

Ecole Nationale Polytechnique



THESE

Présentée au Laboratoire de Commande des Processus
en vue de l'obtention du titre de

Docteur d'Etat

en Génie Electrique
par

Lazhari NEZLI

Magister en Génie Electrique de l'ENP

Thème

**Contribution à la commande par les techniques modernes
des machines synchrones**

Soutenue publiquement le 03 Mai 2006

devant le jury composé de:

D. BERKANI	Professeur à l'E.N.P	Président
M.S. BOUCHERIT	Professeur à l'E.N.P	Rapporteur
F. BOUDJEMA	Professeur à l'ENP	Examinateur
M.O. MAHMOUDI	Maître de conférences à l'E.N.P	Examinateur
S. ABUDURA	Maître de conférences au C.U.Médéa	Examinateur
M.E. SIFI	Chargé de mission en SNTF	Invité



THESE

présentée au Laboratoire de Commande des Processus
en vue de l'obtention du titre de

Docteur d'Etat

en Génie Electrique
par

Lazhari NEZLI

Magister en Génie Electrique de l'ENP

Thème

Contribution à la commande par les techniques modernes des machines synchrones

Soutenue publiquement le

devant le jury composé de:

D. BERKANI	Professeur à l'E.N.P	Président
M.S. BOUCHE	Professeur à l'E.N.P	Rapporteur
F. BOUDJEMA	Professeur à l'ENP	Examineur
M.O. MAHMOUDI	Maître de conférences à l'E.N.P	Examineur
S. ABUDURA	Maître de conférences au C.U.Médéa	Examineur
M.E. SIFI	Chargé de mission en SNTF	Invité

ملخص :

الهدف من هذا العمل، هو استعراض استخدام تقنيات الآلية العصرية، للتحكم في عمل الماكنة المتزامنة. بعد تمثيل الماكنة بمعادلاتها الكهربائية، تم التحكم في سرعة الماكنة بتطبيق بنية تسلسلية للماكنة المتزامنة المغذات بالتيار، بإتباع التحكم التآقلمي، التحكم بالنظام الإنزلاقي والتحكم الإستشراقي المستقبلي العام على الترتيب. وبتطبيق التحكم الإنزلاقي، التناسبي، التكاملي الإستقائي وبوجود الباكستابين قمنا بدراسة التحكم في وضعية الماكنة ذات المغناط الدائمة. وفي الأخير وفقنا بتطبيق نوعين من التحكم الشعاعي، مع التحكم في سرعة الماكنة المتزامنة ذات النجمتين. النتائج المحصل عليها سمحت بتقييم مدى نجاعة هذه التقنيات.

كلمات مفتاحية: الماكنة المتزامنة، التحكم الشعاعي، التحكم التآقلمي، التحكم الإستشراقي، التحكم الإنزلاقي، التحكم التناسبي التكاملي الإستقائي، الباكستابين.

Résumé:

Le travail présenté dans ce mémoire concerne, l'application des techniques de l'automatique moderne dans la commande de la machine synchrone. Après avoir modélisé la machine nous avons, dans un premier lieu commandé la vitesse en adoptant une structure en cascade de la machine synchrone alimentée en courant par successivement, une commande adaptative, une commande par mode glissement et une commande prédictive généralisée. Par la suite nous avons abordé une commande en position de la machine synchrone à aimants permanents en adoptant une commande par mode glissement-PID/Backstepping. Enfin deux types de commande vectorielle (id nul et id constant) avec une régulation de la vitesse de la machine synchrone à double étoile ont été étudiés. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances de ces techniques.

Mots Clé. Machine synchrone, Commande prédictive généralisée, Commande adaptative, Commande vectorielle, Commande par mode de glissement, commande par PID/Backstepping.

Abstract.

The work presented in this thesis concerns, the application of the modern automatic control techniques in the synchronous machine regulation and drive. After having modelled the machine we have, in first regulated speed by adopting a cascade structure of the current fed synchronous machine by successively, an adaptive controller, a sliding mode controller and a generalized predictive controller. Then, we developed a sliding mode PID/Backstepping controller for the position control of a permanent magnet synchronous machine. Finally two types of field oriented control realizing speed regulation of the double star synchronous machine are studied. The obtained simulation results allowed highlighting the properties of the developed techniques.

Key Words. Synchronous machine, Field oriented control, Sliding mode control, PID/ Back stepping, Generalized predictive control, Adaptive control.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE



INTRODUCTION GENERALE1

Chapitre I : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

I.1. Description et modélisation de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant...	4
I.1.1 Description du moteur synchrone autopiloté alimenté en courant.....	4
I.1.2 Le principe d'autopilotage	5
I.1.3 Description du système à régler.....	6
I.1.4 Modélisation du redresseur.....	9
I.1.5 Modélisation de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant	10
I.1.6 Modèle du système à régler	18
I.2 Description et modélisation de la machine synchrone à aimants permanent.....	18
I.2.1 Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanent.....	19
I.2.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent.. ..	21
I.3 Description et modélisation de la machine synchrone à double étoile.....	22
I.3.1 Description de la machine synchrone à double étoile.....	23
I.3.2 Modèle mathématique de la machine synchrone à double étoile.....	23
I.3.3 Application de la transformation de Park.....	27
I.3.4 Modélisation de la machine synchrone à double étoile sans amortisseurs.....	28
I.4 Introduction.....	31

Chapitre II : COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT

II.1 Commande adaptative à modèle de référence en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant	
II.1.1 Principe de la commande adaptative par modèle de référence	33
II.1.2 Description mathématique du système adaptative à modèle de référence.....	33
II.1.3 Commande adaptative par poursuite d'un modèle.....	34
II.1.4 Description et modélisation du système à régler.....	35
II.1.5 Résultats de simulation.....	35
II.1.6 Conclusion.....	36
II.2 Commande prédictive généralisée de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant	

II.2.1	Commande prédictive généralisée.....	40
II.2.2	Description et modélisation du système à régler.....	41
II.2.3	Résultats de simulation.....	42
II.3	Commande par mode de glissement en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant	
II.3.1	Théorie de la commande par mode de glissement.....	45
II.3.2	Réglage par mode de glissement.....	45
II.3.3	Conception de la commande par mode de glissement.....	46
II.3.4	Expression analytique de la commande.....	48
II.3.5	Description et modélisation du système à régler.....	49
II.3.6	Réglage en cascade.....	50
II.3.7	Résultats de simulation.....	52
II.3.8	Conclusion.....	52
Chapitre III: ON SLIDING MODE BASED NON LINEAR PID DESIGN FOR POSITION CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE WITH UNKNOWN LOAD TORQUE		
III.1	Introduction.....	59
III.2	Problem	60
III.3	Sliding Mode and PID/Backstepping Control Design.....	63
III.4	Comparative Study.....	67
III.5	Simulation.....	69
III.6	Conclusion.....	70
Chapitre IV : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A DOUBLE ETOILE		
Introduction.....		81
IV.1	Commande découplée à couple optimal de la machine synchrone à double étoile et à pôles saillants alimentée par onduleurs à trois niveaux	
IV.1.1	Introduction.....	82
IV.1.2	Description du système proposé.....	82
IV.1.2.1	Modélisation de la machine synchrone à double étoile.....	83
IV.1.2	Alimentation de la machine.....	83
IV.1.3	Commande vectorielle.....	84
IV.1.3.1	Structure du bloc de découplage.....	85

IV.1.3.2 Réglage du courant d'excitation.....	85
IV.1.3.3 Réglage de la vitesse.....	86
IV.1.4 Simulation et résultats.....	87
IV.1.5 Conclusion.....	88
IV.2 On vector control of double star synchronous machine with current fed inverters	
IV.2.1 Introduction.....	92
IV.2.2 Problem formulation.....	92
IV.2.2.1 Modelling of the double star synchronous machine.....	92
IV.2.2.2 Modelling of the inverter.....	93
IV.2.3 Vector control.....	94
IV.2.4 Closed loop regulation and parameters selection.....	96
IV.2.4.1 Excitation current control.....	96
IV.2.4.2 Speed controller dimensionning.....	96
IV.2.5 Simulations results.....	97
IV.2.6 Conclusion.....	97
Conclusion.....	101
Conclusion générale.....	102
BIBLIOGRAPHIE.....	105

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et des transports. C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec la dépense minimale d'énergie et de matière première [3][38].

Dans cette voie, la commande des moteurs électriques à vitesse variable a apporté aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs possibilités et leurs performances, en facilitant leur automatisation, en réduisant leur maintenance, leur consommation en énergie et en augmentant leur taux de disponibilité [3][38].

Le moteur à courant continu, par sa nature adapté à la vitesse variable, a permis, dès l'apparition de l'électronique de puissance, de satisfaire la plus grande partie des besoins. Toute fois, il est bien connu que certaines industries tolèrent mal le collecteur en raison de l'environnement ou des conditions d'exploitation. On sait également que le collecteur a des limites de vitesse et de puissances. Ces limitations ont motivé le développement d'entraînement à vitesse variable faisant appel à des machines à collecteur électronique constitué par l'association d'une machine à courant alternatif et d'un convertisseur statique de puissance.

Parmi ces associations, on peut citer :

- L'ensemble formé par une machine synchrone et par un onduleur de courant commuté par la machine, cet ensemble constitue une solution bien adaptée aux grandes puissances dans la mesure où le convertisseur se réduit à un pont de thyristors à aiquillage synchrone avec la vitesse de la machine, on donne généralement à ce système l'appellation de machine autopilotée [16],[17],[70],[98]. Ce système trouve son application dans la traction ferroviaire.
- La machine synchrone à rotor bobiné et la machine synchrone à aimants permanents alimentées par un onduleur à modulation de largeurs d'impulsions (MLI) commandés par des stratégies selon le type d'alimentation choisi en tension ou en courant.
- La machine synchrone à double étoile alimentée par un onduleur (MLI). Cet onduleur avec des composants à fréquence de commutation plus élevées, a permis l'augmentation en puissance de la machine et la minimisation des ondulations de son couple électromagnétique.

L'avènement des calculateurs dans les boucles de réglage a suscité ces dernières décennies une grande mutation dans l'industrie mondiale. En effet, ils ont permis la mise en œuvre pratique des techniques de commande très performantes dans la conduite des processus industriels. Ces techniques de l'automatique moderne, qui évoluent continuellement d'une façon vertigineuse, permettent d'aboutir à des processus industriels de très haute qualité. Par ailleurs, la robotisation, de plus en plus intense des unités de production, contribue aussi d'une façon considérable dans les développements récents de cette industrie. Ces processus industriels, qui exigent très souvent des variations de vitesse et de position à très hautes performances, nécessitent l'utilisation des machines électriques à commande aussi performante [2].

Cependant, le transfert de l'expérience obtenue dans la commande de la machine à courant continu vers les machines à courant alternatif s'est heurté à de nombreuses difficultés. En effet, dans les machines à courant alternatif, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus [2]. La machine à courant alternatif se présente alors comme un système multi variable, non linéaire fortement couplé, ce qui rend son contrôle très difficile [39]. C'est grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance qui ont permis la construction de convertisseurs statiques à fréquence variable, ce qui a rendu possible le réglage effectif de la vitesse et de la position des machines à courant alternatif [87]. L'obtention avec ces machines de performances dynamiques et statiques comparables à celle des machines à courant continu, a été rendue possible grâce à l'emploi de régulateurs numériques à microprocesseur, imposant à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant, un schéma équivalent au schéma électrique de la machine à courant continu pour le dimensionnement des régulateurs [53],[53],[57] et la technique du flux orienté (commande

vectorielle)[66],[89],[97],[99] aux autres machines qui permet l'obtention d'un modèle dynamique découplé de ces machines, semblable au modèle de la machine à courant continu.

L'introduction de la commande vectorielle a permis aux chercheurs d'avoir la possibilité d'utiliser les méthodes classiques et modernes de l'automatique linéaire, déjà appliquées à la machine à courant continu, pour la commande de la vitesse et la position des machines synchrones avec succès, qui étaient irréalisables auparavant. De plus nous assistons ces dernières années, à une application dominante des techniques modernes de l'automatique aux machines synchrones découplées par les techniques du champ orienté qui offre des performances excellentes.

Cette thèse rassemble une partie de nos travaux effectués sur l'application des techniques de l'automatique moderne pour la commande de trois types de machines synchrones. Ainsi, nous nous intéressons à :

- La machine synchrone à rotor bobiné autopilotée alimentée en courant alimentée par un commutateur de courant.
- La machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à modulation de largeurs d'impulsions.
- La machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs MLI.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone, vu à travers ces trois associations. Cette modélisation est essentielle d'une part dans l'élaboration des modèles de connaissance permettant la simulation numérique et d'autre part, à développer des stratégies de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de ces associations [43], [45],[47],[51],[88].

Dans le deuxième chapitre, nous proposons trois techniques appliquées à la commande de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant qui sont :

- Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence,
- Commande prédictive généralisée,
- Commande par mode de glissement.

Ces trois techniques sont appliquées dans une structure de réglage en cascade de la vitesse, ce type de réglage est d'une utilisation fréquente dans le domaine des réglages industriels et il permet la limitation de la grandeur interne du système qui est le courant dans notre cas. De plus l'alimentation en courant permet une utilisation dans le domaine des grandes puissances. Ces trois commandes sont illustrées dans trois publications successives [33], [34], [77].

Au troisième chapitre, nous développons à travers un article, une commande robuste de position pour la machine synchrone à aimants permanents, en utilisant la méthode de backstepping. C'est une nouvelle méthodologie de commande pour les systèmes non linéaires qui mène à des lois de commande stabilisantes. En effet nous développons une commande non linéaire, qui dérive de la combinaison, du mode de glissement, du backstepping et du régulateur PID. Enfin nous comparons cette commande proposée avec une commande linéarisante du courant et de position dans des conditions sévères en perturbations et variations paramétriques [80].

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude dans un premier article de la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile et à pôles saillants alimentée par deux onduleurs à trois niveaux, contrôlés en courant par la stratégie MLI à hystérésis. Le découplage est assuré par un fonctionnement à flux constant et à couple électromagnétique proportionnel aux composantes en quadrature du courant statorique, en imposant $i_{d1} \neq 0$ et $i_{d2} \neq 0$.

Dans le deuxième article nous traitons un découplage entre le flux et le couple électromagnétique, dans le but de commander la machine synchrone à double étoile de faible saillance, alimentée par deux onduleurs à deux niveaux contrôlés en courant via la stratégie MLI à hystérésis. Ce découplage est assuré par introduction d'une commande vectorielle qui maintiendra le courant statorique producteur

Introduction générale

du couple électromagnétique en quadrature avec le flux rotorique et cela en imposant $i_{d1} = 0$ et $i_{d2} = 0$.

De plus, pour assurer un comportement découplé de la machine à couple optimal, notamment au démarrage, comme dans le cas d'une machine à courant continu, nous introduisons pour les deux types de commande un réglage du courant d'excitation à travers un hacheur à fréquence de hachage de 5 KHz alimentant le circuit inducteur [68],[81].

CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone

Introduction :

Le moteur synchrone autopiloté n'est utilisé que depuis quelques années pour les entraînements réglés, c'est une machine à courant alternatif qui fonctionne à sa vitesse de synchronisme, cette dernière est liée à la fréquence de son alimentation [59]. En effet, il nécessite également un convertisseur de fréquence pour faire varier sa vitesse. Grâce aux propriétés de la machine synchrone on peut faire appel à des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle, qui sont plus simples du point de vue du montage et du fonctionnement que les convertisseurs de fréquence à commutation forcée [70]. Ce type de machine est de plus en plus utilisé, non seulement pour l'absence du collecteur mécanique, mais surtout pour ces caractéristiques similaires à celle d'une machine à courant continu [70].

D'emploi fréquent depuis plusieurs décennies, les dispositifs à aimants permanents n'ont cessé de faire l'objet d'une constante évolution. Dans le domaine de la conversion électromécanique de l'énergie, les aimants permanents ont depuis longtemps le mérite de constituer une source d'excitation appropriée notamment pour les actionneurs de la robotique et les machines de faible puissance [15],[47].

En forte puissance, les machines synchrones alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'application. Mais les contraintes que subissent les composants limitent la fréquence de commutation, et donc les performances de ces machines. L'utilisation de composants à fréquence de commutation très élevée, nécessite la segmentation de la puissance. Cette idée s'est traduite par l'utilisation des machines à grand nombre de phases (machines polyphasées) ou des machines multi étoiles grâce à leurs avantages, telle que la segmentation de la puissance, la minimisation des ondulations du couple, la possibilité de fonctionner en régime de défauts. L'alimentation de ces machines a été réalisée lors de leurs premières utilisations, à partir des sources de courant continu avec des commutateurs de courant, l'inconvénient majeur de ce type d'alimentation est l'ondulation du couple. Pour atténuer ces ondulations on a utilisé des machines synchrones ou le stator est constitué de deux enroulements déphasés entre eux de 30° électrique (Machine synchrone à double étoile), alimentées par deux commutateurs de courant, mais l'atténuation des ondulations n'était pas meilleure. Avec l'apparition des GTO l'alimentation des machines synchrones à double étoile par des onduleurs de tension, de forte puissance est devenue possible, cette solution a éliminé l'inconvénient des fortes ondulations du couple [95] à [97].

I.1. Description et modélisation de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant :

Dans cette partie, nous donnons, dans un premier lieu, une description de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant et les détails de son fonctionnement, une représentation mathématique triphasée de , ainsi que le modèle biphasé dans le repère de Park. ensuite le modèle de l'association machine synchrone autopilotée-convertisseur statique. Enfin, nous présentons un modèle linéaire de la machine synchrone autopilotée. Ce modèle est à la base de la synthèse des différents réglages.

I.1.1 Description du moteur synchrone autopiloté alimenté en courant :

L'utilisation des semi-conducteurs dans le domaine du contrôle de puissance a commencé dès l'apparition du premier thyristor, à la fin de l'année 1957. L'utilisation pratique

des thyristors a permis la réalisation de nombreuses études consacrées, dans la dernière décennie, au remplacement des machines à courant continu par des machines à courant alternatif commandées par des convertisseurs statiques. Bien que la machine à courant continu, alimentée en tension réglable, constitue un excellent moyen de vitesse variable, il est difficile de l'utiliser, soit dans le domaine des grandes puissances, soit dans une marche en synchronisme parfait de plusieurs machines, soit dans des conditions d'environnement difficiles.

Parmi les machines à courant alternatif à fréquence variable, celles du type asynchrone ou synchrone alimentées par des onduleurs autonomes ou des cycloconvertisseurs constituent des combinaisons très intéressantes. Malheureusement, les condensateurs qui assurent la commutation forcée dans les onduleurs autonomes deviennent très volumineux pour les moyennes et les grandes puissances et les circuits de commutation sont très compliqués [38] : les cycloconvertisseurs ont une limitation économique de fréquence, et enfin les machines asynchrones ne permettent pas un fonctionnement synchrone rigoureux. Il résulte des remarques précédentes que les machines synchrones alimentées par des convertisseurs statiques à commutation naturelle, autopilotées, sont les plus convenables pour remplacer les machines à courant continu, [38] à [41]. Cette combinaison devient de plus en plus importante et beaucoup d'investigations se font pour l'utiliser dans les domaines de transport ferroviaire, l'industrie électrochimique et les variateurs de vitesse.

