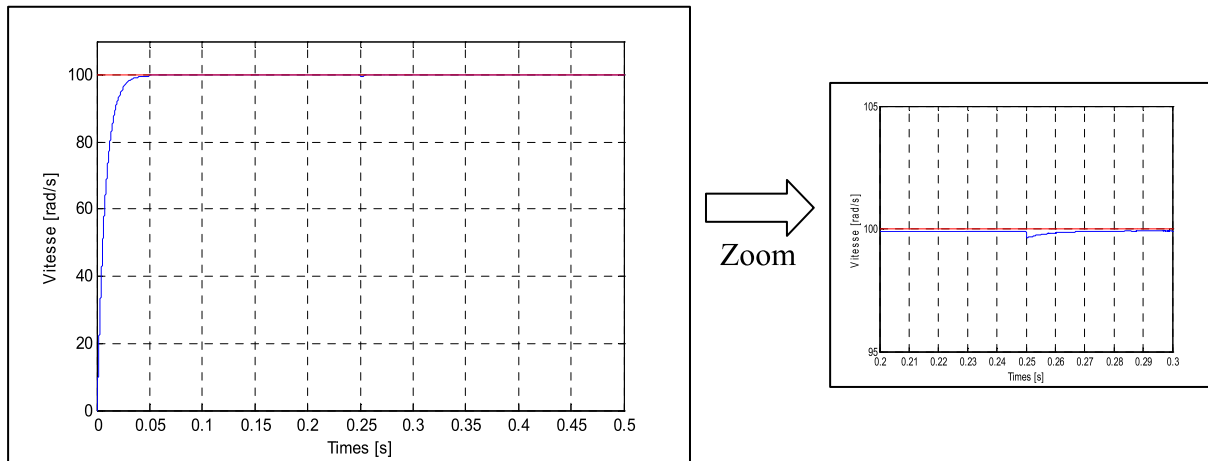


Figure IV.5 : Vitesse de rotation (commande par linéarisation entrée-sortie)

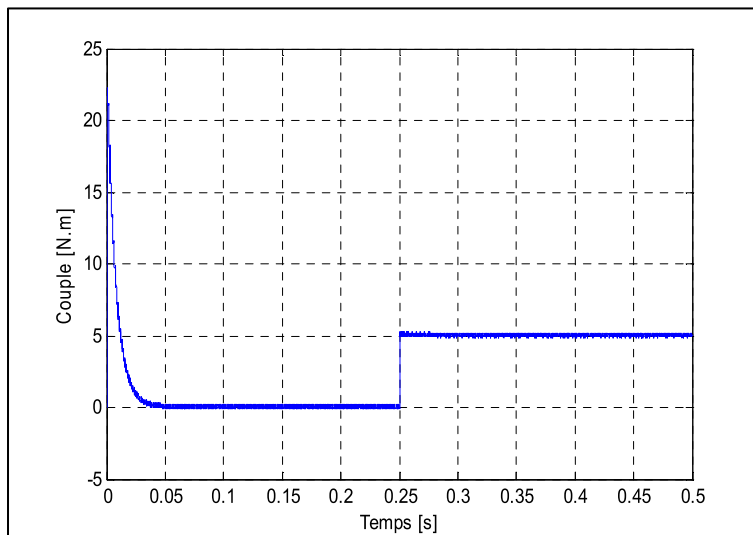


Figure IV.6 : Couple électromagnétique (commande par linéarisation entrée-sortie)

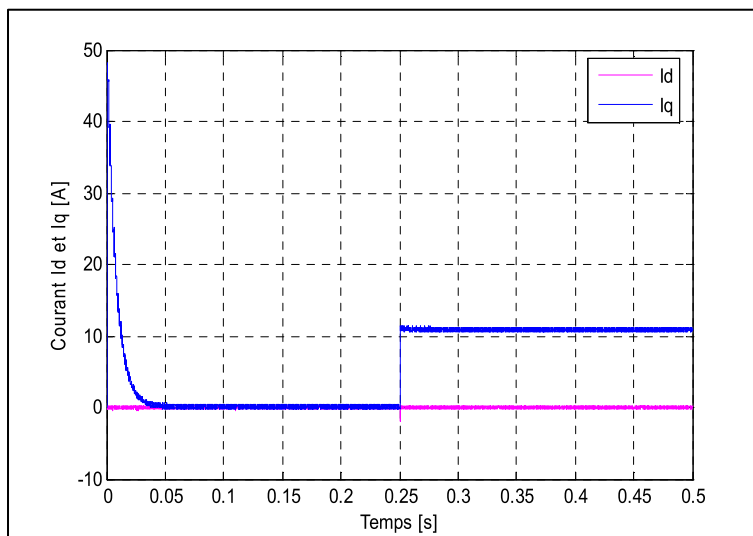


Figure IV.7 : Courant I_d et I_q (commande par linéarisation entrée-sortie)

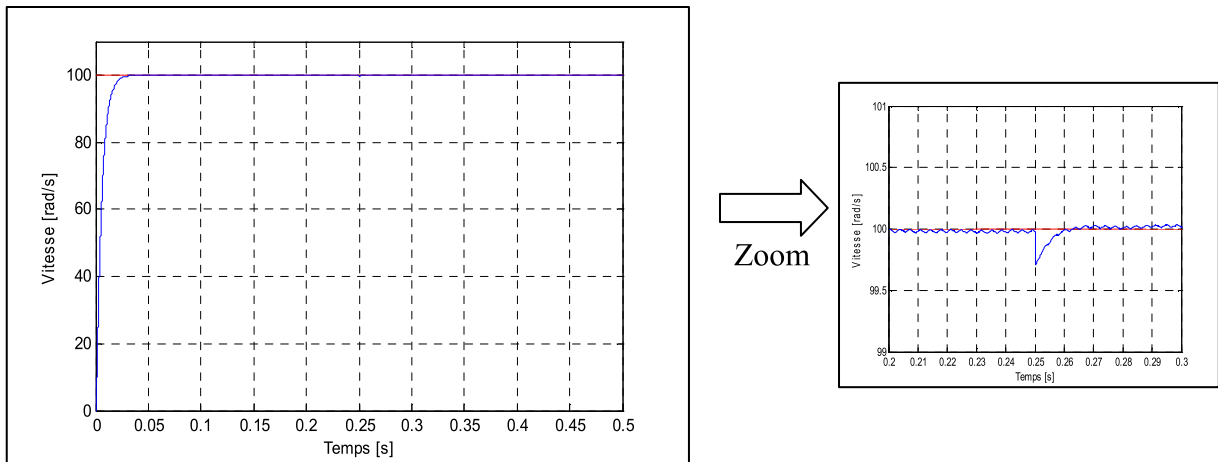


Figure IV.8 : Vitesse de rotation (commande par mode de glissement)

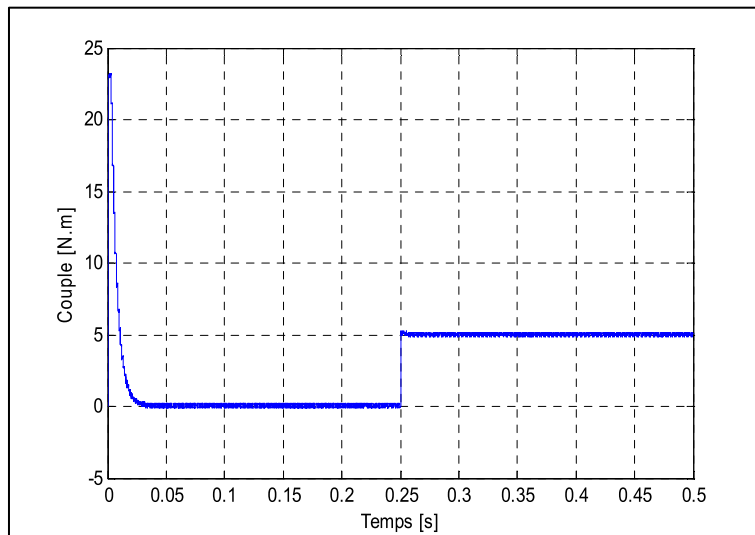


Figure IV.9 : Couple électromagnétique (commande par mode de glissement)

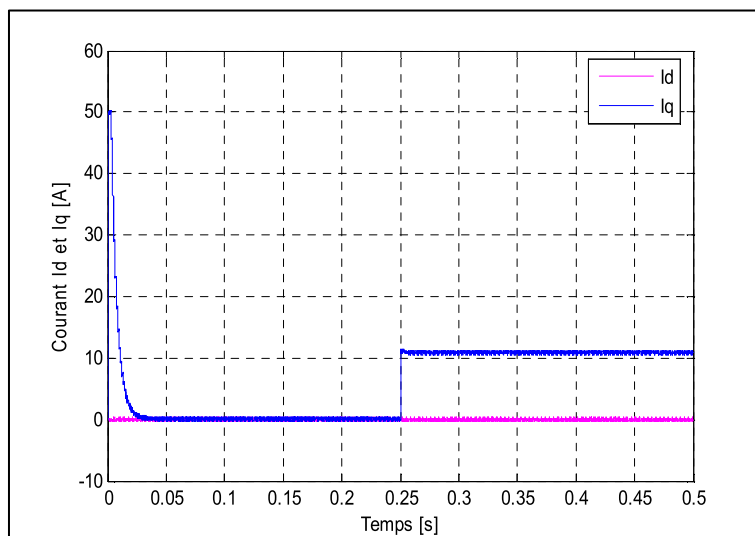


Figure IV.10: Courant I_d et I_q (commande par mode de glissement)

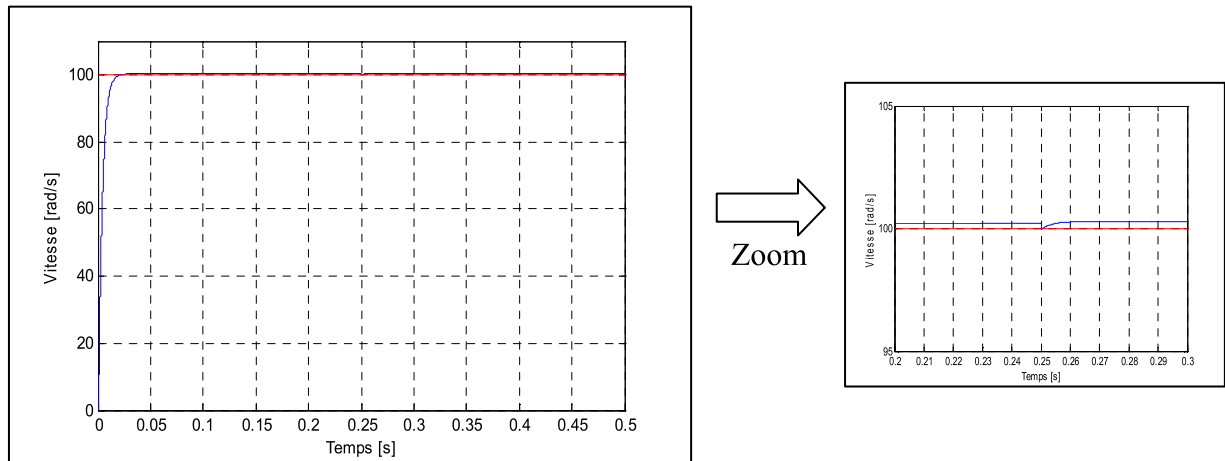


Figure IV.11 : Vitesse de rotation (commande par backstepping)

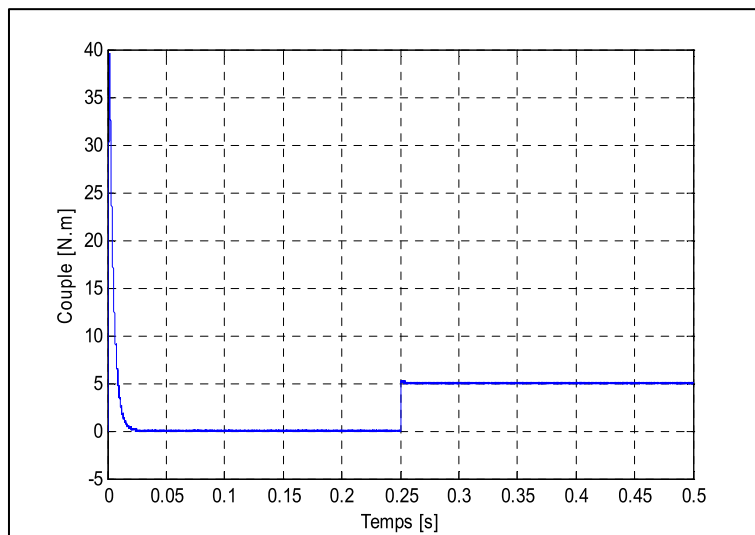


Figure IV.12 : Couple électromagnétique (commande par backstepping)

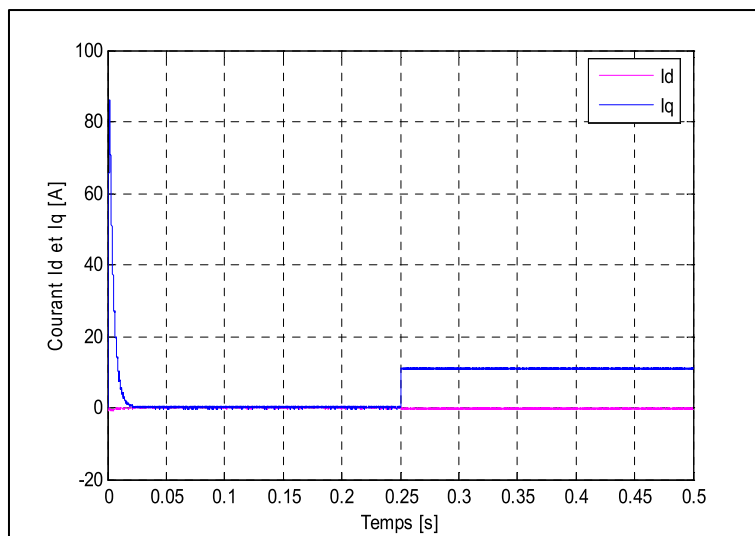


Figure IV.13: Courant I_d et I_q (commande par backstepping)

IV.5.2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. Pour se faire, on applique une consigne de vitesse égale à 100 rad/s pendant une durée de temps $t = 0.25s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -100 rad/s.

On observe d'après ces résultats que la commande est robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse. Dans ce test la vitesse suit sa référence avec exactitude au régime permanent que au transitoire (démarrage et inversion du sens de rotation) sans dépassement et avec un temps de réponse petit. Le courant I_q et le couple électromagnétique ont la même allure ce qui montre que le découplage est resté parfaitement réalisé.

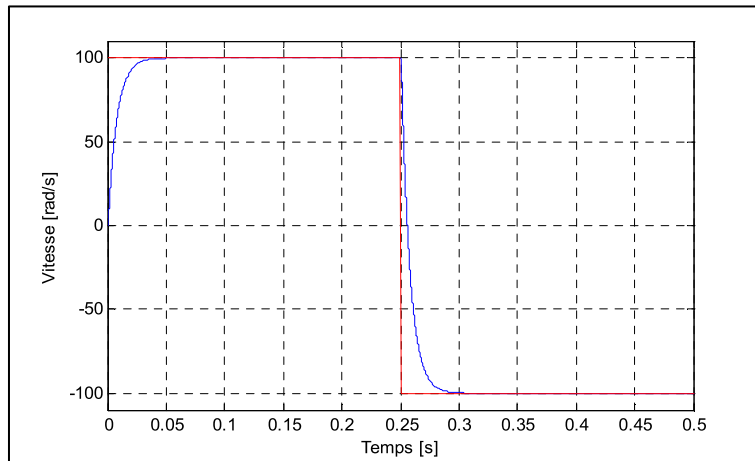


Figure IV.14 : Vitesse de rotation (commande par linéarisation entrée-sortie)

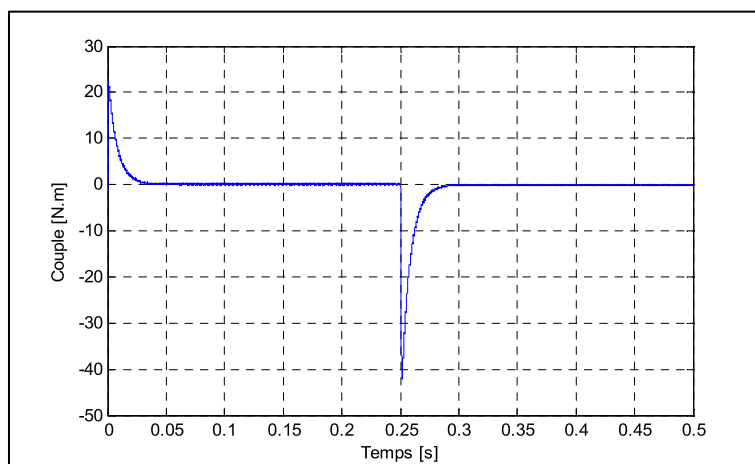


Figure IV.15 : Couple électromagnétique (commande par linéarisation entrée-sortie)