Parmi les caractéristiques intéressantes d'un moteur synchrone, on peut citer : l'absence de glissement, cette caractéristique permet d'avoir des vitesses rigoureuses liées à la fréquence d'alimentation, dans la limite du fonctionnement en charge (càd loin du décrochage) ou de réaliser des entraînements multi moteurs avec des vitesses parfaitement identiques [44]. Une autre caractéristique aussi très intéressante, qui concerne l'existence d'une force électromotrice même pendant le fonctionnement à vide, cela permet d'utiliser des convertisseurs à commutation naturelle pour son alimentation.

1.1.2 Le principe d'autopilotage:

Le moteur synchrone autopiloté par un capteur de position fonctionne selon un principe similaire à celui d'un moteur à courant continu, dans ce dernier la commutation du courant d'une lame du collecteur à une autre s'effectue par le passage des lames devant les balais ; dans le cas du moteur auto synchrone, la commutation s'effectue par le passage d'encoches du disque, solidaire du rotor, devant le capteur de position [44]. [41]. Cette idée écarte tout risque de décrochage, puisque tout ralentissement de vitesse conduit à une diminution correspondante de la fréquence des courants d'alimentation. La fréquence reste toujours parfaitement synchrone de la vitesse.

Le moteur synchrone autopiloté défini par l'ensemble convertisseur-moteur synchrone se comporte d'une manière générale, comme un moteur à courant continu alimenté par redresseur. La fréquence d'alimentation devient un paramètre secondaire tandis que le couple moteur ou celui du freinage se déterminent par l'excitation et les angles de pilotage du commutateur statique qui joue le rôle du collecteur du moteur à courant continu. Vu l'analogie de ce moteur avec le moteur à courant continu on le nomme le moteur sans collecteur [44]. [41].

I.1.3 Description du système à régler :

Le système à régler est une machine synchrone autopilotée alimentée en courant par convertisseur indirect de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, où le convertisseur de fréquence est composé de deux ponts de Graetz à thyristors (figure I.1).

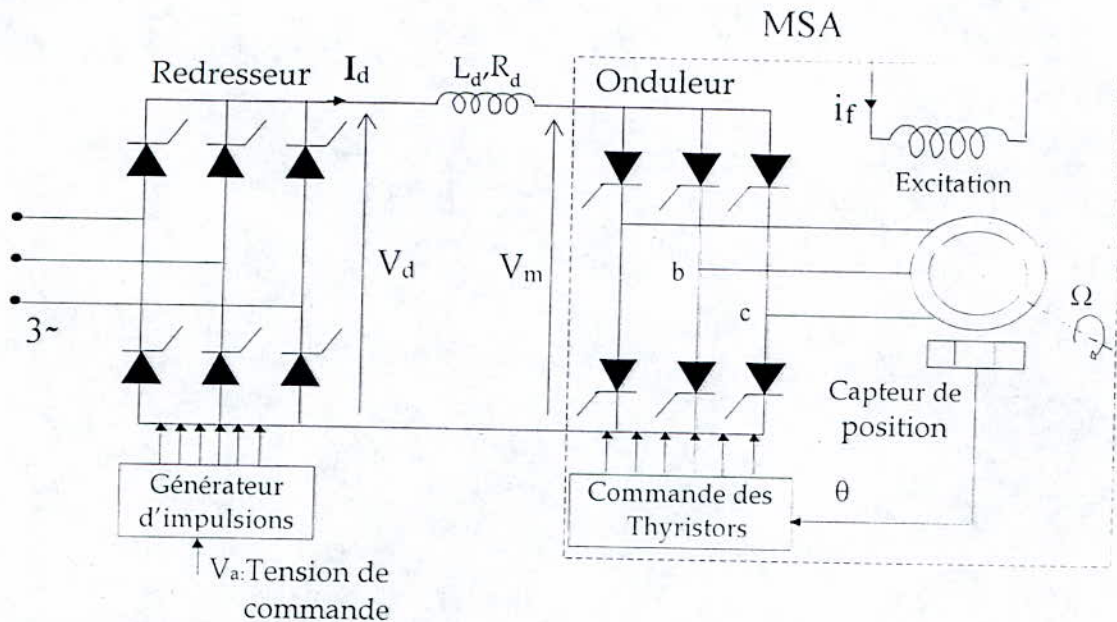


Fig.I.1: Description du système à régler.

Le premier pont est un redresseur, tandis que le second pont est un onduleur de courant alimenté en courant continu à travers une inductance de lissage. La commande du commutateur de courant est effectuée à partir du capteur de position. Cet élément suit le mouvement du rotor et définit l'amorçage de chaque thyristor, dès que l'axe polaire prend une position déterminée par rapport aux bobines du stator, tandis que la commande du système global se fait par la tension de commande V_a du redresseur (figure I.1).

Lors du fonctionnement de la machine, l'onduleur fait commuter le courant redressé et lissé I_d , périodiquement d'une phase à l'autre de la machine en créant un champ tournant dans l'entrefer, et par conséquent un couple moteur. Un tour complet de ce champ nécessite six étapes de conduction. La (figure I.2.a) donne une représentation de chacune de ces six étapes en indiquant les différentes positions du vecteur flux statorique, la position du flux rotorique et la paire correspondante des thyristors qui conduisent [93],[37].

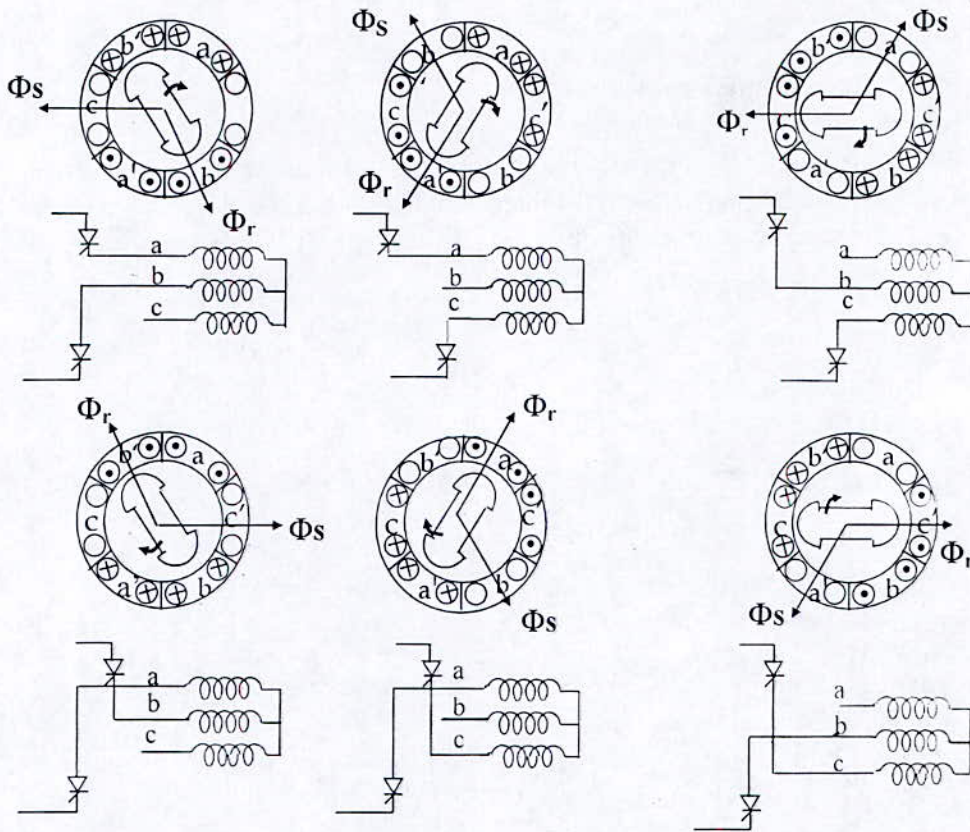


Fig.I.2.a : Correspondance entre les étapes d'alimentation des enroulements Statorique et les positions des flux statorique et rotorique.

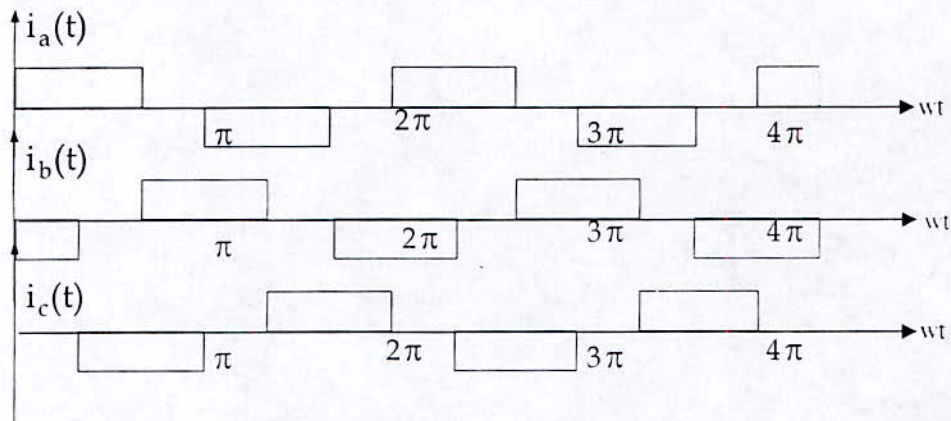


Fig.I.2.b : Forme des courants de phases (commutation idéale).

Chaque étape de commutation est composée de deux intervalles :

- intervalle de conduction de trois thyristors : position $\frac{1}{2}$ dans la figure (I.2.c) lors de la commutation entre deux thyristors, ce qui correspond au passage d'une position (i) à la position (i+1).[Par exemple : position $\frac{1}{2}$ de la figure (I.2.c)] .
- intervalle de conduction de deux thyristors [exemple : les positions (1) et (2), de la figure (I.2.c)].

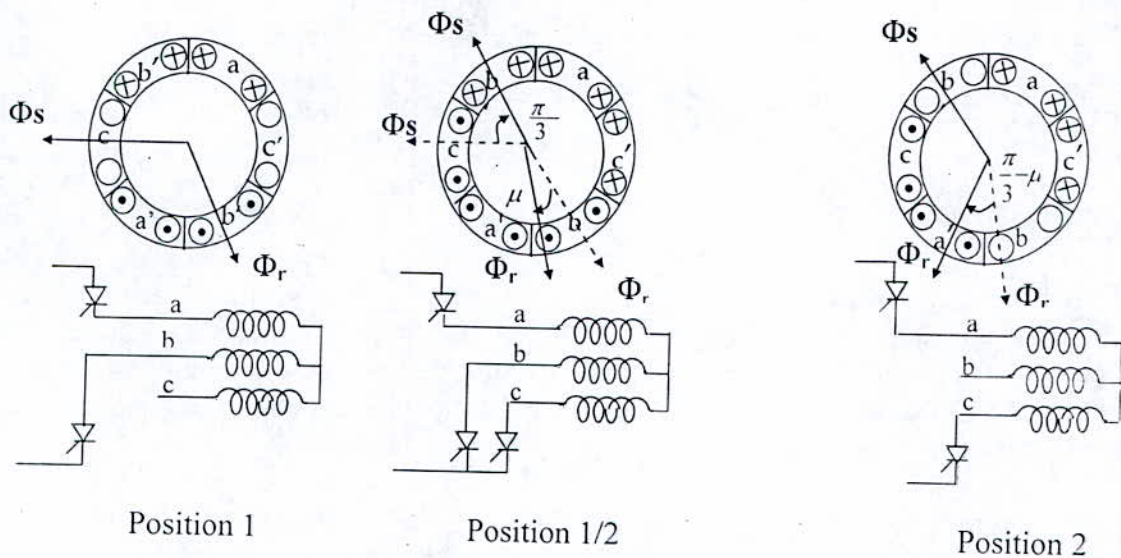


Figure I.2.c : Déplacements des flux rotorique et statorique lors d'une Commutation

- Dans l'intervalle de conduction à trois thyristors, trois phases sont alimentées, le flux statorique se déplace d'un angle de $(\pi/3)$, et le flux rotorique tourne à la vitesse de synchronisme et se déplace d'un angle de commutation (μ).
- Dans l'intervalle de conduction à deux thyristors, deux phases sont alimentées, le flux statorique est stationnaire, et le flux rotorique tourne à la vitesse de synchronisme et se déplace d'un angle de $(\pi/3 - \mu)$ [6].

I.1.31. Fonctionnement auto synchrone (commutation naturelle) :

Dans ce régime de fonctionnement, le convertisseur coté réseau opère en redresseur. Le convertisseur coté moteur est piloté par la machine et opère en onduleur assisté. Le fonctionnement en commutation naturelle de ce dernier n'est possible que si la machine possède des forces contre électromotrices suffisantes, donc quand sa vitesse de rotation est au-dessus d'une certaine valeur (limite inférieure)[70].

I.1.3.2 Fonctionnement au démarrage (commutation forcée) :

Pour les faibles vitesses, la force contre électromotrice induite dans la machine est insuffisante pour assurer la commutation entre deux thyristors. Cette impossibilité de commuter à faible vitesse est due à une augmentation excessive de l'angle de commutation et aussi à une décroissance en fonction de la vitesse, du courant que peut commuter cette machine. En général, pour des vitesses supérieures à 10% de la vitesse nominale de la machine, la commutation naturelle est possible. Au-dessous de cette valeur, donc, entre autre au démarrage, on procède par la commutation forcée par un moyen externe [3],[70]. Ce moyen peut consister :

- Soit en la commutation forcée obtenue à l'aide de circuits auxiliaires (condensateurs et thyristors secondaires) dimensionnés uniquement pour le démarrage.

➤ Soit en l'annulation du courant continu (dans la boucle intermédiaire) suivie de l'établissement du courant dans la nouvelle paire des phases du moteur.

Ce dernier procédé est le plus économique et son fonctionnement s'obtient de plusieurs façons possibles :

1ère Méthode :

Durant l'annulation du courant continu, le convertisseur côté réseau opère, en un court instant, en onduleur. Lorsque le courant s'annule, les thyristors du commutateur côté moteur se désamorcent. Par l'amorçage d'une nouvelle paire de thyristors, on aiguille le courant, rétabli par le fonctionnement en redresseur. La durée d'annulation est déterminée par la dynamique du convertisseur côté réseau (en onduleur) et par les paramètres du circuit.

2ème Méthode :

Elle permet, dans certains cas (*), l'extinction des courants dans le commutateur côté moteur. Elle consiste en l'utilisation d'un thyristor de « roue libre » Th_{RL} court-circuitant la self de lissage L_d . L'amorçage de Th_{RL} se fait lorsque la tension instantanée redressée devient négative.

3ème Méthode :

Elle combine les deux méthodes est limitée par la valeur du courant de démarrage [70].

(*): L'utilisation de cette méthode est limitée par la valeur du courant de démarrage.

1.1.4 Modélisation du redresseur :

Le redresseur avec son dispositif de commande de gâchettes possède un comportement discret. Son comportement dynamique est complexe et influe considérablement sur la stabilité des circuits de réglages. En négligeant le phénomène d'empiétement, la fonction de transfert du redresseur est de la forme [88], [5] :

$$G_{cm}(S) = \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}} \quad (1.1)$$

Le facteur de transfert est indépendant du point de fonctionnement, il vaut pour un convertisseur triphasé normal :

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{d\alpha}}{\Delta U_{cm}} U_{dio} \quad (1.2)$$

Avec :

U_{dio} : Tension idéale du redresseur ($\alpha=0$).

$U_{d\alpha}$: Tension idéale du redresseur pour un angle d'amorçage (α).

U_{cm} : Tension de commande.

La commande du redresseur n'agit effectivement qu'aux instants d'allumage et de blocage, il apparaît un retard variable entre l'instant de variation de la commande U_{cm} et son effet sur le convertisseur. Ce retard varie, entre zéro et la période de conduction.

Pour un pont d'indice de pulsation ($m=6$), la période de conduction T'_{cm} est égale à [5] :

$$T'_{cm} = \frac{1}{mf} = 3.33 \text{ ms} \quad (1.3)$$

f : étant la fréquence d'alimentation.

On choisit, donc, un retard moyen [88],[5] :

$$T_{cm} = \frac{T'_{cm}}{2} = \frac{1}{2mf} = 1.666 \text{ ms} \quad (1.4)$$

et cela pour une fréquence $f = 50 \text{ Hz}$.

I.1.5 Modélisation de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant :

La modélisation de la machine synchrone autopilotée est une étape importante dans la conception d'un circuit de réglage performant. La machine qui fera l'objet de cette étude est à pôles saillants ; elle présente un enroulement statorique triphasé. Au rotor, en plus d'un enroulement d'excitation parcouru par un courant continu, il existe des enroulements en court-circuit dits enroulements d'amortissements ou de compensations.

Il existe plusieurs modèles de la MSA, basés sur la théorie de Park. Ces modèles permettent d'étudier le comportement de la machine en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent.

Dans cette partie, nous présentons deux modèles de la machine synchrone :

- Un modèle tenant compte du fonctionnement non linéaire de la machine synchrone.
- Un modèle linéaire réduit, équivalent à celui de la machine à courant continu.

I.1.5.1 Modèle non linéaire de la machine synchrone :

Afin de réduire la complexité du modèle non linéaire, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes [2],[70] :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, par conséquent les flux sont proportionnels aux courants.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de négliger les pertes par courant de Foucault et en outre, on suppose que la densité de courant peut être considéré comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- Les F.M.M créés par les enroulements statoriques triphasés sont à distribution sinusoïdale parfaite.
- L'effet hystérésis est négligé.
- Les enroulements statoriques et rotoriques peuvent être schématisés par des circuits localisés.

Pour tenir compte de l'effet des amortisseurs dans l'étude de la machine, il faut connaître à chaque instant le courant circulant dans le rotor, le flux magnétique dû à ce courant et la F.E.M qui en résulte aux bornes des enroulements statoriques. Ceci peut se faire de

plusieurs manières [94]. Pour éviter de compliquer les équations de la machine tout en tenant compte des courants rotoriques, nous modélisons l'effet de l'amortissement par un seul circuit électrique [34],[13].

Afin d'étudier l'influence des amortisseurs sur les performances de la machine nous présentons dans cette partie le modèle de la machine synchrone avec amortisseurs et le modèle de la machine synchrone sans amortisseurs

a) modèle de la machine synchrone avec amortisseurs :

Les enroulements statoriques et rotoriques peuvent être schématisés par des circuits localisés (figure.I.3)

Au stator :

- Les trois circuits des phases a, b, et c.

Au rotor :

- Un circuit inducteur **f**.
- Un circuit amortisseur longitudinal **D**.
- Un circuit amortisseur transversal **Q**.

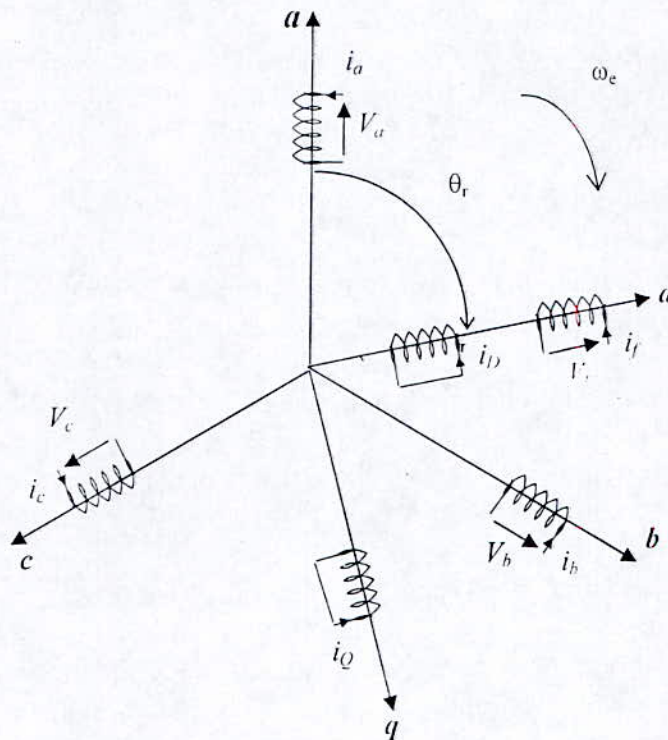


Fig.I.3 : Circuits localisés d'une machine synchrone avec amortisseurs.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, l'équation électrique de la machine synchrone s'écrit :

$$[V] = [R][I] + \frac{d[\Phi]}{dt} \quad (I.5)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V] &= [V_a \ V_b \ V_c \ 0 \ 0 \ V_f]^T \\ [R] &= \text{diag}[R_a \ R_b \ R_c \ R_D \ R_Q \ R_f] \\ [I] &= [i_a \ i_b \ i_c \ i_D \ i_Q \ i_f]^T \\ [\Phi] &= [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c \ \Phi_D \ \Phi_Q \ \Phi_f]^T \end{aligned}$$

Les relations entre les courants dans les différents circuits et les flux à travers ces circuits peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$[\Phi] = [L][I] \quad (I.6)$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{aD} & M_{aQ} & M_{af} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} & M_{bD} & M_{bQ} & M_{bf} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c & M_{cD} & M_{cQ} & M_{cf} \\ M_{aD} & M_{bD} & M_{cD} & L_D & 0 & M_{jD} \\ M_{aQ} & M_{bQ} & M_{cQ} & 0 & L_Q & 0 \\ M_{af} & M_{bf} & M_{cf} & M_{jD} & 0 & L_f \end{bmatrix}$$

Les inductances de la matrice [L], sont en fonction de la position du rotor θ_r . Pour simplifier l'étude de la machine, en utilisant la transformation de Park, on transforme les enroulements statoriques en enroulements orthogonaux d et q. Cette transformation permet de substituer aux enroulements des phases a, b et c, dont les conducteurs et les axes magnétiques sont immobiles par rapport au stator, deux enroulements d et q dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor.

Les enroulements rotoriques ne subissent aucune transformation puisqu'ils sont déjà, par construction, ordonnées selon deux axes perpendiculaires.

Le passage des grandeurs triphasées (flux, tension et courant) aux grandeurs biphasées d,q est assuré par la matrice [P] de Park définie telle que [63],[64] :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

On a :

$$[\Phi]_d = [P][\Phi]_s = [P][L][I] = [P][L][P]^{-1}[I]_d$$

Avec :

$$[I]_d = [i_d \quad i_q \quad i_D \quad i_Q \quad i_f]^T$$

Lorsqu'on effectue le produit matriciel $[P][L][P]^{-1}$, on obtient le résultat suivant [63] :

$$[\Phi]_d = \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_D \\ \Phi_Q \\ \Phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{dD} & 0 & M_{df} \\ 0 & L_q & 0 & M_{qQ} & 0 \\ M_{dD} & 0 & L_D & 0 & M_{fD} \\ 0 & M_{qQ} & 0 & L_Q & 0 \\ M_{df} & 0 & M_{fD} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$\text{On a : } \sqrt{\frac{3}{2}}M_{df} = M_{df} \quad ; \quad \sqrt{\frac{3}{2}}M_{dD} = M_{dD} \quad ; \quad \sqrt{\frac{3}{2}}M_{qQ} = M_{qQ}$$

Les équations de fonctionnement de la machine synchrone exprimées dans le référentiel d,q sont données par [63] :

$$\begin{cases} V_d = \frac{d}{dt} \Phi_d - p\omega_r \Phi_q + R_s i_d \\ V_q = \frac{d}{dt} \Phi_q + p\omega_r \Phi_d + R_s i_q \\ 0 = \frac{d}{dt} \Phi_D + R_D i_D \\ 0 = \frac{d}{dt} \Phi_Q + R_Q i_Q \\ V_f = \frac{d}{dt} \Phi_f + R_f i_f \end{cases} \quad (I.9)$$

Donc, on aboutira à :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_d & -p\omega_r L_q & SM_{dD} & -p\omega_r M_{qQ} & SM_{df} \\ p\omega_r L_d & R_s + SL_q & p\omega_r M_{dD} & SM_{qQ} & p\omega_r M_{df} \\ SM_{dD} & 0 & L_D + SL_D & 0 & SM_{fD} \\ 0 & SM_{qQ} & 0 & L_Q + SL_Q & 0 \\ SM_{df} & 0 & SM_{fD} & 0 & R_f + SL_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Avec :

$$S = \frac{d}{dt} \quad \text{et } p : \text{ nombre de paire de pôles}$$

b) modèle de la machine synchrone sans amortisseurs :

Au stator :

- Les trois circuits des phases a, b et c.

Au rotor :

- Un circuit inducteur **f**.

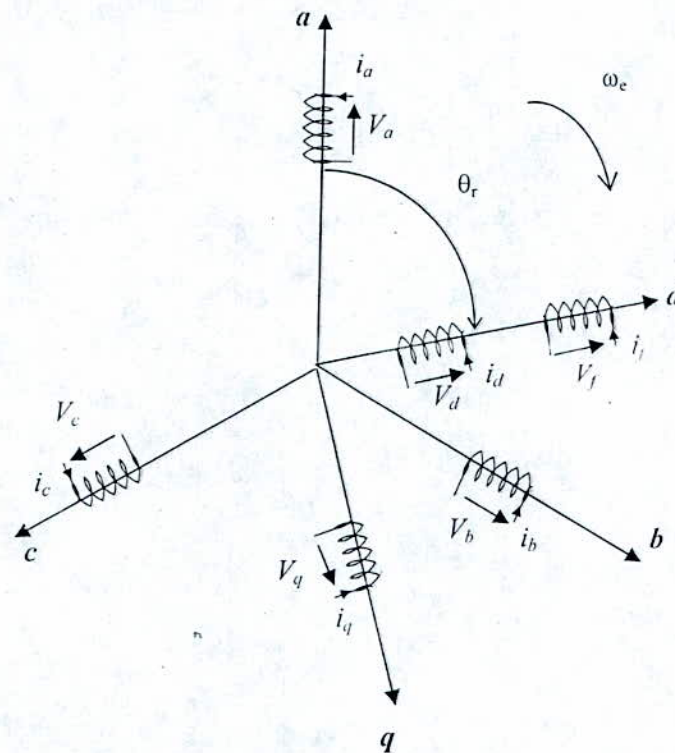


Fig.I.4 : Circuits localisés d'une machine synchrone sans amortisseurs.

$$\left\{ \begin{array}{l} [V] = [V_a \ V_b \ V_c \ V_f]^T. \\ [R] = \text{diag}[R_a \ R_b \ R_c \ R_f]. \\ [I] = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f]^T. \\ [\Phi] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c \ \Phi_f]^T. \\ [\Phi] = [L][I]. \end{array} \right. \quad (\text{I.11})$$

avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s + L_s \cos(2\theta_r) & M_s + L_s \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L_s \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos(\theta_r) \\ M_s + L_s \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_s + L_s \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L_s \cos(2\theta_r) & M_f \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_s + L_s \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L_s \cos(2\theta_r) & L_s + L_s \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_f \cos(\theta_r) & M_f \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_r \end{bmatrix}$$

$L_s + L_s$ et $L_s - L_s$: la valeur maximale et minimale de l'inductance propre d'un enroulement statorique.

$M_s + L_s$ et $M_s - L_s$: valeur maximale et minimale de l'inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques.

M_f : valeur maximale de l'inductance mutuelle entre un enroulement statorique et l'enroulement rotorique.

θ_r : la position du rotor par rapport au stator.

T_{em} : le couple électromagnétique

$$[\Phi]_d = [P][\Phi]_a = [P][L][I] = [P][L][P]^{-1}[I]_d$$

Avec :

$$[I]_d = [i_d \quad i_q \quad i_f]$$

$$[\Phi]_d = \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{df} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{df} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

On a :

$$\sqrt{\frac{3}{2}} M_{af} = M_{df}$$

$$\begin{cases} V_d = \frac{d}{dt} \Phi_d - p\omega_r \Phi_q + R_s i_d \\ V_q = \frac{d}{dt} \Phi_q + p\omega_r \Phi_d + R_s i_q \\ V_f = \frac{d}{dt} \Phi_f + R_f i_f \end{cases}$$

Donc on aboutira à :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_d & -p\omega_r L_q & SM_{df} \\ p\omega_r L_d & R_s + SL_q & p\omega_r M_{qf} \\ SM_{df} & 0 & R_f + SL_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

I.1.5.2 Modèle électrique de l'association onduleur-machine synchrone :

Le commutateur de courant aiguille le courant continu I_d de l'étage intermédiaire séquentiellement en fonction de la position de la roue polaire de la machine synchrone. Par conséquent, l'allure des courants générés est rectangulaire (figure I.2.b).

Pour la modélisation de l'onduleur nous adoptons un modèle qui tient compte de la décomposition des courants des phases de la machine en série de Fourier tels que [5],[52],[46],[48]:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I'_d \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \dots \right] \\ i_b(t) &= I'_d \left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos\left(5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \dots \right] \\ i_c(t) &= I'_d \left[\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos\left(5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \dots \right] \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$$I'_d = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$$

Les expressions des courants de phases i_a , i_b et i_c dans un référentiel tournant lié à la fréquence fondamentale du courant sont [5],[52],[48] :

$$\begin{aligned} i_q^e &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a \cos(\omega t) + i_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ i_d^e &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a \sin(\omega t) + i_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{I.15})$$

Après le développement du calcul, les courants i_d^e et i_q^e sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_q^e &= I'_d \left[1 - \frac{2}{35} \cos(6\omega t) + \frac{2}{143} \cos(12\omega t) - \frac{2}{323} \cos(18\omega t) + \dots \right] \\ i_d^e &= I'_d \left[-\frac{12}{35} \sin(6\omega t) + \frac{24}{143} \sin(12\omega t) - \frac{36}{323} \sin(18\omega t) + \dots \right] \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

les expressions des courants des phases dans le référentiel biphasé d-q lié au rotor sont:

$$\begin{aligned} i_q &= -i_q^e \sin(\Psi) + i_d^e \cos(\Psi) \\ i_d &= i_q^e \cos(\Psi) + i_d^e \sin(\Psi) \end{aligned} \quad (\text{I.17})$$

Avec : ψ l'angle de déphasage entre le terme fondamental du courant et la f.c.e.m.

Le fonctionnement mécanique de la MSA est régi par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (T_{em} - C_r - f\Omega) \quad (I.18)$$

Le couple électromagnétique écrit dans le repère de Park est [51],[10] :

$$T_{em} = p(\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) \quad (I.19)$$

Avec : P le nombre de paires de pôles.

I.1.5.3 Modèle linéaire de la machine synchrone autopilotée :

Pour le dimensionnement de réglage, il est judicieux d'adopter un modèle linéaire dont la validité est vérifiée pour des plages importantes de fonctionnement de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant[5],[48]. Ce modèle est basé sur les valeurs moyennes des grandeurs calculées sur une période de conduction à deux thyristors ($\pi/3\omega$), qui est faible devant les constantes de temps de la machine.

La machine synchrone autopilotée alimentée en courant se comporte comme une machine à courant continu à excitation indépendante à six lames [5],[48],[10]. D'où le choix de modéliser notre machine comme une machine à courant continu à excitation indépendante. Entre deux commutations successives, deux phases de la machine sont parcourues par le même courant continu délivré par l'étage intermédiaire. La machine est alors représentée par le schéma équivalent suivant :

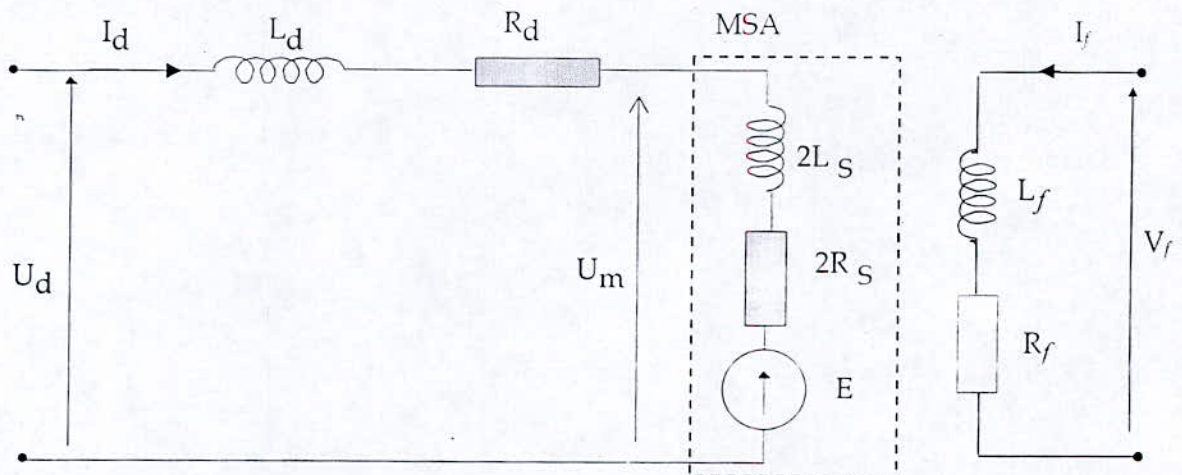


Fig.I.5 : Schéma équivalent du modèle de la MSAAC alimentée en courant

Ainsi, les équations régissant le fonctionnement de la MSAAC sont :

$$\begin{cases} U_d = E + L \frac{dI_d}{dt} + RI_d \\ T_{em} = T_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec :

$$L = L_d + 2L_s$$

$$R = R_d + 2R_s$$

$$T_{em} \approx K_E I_d$$

$$E = K_E \Omega$$

Tel que :

$$K_E = p \frac{3\sqrt{3}}{\pi} M_{df} I_f \cos(\Psi)$$

I.1.6 Modèle du système à régler :

La machine synchrone autopilotée en courant dotée du redresseur est régi par le système d'équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{1}{T_e} I_d - \frac{K_E / R}{T_e} \Omega + \frac{1/R}{T_e} U_d \\ \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{T_m} \Omega - \frac{1/f}{T_m} C_r + \frac{K_E / f}{T_m} I_d \\ \frac{dU_d}{dt} = -\frac{1}{T_{cm}} U_d + \frac{K_{cm}}{T_{cm}} V_a \end{cases} \quad (I.21)$$

L'application de la transformation de Laplace au système d'équations différentielles, en considérant toutes les conditions initiales nulles, conduit au diagramme fonctionnel suivant [10] :

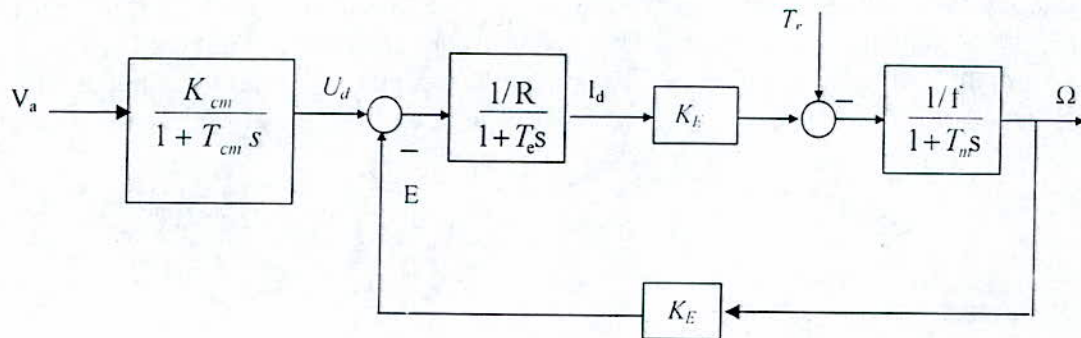


Fig.I.6 : Diagramme fonctionnel de la MSAAC

Où les constantes de temps électriques T_e et mécanique T_m sont données par :

$$T_e = \frac{L}{R} \quad \text{et} \quad T_m = \frac{J}{f} \quad (I.22)$$

I.2 Description et modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'apparition des aimants permanents de plus en plus performants a entraîné un intérêt grandissant pour les machines synchrones à aimants permanents grâce aux avantages qu'elles offrent par rapport aux autres types de machines électriques tels que [93]:

- Une source d'excitation indépendante intégrée à la machine.
- Un procédé de refroidissement généralement moins complexe et moins onéreux qui ne concerne que le stator.
- Une faible inertie.
- Une fiabilité accrue due à l'absence de contact glissant.
- Des pertes rotoriques faibles.

De part leur construction, les machines synchrones à aimants permanents sont classées en trois types [50]:

- Les machines synchrones à aimants distribués en surface.
- Les machines synchrones à aimants noyés.
- Les machines synchrones à pôles saillants.

La modélisation de ces machines présente un intérêt primordial aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Une bonne formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts et confirme la validité de la modélisation.

Dans cette partie nous présentons la machine synchrone triphasée à aimants permanents, par sa description, ses différentes structures et sa modélisation.

I.2.1 Caractéristiques des machine synchrone à aimants permanents :

I.2.1.1 Propriétés magnétiques :

Les propriétés magnétiques de la machine synchrone à aimants permanents dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé (*alnico, terre-rare, ferrite,...*). Ce dernier, est caractérisé par sa courbe de désaimantation qui correspond à son domaine de fonctionnement.

La courbe obtenue suite au phénomène d'hystérésis figure (I.7), est caractérisée par les points d'intersection avec l'axe des ordonnées et l'axe des abscisses qui définissent respectivement l'induction rémanente ' Br ' et le champ coercitif ' Hc ' de l'aimant.

Les aimants permanents possèdent une induction rémanente constante et une perméabilité $\mu_a \mu_0$ (μ_a, μ_0 sont respectivement la perméabilité relative et celle du vide). Leur courbe de désaimantation ' $B(H)$ ' est donnée par l'équation suivante [50]:

$$B(H) = Br + \mu_a \mu_0 \cdot H \quad (II.1)$$

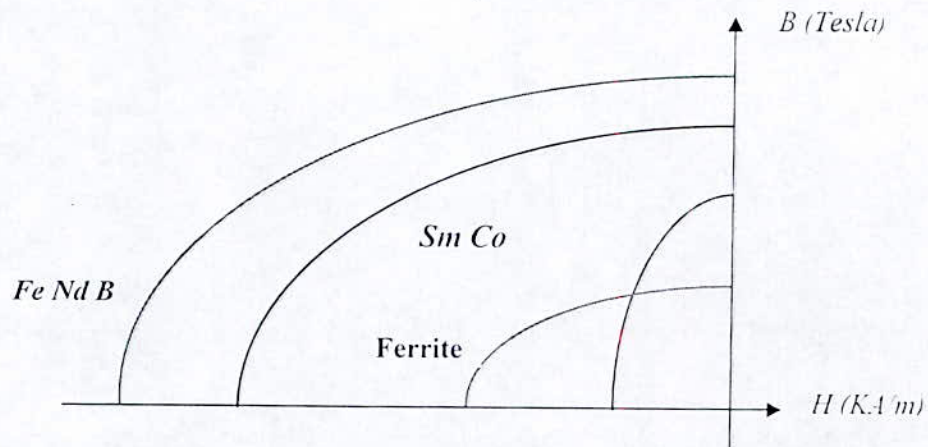


Fig. I.7 : Courbe de désaimantation de l'aimant permanent

I.2.1.2 Ec

Une augmentation de la température, provoque une diminution partielle de l'aimantation et un accroissement de la résistance.