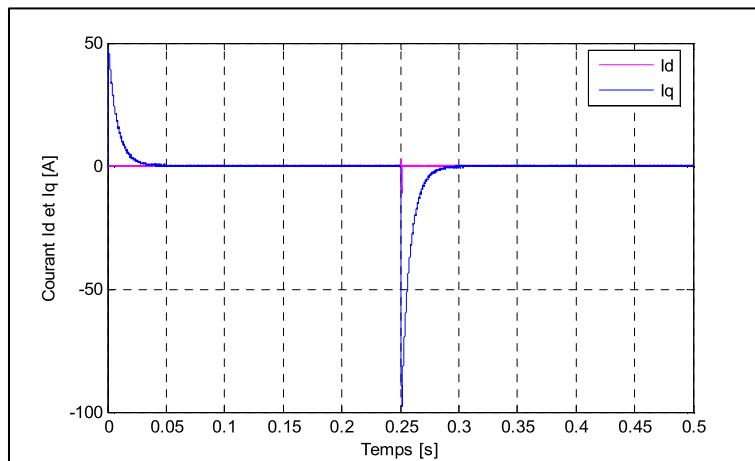


Figure IV.16 : Courant I_d et I_q (commande par linéarisation entrée-sortie)

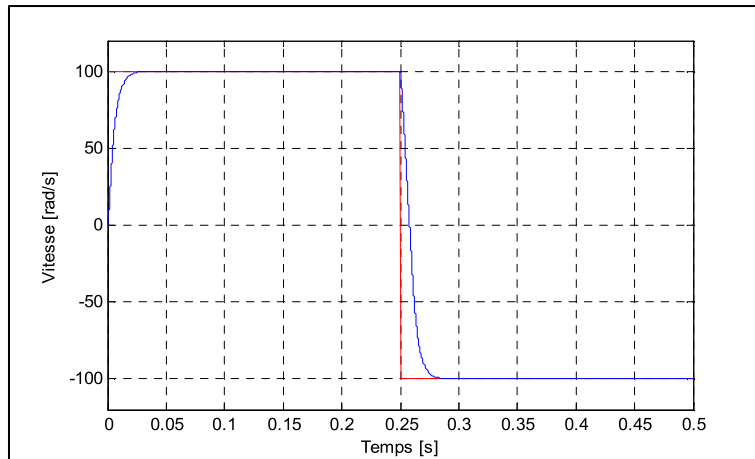


Figure IV.17 : Vitesse de rotation (Commande par mode de glissement)

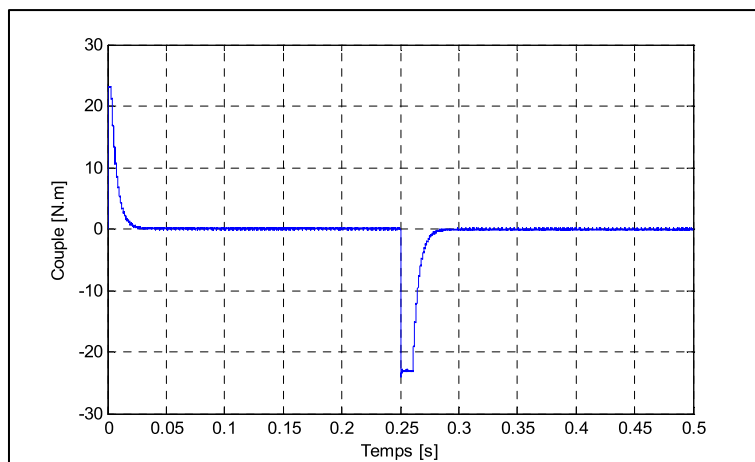


Figure IV.18 : Couple électromagnétique (Commande par mode de glissement)

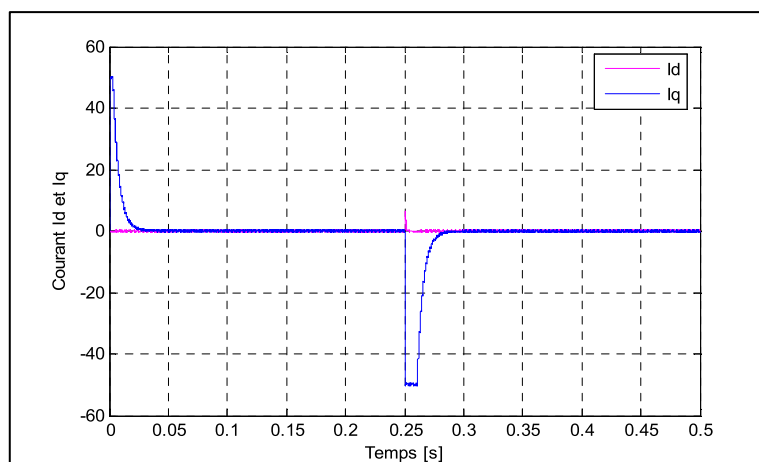


Figure IV.19: Courant I_d et I_q (Commande par mode de glissement)

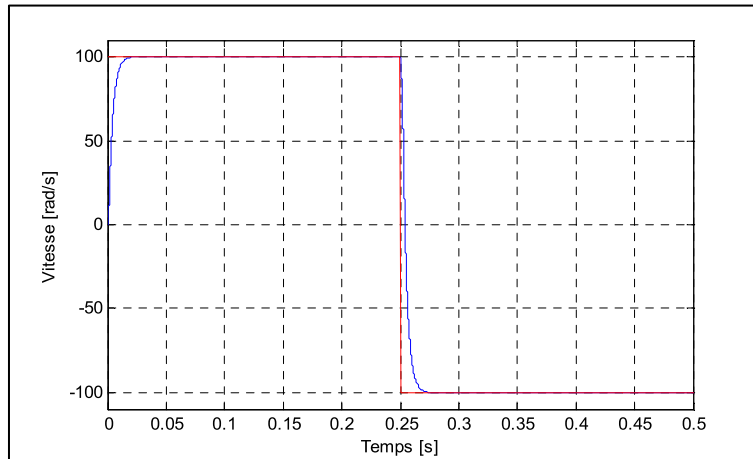


Figure IV.20 : Vitesse de rotation (commande par backstepping)

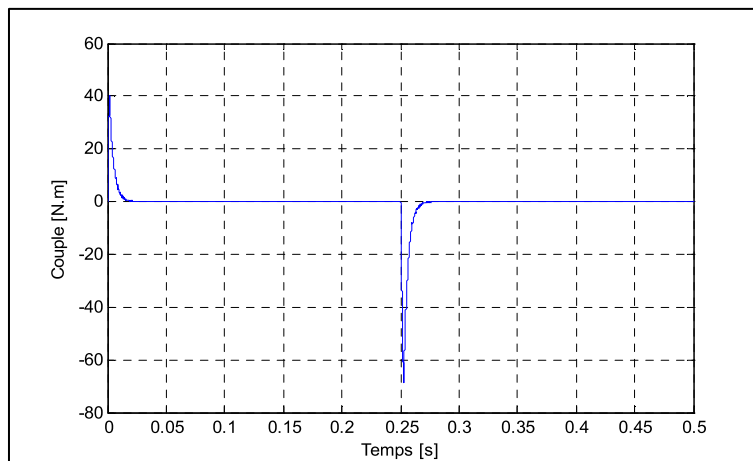


Figure IV.21 : Couple électromagnétique (commande par backstepping)

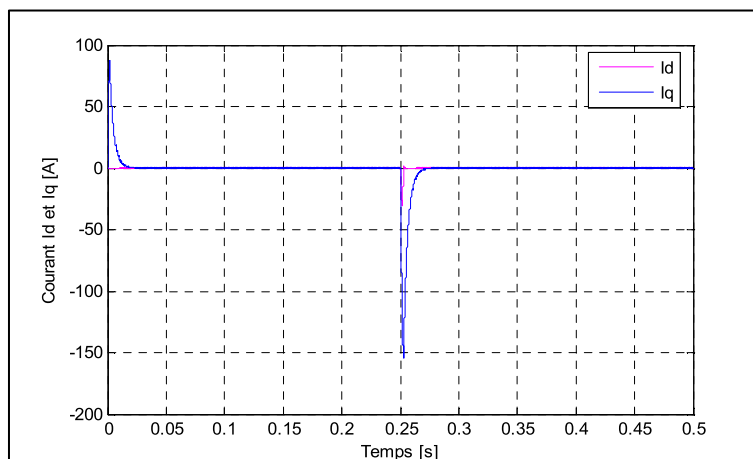


Figure IV.22: Courant I_d et I_q (commande par backstepping)

IV.5.3. Robustesse aux variations paramétriques:

Pour mettre en évidence la sensibilité de la commande par mode de glissement, on teste les performances du contrôleur on réalisant les tests de robustesse suivants :

- Une variation du moment d’inertie J
- Une variation de la résistance statorique R_s

➤ **Variation du moment d’inertie J**

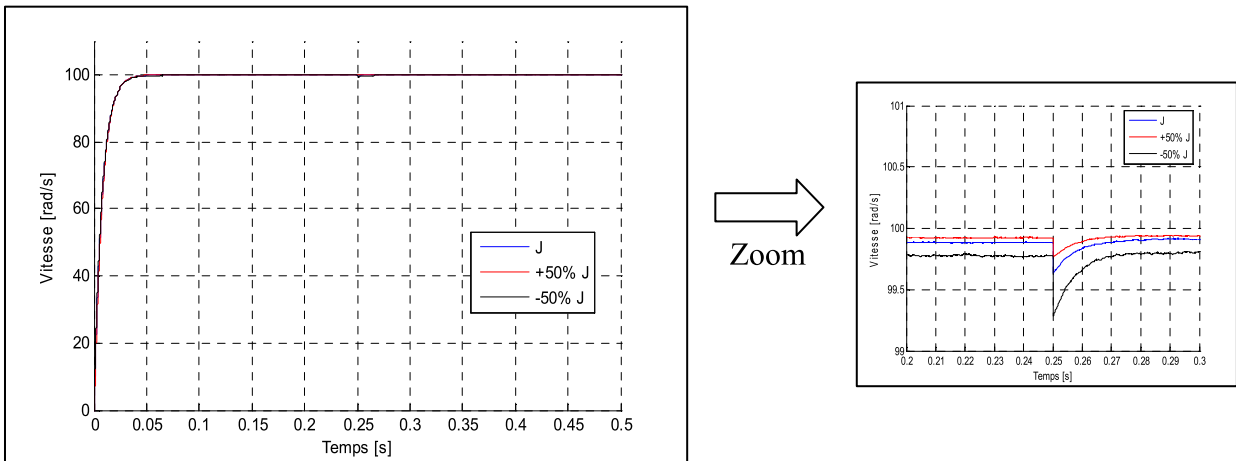


Figure IV.23 : Vitesse de rotation (commande par linéarisation entrée-sortie)

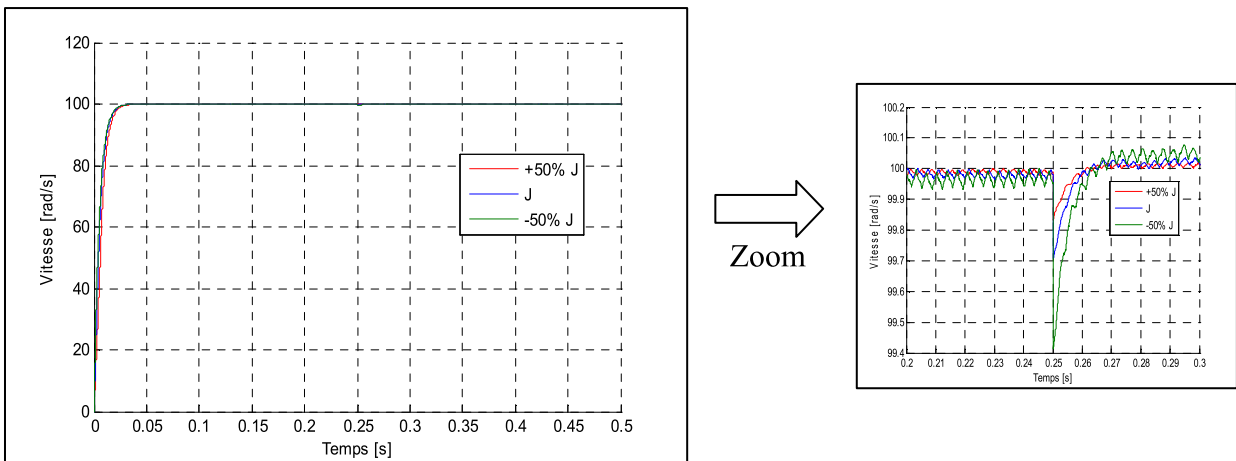


Figure IV.24 : Vitesse de rotation (commande par mode de glissement)

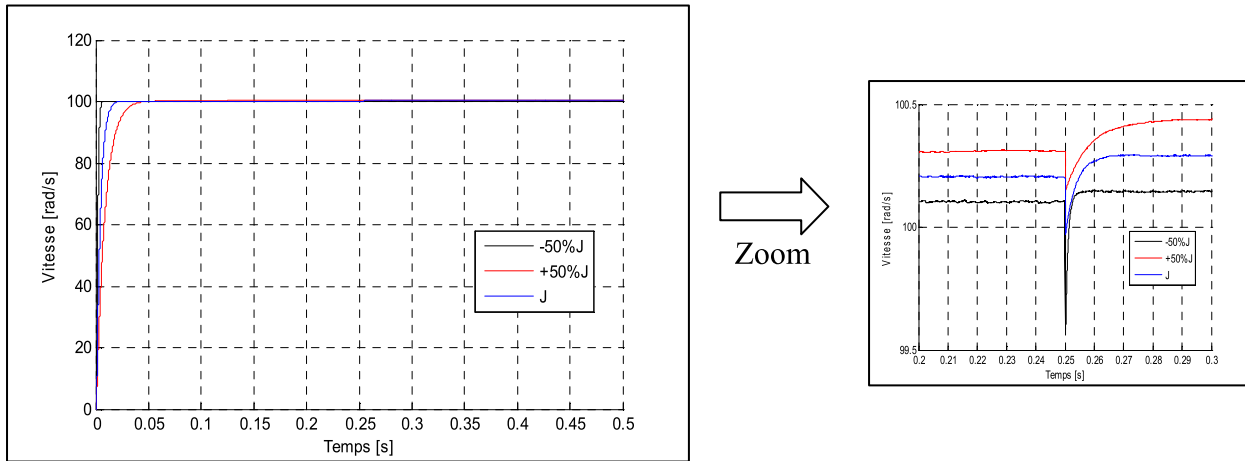


Figure IV.25 : Vitesse de rotation (commande par backstepping)

Les variations de l’inertie influent sur la dynamique de la vitesse on remarque que la diminution de l’inertie se traduit par un temps de réponse un peut court

➤ **Variation de la résistance R_s**

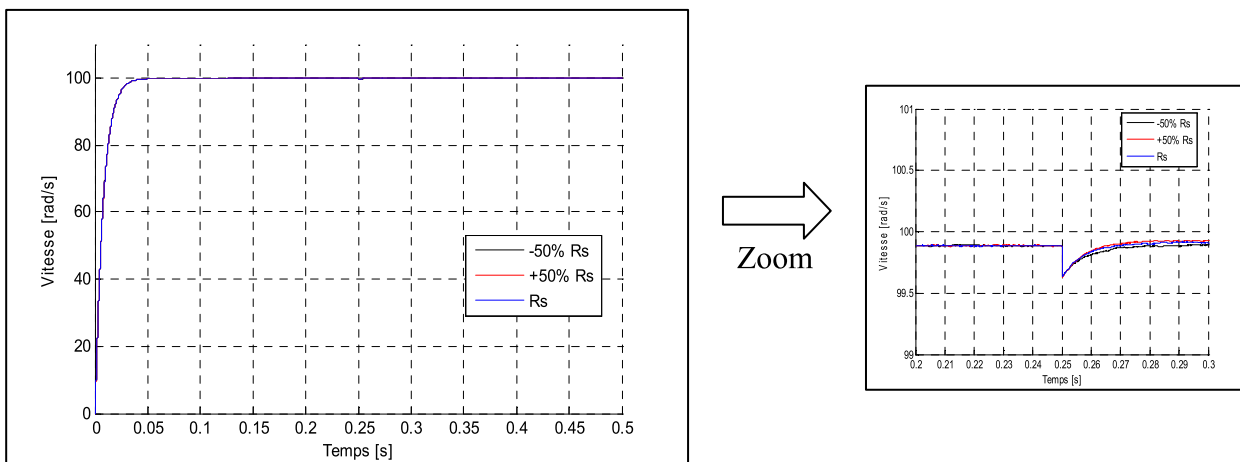


Figure IV.26 : Vitesse de rotation (commande par linéarisation entrée-sortie)

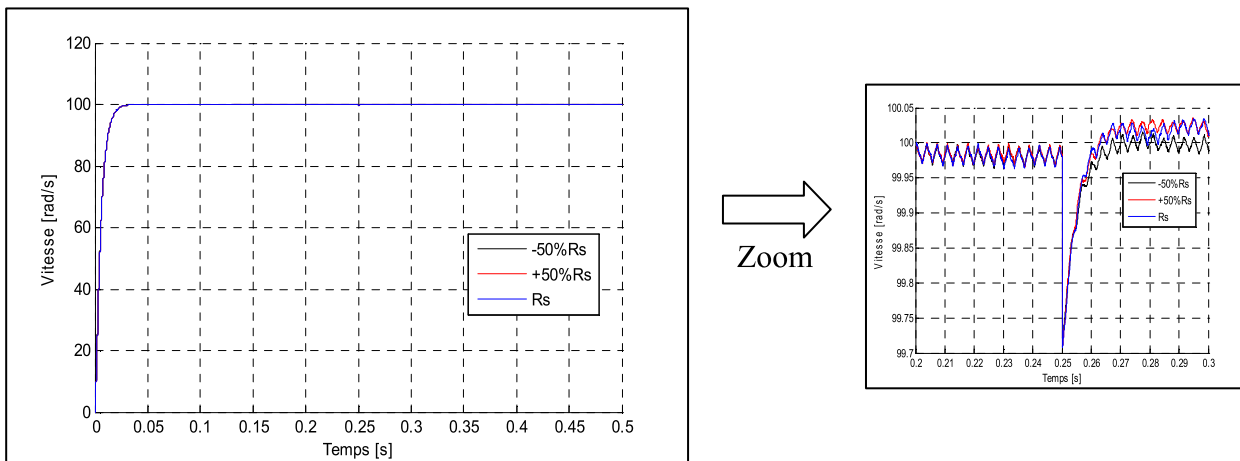


Figure IV.27 : Vitesse de rotation (mode glissement)