Une augmentation de 100°C , peut provoquer environ 2 % des pertes de flux magnétique pour le 'Sm Co' et environ 20 % pour les 'ferrites', elle est catastrophique pour le 'Fe Nd B' [4].

I.2.1.3 Structure de la machine synchrone à aimants permanents :

La figure (I.8), montre le principe d'une construction possible pour une machine synchrone à aimants permanents.

Le rotor possède quatre, six ou un nombre plus élevé de pôles. Les pôles sont souvent saillants, composés d'aimants permanents (1) et de pièces polaires (3) en matériau ferromagnétique doux. Ils sont montés sur un noyau (2), constitué du même matériau.

Le stator de cette machine est constitué par des tôles magnétiques feuilletées (4), où dans des encoches est logé un enroulement triphasé (5), le tout se trouve dans un boîtier (6).

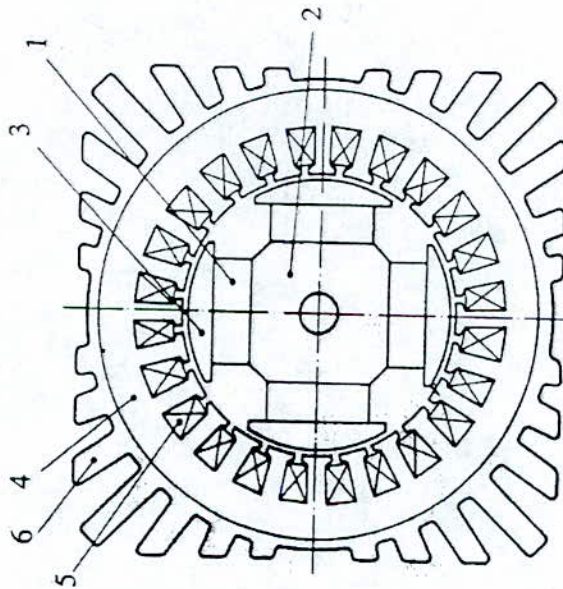


Fig. I.8: Structure de la 'M.S.A.P'

Il existe plusieurs possibilités pour la construction du rotor. La figure (I.9), montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles. Dans la construction de la figure (I.9.a), il y a des pôles saillants. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial. Ceci correspond au cas de la figure (I.8). Une autre possibilité consiste à distribuer les aimants permanents sur la surface cylindrique du rotor (fig. (I.9.b)). Dans ce cas aussi, les aimants sont magnétisés dans le sens radial. Enfin, la figure (I.9.c), montre le cas où les aimants permanents sont disposés radialement. On parle aussi d'aimants noyés dans le rotor et les aimants sont magnétisés cette fois-ci tangentiellement. Selon la figure (I.9.a), on a $x_d > x_q$. En effet, le flux Φ_q de l'axe transverse passe essentiellement dans l'aire entre deux pièces polaires. Par conséquent, la réactance x_q est petite. Cependant, la réactance x_d n'est pas non plus très grande puisque le flux Φ_d de l'axe direct passe par les aimants permanents, possédant une perméabilité relative faible. Si par contre, les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface du

rotor (fig. (I.3.b)), les réactances dans les deux axes sont égales, à savoir ' $x_d = x_q$ '. Lorsque les aimants permanents sont noyés dans le rotor (fig. (I.9.c)), on a ' $x_d < x_q$ '. En effet, le flux ' Φ_d ' de l'axe direct doit traverser tangentiellement les aimants permanents qui constituent avec leur perméabilité relative faible une résistance magnétique élevée. Cela conduit à une réactance directe ' x_d ' faible. Par contre, le flux ' Φ_q ' de l'axe transverse passe presque exclusivement dans le noyau de matériau ferromagnétique dont la perméabilité relative est élevée. Ainsi, il en résulte une réactance transverse ' x_q ' élevée [37].

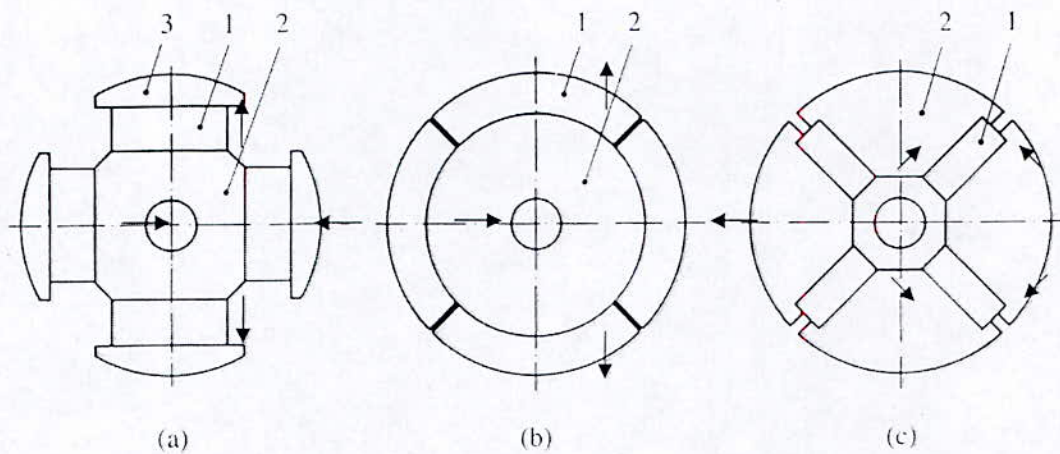


Fig. I.9: Différents principes de construction du rotor de la 'M.S.A.P':

- (a) aimants permanents (1) et pièces polaires saillantes (3) ;
- (b) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor ;
- (c) aimants permanents (1) noyés.

I.2.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine synchrone considérée est une machine à aimants montés en surface du rotor, assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. Ce type de machine se caractérise par un très faible taux de saillance ($\rho = L_d/L_q \approx 1$), et des inductances synchrones ayant des valeurs beaucoup plus petites que celles d'une machine synchrone à rotor bobiné à cause de la très faible perméabilité relative des aimants terre rare utilisés dans ce type de machine [88]. En raison de l'absence des pièces polaires, cette machine à une structure à pôles lisses, son stator est constitué par trois enroulements (a, b et c) . l'effet du système d'aimants peut être assimilé à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu constant (i_f) [87].

La modélisation de ce type de machines présente un intérêt primordial aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien, la simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts, en outre la précision de la modélisation est acceptable [43].

I.2.2.1 Mise en équation du fonctionnement :

Les relations entre les tensions d'alimentation et les courants du moteur sont identiques à ceux de la machine synchrone sans amortisseurs considérés de (I.11) à (I.13). La machine équivalente de la figure (2) est identique à une machine à courant continu ayant l'enroulement f comme inducteur et deux induits en quadrature, l'induit d étant sur l'axe de l'inducteur f tandis que l'induit q est en quadrature.

Dans un moteur synchrone à aimants permanents, le flux engendré par les aimants est constant. Le modèle de ce moteur s'obtient donc en posant i_f constant],[47].

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -p\Omega L_q \\ p\Omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\Omega\Phi_f \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$T_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} p (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (I.20)$$

L'équation d'équilibre entre le couple et le couple résistant de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - F_c \Omega \quad (I.21)$$

avec :

J : Moment d'inertie.

F_c : Coefficient de frottement dynamique.

T_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse mécanique du rotor .

Φ_f : Flux des aimants.

$L_d(L_q)$: Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature).

p : Nombre de paires de pôles.

Le schéma bloc représentant les équations (I.19), (I.20) et (I.21) est illustré à la figure (I.10).

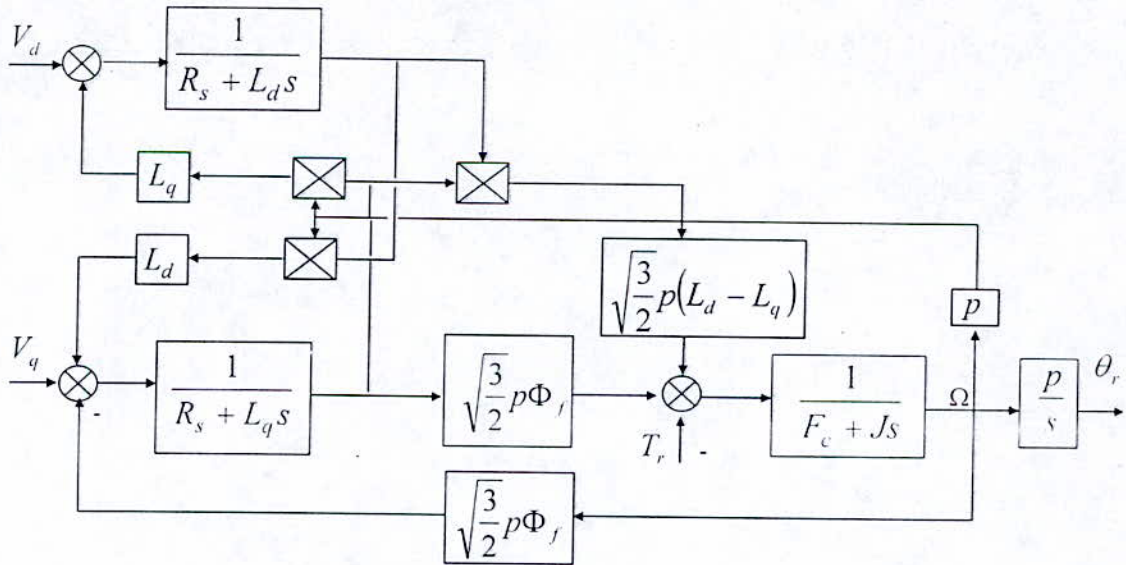


Fig I.10 : Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents.

Des équations du modèle de Park (I.19), (I.20) et (I.21), le modèle d'état de la machine synchrone à aimants permanents est obtenu, en utilisant un vecteur d'état formé des composantes du courant statorique (i_d, i_q), de la vitesse de rotation Ω , et un vecteur de commande représenté par les composantes de la tension statorique (v_d, v_q).

I.3 Description et modélisation de la machine synchrone à double étoile (MSDE):

Dans cette partie nous nous intéressons à la description de la MSDE alimentée en tension et à sa modélisation. La machine synchrone à double étoile (MSDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part leur formulation mathématique est difficile, d'autre part leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine synchrone à double étoile sans amortisseurs est un système de cinq équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'utilisation de la transformation de PARK, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

I.3.1 Description de la machine synchrone à double étoile :

La machine étudiée est une machine synchrone triphasée qui comporte deux axes statoriques fixes déphasés entre eux d'un angle ($\gamma=30^\circ$), et un enroulement d'excitation décalé par rapport à l'axe de la phase statorique d'un angle mesurant la position du rotor et deux circuits d'amortissement. La machine est supposée être à rotor bobiné et à pôles saillants alimentée en tension à fréquence et amplitude variable. Pour la variation de vitesse nous utiliserons le principe d'autopilotage qui consiste à alimenter la machine avec une tension dont la fréquence et la phase sont asservies à la position de rotor [96].

I.3.2 Modèle mathématique de la machine synchrone à double étoile :

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées auparavant et en adoptant la convention moteur, la structure de la machine synchrone à double étoile est représentée dans l'espace électrique. Figure (I.11).

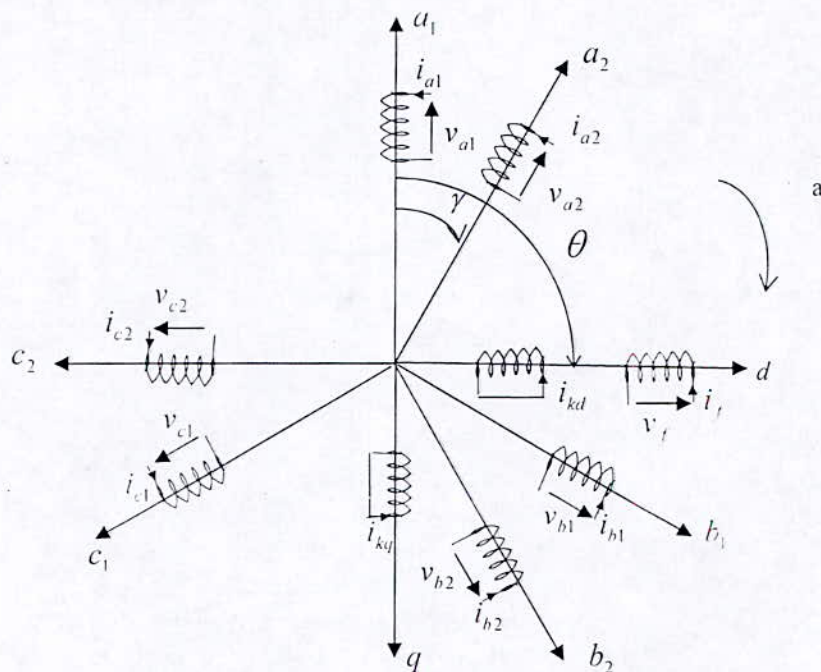


Figure I.11: Représentation schématic de la MSDE

D'après la loi de Faraday appliquée sur une phase statorique ou rotorique nous avons la relation suivante :

$$V = RI + \frac{d\phi}{dt}$$

Les enroulements abaissent aux équations électriques suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{S1}] &= [R_S][I_{S1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{S1}] \\ [V_{S2}] &= [R_S][I_{S2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{S2}] \\ [V_R] &= [R_R][I_R] + \frac{d}{dt}[\phi_R] \end{aligned} \quad (1.25)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{S1}] &= [V_{a1} \ V_{b1} \ V_{c1}]^T, [I_{S1}] = [i_{a1} \ i_{b1} \ i_{c1}]^T \\ [V_{S2}] &= [V_{a2} \ V_{b2} \ V_{c2}]^T, [I_{S2}] = [i_{a2} \ i_{b2} \ i_{c2}]^T \\ [V_R] &= [V_f \ 0 \ 0]^T, [I_R] = [i_f \ i_D \ i_Q]^T \\ [\phi_{S1}] &= [\phi_{a1} \ \phi_{b1} \ \phi_{c1}]^T \\ [\phi_{S2}] &= [\phi_{a2} \ \phi_{b2} \ \phi_{c2}]^T \\ [\phi_R] &= [\phi_f \ \phi_D \ \phi_Q]^T \\ [R_S] &= \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}, [R_R] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous forme matricielle s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{S1}] \\ [\phi_{S2}] \\ [\phi_R] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_S(\theta)] & [M_{SS}] & [M_{SR}(\theta)] \\ [M_{SS}]^T & [L_S(\beta)] & [M_{SR}(\beta)] \\ [M_{SR}(\theta)]^T & [M_{SR}(\beta)]^T & [L_R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Avec :

$$[L_S(\theta)] = \begin{pmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{pmatrix} + L_{Sy} \begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

$$[L_S(\beta)] = \begin{pmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{pmatrix} + L_{Sf} \begin{pmatrix} \cos(2\beta) & \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta) \\ \cos(2\beta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta) & \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (1.28)$$

$$[M_{SS}] = -M_S \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \quad (1.29)$$

$$+ L_{Sfm} \begin{pmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

$$[M_{SR}(\theta)] = \begin{pmatrix} M_{Sf} \cos(\theta) & M_{SD} \cos(\theta) & M_{SQ} \sin(\theta) \\ M_{Sf} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SQ} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{Sf} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SQ} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

$$[M_{SR}(\beta)] = \begin{pmatrix} M_{Sf} \cos(\beta) & M_{SD} \cos(\beta) & M_{SQ} \sin(\beta) \\ M_{Sf} \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SQ} \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{Sf} \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SQ} \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (1.31)$$

$$[L_R] = \begin{pmatrix} L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{fd} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{pmatrix} \quad (1.32)$$

Avec $\beta = \theta - \gamma$

D'après les équations (1.25), (1.26) on aura les expressions suivantes :

$$[V_{S1}] = [R_S][I_{S1}] + \frac{d}{dt} \{ [L_S(\theta)][I_{S1}] + [M_{SS}][I_{S2}] + [M_{SR}(\theta)][I_R] \} \quad (1.33)$$

$$[V_{S2}] = [R_S][I_{S2}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{SS}]^T [I_{S1}] + [L_S(\beta)][I_{S2}] + [M_{SR}(\beta)][I_R] \} \quad (1.34)$$

$$[V_R] = [R_R][I_R] + \frac{d}{dt} \{ [M_{SR}(\theta)]^T [I_{S1}] + [M_{SR}(\beta)]^T [I_{S2}] + [L_R][I_R] \} \quad (1.35)$$

L'équation de couple électromagnétique est :

$$T_{em} = \frac{1}{2} [I] \frac{\delta}{\delta t} [L] [I] \tag{I.36}$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_S(\theta)] & [M_{SS}] & [M_{SR}(\theta)] \\ [M_{SS}]^T & [L_S(\beta)] & [M_{SR}(\beta)] \\ [M_{SR}(\theta)]^T & [M_{SR}(\beta)]^T & [L_R] \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_R] \end{bmatrix}$$

Donc, nous avons un système de neuf équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients sont des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotor d'où la complexité de la résolution analytique. A cet effet, nous considérons une transformation qui offre le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent, tout en gardant le principe de la conservation de la puissance et des forces magnétomotrice.

Pour résoudre le problème posé par la dépendance des inductances de l'angle de rotation, on substitue les enroulements statoriques par des enroulements biphasés équivalents. Pour cela on définit la transformation de Park qui consiste à transformer le système (a₁, b₁, c₁ et a₂, b₂, c₂) à un système (d₁, q₁ et d₂, q₂) en quadrature. La figure (I.12) schématise cette transformation.

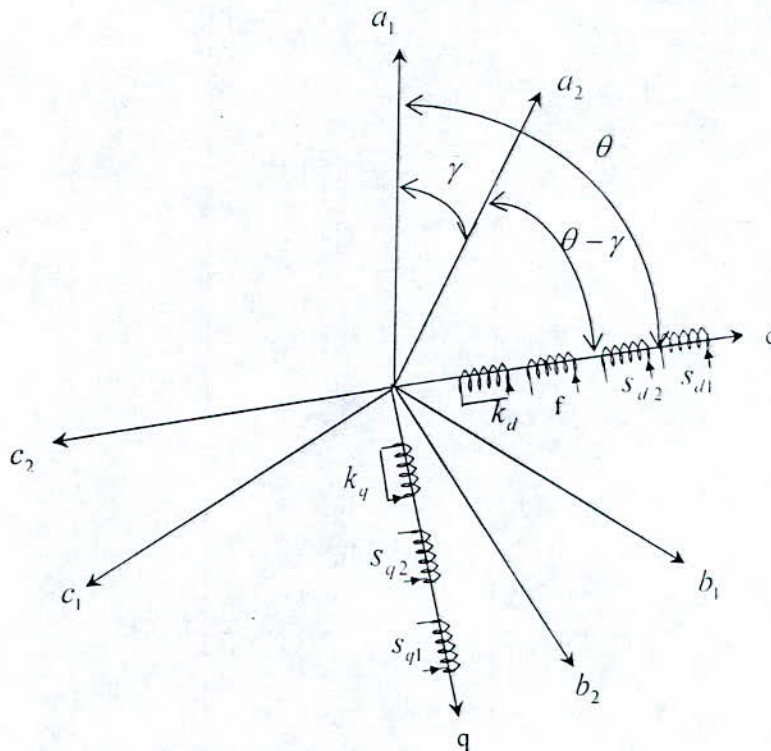


Fig I.12 : Passage du triphasé au biphasé

On définit la matrice de Park par :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} A(\theta) & 0 \\ 0 & A(\theta - \gamma) \end{bmatrix} \tag{I.37}$$

$$A(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

$$A(\theta - \gamma) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

La matrice inverse permettant le passage dans le sens inverse (biphasé-triphasé) notée $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} A(\theta)^{-1} & 0 \\ 0 & A(\theta - \gamma)^{-1} \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

$$A(\theta)^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

$$A(\theta - \gamma)^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

I.3.3 Application de la transformation de Park

En transformant les équations statoriques en leurs nouvelles équations dans le repère (d, q) par l'application de la transformation de Park on obtient le système d'équations suivant :

$$[\phi] = [L_p][I_p] \quad (I.43)$$

Avec :

$$[\phi] = [\phi_{d1} \ \phi_{q1} \ \phi_{d2} \ \phi_{q2} \ \phi_f \ \phi_{kd} \ \phi_{kq}]^T$$

$$[I_p] = [i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d2} \ i_{q2} \ i_f \ i_{kd} \ i_{kq}]^T$$

$$[L_p] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_d & 0 & M_{fd} & M_{kd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_q & 0 & 0 & M_{kq} \\ M_d & 0 & L_d & 0 & M_{fd} & M_{kd} & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_q & 0 & 0 & M_{kq} \\ M_{fd} & 0 & M_{fd} & 0 & L_f & M_{kdf} & 0 \\ M_{kd} & 0 & M_{kd} & 0 & M_{kfd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{kd} & 0 & M_{kd} & 0 & 0 & L_{kd} \end{bmatrix}$$

On applique la même transformation aux équations des tensions on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{q1} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{q1} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & \omega_r & 0 & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

Le circuit d'excitation et les amortisseurs ont pour équations :

$$\begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_f \\ \phi_{kd} \\ \phi_{kq} \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

I.3.4 Modélisation de la MSDE sans amortisseurs

La modélisation est faite en annulant le courant direct et en quadrature des circuits d'amortisseurs.

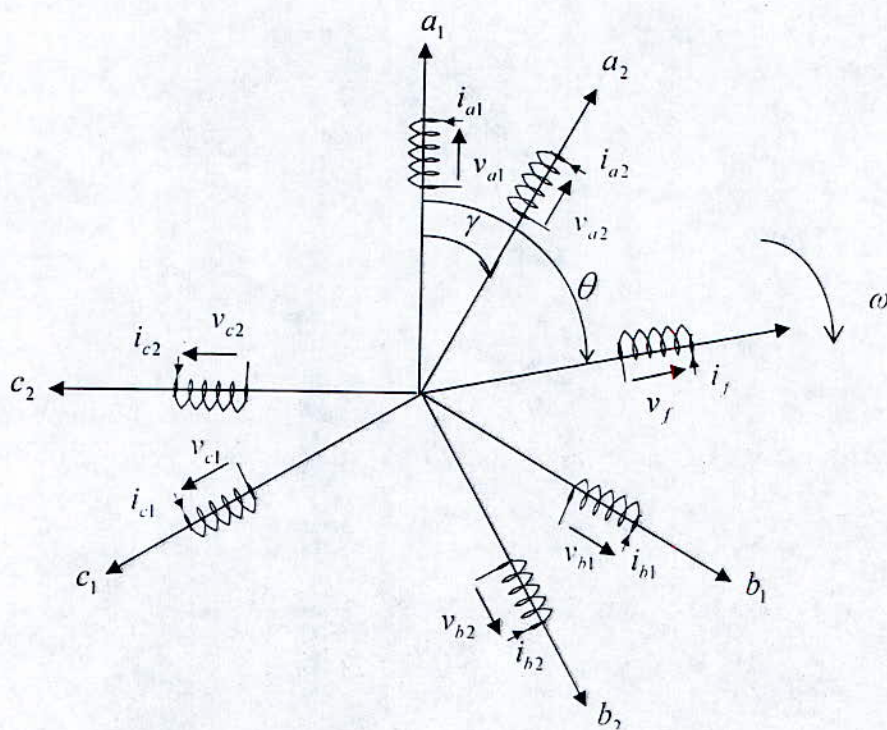


Fig I.13: Représentation schématique des enroulements de la MSDE sans amortisseurs

I.3.4.1 Les équations magnétiques

$$\begin{aligned}
 \phi_{d1} &= L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f \\
 \phi_{d2} &= L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f \\
 \phi_{q1} &= L_q i_{q1} + M_q i_{q2} \\
 \phi_{q2} &= L_q i_{q2} + M_q i_{q1} \\
 \phi_f &= L_f i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2})
 \end{aligned}
 \tag{I.46}$$

I.3.4.2 Les équations électriques

$$\begin{aligned}
 V_{d1} &= R_s i_{d1} + \frac{d}{dt} \phi_{d1} - \omega_r \phi_{q1} \\
 V_{d2} &= R_s i_{d2} + \frac{d}{dt} \phi_{d2} - \omega_r \phi_{q2} \\
 V_{q1} &= R_s i_{q1} + \frac{d}{dt} \phi_{q1} + \omega_r \phi_{d1} \\
 V_{q2} &= R_s i_{q2} + \frac{d}{dt} \phi_{q2} + \omega_r \phi_{d2}
 \end{aligned}
 \tag{I.47}$$

I.3.4.3 Les équations mécaniques :

Le couple électromagnétique est donné par :

$$T_{em} = T_{em1} + T_{em2} \quad (I.48)$$

$$T_{em} = \phi_{d1} i_{q1} - \phi_{q1} i_{d1} + \phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q2} i_{d2}$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - F_c \Omega \quad (I.49)$$

I.3.4.4 Mise sous forme d'équation d'état :

Nous choisissons le vecteur d'état suivant :

$$[\phi_{d1} \quad \phi_{d2} \quad \phi_{q1} \quad \phi_{q2} \quad \phi_f]$$

A partir des équations des flux (I.46) on obtient les expressions suivantes :

$$i_{d1} = \frac{\phi_{d1} Ld - \phi_{d2} Md}{Ld^2 - Md^2} - \frac{Mfd}{Ld + Md} .if$$

$$i_{d2} = \frac{\phi_{d2} Ld - \phi_{d1} Md}{Ld^2 - Md^2} - \frac{Mfd}{Ld + Md} .if$$

$$i_{q1} = \frac{\phi_{q1} Lq - \phi_{q2} Mq}{Lq^2 - Mq^2}$$

$$i_{q2} = \frac{\phi_{q2} Lq - \phi_{q1} Mq}{Lq^2 - Mq^2}$$

En remplaçant ces expressions dans le système (I.47) nous obtenons le modèle mathématique de la MSDE alimentée en tension en fonction des variables d'état sous la forme suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.50)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{q2} \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad X = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{q2} \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{q1} \\ V_{q2} \\ V_f \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_s \left(\frac{L_d}{L_{d1}L_{d2}} - \frac{M_{fd}}{L_{d2}M_{md}} \right) & R_s \left(\frac{M_d}{L_{d1}L_{d2}} + \frac{M_{fd}}{L_{d2}M_{md}} \right) & \omega_r & 0 & \frac{-R_s}{M_{md}} \\ R_s \left(\frac{M_d}{L_{d1}L_{d2}} + \frac{M_{fd}}{L_{d2}M_{md}} \right) & -R_s \left(\frac{L_d}{L_{d1}L_{d2}} - \frac{M_{fd}}{L_{d2}M_{md}} \right) & 0 & \omega_r & \frac{-R_s}{M_{md}} \\ -\omega_r & 0 & \frac{-R_s L_q}{L_{q1}L_{q2}} & \frac{R_s M_q}{L_{q1}L_{q2}} & 0 \\ 0 & -\omega_r & \frac{R_s M_q}{L_{q1}L_{q2}} & \frac{-R_s L_q}{L_{q1}L_{q2}} & 0 \\ \frac{-R_f}{M_{md}} & \frac{-R_f}{M_{md}} & 0 & 0 & \frac{-R_f L_{d2}}{M_{md} M_{fd}} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} = [A(\theta)] [V_{a1,b1,c1}]$$

$$\begin{bmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = [A(\theta - \gamma)] [V_{a2,b2,c2}]$$

$$L_{d1} = L_d - M_d$$

$$L_{d1} = L_d + M_d$$

$$L_{q1} = L_q - M_q$$

$$L_{q2} = L_q + M_q$$

$$M_{md} = 2M_{fd} - \frac{L_f L_{d2}}{M_{fd}}$$

I.4 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré d'une part, à la présentation des différentes machines synchrones et à la modélisation des différentes associations onduleurs – machines synchrones et à l'analyse de leur fonctionnement d'autre part.

D'abord, nous avons modélisé la machine synchrone alimentée en courant, par la transformation de Park, qui transforme un système triphasé en un système biphasé, d'où nous avons pu établir deux modèles simplifiés équivalents au modèle d'une machine à courant continu. Le premier modèle prévu pour la simulation, le deuxième pour la synthèse des différents réglages.

Pour l'établissement des modèles linéaires des deux machines, la machine synchrone à aimants permanents et la machine synchrone à double étoile, nous avons appliqué aussi la transformation de Park qui nous a aidé à établir deux modèles équivalents au modèle d'une machine à courant continu. Ces deux modèles sont d'un grand intérêt pour la synthèse des différentes commandes et à la simulation du fonctionnement des deux machines.

CHAPITRE II

Commande de la machine synchrone
autopilotée alimentée en courant

Introduction :

La machine synchrone autopilotée alimentée en courant présente l'avantage d'avoir de meilleures caractéristiques et de ne pas avoir de collecteur mécanique. De plus l'alimentation en courant permet son utilisation dans le domaine des grandes puissances [4]. Mais aussi elle se présente comme un système multivariable, non-linéaire fortement couplé, ce qui rend son contrôle très difficile. C'est grâce aux développements récents des composants d'électronique de puissance, de l'électronique de réglage et de la micro-informatique que l'application des stratégies des commandes de plus en plus performantes a pu être appliquées. Et plus précisément sa commande par les techniques modernes de l'automatique, qui n'a pu être réalisée que par l'application du modèle linéaire simplifié qui l'a rendue équivalente à la machine à courant continu [45],[47]. Ce modèle simplifié a permis une grande souplesse lors de la commande de cette machine.[30] à [34], [77] à [79].

Pour appliquer les techniques de commande dans des conditions proches de la pratique, la simulation est effectuée sur le modèle non linéaire décrit dans le chapitre I. La méthode du réglage en cascade appliquée dans cette étude est d'une utilisation fréquente dans le domaine des réglages industriels. Elle permet la limitation d'une ou de plusieurs grandeurs internes du système, et possède plusieurs avantages.

Dans certaines applications les paramètres peuvent largement varier, ce qui gêne le fonctionnement du système, cela exige l'élaboration d'un type de commande plus performant, comme la commande adaptative à modèle de référence présentée dans la première publication. La commande adaptative est une alternative intéressante permettant de résoudre le problème de la variation des paramètres interne de la machine, on cherche alors à adapter l'organe de commande de façon à ce que le processus se comporte comme un modèle de référence. Cette technique de commande porte le nom de « commande adaptative à modèle de référence ». Les systèmes adaptatifs à modèle de référence MRAS (Model Référence Adaptatif Systèmes) sont très utilisés dans de larges domaines, pour résoudre une variété importante de problèmes en commande, identification et estimation d'état [72] à [76], [83],[84].

Dans la deuxième publication, nous menons une étude sur la commande prédictive généralisée en cascade pour le réglage de la vitesse d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Cette stratégie de commande appartient à la famille des algorithmes à horizon étendu. En effet la sortie d'un système n'est plus prédite à un instant proche du retard mais à des instants futurs relatifs à un certain intervalle choisi. L'objectif de cette loi de commande prédictive consiste à prendre en compte à l'instant présent le comportement futur du système en utilisant explicitement un modèle numérique du système. afin de prédire dans le futur sur un horizon fini. Cependant, il n'existe pas une stratégie unique mais plutôt tout un ensemble de méthodes de commande prédictive, dont le but est de faire coïncider la sortie du processus avec la consigne dans le futur sur un horizon fini,[34] ,[52] ,[60].

La dernière publication présentée dans ce chapitre traite la commande par mode de glissement qui est une technique intéressante, permettant de résoudre le problème de la robustesse du réglage vis-à-vis de la variation de la charge. La loi de commande dans cette technique est formée principalement à partir de la grandeur à réguler et un certain nombre de ses dérivées. L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est du essentiellement à la disponibilité d'interrupteurs rapides et des micro presseurs de plus en plus performant permettant la commande en temps réel des systèmes dynamiques [16],[17],[71],[77].

Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrones Autopilotée Alimentée en Courant

D.Boudana^(*,**), L.Nezli^(**), M.S.Boucherit^(**), A. Tlemçani^(*,**)

* Institut des sciences de l'ingénieur, Département d'électrotechnique, Centre Universitaire Yahia Farès de Médéa, Quartier Ain d'heb 26000 Médéa, Algérie

** Laboratoire de Commande des Processus

Département de Génie Electrique Ecole Nationale Polytechnique

BP. 182, Hassen Badi, El Harrach, Alger, Algérie

Email : h_tlemcani@yahoo.fr

Résumé – Cet article développe la commande adaptative à modèle de référence d'une machine synchrone autopilotée. La stratégie de commande adoptée consiste à utiliser le modèle linéaire de la machine synchrone autopilotée (MSA). Ce modèle est basé sur les valeurs moyennes des grandeurs calculées pour une période de commutation de $\pi/3\omega$. Les courants statoriques, commutés par un convertisseur d'électronique de puissance, sont asservis à la position du rotor θ , de façon à avoir une synchronisation entre le mouvement du champ statorique et du champ rotorique. La commutation ainsi réalisée assure une distribution fixe des courants statoriques par rapport au rotor. Les résultats de simulation de cette technique de commande, concernant la machine synchrone autopilotée MSA, montrent les performances dynamiques.

Abstract – We present a design method of model reference adaptive control for autopilot synchronous machine. The adopted strategy consists in using the linear model of the autopilot synchronous machine. This model is based on the average values of the sizes calculated for one period of commutation $\pi/3\omega$. The results of simulation of this technique, concerning autopilot synchronous machine, show the dynamic performances.

Mots clés: Machine synchrone autopilotée, Commande Adaptative à Modèle de Référence, Onduleur.

Keywords: Autopilot synchronous machine, Model Reference Adaptive cascade control, Inverter.

I. INTRODUCTION

La machine synchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur dont l'utilisation industrielle ne cesse de croître. Elle se distingue des machines à courant continu par sa puissance massique,

sa vitesse maximale supérieure et sa robustesse. Le variateur synchrone représente donc un actionneur électrique très intéressant pour de nombreuses applications industrielles.

Cependant, ces avantages ne sont pas sans inconvénient. La description du fonctionnement de la machine synchrone, caractérisé par un couplage non linéaire existant entre le flux magnétique et le couple moteur, aboutit à un modèle non linéaire considérablement plus complexe que celui des machines à courant continu. Afin d'atteindre des performances dynamiques équivalentes à ces dernières, les machines synchrones doivent être dotées de systèmes de commandes relativement sophistiqués. Dans un même temps, l'évolution rapide des microcalculateurs permet la réalisation de commandes de plus en plus complexes.

En effet, historiquement, la tendance de la commande des machines synchrones a été orientée vers l'utilisation des techniques classiques pour la conception du contrôle de ces machines. Or, les algorithmes classiques (régulation à action proportionnelle, intégrale et dérivée par exemple) implique la connaissance des différents paramètres qui peuvent influencer sur le système à régler et agir en conséquence afin de contraindre le système à atteindre l'objectif fixé. Seulement cette connaissance est souvent entachée d'erreurs et d'imprécisions qui accompagnent toute modélisation de processus. De plus le couplage existant entre les variables du système (interaction entre les variables à commander) rend le contrôle plus difficile. Il est possible de résoudre ce problème en utilisant des méthodes de commande dites robustes et la commande adaptative en est une.

Au cours des dernières années, des contributions fondamentales en commande adaptative, aussi bien théoriques que pratique, ont apporté des éléments nécessaires à une meilleure compréhension des systèmes adaptatifs. Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse des lois d'adaptation, pour l'ajustement automatique des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres

du procédé à commander sont inconnus ou mal connus [1], [2], [3].

L'objectif de notre travail porte sur l'application de la commande adaptative pour la commande de la machine synchrone. Ainsi, nous appliquons la commande adaptative à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Pour cela nous donnons, dans un premier lieu, un exposé succinct de

la commande adaptative. Ensuite, après la description et la modélisation du processus à régler, suivies des résultats de synthèse, nous présentons les résultats de simulation de l'ensemble Commande-Convertisseur-Machine. Enfin, à partir des résultats de simulation obtenus, nous présentons une évaluation des performances du réglage.

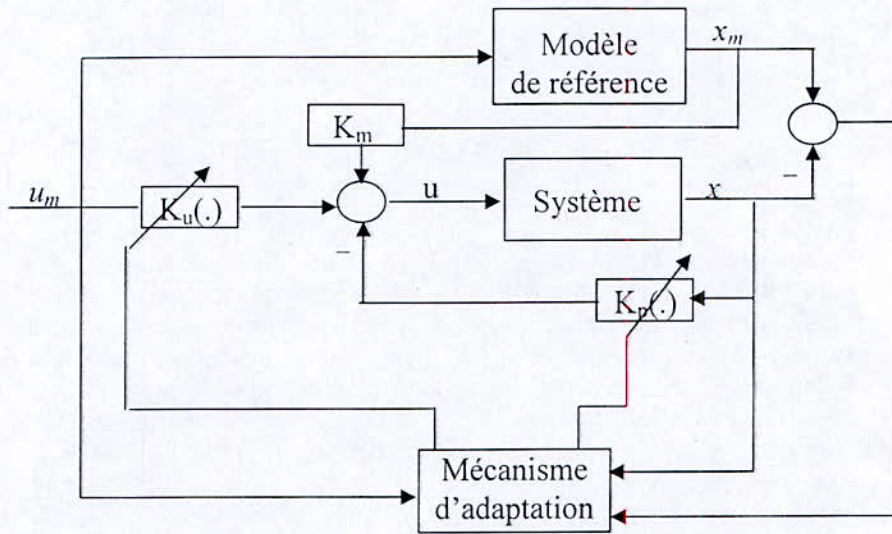


Fig. 1 Modèle parallèle avec adaptation paramétrique

II. COMMANDE ADAPTATIVE

2.1 Principe de la commande adaptative par modèle de référence

La commande adaptative à modèle de référence a été développée par WHITAKER et ses collègues en 1958 [3], ces dernières années elle est devenue un moyen très efficace pour la commande des systèmes à paramètres inconnus ou partiellement connus. Le principe de tels systèmes est de décrire par un modèle de référence les performances désirées et de les comparer à chaque instant avec ceux de système ajustable, l'erreur ainsi déterminée permet au mécanisme d'adaptation de réajuster les paramètres ajustables, de telle manière que l'erreur entre le modèle de référence et le système ajustable tend asymptotiquement vers zéro.

2.2. Description mathématique du système adaptative à modèle de référence

On considère un système non linéaire décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1)$$

avec :

$$x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^p \text{ et } y \in \mathbb{R}^q$$

Sont respectivement le vecteur d'état, le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie.

Et :

$$A(t) \in \mathbb{R}^{n \times n}, B(t) \in \mathbb{R}^{n \times p}, C \in \mathbb{R}^{q \times n}$$

Sont des matrices et vecteur à éléments variables dans le temps.