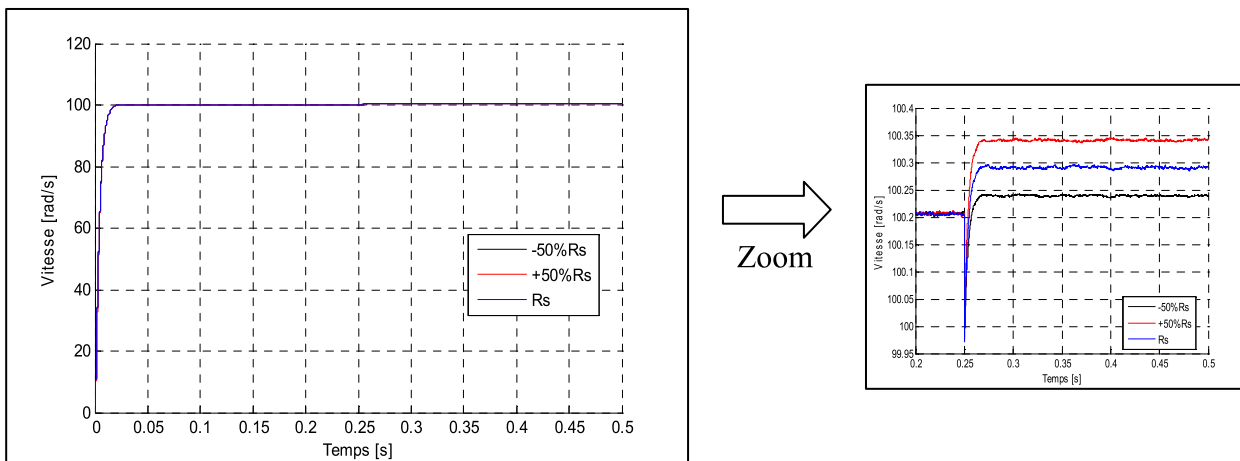


Figure IV.28 : Vitesse de rotation (commande par backstepping)

On remarque dans ce test que la variation de la résistance n'affecte plus le contrôleur pour les trois modes de contrôle.

IV.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a constaté que la technique non-linéaire par la linéarisation au sens entrée-sortie est basée sur l'idée de transformer un système non-linéaire en un système linéaire. L'un des succès incontestables de cette stratégie réside dans son formalisme mathématique pour la linéarisation des modèles non linéaires. En effet, la linéarisation permet d'obtenir un modèle qui est simple et facile à utiliser pour la synthèse d'une loi de commande.

Cependant, l'inconvénient majeur de cette approche réside dans le fait qu'elle se base sur les paramètres du modèle. Par conséquent, l'absence de la mesure du couple résistant et l'existence des paramètres incertains pourraient fausser la compensation de la non linéarité du système, ce qui pourrait entraîner une dégradation du comportement du système bouclé.

La commande par mode glissant montre son efficacité même dans le cas où les paramètres (mécaniques et électriques) de la machine subissent des variations. La commande ainsi développée nous permet d'assurer une très bonne poursuite de la vitesse. Les différentes simulations faites montrent que le système de régulation donne de bonnes performances.

On remarque que la poursuite de la vitesse est robuste dans le cas où le couple de charge nominal subirait des variations. Les résultats ainsi obtenus, nous permettent de conclure que notre système de régulation proposé est robuste surtout dans le cas où les perturbations sont connues. Néanmoins cette robustesse reste limitée dans le cas de très fortes oscillations qui provoquent le phénomène de «Chattering »

Ainsi nous avons présenté la structure de la commande backstepping qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport à la commande classique.

Les tests effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par backstepping garde la propriété de découplage parfait entre le flux et le couple. Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances de la commande backstepping : la perturbation est rejetée en un temps très court, une réponse rapide et un dépassement négligeable.

CHAPITRE V

Applications De La Machine Synchrone à Aimants Permanents

V.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous présentons deux types d'applications :

- Application de la machine synchrone à aimants permanents dans les éoliennes
- Application de la machine synchrone à aimants permanents dans les machines à laver

V.2. Application de la machine synchrone à aimants permanents dans les éoliennes:

V.2.1. Les éoliennes :

Depuis l'utilisation du moulin à vent, la technologie des capteurs éoliens n'a cessé d'évoluer. C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisés avec succès pour générer de l'électricité. Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent (capteur à axe vertical ou à axe horizontal) et les structures des capteurs sont de plus en plus performantes. Outre les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante.

La encore, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones et asynchrones. Les stratégies de commande de ces machines et leurs éventuelles interfaces de connexion au réseau doivent permettre de capter un maximum d'énergie sur une plage de variation de vitesse de vent la plus large possible, ceci dans le but d'améliorer la rentabilité des installations éoliennes [71].

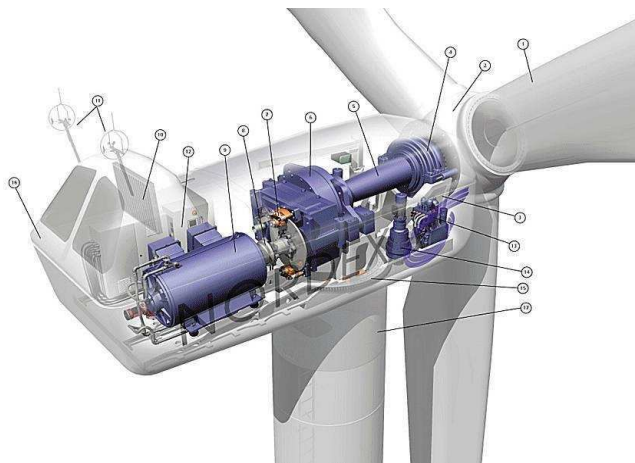


Figure V.1 : Exemple de système éolien

V.2.2. Principaux composants d'une éolienne : [72]

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes.

- **Le moyeu** : Il supporte les pales. Lorsqu'elles sont à pas variable, il comporte un mécanisme complexe pour faire varier l'angle d'attaque simultanément. En réalité, les fabricants peuvent

également devoir ajuster l'angle des pales fixes, aussi on prévoit toujours une façon de corriger l'installation des pales.

- **Le rotor et ses pales :** Composante cruciale de l'éolienne. Il existe très peu de fabricants dans le monde capables de construire ces pales qui sont maintenant en fibre de verre et en fibre de carbone. Elles sont tellement longues (30 à 40 mètres) qu'il faut des convois exceptionnels pour transporter ces ailes géantes.
- **L'arbre :** Pièce imposante car elle subit des efforts élevés. Entre le rotor et la boîte de vitesse, c'est l'arbre lent. L'arbre rapide rejoint le multiplicateur à la génératrice. Pour les éoliennes sans engrenage, il n'y a qu'un arbre unique.
- **Le châssis et la coque de la nacelle :** Véritable salle des machines perchée en hauteur. Elle renferme tous les instruments qui permettent à l'éolienne de fonctionner automatiquement. Sur les grandes éoliennes, la nacelle est trop lourde pour être orientée dans le vent par une dérive. C'est donc l'automate qui ordonne à un servomoteur de modifier la direction de la nacelle en fonction de l'indication du vent reçue de l'anémomètre situé sur le toit de l'éolienne.
- **La boîte de vitesse ou multiplicateur :** Un mal nécessaire car beaucoup voudraient l'éliminer. C'est qu'il s'agit d'une composante lourde et coûteuse. Elle permet toutefois d'avoir un rotor tournant lentement (30 à 40 tours/min) et de se coupler à un générateur de série, donc peu cher, qui tourne lui 40 à 50 fois plus vite ! Dans les pays froids on doit réchauffer ces grosses boîtes d'engrenages.
- **Freinage et sécurité :** C'est un élément essentiel de la survie d'une éolienne. La plupart des accidents sont venus d'un sous-freinage de ces machines. On cherche donc à installer sur une éolienne au moins deux systèmes de freinage.
- **Le générateur :** C'est un alternateur. Les plus simples et robustes sont des générateurs à induction, mais il faut alors contrôler leur excitation par des condensateurs ou les relier au réseau, ce qui n'est pas facile. On doit essayer de stabiliser la vitesse de ces moteurs asynchrones près de leur puissance nominale pour avoir en bout de ligne une fréquence et une tension régulières.
- **Le mât ou tour :** Pour les petites éoliennes, la solution la moins coûteuse est un tuyau en sections qui se trouve amplement haubané. La dimension du tuyau d'acier est surtout fonction du poids de l'éolienne, car ce sont les haubans qui assurent la stabilité de l'ensemble. Plus il y a de haubans et de structure porteuse, plus le bruit est élevé dans les grands vents. Les tours en treillis sont les moins chères, mais souvent mal acceptées.

V.2.3. Conception mécanique des éoliennes : [73, 83]

On peut aisément classer les éoliennes en deux grandes familles : celles à axe vertical et celles à axe horizontal. D'autres configurations plus anecdotiques (profils oscillants, aubes mobiles, profils en translation) ont vu le jour mais n'ont jamais débouché sur une quelconque industrialisation

V.2.3.1. Eoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité paradoxalement en contradiction avec le traditionnel moulin à vent à axe horizontal. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol donc facilement accessibles. Figure (V.2)

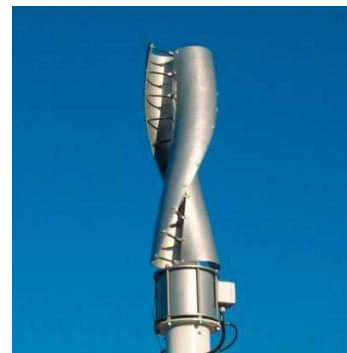


Figure V.2 : Configurations des Eoliennes à axe vertical

V.2.3.2. Eoliennes à axe horizontal :

Ces machines sont les descendantes directes des moulins à vent sur lesquels les ailes, faites de voiles tendues sur une structure habituellement en bois, ont été remplacées par des éléments ressemblant fortement à des ailes d'avion. La portance de ces ailes placées dans le vent ne sert pas ici à sustenter un aéronef mais à générer un couple moteur destiné à entraîner un dispositif mécanique tel qu'une génératrice électrique, une pompe... Ces machines présentent généralement un nombre de pales compris entre 1 et 3, et peuvent développer des puissances élevées (plusieurs mégawatts). Figure (V.3)



Figure V.3 : Configurations des Eoliennes à axe horizontal [73]

V.2.4. Modélisation de la chaîne de production éolienne :

V.2.4.1. Modèle du vent

Le choix géographique d'un site éolien est primordial dans un projet de production d'énergie. Les caractéristiques du vent vont déterminer la quantité de l'énergie qui pourra être effectivement extraite du gisement éolien. Pour connaître les propriétés d'un site, des mesures de la vitesse du vent ainsi que de sa direction, sur une grande période du temps, sont nécessaires.

La vitesse du vent sera modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques sous la forme [73] :

$$V(t) = 8.2 + 2 \sin(\omega t) - 1.75 \sin(3\omega t) + 1.5 \sin(5\omega t) - 1.25 \sin(10\omega t) + \sin(30\omega t) + 0.5 \sin(50\omega t) + 0.25 \sin(100\omega t) \quad (\text{V.1})$$

$$\text{Avec : } \omega = \frac{2\pi}{10}$$

La figure (V.4), représente le vent simulé avec une vitesse moyenne de 8,2 m/s. [74]

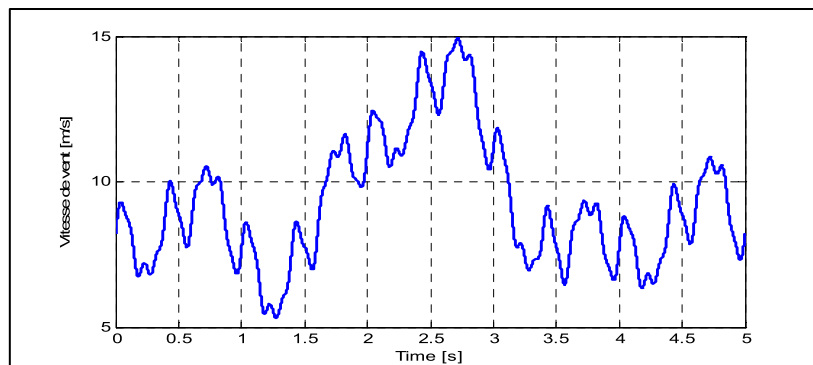


Figure V.4 : Simulation du profil de la vitesse du vent

V.2.4.2. Energie cinétique du vent – conversion en énergie mécanique :

A. Loi de Betz : [75]

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la figure (V.5) sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne V_1 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor V_2

soit $\frac{V_1 + V_2}{2}$, la masse d'air en mouvement de densité ρ traversant la surface S des pales en une seconde est:

$$m = \frac{\rho S (V_1 + V_2)}{2} \quad (\text{V.2})$$

La puissance P_m alors extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) :

$$P_m = \frac{m(V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (\text{V.3})$$

Soit en remplaçant m par son expression dans (V.2):

$$P_m = \frac{\rho S (V_1 + V_2)(V_1^2 - V_2^2)}{4} \quad (\text{V.4})$$

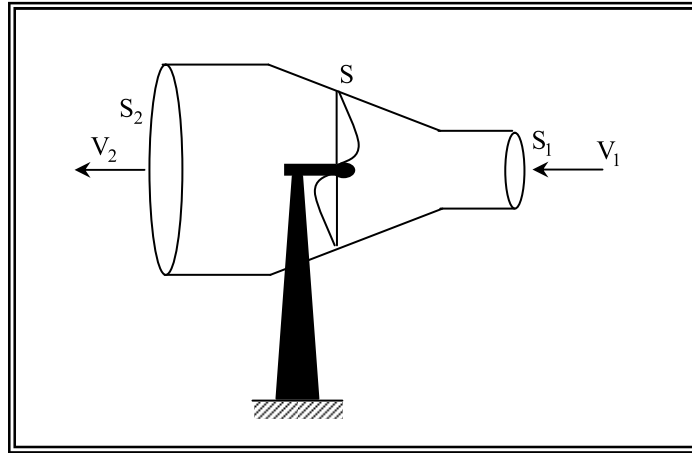


Figure V.5 : Tube de courant autour d'une éolienne

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 , la puissance P_{mt} correspondante serait alors :

$$P_{mt} = \frac{\rho S V_1^3}{2} \quad (\text{V.5})$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors :

$$\frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\left(1 + \left(\frac{V_1}{V_2}\right)\right) \left(1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2\right)}{2} \quad (\text{V.6})$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus Figure (V.6), on s'aperçoit que le ratio $\frac{P_m}{P_{mt}}$ appelé aussi coefficient de puissance C_p présente un maxima de $16/27$ soit $0,59$. C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent.

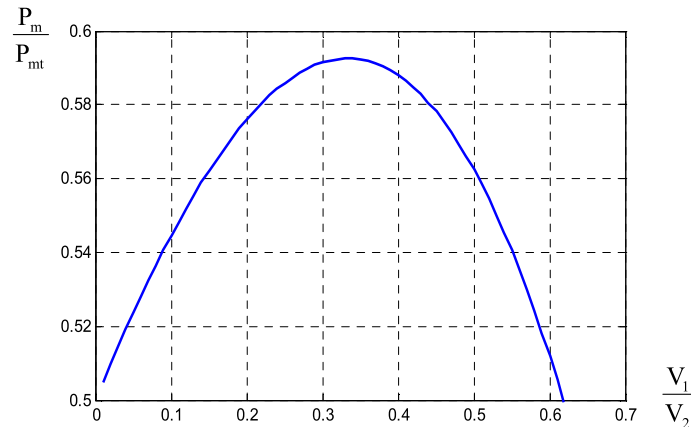


Figure V.6 : Coefficient de puissance

B. Production d'énergie mécanique : [71, 75]

En combinant les équations (V.2), (V.5) et (V.6), la puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur s'exprime ainsi :

$$P_m = \frac{P_m}{P_{mt}} \cdot P_{mt} = C_p \cdot P_{mt} = \frac{1}{2} C_p (\lambda) \rho \pi R^2 V_1^3 \quad (\text{V.7})$$

$$\text{Avec : } \lambda = \frac{\Omega_1 R}{V_1}$$

Ω_1 : vitesse de rotation avant multiplicateur et R : rayon de l'aérogénérateur.

Compte tenu du rapport du multiplicateur de vitesse K , la puissance mécanique P_{mg} disponible sur l'arbre du générateur électrique s'exprime par :

$$P_{mg} = \frac{1}{2} C_p \left(\frac{\Omega_2 R}{K V_1} \right) \rho \pi R^2 V_1^3 \quad (\text{V.8})$$

Avec Ω_2 : vitesse de rotation après multiplicateur

Cette relation permet d'établir un ensemble de caractéristiques donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation du générateur pour différentes vitesses de vent.