Le but de la commande adaptative à modèle de référence est de trouver une commande adéquate $u(\cdot)$ telles que les sorties du système réel suivent celles du modèle de référence, ce dernier est défini par [2], [3]:

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = A_m(t)x_m(t) + B_m(t)u_m \\ y_m(t) = C_m x_m(t) \end{cases} \quad (2)$$

La dynamique de l'erreur de poursuite est donnée par :

$$e = x_m - x \quad (3)$$

L'objectif de la commande adaptative à modèle de référence est de trouver une loi d'adaptation paramétrique qui permet d'ajuster les matrices A et B tels que [3]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} A_m(t) = A(t, e) \text{ et } \lim_{t \rightarrow \infty} B_m(t, e) = B(t) \quad (4)$$

2.3 Commande adaptative par poursuite d'un modèle

La commande adaptative par poursuite d'un modèle peut se faire de deux manières [2], [3]:

- Adaptation paramétrique.
- Adaptation par signal de synthèse.

Dans le cas de l'adaptation paramétrique (figure 1) l'entrée d'un système est exprimé par [2], [3]:

$$u = -K_p(e, t)x + K_m x_m + K_u(e, t)u_m \quad (5)$$

Où :

$K_p(e, t)$ et $K_u(e, t)$: matrices variables dans le temps dépendant de e .

K_m : matrice constante.

Les expressions de $K_p(e, t)$ et $K_u(e, t)$ sont données par [2]:

$$\begin{cases} K_p(e, t) = K_p - \delta K_p(e, t) \\ K_u(e, t) = K_u - \delta K_u(e, t) \end{cases} \quad (6)$$

Où K_p et K_u sont des matrices constantes déterminées à partir de la commande linéaire par modèle de référence [2]. L'équation 1 s'écrit donc :

$$\dot{x}(t) = A_s(t)x(t) + B_s(t)u_m(t) + BK_m e \quad (7)$$

avec :

$$A_s(e, t) = A - BK_p + BK_m + B\delta K_p(e, t) \quad (8)$$

$$B_s(e, t) = B[K_u + \delta K_u(e, t)]$$

En faisant le choix suivant :

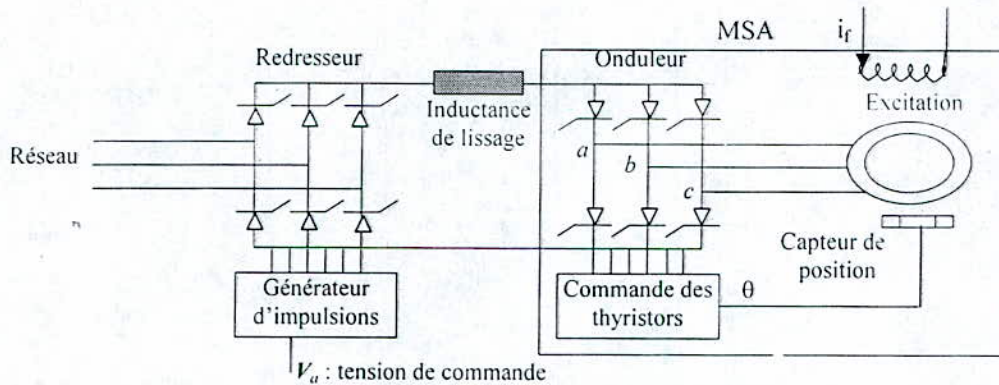


Figure 2. Description du système à régler

$$A_s(e, t) = B \left[\int_0^t \phi_1(v, t, \tau) d\tau + \phi_2(v, t) \right] + A_s(0) \quad (9)$$

$$B_s(e, t) = \left[\int_0^t \psi_1(v, t, \tau) d\tau + \psi_2(v, t) \right] + B_s(0) \quad (10)$$

Où :

$$A_s(0) = A + B[K_m - K_p + \delta K_p(0)] \quad (11)$$

$$B_s(0) = B[K_u + \delta K_u(0)] \quad (12)$$

$$v = D e \quad (13)$$

Avec D une matrice de dimension (nxn)

En comparant les relations (8) et (9), on trouve [2], [3]:

$$\delta K_p(e, t) = \left[\int_0^t \phi_1(v, t, \tau) d\tau + \phi_2(v, t) \right] + \delta K_p(0) \quad (14)$$

$$\delta K_u(e, t) = \left[\int_0^t \psi_1(v, t, \tau) d\tau + \psi_2(v, t) \right] + \delta K_u(0) \quad (15)$$

Le choix des matrices $\Phi_1, \Phi_2, \psi_1, \psi_2$ qui satisfait à l'égalité de Popov est donné par [2], [3]:

$$\begin{cases} \phi_1(v, t, \tau) = F_A v(\tau+1) [G_A x(\tau)]^T \\ \phi_2(v, t, \tau) = F'_A v(\tau+1) [G'_A x(\tau)]^T \\ \psi_1(v, t, \tau) = F_B v(\tau+1) [G_B u_m(\tau)]^T \\ \psi_2(v, t, \tau) = F'_B v(\tau+1) [G'_B u_m(\tau)]^T \end{cases} \quad (16)$$

Où :

F_A, F_B, G_A, G_B : sont des matrices constantes définies positives.

Et F'_A, F'_B, G'_A, G'_B : sont des matrices constantes définies positives (ou semi-définies).

III. DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME A REGLER

Le système à régler est une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs, alimentée en courant à fréquence et amplitude variables, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante. Pour varier la vitesse de cette machine, nous utilisons une boucle qui assure l'autopilotage de la machine synchrone à partir d'un capteur de position [5], [6]. Cette machine est alimentée par un redresseur de tension à travers une self de lissage (figure 2).

Dans la machine synchrone autopilotée, les courants statoriques, commutés par un convertisseur d'électronique de puissance, sont asservis à la position du rotor θ , de façon à avoir une synchronisation entre le mouvement du champ statorique et du champ rotorique. La commutation ainsi réalisée assure une distribution fixe des courants statoriques par rapport au rotor.

La tension de commande V_a permet d'agir sur la vitesse de la machine. Elle représente ainsi la grandeur de commande dans notre système à régler (figure 1).

Les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone dans le référentiel de Park (d,q) s'écrivent [7]:

$$V_q = R_s i_q + p\Psi_q + \omega_r \Psi_d \quad (17)$$

$$V_d = R_s i_d + p\Psi_d - \omega_r \Psi_q \quad (18)$$

$$V_f = R_s i_f + p \Psi_f \quad (19)$$

$$0 = R_D i_D + p\Psi_D \quad (20)$$

$$0 = R_Q i_Q + p\Psi_Q \quad (21)$$

$$C_m = C_r + (2f/P) \omega_r + (2J/P) p \omega_r \quad (22)$$

Où les flux sont donnés par les expressions :

$$\Psi_q = L_q i_q + M_{qQ} i_Q \quad (23)$$

$$\Psi_d = L_d i_d + M_{df} i_f + M_{dD} i_D \quad (24)$$

$$\Psi_Q = L_Q i_Q + M_{qQ} i_q \quad (25)$$

$$\Psi_D = L_D i_D + M_{fD} i_f + M_{dD} i_d \quad (26)$$

Les expressions des courants de phases i_a , i_b , et i_c dans le référentiel de Park sont donnés par [8]:

$$i_q = I'_d \left[1 - \frac{2}{35} \cos(6\omega t) + \frac{2}{143} \cos(12\omega t) - \frac{2}{323} \cos(18\omega t) + \dots \right] \quad (27)$$

$$i_d = I'_d \left[-\frac{12}{35} \sin(6\omega t) + \frac{24}{143} \sin(12\omega t) - \frac{36}{323} \sin(18\omega t) + \dots \right] \quad (28)$$

Avec

$$I'_d = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (29)$$

La synthèse de la commande adaptative est basée sur le modèle linéaire de la machine synchrone autopilotée (MSA). Ce modèle est basé sur les valeurs moyennes des grandeurs calculées pour une période de commutation de $\pi/3\omega$. Cette dernière étant faible devant les constantes de temps de la machine, la machine synchrone autopilotée se comporte comme une machine à courant continu à excitation indépendante. D'où, nous écrivons les équations du modèle régissant le fonctionnement de la MSA [5], [6] :

$$U_d = E + L \frac{dI_d}{dt} + R I_d \quad (30)$$

$$C_m = C_r + f \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (31)$$

Où : $R = R_d + 2R_s$, $L = L_d + 2L_s$,

$K_E = (p/3\pi) M_{df} I_d \cos\psi$, $C_m \approx K_E I_d$ et $E = K_E \omega_r$

Le redresseur avec son dispositif de commande de gâchettes possède un comportement discret. Son comportement dynamique est complexe et influe considérablement sur la stabilité des circuits de réglages. En négligeant le phénomène d'empiétement, la fonction de transfert du redresseur est de la forme [4] :

$$G(s) = \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}} \quad (32)$$

IV. RESULTATS DE SIMULATIONS

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus suite à la simulation de la technique de commande adaptative à modèle de référence appliquée à la machine synchrone autopilotée caractérisée par :

$K_{cm} = 19.75$, $R_s = 0.4 \Omega$, $K_E = 2.05 \text{ v/rd/s}$, $T_{cm} = 1.66 \text{ ms}$, $T_1 = 0.19 \text{ s}$, $T_2 = 1.85 \text{ s}$, $f = 0.614 \text{ Nm/rd/s}$, $J = 1.14 \text{ Nm s}^2/\text{rd}$

La synthèse de la commande adaptative en cascade est basée sur le modèle linéaire réduit de la MSA. Pour appliquer cette technique de réglage, dans des conditions de fonctionnement très proche de la réalité, les travaux de simulation utilisent, pour la MSA, le modèle non linéaire biphasé de Park. Lors de

l'association onduleur-machine synchrone, le modèle tient compte de l'expression des courants de phases par séries de Fourier. Ainsi, il est simulé le comportement de la machine lors d'un démarrage en charge pour différentes références de vitesses. Les figures représentent le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine: la vitesse, le couple moteur, le courant redressé, le courant de phase, la tension de phase et le courant d'excitation lorsque la consigne de vitesse est de 1500 tr/min (figure 3).

Les résultats obtenus, montrent que la commande adaptative en cascade appliquée à la MSA alimentée en courant présente des performances satisfaisantes dans toutes les plages de vitesse.

V. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce papier la commande adaptative à modèle de référence d'un système composée d'une machine synchrone à pôles saillants, associée à un convertisseur statique. Cette commande permet à la machine synchrone de suivre un modèle de référence prédéfini à travers une loi d'adaptation paramétrique.

A la lumière des réponses enregistrées, la commande adaptative à modèle de référence présente de bonnes performances. En effet, les tests effectués sur le modèle de la machine synchrone autopilotée, nous ont permis de juger positivement l'efficacité de cette technique de commande, ainsi qu'une robustesse considérable par rapport aux variations de la consigne, aux variations de la perturbation et aux variations paramétriques de la machine.

A la lumière des réponses enregistrées, la commande adaptative à modèle de référence présente de bonnes performances. En effet, les tests effectués sur le modèle de la machine synchrone autopilotée, nous ont permis de juger positivement l'efficacité de cette technique de commande, ainsi qu'une robustesse considérable par rapport aux variations de la consigne, aux variations de la perturbation et aux variations paramétriques de la machine.

VI. REFERENCES

- [1] D. L. Landau, « Adaptive control, the model reference approach », Marcel, Dekker, New York, 1979
- [2] K. Najim, « Commande adaptative des procédures industriels », Masson, Mexico, 1982
- [3] M. ZELMAT, « Commande modale et adaptative », Office des publications universitaire, 2001
- [4] W. Leonard, « Control of electrical drives », Springer verlag, 1990
- [5] M. F. Khène, M. S. Boucherit, L. Nezli, « Simulation study of speed state-feedback control of a current source inverter-self controlled synchronous machine », 5th International Symposium on System Analysis and Simulation, June 26-30, Berlin, 1995
- [6] M. F. Khène, M. S. Boucherit, L. Nezli, « Simulation study of a cascade state-feedback control a CSI-SCSM », IMACS-TCI'93 International conférence, Montréal, 1993.
- [7] P. C. Krause, « Analysis of electrical machinery ». Mc Grawhill, 1987
- [8] B. K. Bose, « Power electronics and AC drives ». Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J, 1986.

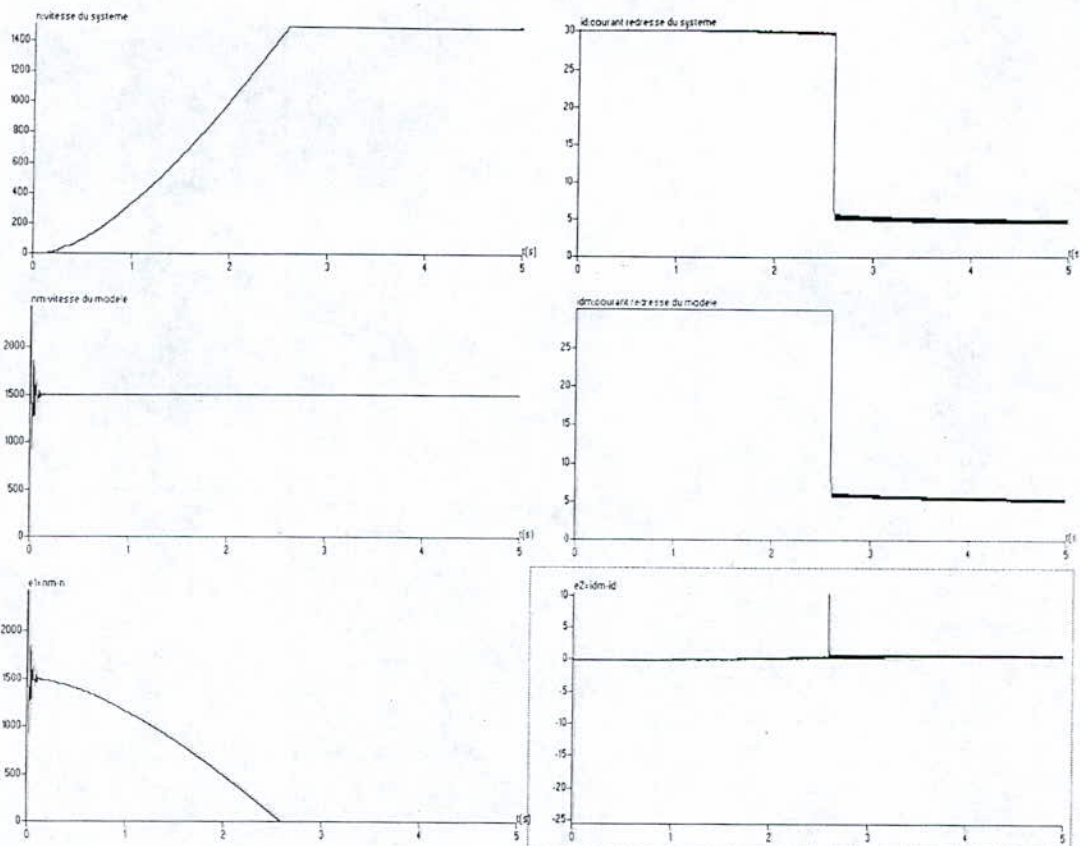


Figure 3. Démarrage en charge pour une référence de vitesse $N_{ref} = 1500$ tr/min

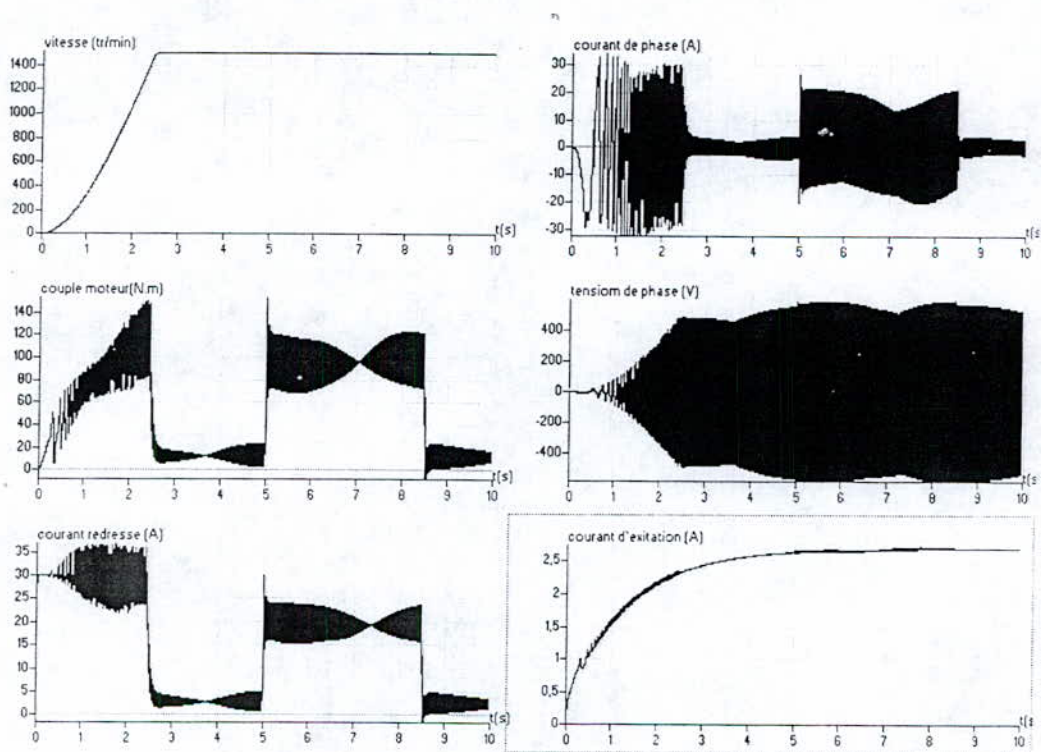


Figure 4. Démarrage à vide pour une référence de vitesse $N_{ref} = 1500$ tr/min, avec une variation de la charge à ($t = 5$ s).

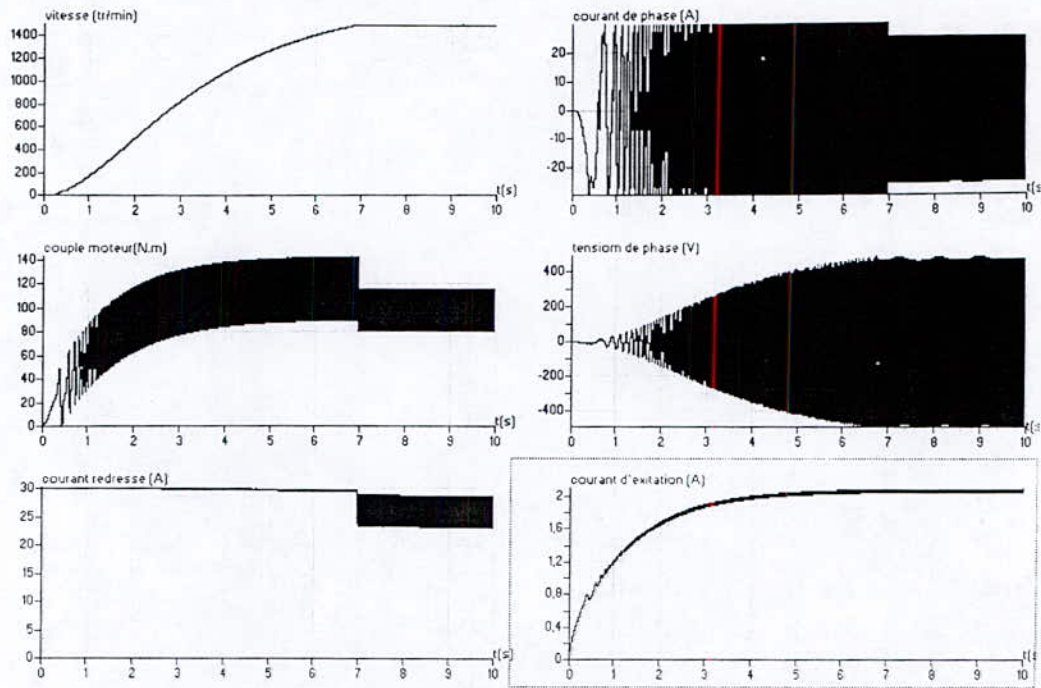


Figure 5. Démarrage en charge pour une référence de vitesse $N_{ref} = 1500 \text{tr/min}$, avec une variation de 30% de R_s , L_s , R_f , L_f , J et f , pour une variation de la charge à ($t = 5 \text{s}$).