V.2.5. Stratégies de fonctionnement d'une éolienne

V.2.5.1. Bilan des forces sur une pale : [71, 73, 76]

La Figure (V.7), représente la section longitudinale d'une pale d'aérogénérateur. La vitesse du vent arrivant face à cette pale, est représentée par le vecteur V . Le vecteur V représente la composante de vent due à la rotation de l'aérogénérateur.

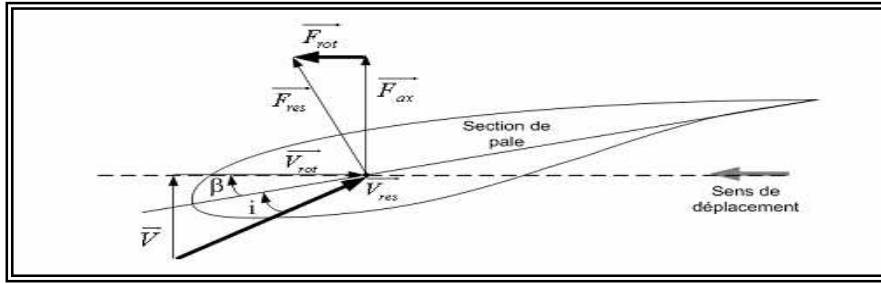


Figure V.7 : Bilan des forces sur une pale

V.2.5.2. Système d'orientation des pales "pitch"

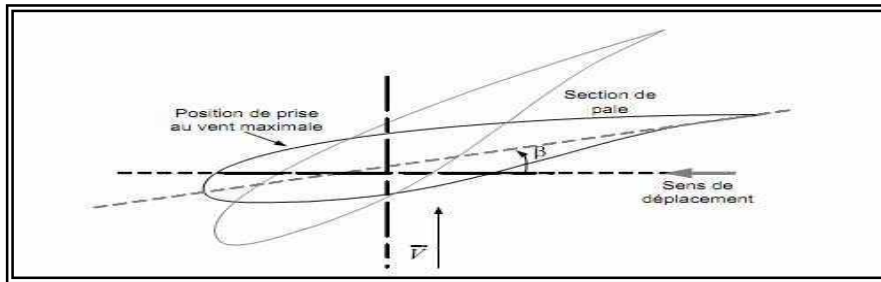


Figure V.8 : Variation de l'angle de calage d'une pale

Un exemple du coefficient de puissance qui est une fonction non linéaire dépend à la fois de l'angle de calage β et de la vitesse relative λ a pour expression :

$$C_p = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{22.5}{\lambda_i}} \tag{V.9}$$

$$\text{Tel que : } \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \tag{V.10}$$

La figure (V.9), représente la variation de ce coefficient en fonction du ratio de vitesse λ et de l'angle de l'orientation de la pale β

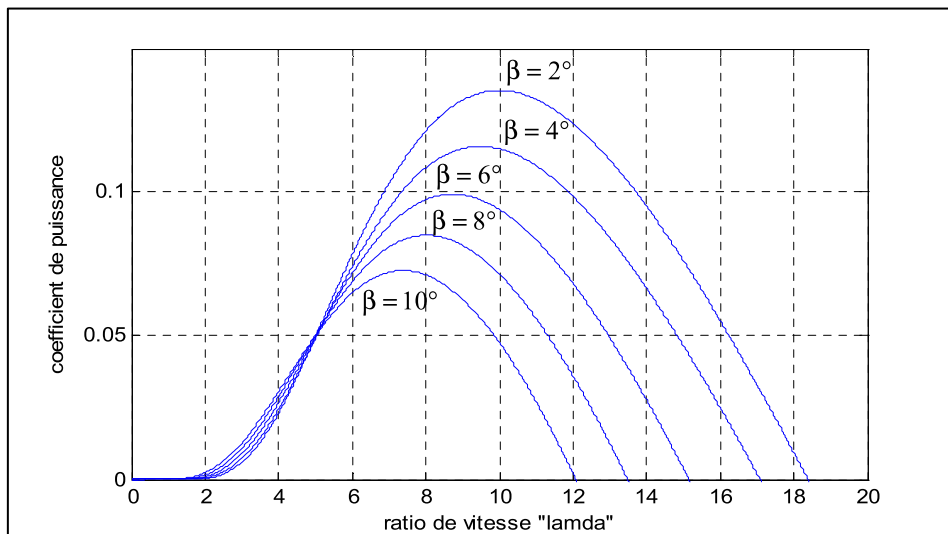


Figure V.9 : Coefficient aérodynamique C_p en fonction du ratio de vitesse λ

Il est important de souligner que le coefficient de puissance peut être en fonction de la vitesse relative λ pour les turbines éoliennes utilisant un système à décrochage aérodynamique "stall" ou en fonction de la vitesse relative λ et de l'angle de calage β pour les turbines éoliennes utilisant un système d'orientation des pales "pitch"

V.2.5.3. Production optimale d'énergie : [75]

Dans un système de production d'énergie par éolienne fonctionnant à vitesse variable, on cherchera systématiquement le régime optimal. Ce qui signifie que pour un régime de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe) on souhaite que la puissance fournie soit maximale ce qui correspond à une valeur de λ donnée appelée λ_{opt} . La vitesse de rotation optimale Ω_{opt} résultante est alors donnée par :

$$\Omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R} \cdot V \quad (V.11)$$

La caractéristique correspondant à cette relation est donnée sur la zone II de la figure (V.10). La zone I correspond aux vitesses de vent très faibles, insuffisantes pour entraîner la rotation de l'éolienne, et la zone III correspond aux vitesses de vent élevées pour lesquelles la vitesse de rotation de l'éolienne est limitée à une valeur maximale afin de ne pas subir de dégâts

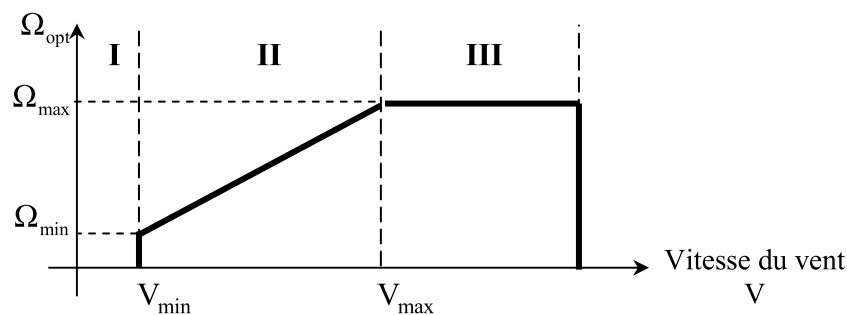


Figure V.10 : Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable

V.2.6. La conversion électromécanique : [71]

V.2.6.1. Systèmes utilisant la machine synchrone :

A. Alternateur synchrone à rotor bobiné ou à aimants :

Dans une machine synchrone classique utilisée en alternateur, le champ créé par la rotation du rotor doit tourner à la même vitesse que le champ statorique. Ainsi, si l'alternateur est connecté au réseau, sa vitesse de rotation doit être rigoureusement un sous-multiple de la pulsation des courants statoriques.

L'adaptation de cette machine à un système éolien pose des problèmes pour maintenir la vitesse de rotation de l'éolienne strictement fixe et pour synchroniser la machine avec le réseau lors des

phases de connexion. Pour ces raisons, on place systématiquement une interface d'électronique de puissance entre le stator de la machine et le réseau figure (V.11) ce qui permet d'autoriser une fonctionnement à vitesse variable dans une large plage de variation.

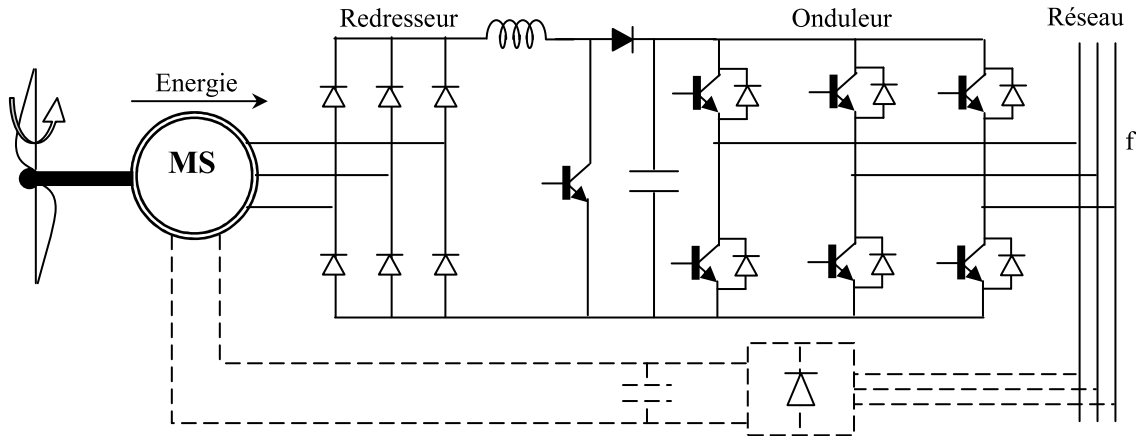


Figure V.11 : Machine synchrone reliée au réseau par un dispositif redresseur – hacheur – onduleur MLI

B. Machine synchrone Vernier à aimants :

Cette structure fait usage de motifs dérivés de ceux utilisés dans les machines à réluctance variable à double denture figure (V.12). Des paires de petits aimants alternés, à la périphérie du rotor, interagissent sous l'effet du champ d'induit avec des petites dents statoriques. L'induit, encoché, reçoit un bobinage polyphasé à champ tournant. La dimension des pôles (ou le nombre) et celles des aimants sont deux paramètres essentiels dans le dimensionnement et les performances, mais ils sont totalement découplés dans la structure vernier.

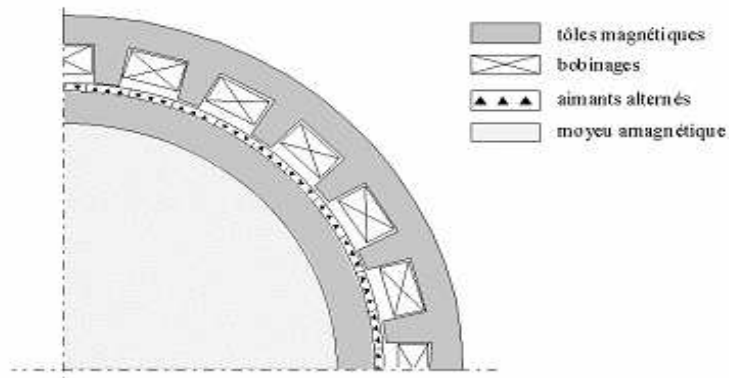


Figure V.12 : Machine synchrone Vernier à aimants

V.2.7. Commande de la génératrice synchrone à aimants permanents :

V.2.7.1. Application de la commande par mode de glissement sur la GSAP :

La figure (V.13) suivante représente le modèle complet de la commande par mode glissant de la génératrice synchrone à aimants permanents :

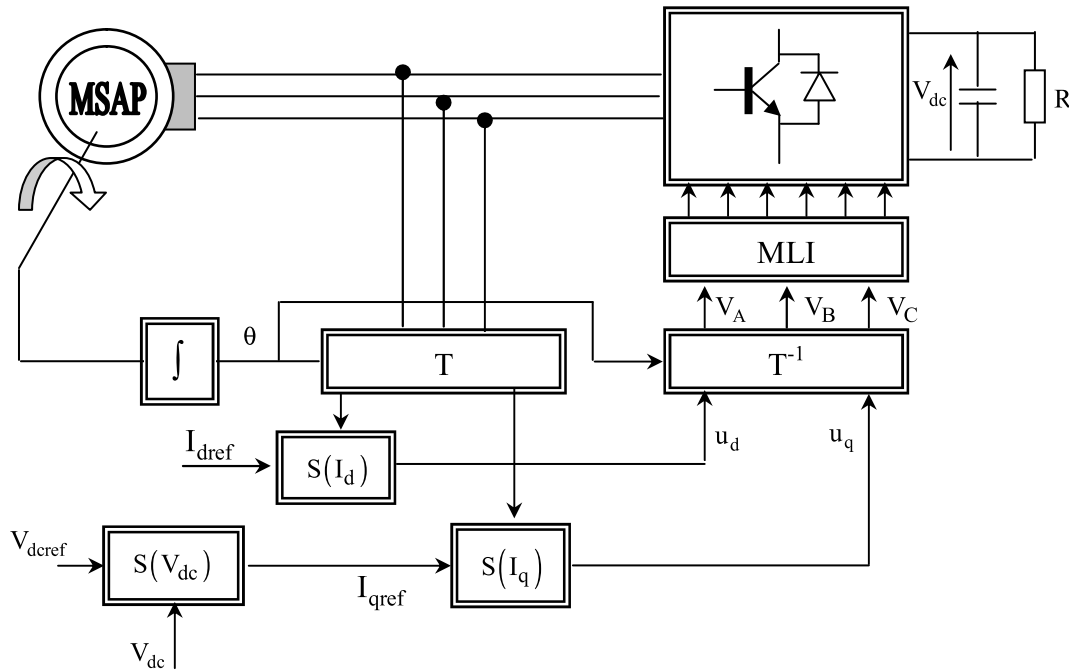


Figure V.13 : Principe de la commande par mode glissant en cascade appliquée à la GSAP

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissement dans le chapitre 04, nous allons analyser dans cette partie le comportement du système commandé par mode de glissement.

On reprend le modèle de la génératrice synchrone à aimants permanents : [72]

$$\begin{cases} u_d = -R_s I_d - \frac{d}{dt} \varphi_d + \omega_r \varphi_q \\ u_q = -R_s I_q - \frac{d}{dt} \varphi_q - \omega_r \varphi_d \end{cases} \tag{V.12}$$

$$\varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \tag{V.13}$$

$$\varphi_q = L_q I_q \tag{V.14}$$

➤ **Surface de régulation de la tension du bus continu**

La surface de régulation de la tension du bus continu est donnée par

$$S(V_{dc}) = V_{dcref} - V_{dc} \tag{V.15}$$

La relation entre la puissance active aux bornes de la capacité et le courant ainsi que la tension aux bornes de ce dernier, nous pouvons écrire :

$$P^* = V_{dc} I_{dc} = V_{dc} \left(C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \right) \quad (V.16)$$

Par conséquent :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{CV_{dc}} \left(P^* - \frac{V_{dc}^2}{R} \right) \quad (V.17)$$

$$P^* = \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (V.18)$$

Quand les pertes ne sont pas prises en compte, le couple électromagnétique sera donné par :

$$T_e = \frac{P^*}{\Omega} \quad (V.19)$$

Remplacent l'expression du couple électromagnétique dans l'équation (V.19) on trouve :

$$I_q = \frac{2}{3} \frac{P^*}{\Omega \phi_f} \quad (V.20)$$

La dérivée de la surface vaut :

$$\dot{S}(V_{dc}) = \dot{V}_{dref} - \dot{V}_{dc} \quad (V.21)$$

Le contrôle du courant I_q est défini par :

$$I_{qref} = I_q^{eq} + I_q^n \quad (V.22)$$

Dans laquelle :

$$I_q^{eq} = \frac{2}{3} \frac{P^*}{\Omega \phi_f} \quad (V.23)$$

$$I_q^n = K_{V_{dc}} \text{sgn}(S(V_{dc})) \quad (V.24)$$

➤ Surfaces de régulation des courants statoriques :

Il nous reste deux surfaces à calculer, $S(I_d)$ et $S(I_q)$ qui sont données par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (V.25)$$

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (V.26)$$

En dérivant les deux surfaces $S(I_d)$ et $S(I_q)$, nous aurons :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d \quad (V.27)$$

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q \quad (V.28)$$

En substituant les expressions des courants $S(I_d)$ et $S(I_q)$ données par le système d'équations dans les équations précédentes, nous obtenons :

$$u_d^{eq} = \left(\dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q \right) L_d \tag{V.29}$$

$$u_q^{eq} = \left(\dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + p\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d + p\Omega \frac{\phi_f}{L_q} \right) L_q \tag{V.30}$$

Donc les signes de V_d^n et V_q^n et doivent être opposés à ceux de $S(I_d)$ et $S(I_q)$ respectivement :

$$V_d^n = K_d \operatorname{sgn}(s(I_d)) \tag{V.31}$$

$$V_q^n = K_q \operatorname{sgn}(s(I_q)) \tag{V.32}$$

V.2.7.2. Modélisation du redresseur triphasé à MLI : [73]

La figure (V.14), donne le schéma de principe du redresseur de tension triphasée alimentant le bus continu. Ce bus est entièrement géré par le redresseur, la valeur de la capacité de filtrage doit être suffisante afin d'avoir une tension stable et fixe quel que soit le fonctionnement de la génératrice asynchrone.

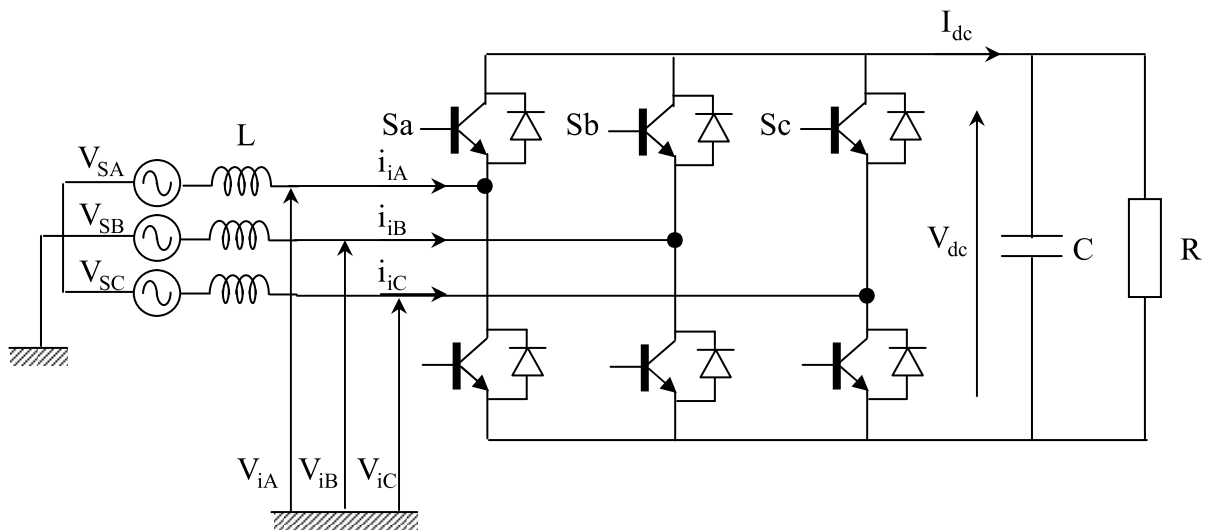


Figure V.14 : Structure du redresseur triphasé

Pour déduire le modèle dynamique du système, on va diviser l'étude du convertisseur en trois parties; le coté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le coté continu. Dans ce contexte la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le coté alternatif et le coté continu.

Les équations décrivant le coté alternatif sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{iA} \\ V_{iB} \\ V_{iC} \end{bmatrix} \quad (\text{V.33})$$

Sous forme condensée :

$$[V_{sABC}] = L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] + [V_{iABC}] \quad (\text{V.34})$$

Où :

- V_{sABC} : Tensions simples coté alternatif
- V_{iABC} : Tensions par rapport au point neutre
- L : Inductance du filtre coté alternatif
- C : Capacité de filtrage coté continu
- R : Résistance de charge ramenée du côté continu
- V_{dc} : Tension du bus continu
- i_{dc} : courant de sortie du redresseur

A l'entrée du redresseur, les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{iAB} = V_{iA} - V_{iB} \\ U_{iBC} = V_{iB} - V_{iC} \\ U_{iCA} = V_{iC} - V_{iA} \end{cases} \quad (\text{V.35})$$

On va établir ensuite la liaison entre le coté alternatif et le coté continu à travers les interrupteurs. Les états des interrupteurs formant chaque bras sont complémentaires, la fonction de connexion de chaque bras est définie par la fonction suivante :

$$S_k = \begin{cases} +1, \bar{S}_k = -1 \\ -1, \bar{S}_k = +1 \end{cases} \quad \text{pour } k = A, B, C \quad (\text{V.36})$$

Maintenant on peut établir les relations entre V_{dc} et les tensions composées U_{iABC} , par exemple

$$\begin{cases} U_{iAB} = V_{dc} & \text{si } S_A = +1 & \text{et } S_B = -1 \\ U_{iAB} = -V_{dc} & \text{si } S_A = -1 & \text{et } S_B = +1 \\ U_{iAB} = 0 & \text{si } S_A = S_B \end{cases} \quad (\text{V.37})$$

Le système d'équations (V.36) peut être mis sous la forme compacte suivante :

$$U_{iAB} = \frac{1}{2} V_{dc} (S_A - S_B) \quad (\text{V.38})$$

En suivant la même procédure pour le reste des tensions composées, on aboutit à l'équation matricielle suivante :

$$[U_{iAB}] = \frac{1}{2} V_{dc} \hat{K} S_k \quad (\text{V.39})$$

Où :

$S_k = [S_A \ S_B \ S_C]^t$ et \hat{K} est donnée par :

$$\hat{K} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.40})$$

De même, le système d'équations (V.34) peut être mis sous la forme matricielle suivante :

$$[U_{iABC}] = \hat{K} [V_{iABC}] \quad (\text{V.41})$$

On ne peut pas obtenir les tensions $[V_{iABC}]$ en fonction des états des interrupteurs à cause de la singularité de \hat{K} . Le fait que la somme des courants i_{iA}, i_{iB}, i_{iC} est nulle et que le système est équilibré, ceci entraîne :

$$V_{iA} + V_{iB} + V_{iC} = 0 \quad (\text{V.42})$$

En ajoutant cette équation au système (V.41), on obtient le système suivant

$$[U_{iABC}] = \tilde{K} [V_{iABC}] \quad (\text{V.43})$$

Où \tilde{K} est donnée par :

$$\tilde{K} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.44})$$

Maintenant la matrice \tilde{K} devient non singulière, et la résolution des équations (V.38) et (V.42) pour le vecteur de tension $[V_{iABC}]$ est possible :

$$[V_{iABC}] = \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \quad (\text{V.45})$$

Telle que la matrice K' est donnée par :

$$K' = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.46})$$

Remarque : notons que dans le cas où $S_k = +1$ pour l'interrupteur k fermé et $S_k = 0$ pour l'interrupteur k ouvert, l'équation (V.45) devient :

$$[V_{iABC}] = \frac{1}{3} V_{dc} K' S_k \quad (\text{V.47})$$

Finalement l'équation de couplage des côtés alternatif et continu sera :

$$[V_{sABC}] = L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] + \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \quad (\text{V.48})$$

Pour compléter le modèle, on ajoute la dynamique du côté continu :

$$i_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \quad (V.49)$$

Le courant côté continu i_{dc} s'exprime encore par :

$$i_{dc} = \frac{1}{2} (S_A i_{iA} + S_B i_{iB} + S_C i_{iC}) \quad (V.50)$$

$$i_{dc} = \frac{1}{2} S_k^T [i_{iABC}] \quad (V.51)$$

Finalement, On aboutit au modèle du redresseur triphasé dans le repère ABC :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] = [V_{sABC}] - \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} S_k^T [i_{iABC}] - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (V.52)$$

V.2.7.3. Transformation de Park appliquée au redresseur :

Le modèle dynamique du redresseur triphasé dans le repère dq prend la forme suivante :

$$\begin{cases} L \frac{di_{id}}{dt} = V_{sd} + L \frac{d\theta_s}{dt} i_{iq} - \frac{1}{2} V_{dc} S_d \\ L \frac{di_{iq}}{dt} = V_{sq} + L \frac{d\theta_s}{dt} i_{id} - \frac{1}{2} V_{dc} S_q \\ L \frac{di_{io}}{dt} = V_{so} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} (S_d i_{id} + S_q i_{iq} + S_o i_{io}) - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (V.53)$$

L'équilibre de l'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques impliquent la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques, les composantes d'indice (o) sont donc nulles.

V.2.7.4. Résultats de simulation numérique :

Le fonctionnement du convertisseur éolien complet a été simulé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les quatre stratégies introduites précédemment ont alors été testées en considérant que la turbine éolienne impose à la génératrice synchrone un profil de variation de la vitesse rotorique selon la figure (V.15).

Au cours de simulation, la valeur de référence de la tension du bus continu à la sortie du redresseur est fixée à $V_{dc} = 220V$.

L'allure de la tension continue à la sortie du redresseur est donnée par les figures (V.16). Nous pouvons constater que la grandeur est bien régulée et suit sa référence.

Les figures montrent les évolutions des courants direct I_d et en quadrature I_q , on peut dire que la composante du courant I_d est égale à zéro et le deuxième, qui est le courant I_q , varie avec la vitesse pour adapter le couple pour que la tension du bus continu demeure constante égale à la valeur de référence.

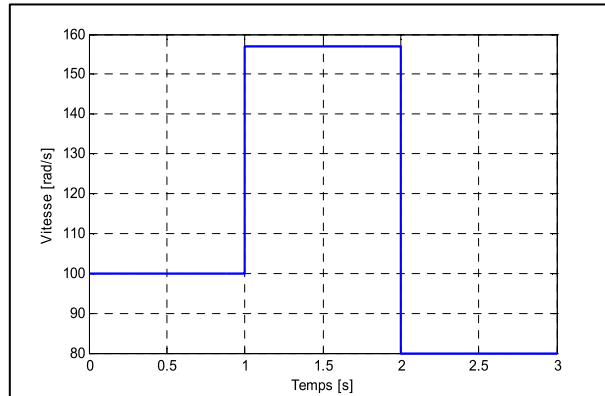
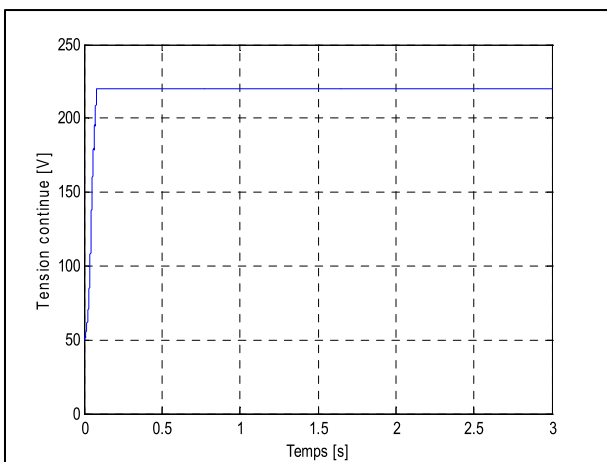
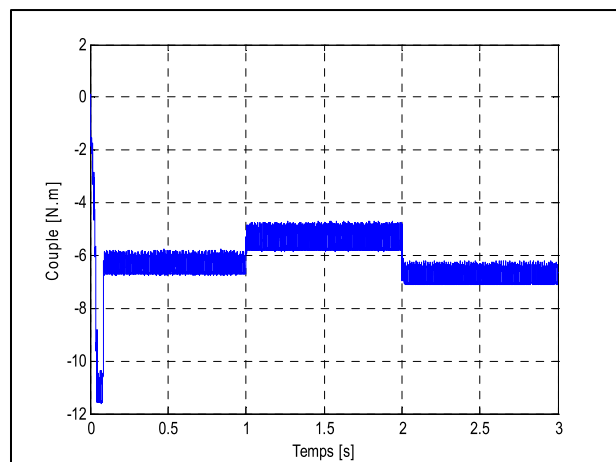


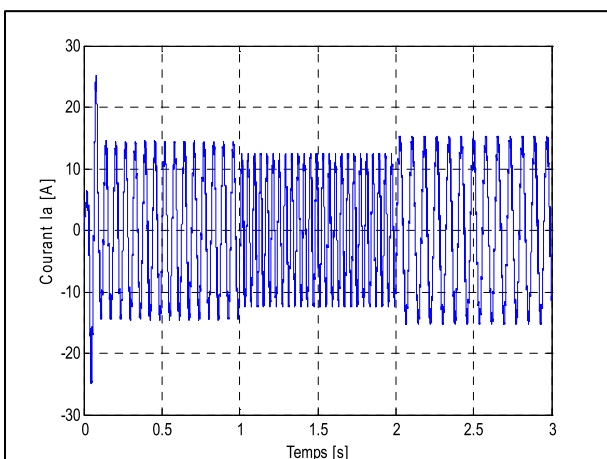
Figure V.15 profil de la vitesse en rad/s



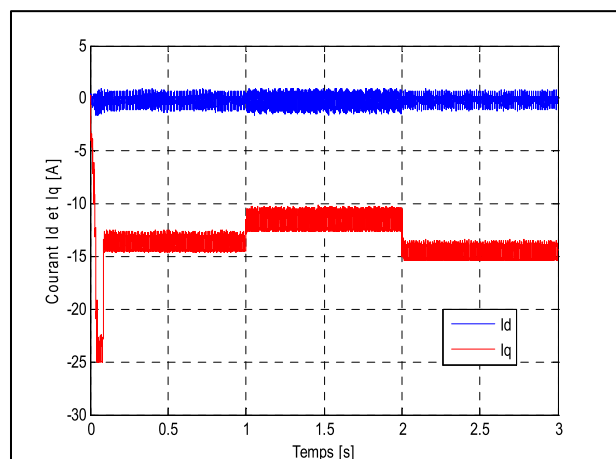
La tension du bus continu [V]



Couple électromagnétique [N.m]



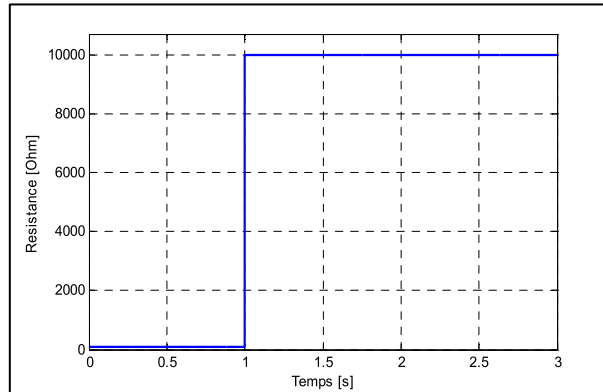
Le courant statorique [A]



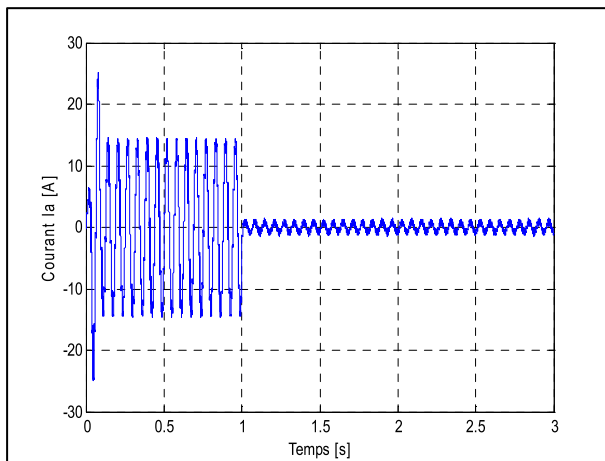
Les courants statoriques I_d et I_q [A]

Figure V.16 : Réponse de la GSAP pour une variation de la vitesse

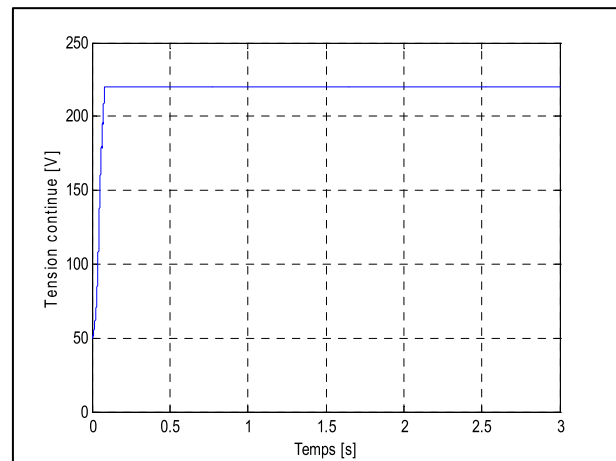
Haute précision et une grande robustesse de la commande de mode de glissement sont fournis par la figure (V.17), la résistance de charge lorsque (100Ω , 10000Ω) sont appliquées. Une réponse rapide est obtenue et la perturbation introduite est immédiatement rejetée par le système de contrôle



Profil de la variation de la résistance de charge



Le courant statorique [A]



La tension du bus continu [V]

Figure V.17 : Réponse de la GSAP pour une variation de la résistance

V.3. Application de la machine synchrone à aimants permanents dans les machines à laver

Une machine à laver est un appareil électroménager conçu pour nettoyer les vêtements, serviettes, draps et autres tissus ménagers. En général, cette appellation désigne les machines dans lesquelles l'eau constitue la solution principale de lavage. Les machines effectuant un nettoyage à sec, c'est-à-dire ayant recours à des fluides de nettoyage alternatifs, ne sont pas qualifiées de machines à laver et sont l'apanage d'une industrie spécialisée.

V.3.1. Historique : [78]

La machine à laver semble être une invention de Jacob Christian Schäffer mais le premier brevet relatif à une machine à laver a été déposé le 31 mars 1797 par le français Nathaniel Briggs dans le New Hampshire. La laveuse à rouleaux est inventée en 1843 par John E. Turnbull à Saint-Jean, au Nouveau-Brunswick.

En 1830 apparaissent, en Angleterre, les premières machines à laver mécaniques, et, en France, on présente à la Foire de Paris de 1920 la première machine à laver à moteur électrique. En 1937 est inventée la première machine automatique par Bendix. Les années 1950 voient apparaître les premières machines combinées, où l'essorage est obtenu par la force centrifuge au sein du tambour. Ces machines se sont généralisées en Occident durant la seconde moitié du XX^e siècle et ont contribué à supprimer l'usage des lavoirs où les blanchisseuses lavaient le linge dans l'eau froide et dans des positions qui devenaient vite pénibles.

V.3.2. Les différents types :

On rencontre deux principaux types de machines contemporaines, les machines disposant d'une ouverture de chargement par le dessus ou par l'avant (avec hublot), avec l'axe de rotation horizontal.

V.3.2.1. Ouverture en avant (front) :

Le modèle avec ouverture en avant par un hublot fait généralement 60 cm × 60 cm. Il est le plus populaire en Europe. Le chargement se fait par une porte vitrée sur le devant de la machine. Le cylindre est également appelé tambour. L'agitation est fournie par la rotation du cylindre et par la gravité.



Figure V.18 : Machine à laver Ouverture en avant

V.3.2.2. Ouverture par le dessus (top) :

Le modèle avec une ouverture par le dessus, est très commun en Europe occidentale et dans certains pays de l'est. Ce modèle fait généralement 60 cm × 40 cm de large et a donc l'avantage de prendre moins de place que le modèle avec chargement frontal. Par contre, on ne peut pas utiliser le haut de la machine comme un plan de travail. Le lavage se fait de la même façon que dans le modèle frontal, et les consommations sont identiques pour les deux types de machines.