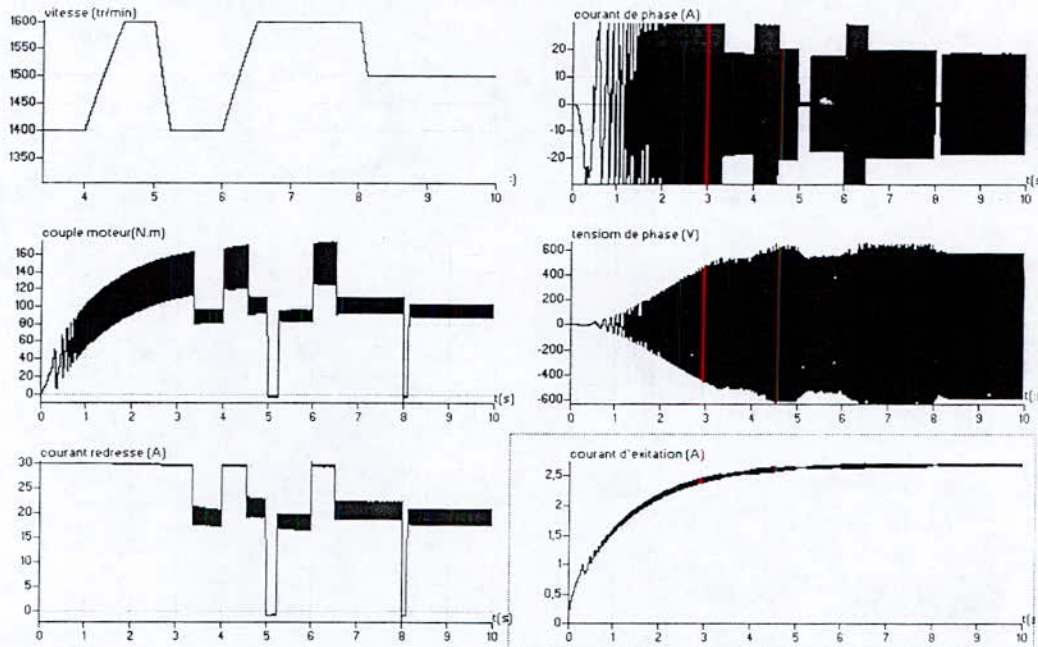


Figure 6 Démarrage en charge avec une variation de consigne autour de la référence de vitesse $N_{ref} = 1500 \text{tr/min}$

Commande Prédictive Généralisée de la Machine Synchrones Autopilotée Alimentée en Courant

D.Boudana (*,**), L.Nezli (**), M.S.Boucherit (**), A. Tlemçani (*,**)

* Institut des sciences de l'ingénieur, Département d'électrotechnique, Centre Universitaire Yahia Farès de Médéa, Quartier Ain d'heb 26000 Médéa, Algérie

** Laboratoire de Commande des Processus

Département de Génie Electrique Ecole Nationale Polytechnique

BP. 182, Hassen Badi, El Harrach, Alger, Algérie

Email : h_tlemcani@yahoo.fr

Résumé – Cet article développe la commande prédictive généralisée d'une machine synchrone autopilotée. La stratégie de commande adoptée consiste à utiliser le modèle linéaire de la machine synchrone autopilotée (MSA). Ce modèle est basé sur les valeurs moyennes des grandeurs calculées pour une période de commutation de $\pi/3\omega$. Cette dernière étant faible devant les constantes de temps de la machine, la machine synchrone autopilotée se comporte comme une machine à courant continu à excitation indépendante. Les résultats de simulation de cette technique de commande, concernant la machine synchrone autopilotée MSA, montrent les performances dynamiques.

Abstract – This article develops the generalized predictive control of an autopilot synchronous machine. The adopted strategy consists in using the linear model of the autopilot synchronous machine. This model is based on the average values of the sizes calculated for one period of commutation $\pi/3\omega$. The latter being weak in front of the time constants of the machine, the autopilot synchronous machine behaves like a DC machine. The results of simulation of this technique, concerning autopilot synchronous machine, show the dynamic performances.

Mots clés: Machine synchrone autopilotée, Commande prédictive généralisée en cascade, Onduleur.

Keywords: Autopilot synchronous machine, Generalized predictive cascade control, Inverter.

I. INTRODUCTION

Le besoin en actionneurs électriques s'accroît de plus en plus du fait du degré élevé d'automatisation des systèmes et des outils de production. Ainsi, un grand effort a été investi pour développer un actionneur robuste, performant et facilement commandable. La machine synchrone autopilotée se place comme un bon candidat pour jouer ce rôle. C'est le développement conjugué, de l'électronique de puissance et de la microinformatique qui a donné à la

machine synchrone autopilotée les caractéristiques tant recherchées pour un actionneur électrique. Cette évolution technologique a permis à la machine synchrone autopilotée de venir occuper la place jusqu'alors dévolue à la machine à courant continu.

Les commandes classiques de la machine synchrone autopilotée (régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée par exemple) peuvent suffire en absence de variations paramétriques [1, 2, 3, 4]. Lorsque les exigences sur la précision de réglage et la réponse dynamique du système sont sévères, d'autres types de commande intégrant les propriétés de robustesse sont alors nécessaires telle que les techniques de commande prédictive.

En effet, la prédiction est une notion qui joue un rôle important dans toute démarche pour laquelle on cherche à anticiper une trajectoire. Dans de nombreuses activités humaines telles que la marche, la conduite d'une automobile ou la pratique sportive, on cherche à anticiper une trajectoire afin de prévoir les gestes et manœuvres à effectuer. C'est sur ce concept intuitif et 'naturel' que se base la commande prédictive. Les processus industriels, pour une grande partie d'entre eux, doivent également suivre certaines consignes. Les actions 'naturelles' naissant de la volonté de prédiction peuvent être aussi transposées dans le cadre de la commande de processus. En effet, les actions déterminées par avance pour un système dynamique peuvent être réparties en deux points :

- L'action liée à la poursuite de trajectoire au cours du temps,
- L'action liée à la stabilisation autour des trajectoires, c'est-à-dire le rejet de perturbations.

La commande prédictive généralisée, méthode récente dite avancée, apporte en partie une réponse à la mise en place de ce type d'actions. La richesse de la commande prédictive provient du fait que d'une part sa démarche repose sur une méthodologie permettant la prise en compte des contraintes pour la mise au point de la loi de commande; d'autre part, il est possible d'exploiter pleinement les informations de trajectoires prédéfinies situées dans le futur. En effet, le but de la stratégie, comme nous le verrons par la suite, est de faire coïncider la sortie du processus avec une consigne dans le futur et sur un horizon fini. De plus, la commande prédictive est applicable sur une large classe de systèmes (stable, instable en boucle ouverte, à phase non minimale, avec

retard). C'est pourquoi elle est apparue très séduisante aux industriels dans le cadre général de problèmes de suivi de trajectoires. Nous pouvons citer, dans le cadre des algorithmes proposés. Les actionneurs électriques sont en effet par excellence des systèmes électromécaniques auxquels on cherche à faire suivre des trajectoires que l'on peut prédéfinir.

L'objectif de notre travail porte sur l'application d'une des techniques de commande prédictive pour la commande de la machine synchrone autopilotée. Ainsi, nous appliquons la commande prédictive généralisée à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant.

II. COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

La commande prédictive généralisée est une technique de commande relativement récente qui n'a connu un réel essor que depuis quelques années grâce aux travaux de D.W.Clarke et son équipe [5, 6, 7]. C'est une commande basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fuyant. Elle a été adoptée pour sa capacité à surmonter les contraintes telles que: les retards inconnus ou variable dans le temps, les paramètres variables, et l'ordre variable ou mal connu. Cette nouvelle approche a été appliquée aux procédés chimiques, thermiques et en robotique (bras manipulateur) [8, 5, 9]. Actuellement, elle commence à être appliquée dans les réglages des procédés électriques [10, 11, 12, 13].

2.1 . Modèle linéaire du procédé

La commande prédictive généralisée est une technique de commande qui s'applique aux systèmes linéaires. Elle utilise un modèle paramétrique du type CARIMA (Controlled Auto-regressive and Integrated Moving Average) de la forme [5, 6, 14] :

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (1)$$

La commande prédictive généralisée est une commande basée sur la prédiction d'un ensemble de sortie sur un horizon supérieur au retard. L'écriture de l'équation (1) pour l'instant (t+j) donne [5, 6, 14].

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t+j-1) + \frac{\xi(t+j)}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \quad (2)$$

où :

- $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$: opérateur de différence.
- $q^{-1} B(q^{-1}) / A(q^{-1})$: fonction de transfert relative à la sortie et à la commande.
- $1/A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$: fonction de transfert relative à la sortie et à la perturbation aléatoire $\xi(t)$.

Le terme $1/A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$ peut être décomposé en deux parties. Cette décomposition est obtenue à l'aide de

l'algorithme d'Euclide qui permet d'effectuer la division, jusqu'à l'ordre j, de 1 par le polynôme $A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$, soit [5, 6]:

$$\frac{1}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} = E_j(q^{-1}) + q^{-j} \frac{F_j(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \quad (3)$$

En utilisant l'équation (3) la sortie prédite devient [5, 6]:

$$y(t+j) = E_j(q^{-1})B(q^{-1})\Delta(q^{-1})u(t+j-1) + F_j(q^{-1})y(t) - E_j(q^{-1})\xi(t+j) \quad (4)$$

Ainsi, la minimisation de l'erreur de prédiction au sens des moindres carrés, aboutit à la détermination du prédicteur optimal compte tenu des informations disponibles à l'instant t et les instants précédents. Le prédicteur est donné par [5, 6, 12]:

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+j|t) &= G_j(q^{-1})\Delta(q^{-1})u(t+j-1) + F_j(q^{-1})y(t) \\ G_j(q^{-1}) &= E_j(q^{-1})B_j(q^{-1}) \end{aligned} \quad (5)$$

La loi de commande relative à la GPC est le résultat de la minimisation d'un critère de performance de la forme [5,6]:

$$J(N1, N2, NU, t) = E \left\{ \sum_{j=N1}^{N2} [y(t+j) - w(t+j)]^2 + \sum_{i=t}^{NU} \lambda(j) [\Delta(q^{-1})u(t+i-1)]^2 \right\} \quad (6)$$

où :

$E\{ \}$ est l'espérance mathématique.

$w(t+j)$ est une séquence de référence future.

N1 est l'horizon minimum de prédiction.

N2 est l'horizon maximum de prédiction.

NU est l'horizon de commande.

$\lambda(j)$ est la pondération de commande.

La sortie prédite aux instants futurs peut s'écrire aussi sous la forme matricielle suivante:

$$\hat{Y} = G\tilde{U} + F \quad (7)$$

ou les vecteurs \hat{Y} , \tilde{U} et F sont de dimension $(N2 - N1 + 1 \times 1)$ tels que

$$\hat{Y} = [\hat{y}(t+N1), \hat{y}(t+N1-1), \hat{y}(t+N1+2), \dots, \hat{y}(t+N2)]^T$$

$$\tilde{U} = [\Delta(q^{-1})u(t), \Delta(q^{-1})u(t+1), \Delta(q^{-1})u(t+2), \dots, \Delta(q^{-1})u(t+N2-1)]^T$$

$$F = [F_{N1}, F_{N1+1}, F_{N1+2}, \dots, F_{N2}]^T$$

Ainsi pour un horizon de prédiction compris entre N1 et N2, et une séquence de coefficients de pondération constante λ le critère quadratique s'écrit [5, 6]:

$$J(N1, N2, NU, t) = E \left\{ (\hat{Y} - W)^T (\hat{Y} - W) + \lambda \tilde{U}^T \tilde{U} \right\} \quad (8)$$

La minimisation de ce critère permet d'obtenir le vecteur de commande suivant :

$$\tilde{U} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (W - F) \quad (9)$$

III. DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME A REGLER

Le système à régler est une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs, alimentée en courant à fréquence et amplitude variables, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante. Pour varier la vitesse de cette machine, nous utilisons une boucle qui assure l'autopilotage de la machine synchrone à partir d'un capteur de position [3,16].

Cette machine est alimentée par un redresseur de tension à travers une self de lissage (figure 1). Dans la machine synchrone autopilotée, les courants statoriques, commutés par un convertisseur d'électronique de puissance, sont asservis à la position du rotor θ , de façon à avoir une synchronisation entre le mouvement du champ statorique et du champ rotorique. La commutation ainsi réalisée assure une distribution fixe des courants statoriques par rapport au rotor.

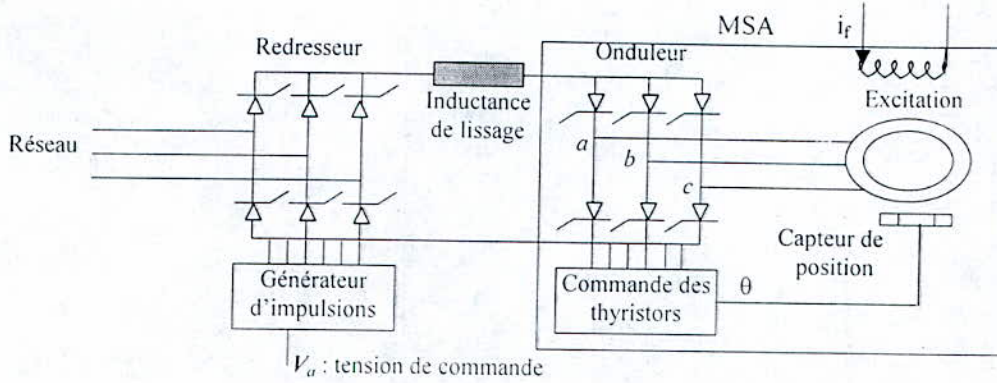


Figure 1. Description du système à régler

La tension de commande V_a permet d'agir sur la vitesse de la machine. Elle représente ainsi la grandeur de commande dans notre système à régler (figure 1). Les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone dans le référentiel de Park (d,q) s'écrivent [17]:

$$V_q = R_s i_q + p\Psi_q + \omega_r \Psi_d \quad (10)$$

$$V_d = R_s i_d + p\Psi_d - \omega_r \Psi_q \quad (11)$$

$$V_f = R_s i_f + p \Psi_f \quad (12)$$

$$0 = R_D i_D + p\Psi_D \quad (13)$$

$$0 = R_Q i_Q + p\Psi_Q \quad (14)$$

$$C_m = C_r + (2f/P) \omega_r + (2J/P) p \omega_r \quad (15)$$

Où les flux sont donnés par les expressions :

$$\Psi_q = L_q i_q + M_{qQ} i_Q \quad (16)$$

$$\Psi_d = L_d i_d + M_{df} i_f + M_{dD} i_D \quad (17)$$

$$\Psi_Q = L_Q i_Q + M_{qQ} i_q \quad (18)$$

$$\Psi_D = L_D i_D + M_{fD} i_f + M_{dD} i_d \quad (19)$$

Les expressions des courants de phases i_a , i_b , et i_c dans le référentiel de Park sont donnés par [18]:

$$i_q = I_d \left[1 - \frac{2}{35} \cos(6\omega t) + \frac{2}{143} \cos(12\omega t) - \frac{2}{323} \cos(18\omega t) + \dots \right] \quad (20)$$

$$i_d = I_d \left[-\frac{12}{35} \sin(6\omega t) + \frac{24}{143} \sin(12\omega t) - \frac{36}{323} \sin(18\omega t) + \dots \right] \quad (21)$$

Avec

$$I_d = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_a \quad (22)$$

La synthèse de la GPC est basée sur le modèle linéaire de la machine synchrone autopilotée (MSA). Ce modèle est basé sur les valeurs moyennes des grandeurs calculées pour une période de commutation de $\pi/3\omega$. Cette dernière étant faible devant les constantes de temps de la machine, la machine synchrone autopilotée se comporte comme une machine à courant continu à excitation indépendante. D'où, nous écrivons les équations du modèle régissant le fonctionnement de la MSA [3, 16, 19]:

$$U_d = E + L \frac{dI_d}{dt} + R I_d \quad (23)$$

$$C_m = C_r + f \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (24)$$

Où : $R = R_d + 2R_s$, $L = L_d + 2L_s$,
 $K_E = (p 3/\pi) M_{af} I_d \cos\psi$, $C_m \approx K_E I_d$ et $E = K_E \omega_r$

Le redresseur avec son dispositif de commande de gâchettes possède un comportement discret [19]. Son comportement dynamique est complexe et influe

considérablement sur la stabilité des circuits de réglages. En négligeant le phénomène d'empiètement, la fonction de transfert du redresseur est de la forme [2] :

$$G(s) = \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}}$$

IV. RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus suite à la simulation de la technique de commande prédictive généralisée en cascade appliquée à la machine synchrone autopilotée caractérisée par [3], [15], [16] :

$K_{cm} = 19.75$, $R_a = 0.4 \Omega$, $K_E = 2.05 \text{ v /rd /s}$, $T_{cm} = 1.66 \text{ ms}$, $T_1 = 0.19 \text{ s}$, $T_2 = 1.85 \text{ s}$, $f = 0.614 \text{ Nm/rd /s}$, $J = 1.14 \text{ Nm s}^2/\text{rd}$

La synthèse de commande prédictive généralisée en cascade est basée sur le modèle linéaire réduit de la MSA. Pour appliquer cette technique de réglage, dans des conditions de fonctionnement très proche de la réalité, les travaux de simulation utilisent, pour la MSA, le modèle non linéaire biphasé de Park. Lors de l'association onduleur-machine synchrone, le modèle tient compte de l'expression des courants de phases par séries de Fourier [15]. Ainsi, il est simulé le comportement de la machine lors d'un démarrage en charge pour différentes références de vitesses. Les figures représentent le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine: la vitesse, le couple moteur, le courant redressé, le courant de phase, la tension de phase et le courant d'excitation lorsque la consigne de vitesse est de 400 tr/min (figure 2), 800 tr/min (figure 3) et 1500 tr/min (figure 4).