Figure V.19 : Machine à laver Ouverture par le dessus (top)

V.3.3. Commande backstepping sans capteur de vitesse de la MSAP appliquée a la machine à laver :**V.3.3.1. Principe d'un observateur :**

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées et les sorties mesurées.

L'observateur fait deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K . ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur.

V.3.3.2. Filtre de Kalman étendu : [79, 80, 81, 82]**A. Principe**

L'objectif du filtre de Kalman étendu est de trouver la meilleure estimation \hat{x} d'un ensemble de variables x définissant l'état du système en fonction des mesures y effectuées périodiquement. Cette technique met en jeu le compromis robustesse-rapidité de convergence lors de l'estimation.

B. Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{V.54})$$

Avec

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état

$v(k)$: Vecteur de bruit de mesure

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et on déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes:

▪ **Etape 1 : Phase de prédiction**

- Estimation sous forme de prédiction :

$$\hat{x}(k+1/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (\text{V.55})$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On cherche alors à déterminer sa variance.

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (\text{V.56})$$

Avec :

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \quad (\text{V.57})$$

▪ **Etape 2: Phase de correction**

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- Calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k).H(k)^T.(H(k)P(k+1/k)H(k)^T + R)^{-1} \quad (\text{V.58})$$

Avec:

$$H(k) = \left. \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad (\text{V.59})$$

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (V.60)$$

- Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - H\hat{x}(k+1/k)) \quad (V.61)$$

La figure (V.20) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu :

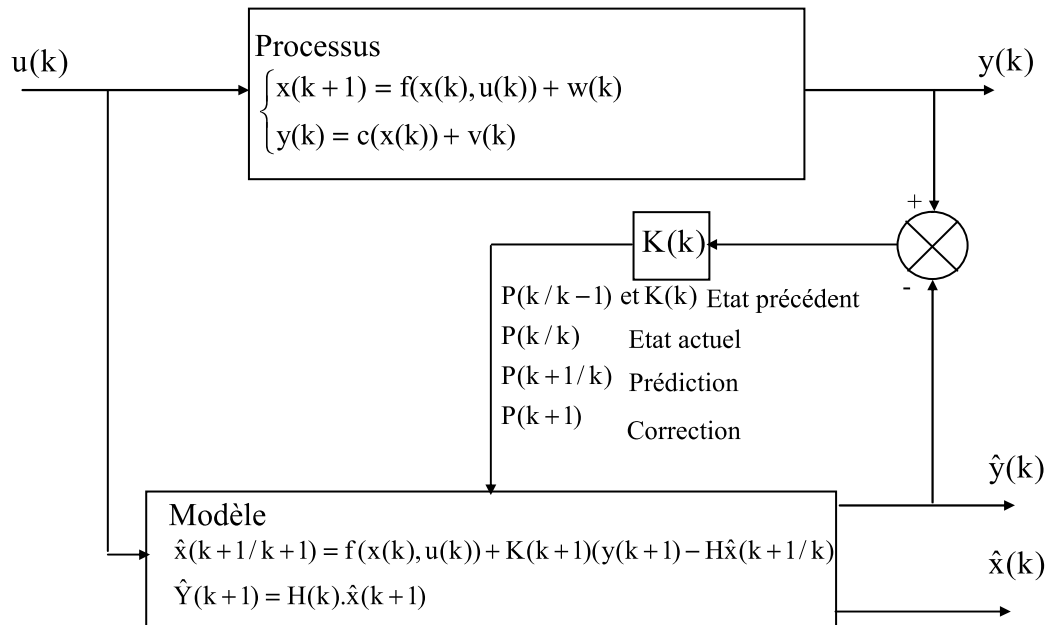


Figure V.20 : Principe d'un filtre de Kalman

V.3.3.3. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP

Le choix du référentiel pour l'application du filtre de Kalman étendu est essentiel. Le cas idéal consisterait à utiliser le référentiel lié au rotor.

Dans notre cas, on a choisit un modèle avec ce référentiel (lié au rotor) et le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état x_k composé des courants I_d et I_q , la vitesse de rotation, la position du rotor et le couple de charge. Dans ce modèle non linéaire, on a supposé que la vitesse mécanique est un état et pas un paramètre.

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = c(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (V.62)$$

Avec :

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} (1 - T_s \frac{R_s}{L_d}) I_d + p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} I_q + T_s \frac{1}{L_d} u_d \\ (-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q}) I_d + (1 - T_s \frac{R_s}{L_q}) I_q - T_s \frac{\Phi_f}{L_q} p\Omega + T_s \frac{1}{L_q} u_q \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_q I_d + pT_s \frac{\Phi_f}{J} I_q + (1 - T_s \frac{F}{J}) \Omega - T_s \frac{1}{J} Cr \\ \theta + T_s \Omega \\ Cr \end{bmatrix} \quad (V.63)$$

et:

$$c = [I_d \quad I_q]^T \quad (V.64)$$

V.3.3.4. Détermination des matrices F et C

Les matrices de linéarisation F et C nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement.

Elles sont données comme suit:

$$F(k) = \begin{bmatrix} (1 - T_s \frac{R_s}{L_d}) & p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} & T_s \frac{pL_q}{L_d} I_q & 0 & 0 \\ (-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q}) & 1 - T_s \frac{R_s}{L_q} & -T_s \frac{p\Phi_f}{L_q} - T_s \frac{pL_d}{L_q} I_d & 0 & 0 \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_q & pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_d + pT_s \frac{\Phi_f}{J} & 1 - T_s \frac{F}{J} & 0 & -\frac{T_s}{J} \\ 0 & 0 & T_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.65)$$

$$C(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.66)$$

V.3.3.5. Choix des matrices de covariance Q et R :

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre.

Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors

un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur.

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R .

V.3.3.6. Présentation du système simulé :

La structure de commande est présentée à la figure (V.21). Les entrées du filtre de Kalman sont les courants, les tensions et le couple résistant. Les tensions et les courants sont définis à partir de la transformation de Park calculée à partir de la position estimée issue du filtre de Kalman. La cinquième entrée du filtre est l'estimation du couple résistant

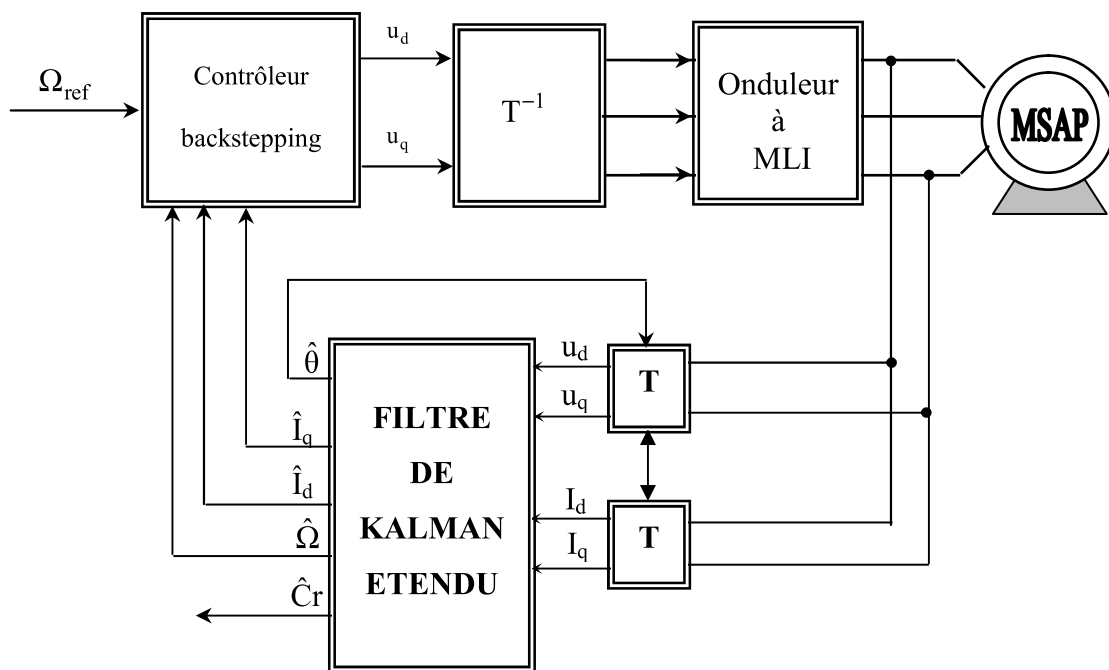


Figure V.21 : Commande backstepping en vitesse avec application du filtre du Kalman étendu

V.3.3.7. Résultats de simulation :

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à divers tests de simulation, pour une commande backstepping en vitesse.

La figure (V.22), montre une réponse de vitesse évaluée comme suit: à l'instant initial, on applique un échelon de vitesse de 100 rad/s. A $t=0.25s$, on applique un couple de charge de 5Nm.

On observe que les résultats d'estimation sont très satisfaisants en terme de robustesse. En effet, la figure (V.22) montre que les erreurs d'estimation sont faibles, même lors des variations importantes de la Charge. On peut noter aussi que, ce filtre donne des bons résultats aux basses vitesses.

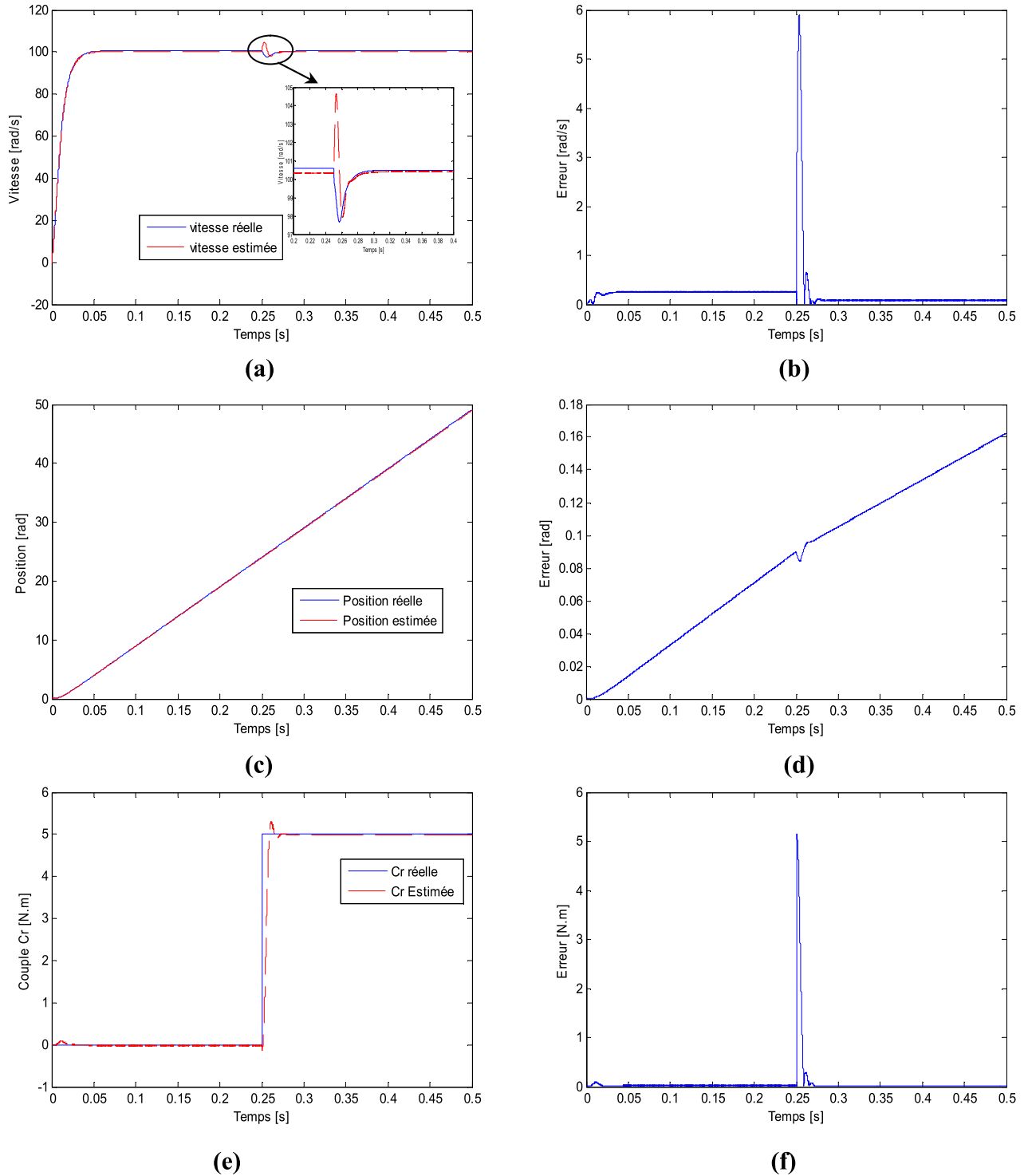


Figure V.22 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide avec l'application d'une charge de 5 N.m à l'instant $t=0.25s$ du MSAP commande backstepping

- (a) vitesse réelle et estimée
- (b) erreur d'estimation de la vitesse.
- (c) position réelle et estimée
- (d) erreur d'estimation de la position.
- (e) couple Cr réel et estimé
- (f) erreur d'estimation du couple Cr

D'après les résultats de simulation de la figure (V.23), qui montre l'évolution de la (vitesse, position) réelle et estimée, dans le cas de (consigne de vitesse de $+ 100 \text{ rad/s}$ et $- 100 \text{ rad/s}$ avec un $C_r = 0$), la performance des réponses du système reste satisfaisante, même remarque on peut la constater pour l'estimateur de filtre de Kalman. Il est bien clair, d'après ces résultats, que cet algorithme de réglage sans capteurs proposé possède une large capacité de réglage de vitesse et une bonne réponse aussi bien en transitoire qu'en statique

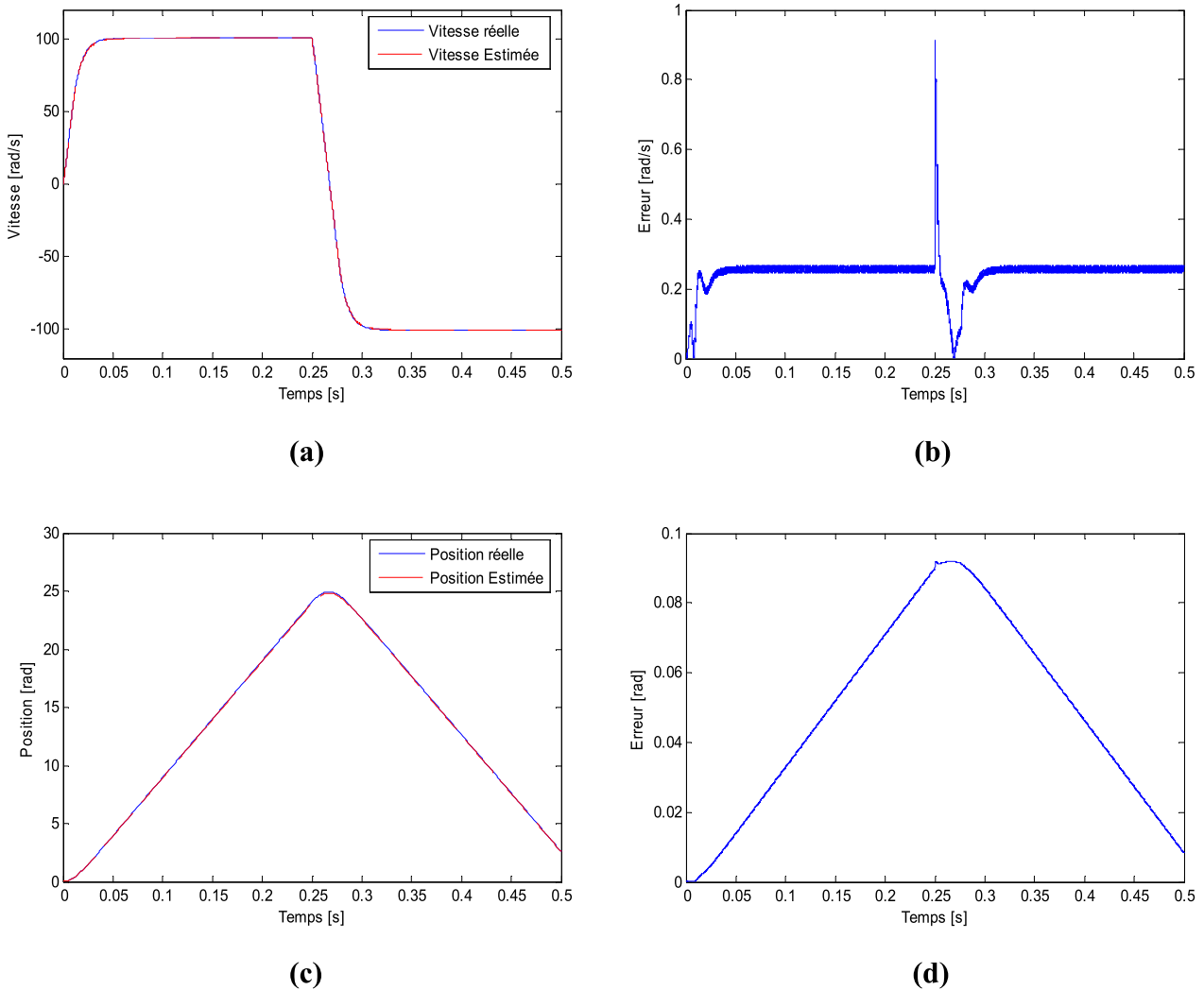


Figure V.7 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation de $\pm 100 \text{ rad/s}$ à $t=0.25 \text{ s}$

- (a) vitesse réelle et estimée (b) erreur d'estimation de la vitesse.
(c) position réelle et estimée (d) erreur d'estimation de la position.

V.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons mis le modèle mathématique du système (machine synchrone à aimants permanents – redresseur – bus continu) sous une forme d'état appropriée et directement exploitable pour des fins de contrôle.

Ensuite nous avons fait une application de la commande par mode de glissement sur la génératrice synchrone à aimants permanents.

Les résultats de simulation montrent, que les réponse sans rapide et sans dépassement avec une performance et robustesse.

Ce chapitre a permis de présenter les outils mathématiques utilisés pour l'application du filtre de Kalman à la commande backstepping sans capteur mécanique de la vitesse et de la position d'un moteur synchrone à aimants permanents.

Globalement, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse et de la position sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversion de sens de rotation).

Conclusion générale

Conclusion générale :

Les travaux présentés dans cette thèse ont essentiellement porté sur les techniques de commandes de la machine synchrone à aimant permanent et leurs applications dans le domaine industriel.

On a d'abord présenté dans le premier chapitre l'état de l'art des différentes stratégies de commandes de la machine synchrone à aimants permanents ce qui nous a permis d'ouvrir les différents axes d'étude.

Ensuite on a modélisé la MSAP en utilisant le modèle de Park, La modélisation du moteur synchrone à aimants permanents par les équations d'état dans la référentiel (d,q) nous a été très bénéfique, du fait qu'elle nous amène de conclure que, le moteur synchrone à aimants permanents peut être commandé en utilisant la transformation de Park (d,q).

La modélisation est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse, elle nous permet de simuler la machine et d'en déduire les lois de commande en manipulant les équations décrivant le comportement de la machine.

Nous avons présenté la commande de la machine synchrone à aimants permanents via cinq différentes structure de commande :

La commande vectorielle par orientation du flux FOC à MLI. Grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple de la machine, par conséquent le contrôle de la vitesse sera plus simple.

La commande directe du couple (DTC), pour mettre en œuvre cette commande (DTC) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple. La DTC, est aussi simple, son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique

Et puisque les systèmes industriels ont souvent un comportement significativement non linéaire. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement est souvent inadaptée pour les besoins de la commande, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires.

Pour contourner le problème de la non linéarité trois commandes robustes ont été étudiées et simulées :

La première technique non linéaire appliquée à la machine à aimants permanents est la commande par linéarisation entrée/sortie. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé par le biais d'un bouclage statique, dont le but d'assurer la commande de la vitesse et du courant.

Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques.

La deuxième technique basée sur la technique de mode glissant tout en garantissant la robustesse par la commande discontinue. Afin de remédier au problème des broutements (chattering), la fonction signe est remplacée par une fonction continue lisse.

La troisième technique est la commande par backstepping des systèmes non linéaires qui est une technique relativement récente. Elle est apparue à la fin des années 80. Cette technique offre une méthode systématique, en combinant la notion de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception pour résoudre les problèmes de commande des systèmes d'ordre plus élevé, ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation.

Pour ces stratégies de commande, nous avons obtenu des résultats intéressants à savoir :

- Poursuite de la consigne parfaite.
- Erreur statique pratiquement nulle en régime permanent.
- Rejet de la perturbation.
- Insensibilité aux variations paramétriques de la machine asynchrone

Cependant, elle reste l'application de la machine synchrone à aimants permanents dans le domaine industriel ou nous avons choisi deux applications l'un dans les éoliennes et l'autre dans les machines à laver.

Les énergies renouvelables (hydraulique, solaire, éolienne, géothermique,...) ne représentent actuellement qu'environ 20 % de la production mondiale d'électricité ; les défis du futur

énergétique nécessiteraient le développement des énergies renouvelables comme sources de substitution, propres et inépuisables.

Dans ce contexte, la filière éolienne représente le créneau à plus forte croissance dans la production d'électricité. Parallèlement au marché de la génération éolienne de forte puissance, se développent de plus en plus des systèmes de petite taille en site isolé. Ces derniers s'adaptent bien aux spécificités de notre pays, l'Algérie. Ce qui justifie quelque peu le choix de cette technologie pour notre présente étude.

La deuxième application est pour les machines à laver où nous avons présenté une description générale d'un contrôle non linéaire sans capteurs de vitesse et de position d'un MSAP alimenté par un onduleur de tension à MLI grâce à l'utilisation d'un observateur d'ordre complet étendu basé sur le filtre de Kalman. L'entraînement direct du moteur synchrone à aimants permanents représente une solution attrayante en raison de sa capacité et des performances dynamiques élevées. Dans une laveuse à entraînement direct, l'arbre du rotor est directement couplé à la corbeille ou le tambour sans courroie, poulie, roues, et boîte de vitesses plus.

Ainsi, il est facile de limiter explicitement le courant par un simple bloc de saturation, ce qui peut entraîner soit un dépassement, soit quelques oscillations au niveau de la sortie à réguler (vitesse), et ce, à cause de l'action intégrale sur la vitesse, utilisée pour annuler l'erreur statique. Pour pallier cet effet indésirable, il suffit d'ajouter un système anti-saturation.

Ce travail pourra être amélioré et avoir des perspectives en considérant :

- La réalisation pratique de ces méthodes de commande
- Examiner la mise en œuvre de la commande non linéaire prédictive
- Utilisation des régulateur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire

ANNEXES

Annexe A

MLI vectorielle

A) MLI vectorielle :

Dans cette modulation on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteur complémentaires. Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_i

A.1. Les étapes de la réalisation des blocs de SVM

- Détermination des tensions de références V_a, V_B
- Détermination des secteurs.
- Calcul des variables X, Y et Z.
- Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur
- Génération des signaux modulateurs T_{aon}, T_{bon} et T_{con}
- Génération des séries d'impulsions T_a, T_b et T_c .

A.1.1. Détermination des tensions de références V_α, V_β

Ce bloc permet de projeter les tensions triphasées dans le référentiel (α, β) en effectuant la transformation de Clarke sous simulink, on obtient

A.1.2. Détermination des secteurs :

Généralement, le secteur est déterminé par l'angle θ où $\theta = \frac{V_\beta}{V_\alpha}$. Dans cet approche le secteur est

déterminé par une méthode simple basée sur les tensions (V_α, V_β)

Si $V_\beta > 0, A = 1;$

Si $\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta > 0 B=1;$

Si $\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta > 0, C = 1.$

Ensuite, le secteur contenant le vecteur de tension peut être décidée en fonction de $N = A + 2B + 4C$, énumérés dans le tableau I

Sector	I	II	III	IV	V	VI
N	3	1	5	4	6	2

Tableau 01 : Le secteur contenant le vecteur tension en fonction du N

A.1.3. Calcul des variables X, Y et Z.

Les trois variables sont données par les équations suivantes

$$X = \sqrt{3}T_s V_\beta / V_{dc}$$

$$Y = T_s (\sqrt{3}V_\beta + 3V_\alpha) / 2V_{dc}$$

$$Z = T_s (\sqrt{3}V_\beta - 3V_\alpha) / 2V_{dc}$$

A.1.4 Calcul de T_1 et T_2 :

Dans cette étape le bloc calcul les temps t_1 et t_2 pour chaque secteur à partir des valeurs de X, Y et Z suivant le tableau ci-dessous :

N	1	2	3	4	5	6
T_1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T_2	Y	-X	X	Z	-Y	Z

Tableau 02: T_1 et T_2 en fonction de X, Y et Z

A.1.5) Détermination de T_{aon} , T_{bon} et T_{con} :

Ce bloc génère les signaux modulateurs d'après les formules suivantes :

$$T_{aon} = (T_s - T_1 - T_2) / 4, T_{bon} = T_{aon} + T_1 / 2, \text{ and } T_{con} = T_{bon} + T_2 / 2,$$

A.1.6) Détermination de T_a , T_b et T_c :

Ce bloc génère des séries d'impulsions qui serviront par la suite à réaliser les signaux de commande entrant dans le modèle de l'onduleur, suite à la comparaison des signaux modulateurs avec une porteuse triangulaire de haute fréquence.

Les signaux T_{xon} sont ordonnés d'une manière bien précise (tableau ci-dessous)

N	1	2	3	4	5	6
T_a	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}
T_b	T_{aon}	T_{con}	T_{bon}	T_{bon}	T_{aon}	T_{con}
T_c	T_{con}	T_{bon}	T_{con}	T_{aon}	T_{bon}	T_{aon}

Tableaux 03 : assignement des signaux T_{xon} aux registres T_a , T_b et T_c

Figure (A.1), illustre le modèle global de SVPWM.

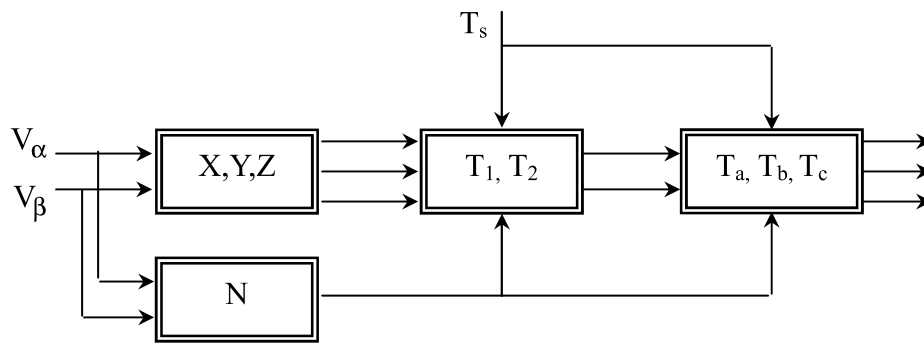


Figure A.1 : Modèle global de SVPWM.

Figure (A.2), représente V_a la tension de phase de sortie,

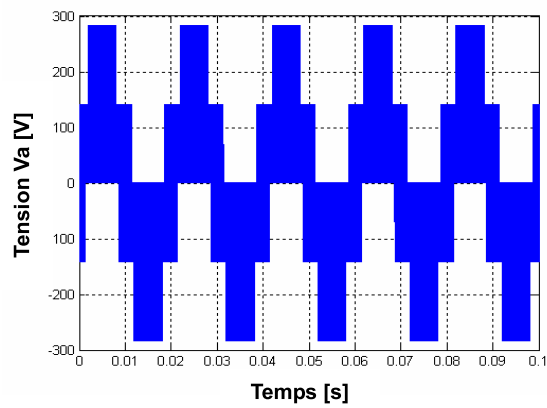


Figure A.2: tension de phase V_a

Tous les résultats sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK 7.0.1 en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta

Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié : [30]

Paramètres	Valeur
Fréquence	50 Hz
Puissance	3 kW
tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4 Ω
Inductance longitudinale Ld	0.0066 H
Inductance transversale Lq	0.0058 H
Flux d'aimant	0.154 Wb
Coefficient de frottement	0.00038 N.m.s/rad
Inertie	0.00176 kg.m ²
Vitesse de rotation nominale	105 rad/s

Annexe B

Commande adaptative MRAC

B) Commande adaptative à modèle de référence à la MSAP :

La commande par modèle de référence (MRAC) permet de désensibiliser l'ensemble du variateur de vitesse aux variations des paramètres de l'actionneur.

Les étapes pour désigner les systèmes MRAC sont données par Landau comme suite :

- **Etape 1 :** Transformer un système MRAC à système feed-back standard équivalent composé de deux blocs.
- **Etape 2 :** Cherchons une solution qui appartient aux lois d'adaptation et apparaissent dans la voie feed-back dans les systèmes équivalents.
- **Etape 3 :** Cherchons des solutions qui apparaissent dans la voie feed-back soit représentée par une fonction de transfert réelle positive. Ceci assure une stabilité globale du système.

La figure (1) donne la structure de la commande adaptative à modèle de référence appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

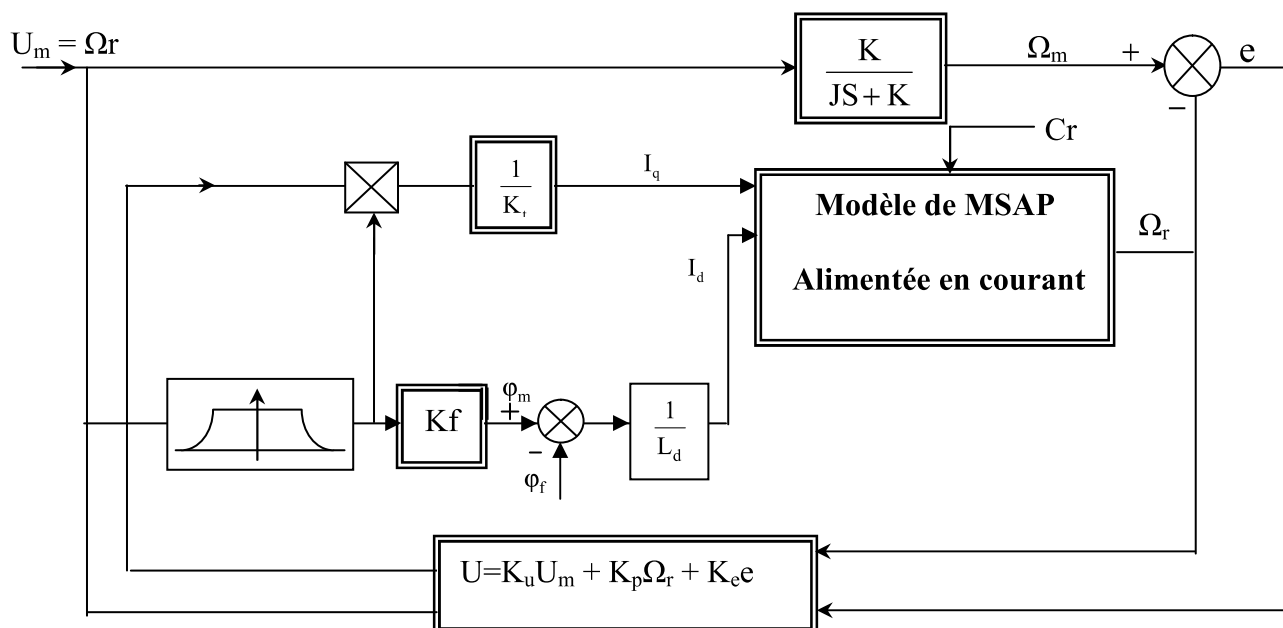


Figure B.1 : Structure de la commande adaptative à modèle de référence appliquée à la machine synchrone à aimants permanents

Pour raison de simplification, nous avons choisi un modèle de référence de premier ordre :

$$\frac{J}{K} \frac{d\Omega_{rm}}{dt} + \Omega_{rm} = \Omega_{ref}$$

Ainsi l'algorithme relatif à ce type de commande est composé de deux parties essentielles, l'une sert au découplage et l'autre à l'adaptation qui se réduit au modèle de référence et au régulateur adaptatif.

B.1) Modèle de référence :

$$\frac{\Omega_{rm}(S)}{\Omega_{ref}} = \frac{K}{TS + K}$$

B.2) Régulateur adaptatifs :

$$X_1 = yU_m = y\Omega_{ref}$$

$$X_2 = yX = y\Omega_r$$

$$X_3 = ye$$

nous avons :

$$K_u = K_{u0} + \beta X_1 + \int_0^t \alpha X_1 dt$$

$$K_p = K_{p0} + \beta X_2 + \int_0^t \alpha X_2 dt$$

$$K_e = K_{e0} + \beta X_3 + \int_0^t \alpha X_3 dt$$

$$e = \Omega_m - \Omega_r$$

$$y = D \times e$$

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] N. Bernard, “Machine synchrone de la boucle ouverte a l’autopilotage”, Revue 3EI, N° 30, Septembre 2002, pp. 24-39
- [2] S. Nakashima, Y. Inagaki, and I. Miki, “Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor”, IEEE Tran. On industry applications, Vol. 36, N°. 6, November/December 2000
- [3] A. Ghazel, B. Fornel et J. Hapiot, “Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone” J. Phys. III France 6 (1996) 943-958 July 1996, p. 943
- [4] S. Meziane, “Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone”, Thèse de Doctorat en science université mentouri constatine Algérie 2009.
- [5] N. M. Babak, “Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres”, Thèse de Doctorat l’institut national polytechnique de lorraine France 2001.
- [6] A. Schwery, “Contrôle vectoriel d’une machine asynchrone dans un référentiel orienté selon le flux statorique”, Ecole polytechnique fédérale de lausanne thèse N°1927 (1999)
- [7] A. Kaddouri, “Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse Doctorat département de génie électrique et de génie informatique faculté des sciences et de génie université laval Québec Novembre 2000
- [8] M. Kadjoudj, M. Benbouzid, C. Ghennai, and D. Diallo, “Robust Hybrid Current Control for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive”, IEEE Tran. On energy conversion, Vol. 19, N°. 1, March 2004
- [9] C. Pereram F. Blaabjerg, and J. Pedersen, “A Sensorless, stable V/F control method for permanent-magnet synchronous motor drives”, IEEE Tran. On industry applications, Vol. 39, N°. 3, May/June 2003
- [10] M. Rahimi, M. Momeni and k. Abbaszadeh, “A new approach to minimize torque pulsations in PMSM driven by field oriented control”, International symposium on power electronics, electrical drives, automation and motion SPEEDAM 2010
- [11] A. Gloea, “Contribution au développement d’une méthodologie de conception des associations convertisseurs - machines”, Thèse de Doctorat, université de Grenoble, France 1994
- [12] F. Morel, J. Rétif, X. Lin-Shi, and C. Valentin, “Permanent magnet synchronous machine hybrid torque control”, IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 55, N°. 2, February 2008
- [13] M. Rahman, L. Zhong, and M. E. Haque, “A Direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive without a speed sensor” IEEE Tran. On energy conversion, Vol. 18, N°. 1, March 2003
- [14] A. Benaskeur, “Aspects de l'application du backstepping adaptatif a la commande décentralisée des

- systèmes non linéaires”, Thèse de Doctorat département de génie électrique et de génie informatique faculté des sciences et de génie université laval Quebec 2000.
- [15] I. Baik, K. Kim, and M. Youn, “Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique” IEEE Tran. On control systems technology, Vol. 8, N°. 1, January 2000
- [16] H. Ren, and D. Liu, “Nonlinear feedback control of chaos in permanent magnet synchronous motor” IEEE Tran. On circuits and systems-II: Express Briefs, Vol. 53, N°. 1, January 2006.
- [17] S. Chi, Z. Zhang, and L. Xu, “Sliding mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications”, IEEE Tran. On industry applications, Vol. 45, N°. 2, March/April 2009.
- [18] E. Slotine and W. Li, “Applied nonlinear control”, Parentice hall Englewood Cliffs. New Jersey 1991
- [19] C. Lai and K. Shyu, “A Novel Motor Drive Design for Incremental Motion System via Sliding-Mode Control Method” IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 52, N°. 2, April 2005
- [20] J. Zhou and Y. Wang, “Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor”, IEE Proc. Electr. Power application Vol. 149, No. 2, March 2002
- [21] Y. Dahu, J. Zhicheng, “Backstepping speed control of PMSM based on equivalent input disturbance estimator”, Proceedings of the 29th Chinese Control Conference July 29-31, 2010, Beijing, China
- [22] K. Johan, B. Wittenmark, “Adaptive Control” library of conger cataloguing 1989
- [23] G. Grellet, G. Clerc, “Actionneurs électrique Principe/Modèle/Commande”, Eyrolles, deuxième édition 2000.
- [24] H. Jin, J. Lee “An RMRAC Current regulator for permanent-magnet synchronous motor based on statistical model interpretation”, IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 56, N°. 1, January 2009
- [25] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, “Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives”, IEEE Tran. On industry applications, Vol. 39, N°. 6, November/December 2003
- [26] B. Multon, “Les machines synchrones autopilotées”, Ecole normale supérieure de Cachan, 2004
- [27] F. Meier, “Permanent magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications” Royal Institute of Technology School of electrical engineering electrical machines and power electronics Stockholm 2008
- [28] www.sitelec.org/cours.htm
- [29] J. Farooq, “Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents”, Thèse de doctorat de l’université de technologie de Belfort- Montbeliard 2008.
- [30] http://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_courant_continu
- [31] C. Mi, R. Slemon, L. Fellow and R. Bonert, “Modeling of Iron Losses of Permanent-Magnet Synchronous Motors”, IEEE Tran. On industry applications, Vol. 39, N°. 3, May/June 2003
- [32] J. Kinnunen, “Direct-on-line axial flux permanent magnet synchronous generator static and dynamic performance”, Thesis for the degree of Doctor of Science University of Technology, Lappeenranta, Finland November, 2007.

- [33] L. Gasc, “Conception d’un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande”, Thèse de doctorat l’institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [34] R. Lateb, “Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps application à la propulsion marine par POD”, Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2006
- [35] P. Pilly and R. Krishnan, “Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive”, IEEE Tran. On industry applications, Vol. 25, NO. 2, March/April 1989
- [36] P. Pilly and R. Krishnan, “Modeling of Permanent Magnet Motor Drives”, IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 35, N° 4, November 1988
- [37] R. Abdessemed, M. Kadjouj, “Modélisation des machines électriques”, Presse de l’université de Batna 1997
- [38] L. Lasse, “Analysis of torque and speed ripple producing nonidealities of frequency converters in electric drives”, Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology) University of Technology, Lappeenranta, Finland November 2004
- [39] N. Urasaki, T. Senjyu and K. Uezato, “A Novel Calculation Method for Iron Loss Resistance Suitable in Modeling Permanent-Magnet Synchronous Motors”, IEEE Tran. On energy conversion, Vol. 18, N°. 1, March 2003
- [40] N. Urasaki, T. Senjyu and K. Uezato, “Investigation of Influences of Various Losses on Electromagnetic Torque for Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors”, IEEE Tran. On power electronics, Vol. 18, N°. 1, January 2003
- [41] N. Babak, , “Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres”, Thèse de Doctorat l’Université de Téhéran, Iran, 2001
- [42] B. Welchko, T. Jahns, and S. Hiti, “IPM Synchronous Machine Drive Response to a Single-Phase Open Circuit Fault”, IEEE Tran. On power electronics, Vol. 17, N°. 5, September 2002
- [43] M. Rashed, P. MacConnell, A. F. Stronach, and P. Acarnley; “Sensorless Indirect-Rotor-Field-Orientation Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor With Stator-Resistance Estimation”, IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 54, N°. 3, June 2007
- [44] K. Yahia, A. Menacer, A. Benakcha, F. Benchabane, D. Taibi, “Commande vectorielle sans capteurs de vitesse et de position avec estimation du couple de charge du moteur synchrone a aimants permanents”, First International Conference on Electrical Systems PCSE’05 May 9-11 2005, O.E. Bouaghi Univ. Algeria
- [45] M. Boussak, R. Pilioua-Sendo, “Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l’estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants”, 16ème journées Tunisiennes d’Electrotechnique et d’automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre 1996

- [46] D. Ocen, “Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor”, Master's Degree Project Stockholm, Sweden 2005.
- [47] Y.A. Chapuis, D. Roze, and J. Davoine “Principles and Implementation of Direct Torque Control by Stator Flux Orientation of an Induction Motor”, IEEE APEC Conf. Rec., vol. 1, pp.185-191, February 1995
- [48] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, “Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives” IEEE Tran. On power electronics, Vol. 12, N°. 3, May 1997
- [49] H. Yantour, J. Saadi, et A. Khoumsi, “Modélisation et simulation d’une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) ”, 6^e Conférence Francophone de Modélisation et MOSIM’06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc
- [50] A. Elbacha, M. Lamchich, M. Cherkaoui, “Contrôle direct de couple d’une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement”, 4^{ème} Conférence Internationale – JTEA’06, 12 – 14 mai 2006, université de Tlemcen Algérie.
- [51] C. Yongjun, H. Shenghua, W. Shanming, and W. Fang, “A direct torque controlled permanent magnetic synchronous motor system based on the new rotor position estimation”, Proceedings of the 26th Chinese Control Conference July 26-31, 2007, Zhangjiajie, Hunan, China
- [52] B. Chunyuan , R. Shuangyan , M. Liangyu, “Sensorless DTC of Super High-speed PMSM”, Proceedings of the IEEE International conference on automation and logistics August 18 - 21, 2007, Jinan, China
- [53] D. Sun, H. Yikang, “A Modified Direct Torque Control for PMSM under Inverter Fault”, College of electrical engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China
- [55] D. Ocen, L. Romeral, J. A. Ortega, J. Cusido, A. Garcia, “Discrete space vector modulation applied on a PMSM motor”, EPE-PEMC, Portoroz, Slovenia 2006.
- [56] F. Morel, J. Rétif, X. Lin-Shi, and C. Valentin , “Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control”, IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 55, N°. 2, February 2008
- [57] E. Kim, and S. Lee, “Output Feedback Tracking Control of MIMO Systems Using a Fuzzy Disturbance Observer and its Application to the Speed Control of a PM Synchronous Motor”, IEEE Tran. On fuzzy systems, Vol. 13, N°. 6, DECEMBER 2005
- [58] R. Errouissi, “Contribution à la commande prédictive non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse Doctorat en ingénierie, université du Québec 2010
- [59] G. Zhu, L. A. Dessaint, and O. Akhrif, “A Nonlinear State Observer for the Sensorless Control of a Permanent-Magnet AC Machine”, IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 48, N°. 6, December 2001
- [60] I. Baik, K. Kim, and M. Youn, “Robust Nonlinear Speed Control of PM Synchronous Motor Using Boundary Layer Integral Sliding Mode Control Technique” IEEE Tran. On control systems technology, Vol. 8, N°. 1, January 2000

- [61] I. Baik, K. Kim, and M. Youn “Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using adaptive and sliding mode control techniques” IEE Proc/Electr. Power Appb, Vol 145, N°. 4, July 1998
- [62] G. Zhu, L. A. Dessaint, O. Akhrif, and A. Kaddouri, “Speed tracking control of a permanent magnet synchronous motor with state and load torque observe” IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 47, N°. 2, April 2000
- [63] M. Ahmed, F. M. Karim, M. Abdelkader and B. Abdelber, “Input output linearization and sliding mode control of a permanent magnet synchronous machine fed by a three levels inverter”, Journal of electrical engineering, VOL. 57, N°. 4, 2006, 205–210
- [64] O. Hjini, T. Kaneko, and H. Ohsawa, “ A new controller For PMSM Servo drive Based on the Sliding mode approach with parameter adaptation”, IEEJ Trans. IA, Vo. 123 N°6, 2003
- [65] A. Massoum, M. K. Fellah, A. Meroufel, P. Wira, and B. Bellabes, “Sliding mode control for a permanent magnet synchronous machine fed by three levels inverter using a singular perturbation decoupling”, urnal of electrical & electronics engineering V.5 Istanbul University 2005 .
- [66] F. Boudjima, “Commande par mode de glissement application aux convertisseurs statiques”, Thèse de doctorat université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [67] K. Paponpen and M. Konghirun, “Speed Sensorless Control of PMSM Using An Improved Sliding Mode Observer With Sigmoid Function”, ECTI Tran. On electrical electronics, and communications Vol.5, N°.1 February 2007
- [68] Y. Li, and J. Son and J. Lee, “MSM Speed Controller Using switching algorithm of PD and Sliding Mode Control”, ICROS-SICE International Joint Conference 2009 August 18-21, 2009, Fukuoka International Congress Center, Japan
- [69] S. H. Chang, P. Y. Chen, Y. H Ting, and S. W. Hung, “Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive system” IET Electric Power Application, 2010, Vol. 4, Iss. 6, pp. 441–450
- [70] A.G.Aissaoui, M. Abid, A. Tahour, A.C. Megherbi, “Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors”, 2nd international Conference on Electrical Systems Design & Technologies, Hammamet Tunisia, Nov. 8-10, 2008
- [71] F. Poitiers, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne machine asynchrone à cage autonome -machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau”, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes 2003
- [72] S. Aimani , “Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrée dans un réseau de moyen tension”, Thèse doctorat université des sciences et technologies de Lille 1 France
- [73] L. Louze, “Production décentralisée de l'énergie électrique : Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto excitée”, Thèse de doctorat en sciences faculté des sciences de l'ingénieur département d'électrotechnique université Mentouri – Constantine 2010.

- [74] D. Seyoum , “ The dynamic analysis and control of a self-excited induction generator driven by a wind turbine”, these philosophy doctor university of New south wales 2003.
- [75] V. Rogez , “ Modélisation simplifiée des sources de production décentralisée pour des études de dynamique du réseau. Application a l’intégration d’une production éolienne dan un réseau de distribution insulaire”, Thèse de doctorat université D’artois France 2004
- [76] A. Mirecki , “Etude comparative de chaînes de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance”, Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse France 2005.
- [78] www.wikipedia.org
- [79] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, and S. L. Ho, “Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended kalman filter”, IEEE Tran. On industrial electronics, vol. 49, N°. 1, February 2002
- [80] Y. H. Kim, and Y. S. Kook, “High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF”, EEE Tran. On energy conversion, Vol. 14, N°. 4, December 1999
- [81] R. Dhaouadi, N. Mohan, and L. Norum, “Design and implementation of an extended kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor”, IEEE Tran. On power electronics. Vol. 6. N°. 3. July 1991
- [82] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, “Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position”, IEEE Tran. On industrial electronics, Vol. 46, N°. 1, February 1999
- [83] P. Leconte et M. R. Szechenyi , “Éoliennes ”, Techniques de l’Ingénieur, traité Génie mécanique BM 4 640

Résumé :

Parmi les différents types de moteurs synchrones alternatifs, en trouve la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est devenu un choix très populaire dans la technologie d'entraînement au cours des dernières années en raison de certaines de ses propres caractéristiques avantageuses.

Avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants interrupteurs rapides, a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Ce développement a favorisé l'émergence de différentes stratégies de commandes.

La présente étude a pour deux objectifs le premier lieu est de présenter une étude théorique sur multitude de techniques de commande pour concevoir une loi de commande pour la machine synchrone à aimants permanents plus performante au niveau de la poursuite de trajectoires, du rejet de perturbations, de la stabilité, de la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques, est le deuxième objectif si l'application de la machine synchrone à aimants permanents dans les domaines industriels (éolienne, machine à laver, ...)

Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur synchrone d'atteindre ces performances, la commande vectoriel et la commande directe du couple.

Cependant, son modèle multivariable et non linéaire, ces paramètres qui peuvent varier dans le temps et sa dynamique rapide rendent sa commande plus compliquée.

Dans ce cadre, nous avons présenté trois commandes non linéaires, la commande par linéarisation entrée-sortie, la commande par mode de glissement et la commande backstepping.

Des simulations numériques sur Matlab/Simulink ont été implantées pour valider les méthodes proposées.

Mots clés : *Machine synchrone a aimants permanents (MSAP), Onduleur de tension, Commande vectorielle (FOC), Commande directe du couple (DTC), Commande non linéaire, commande mode de glissement, commande bacstepping, LYAPUNOV, Filtre de kalman.*

Abstract :

Among of the different types alternative synchronous motors, in found the permanent magnet synchronous machine (PMSM) has become a very popular choice in drive technology in recent years because due to some its own characteristic advantageous

With the progress in power electronics associated with the appearance of fast components switches, caused significant changes in the design of systems control/regulators. This development has encouraged the emergence of various commands: Vector Control, non-linear and predictive control... etc

This study has two objectives for the first is to present a theoretical study for multiple control techniques to design a control law for permanent magnet synchronous machine more efficient at trajectory tracking capability, stability guarantee, constraints respecting, robustness to parameters variations and disturbance rejection. The second objective if the application of permanent magnet synchronous machine in the industrial fields (wind energy, washing machine,)

In recent years several techniques have been developed to allow the synchronous drive to achieve this performance, vector control and direct torque control.

However, the multivariate model and nonlinear, these parameters may vary over time and fast dynamics make it more complicated control.

In this context, we presented three non-linear controls, the control input-output linearization, the sliding mode control and the control by backstepping.

Some numerical simulations tests are realised and the obtained results demonstrate the efficiency and the dynamic performances of the proposed strategy.

Keyword: permanent magnet synchronous machine (PMSM), inverter Voltage, Vector control, direct torque control, non linear control, sliding mode control, Backstepping control, LYAPUNOV, Kalman filter

ملخص :

من بين أنواع المحركات المتزامنة ثلاثية الطور نجد المحرك المتزامن متزامن ذو المغناطيس الدائم الذي أصبح في السنوات الأخيرة خيارا شعبيا للغاية في مجال تكنولوجيا المحركات بسبب بعض الميزات المفيدة.

و مع تقدم إلكترونيك الاستطاعة المرتبط بظهور عناصر و مفاتيح جد سريعة، بسبب التغيرات الكبيرة في تصميم أنضمه التحكم / الضبط و قد شجع هذا التطور على ظهور تقنيات تحكم مختلفة.

يوجد هدفان أساسيان لهذه الدراسة : الأولى هي تقديم دراسة نظرية و تطبيقية لعدة أساليب التحكم لتصميم قانون الرقابة على المحرك المتزامن ذو مغناطيس الدائم أكثر كفاءة في متابعة مسارات الضبط و عدم التأثير بالاضطرابات الخارجية، الاستقرار والمتانة، و الهدف الثاني هو تطبيق المحرك المتزامن ذو مغناطيس الدائم في المجالات الصناعية (طاقة الرياح، الغسالة المنزلية...)

في السنوات الأخيرة تم تطوير تقنيات عدة للسماح للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم لتحقيق هذا الأداء، منها التحكم الشعاعي والتحكم المباشرة لعزم الدوران.

ومع ذلك، فإن طرق التحكم تصبح أكثر تعقيدا في نموذج غير خطي متعدد المتغيرات، حيث تتغير معاملات الآلة مع الزمن، و في هذا السياق قمنا بتطبيق ثلاث طرق غير خطية للتحكم و التي نذكر منها التحكم الغير خطي مدخل/مخرج و التحكم الإنزلاقي و التحكم و التحكم بواسطة باكستبين.

اختبارات المحاكاة الرقمية تم انجازها و النتائج المحصل عليها تدل على كفاءة الأداء الديناميكي الاستراتيجي للتقنيات المقترحة

الكلمات المفتاحية : الآلة المتزامنة ذو المغناطيس الدائم ، التحكم الشعاعي، التحكم المباشر عزم الدوران، التحكم الغير خطي مدخل/مخرج، التحكم الإنزلاقي، و التحكم بواسطة باكستبين، ليابونوف، مرشح كالمان.