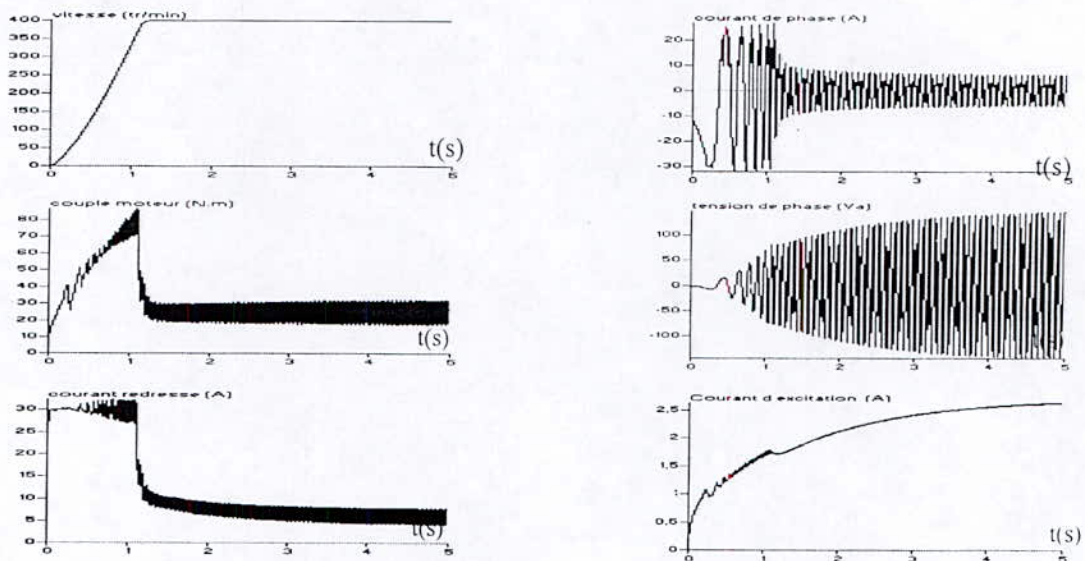


Figure 2 . Démarrage en charge pour une référence de vitesse Nref = 400 tr/min

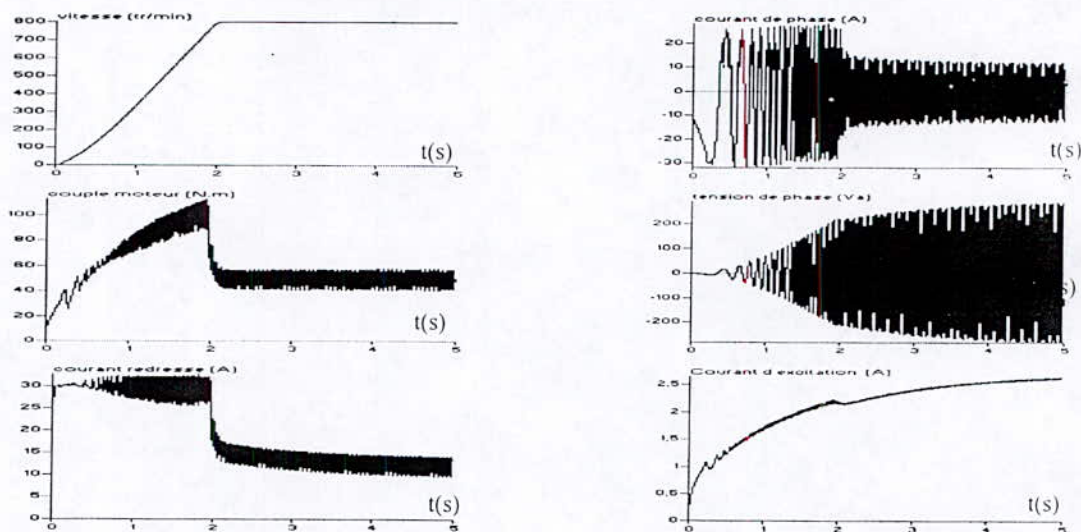


Figure 3. Démarrage en charge pour une référence de vitesse Nref = 800 tr/min

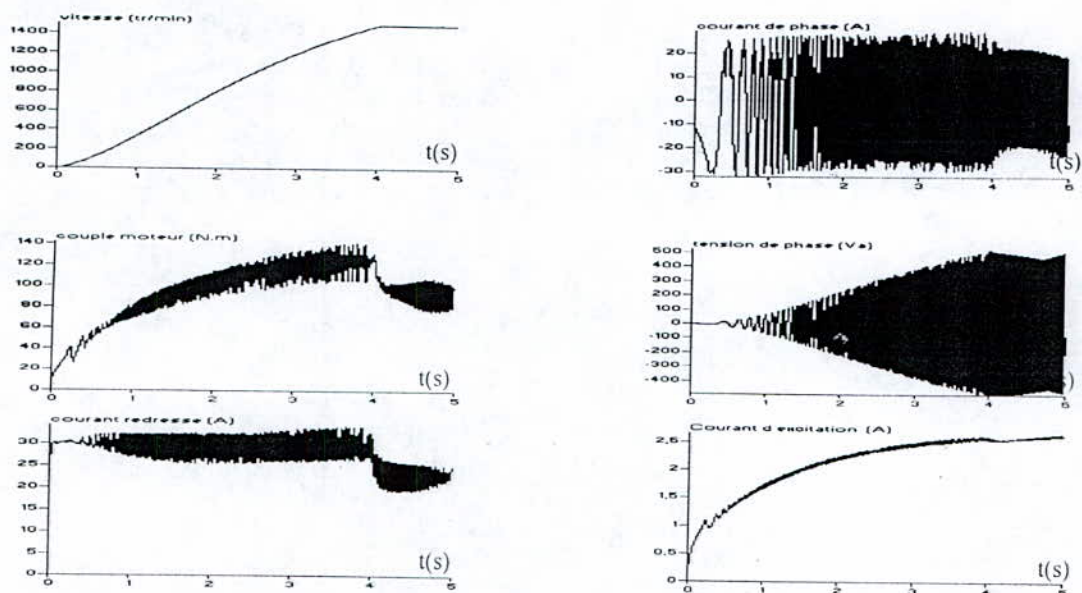


Figure 4. Démarrage en charge pour une référence de vitesse $N_{ref} = 1500$ tr/min

VI. CONCLUSION

Dans ce papier nous avons présenté et appliqué la commande prédictive généralisée, dans le but de régler la vitesse de la machine synchrone autopilotée. Le modèle linéaire est obtenu en tenant compte de l'expression des courants de phases par séries de Fourier, lors de l'association onduleur-machine synchrone.

Les résultats obtenus, montrent que la commande prédictive généralisée en cascade appliquée à la MSA alimentée en courant présente des performances satisfaisantes dans toutes les plages de vitesse.

Au démarrage nous remarquons le bon maintien de la limitation du courant par la commande.

A la lumière des réponses enregistrées, la commande prédictive généralisée présente de bonnes performances. En effet, les tests effectués sur le modèle de la machine synchrone autopilotée, nous ont permis de juger positivement l'efficacité de cet algorithme.

VII. REFERENCES

- [1] P. Krause, O. Wasynczuk, « Electromechanical motion devices », McGraw-Hill Book Company, New York, 1989
- [2] W. Leonard, « Control of electrical drives », Springer verlag, 1990.
- [3] M.F. Khène, M.S. Boucherit, L. Nezli, « Simulation study of speed state-feedback control of a current source inverter-selfcontrolled synchronous machine », 5th International Symposium on System Analysis and Simulation, June 26-30, Berlin, 1995.

- [4] M.S. Boucherit, A. Boumediene, L. Nezli, N.K.M'Sirdi, « Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension », JTEA'96, Nabeul, Tunisie, Nov, 1996.

- [5] D.W. Clarke, « Application of generalized predictive control to industrial processes », IEEE control systems magazines, 1988.
- [6] D.W. Clarke, C. Mohtadi, D.S. Tuff, « Generalized predictive control. part 1: the basis algorithm », Automatica, vol.23, N°2, 1987.
- [7] C. Mohtadi, D.W. Clarke, « Generalized predictive control, LQ or Pole placement: A unified approach », Proceedings of 25th conference on decision and control, CDC, Athena, Greece, 1986.
- [8] J. Bordeneuve-Guibe, « Commande prédictive adaptative appliquée à des procédés thermiques », Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, 1990.
- [9] V. Wertz, R. Gorez, K. Y. Zhu, « A new generalized predictive control: application to the control of processes with uncertain deal time », Proceedings of 25th CDC, Los Angeles, 1987.
- [10] F. Benmiloud, M. S. Boucherit, « Commande prédictive généralisée appliquée à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel », CMSES'94, Skikda, Mai 1994.
- [11] F. Benmiloud, M. S. Boucherit, « Etude des performances de la commande prédictive généralisée appliquée à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel », JTEA'94, Hammamet, 1994.
- [12] F. Benmiloud, M. S. Boucherit, « Generalized predictive control of field oriented induction

actuator », International conference on power electronics motion control, PEM'94, Warsaw, 1994.

[13] P. Boucher, D. Dumur, S. Daumuller, « Predictive cascade control of machine tools motor drives », EPE conference, Firenze, 1991.

[14] D. Dumur, « Commande prédictive et machine outil, Thèse de Doctorat Es Sciences », ESE-SUPELEC Univ. de Paris Sud, Orsay, 1993.

[15] D Boudana, « Etude des performances de réglages dans l'espace d'état appliqués à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant », Thèse de Magister, USTHB, 1999.

[16] M. F. Khène, M. S. Boucherit, L. Nezli, « Simulation study of a cascade state-feedback control a CSI-SCSM », IMACS-TC1'93 International conférence, Montréal, 1993.

[17] P. C. Krause, « Analysis of electrical machinery ». Mc Grawhill, 1987.

[18] B. K. Bose, « Power electronics and AC drives », Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J 1986.

[19] A .Jakubowicz. M. Nougaret, R. Perret, « Simplified model and closed-loop control of a commutatorless DC Motor », IEEE Trans IA-16, Mar / Avr 1980.

Réglage par Mode de Glissement en Cascade d'une Machine Synchrones Auto-pilotée Alimentée en Courant

L. NEZLI, D. BOUDANA, M.S. BOUCHERIT
Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
Ecole Nationale Polytechnique
10 AV. Pasteur, El Harrach, Alger

Résumé - Les développements récents dans le domaine de l'électronique de puissance, de l'électronique de commande et de la micro-informatique ont permis, la substitution des moteurs à courant continu par des moteurs à courant alternatif, dotés de nouvelles stratégies de réglage. L'objectif de notre travail porte sur l'application des techniques modernes de l'automatique dans la commande de la machine synchrone. Ainsi, nous appliquons le réglage par mode de glissement en cascade de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant.

1. Introduction

Grâce aux développements récents des composants d'électronique de puissance, de l'électronique de réglage et de la micro-informatique, la commande des machines à courants alternatifs a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences technologiques actuelles nécessitent l'utilisation des techniques de réglage de plus en plus performantes, dans la conduite des entraînements électriques à vitesse et position variables. Ainsi, la recherche actuelle dans ce domaine s'oriente de plus en plus vers l'introduction des techniques de l'automatique moderne dans la commande des machines à courant alternatif [1], [2], [3]. Dans cette étude, nous nous intéressons à l'application du réglage par mode de glissement en cascade de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant.

Ces travaux concernent, dans un premier lieu, un exposé succinct du réglage par mode de glissement. Ensuite, après la description et la modélisation du processus à régler, suivies des résultats de synthèse, nous présentons les résultats de simulation de l'ensemble Réglage Convertisseur Machine. Enfin, à partir des résultats de simulation obtenus, nous présentons une évaluation des performances du réglage.

2. Réglage par mode de glissement

Le mode de glissement est un fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (SSV). La théorie des systèmes à structure variable et des modes de glissement (MG) est une technique de commande non linéaire, caractérisée par des commandes discontinues. L'intérêt récent à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'interrupteurs rapides et microprocesseurs de plus en plus performants permettant la commande en temps réel des systèmes dynamiques [4].

2.1 Théorie de la commande par mode de glissement

Un système est dit à structure variable s'il admet la représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{Si condition 1 est vérifiée} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ f_n(x) & \text{Si condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (2.1)$$

Les structures variables sont caractérisées par le choix d'une fonction et une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure afin de combiner les propriétés de chacun de ces structures. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans les structures utilisées [5].

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement. La surface de glissement est constituée de trois parties distinctes (figure 1)

- Le mode de convergence (MC) : dont la variable à régler se déplace à partir du point d'équilibre initial et tend vers la surface de glissement $S(x) = 0$.
- Le mode de glissement (MG) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan des phases.
- Le mode de régime permanent (MRP) : il est nécessaire pour l'étude du comportement du système autour du point d'équilibre (l'origine du plan des phases).

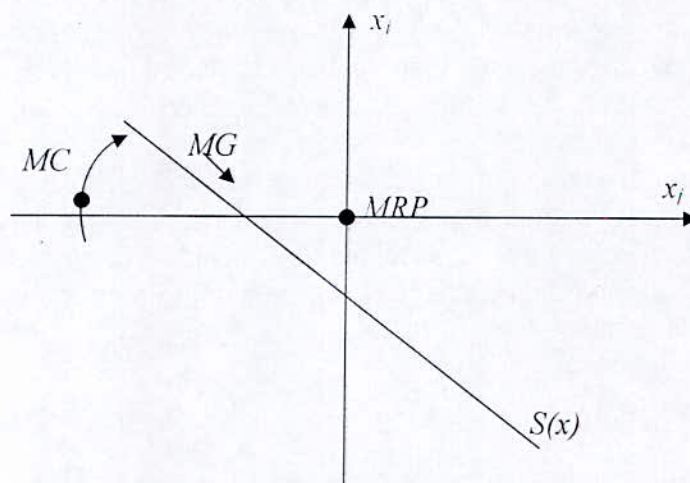


Figure 1 : Les modes de trajectoire dans le plan des phases

2.2 Conception de la commande par mode de glissement

La conception de cette commande peut être divisée en trois parties :

- le choix des surfaces de glissement.
- l'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- détermination de la loi de commande.

2.2.1 Choix des surfaces de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, concernant le nombre de surfaces nous pouvons trouver dans la littérature pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C'x \end{cases} \quad (2.2)$$

Un nombre de m surfaces de glissement pour un vecteur u de dimension m . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan des phases.

Par le traitement dans le plan des phases, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan des phases[6]. J.J.Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne.

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (2.3)$$

x : variable à régler

$e(x)$: l'écart de la variable à régler

λ_x : une constante positive

r : degré relatif qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande

2.2.2 Condition d'existence et de convergence :

Il s'agit de donner à la surface une dynamique de convergence vers zéro. Cette condition se traduit par la relation suivante [7],[8] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (2.4)$$

2.2.3 Calcul de la commande :

Au régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande, c'est pourquoi la surface de glissement peut être déterminée indépendamment de la commande. Pour diminuer l'amplitude de la discontinuité on introduit une partie continue, on aura donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (2.5)$$

U_n : correspond à la commande qui garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition d'existence et de convergence.

u_{eq} : commande équivalente proposée par Filipov et Utkin.

2.2.4 Expression analytique de la commande :

Considérons le système :

$$\dot{x} = A(x,t) + B(x,t)u \quad (2.6)$$

Durant le régime de glissement et le régime permanent, la surface de glissement est nulle, par conséquent sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles.

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (2.8)$$

Par substitution, nous trouvons l'expression suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \left(A(x,t) + B(x,t)u_{eq}(t) \right) + \frac{dS}{dx} B(x,t)u_n(t) \quad (2.9)$$

$$\text{Et comme : } \begin{cases} u_n(t) = 0 \\ \dot{S}(x,t) = 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

La commande équivalente égale à :

$$u_{eq}(t) = - \left(\frac{dS}{dx} B(x,t) \right)^{-1} \frac{dS}{dx} A(x,t) \quad (2.11)$$

Afin que la commande équivalente existe, la surface doit remplir la condition suivante :

$$\left(\frac{dS}{dx} B(x,t) \right)^{-1} \neq 0 \quad (2.12)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression, nous trouvons l'expression :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} B(x,t)u_n(t) \quad (2.13)$$

La condition d'attractivité devient :

$$S(x) \frac{dS}{dx} B(x,t)u_n(t) < 0 \quad (2.14)$$

Afin de satisfaire cette condition, nous choisissons le signe de u_n opposé du signe de $S(x) \frac{dS}{dx} B(x,t)$. La forme la plus simple que prend la commande discrète est celle d'un relais.

$$u_n(t) = K \text{ sign } S(x,t) \quad (2.15)$$

$$K = \text{diag} (k_1 \dots \dots k_n) \quad (2.16)$$

Le signe de K est choisi l'opposé du signe de $\frac{dS}{dx}B(x,t)$.

En fonction du signe de la surface, la commande par mode de glissement commute entre deux valeurs U_{\max} et U_{\min} . Cette variation brusque provoque un phénomène à très haute fréquence appelé "Chattering". Ce phénomène constitue le principal inconvénient des techniques par mode de glissements [9]. Pour parer à ce phénomène plusieurs solutions sont possibles. Une possibilité consiste à remplacer la fonction signe par la fonction SAT à deux seuils donc :

$$u_n(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x,t)| \leq \varepsilon_1 \\ |K| \frac{S(x,t) - \varepsilon_1 \text{sign}(S(x,t))}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S(x,t)| \leq \varepsilon_2 \\ |K| \text{sign}(S(x,t)) & \text{si } |S(x,t)| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (2.17)$$

3. Description et modélisation du système à régler

Le système à régler est une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs, alimentée en courant à fréquence et amplitude variables, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante. Pour varier la vitesse de cette machine, nous utilisons une boucle qui assure l'autopilotage de la machine synchrone à partir d'un capteur de position.

Cette machine synchrone autopilotée est alimentée par un redresseur de tension à travers une self de lissage (figure 2).

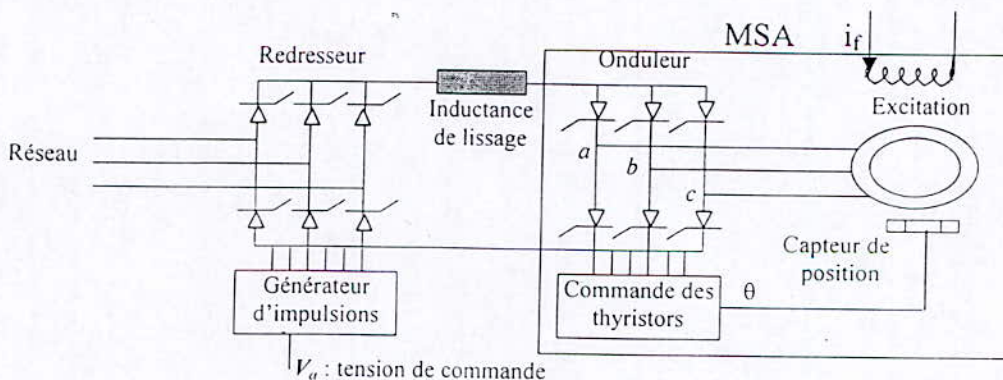


Figure 2. Description du système à régler

Dans la machine synchrone autopilotée, les courants statoriques, commutés par un commutateur de courant, sont asservis à la position du rotor θ , de façon à avoir une synchronisation entre le mouvement du champ statorique et du champ rotorique. La commutation ainsi réalisée assure une distribution fixe des courants statoriques par rapport au rotor. La tension de commande V_a permet d'agir sur la vitesse de la machine. Elle représente ainsi la grandeur de commande dans notre système à régler (figure 2).

Le modèle de la machine synchrone autopilotée (MSA) est basé sur les valeurs moyennes des grandeurs calculées pour une période de commutation de $\pi/3\omega$. Cette dernière étant faible devant les constantes de temps de la machine, la machine synchrone autopilotée se comporte comme une machine à courant continu à excitation indépendante.

D'où, nous écrivons les équations du modèle régissant le fonctionnement de la MSA [3] :

$$\begin{cases} U_d = E + L \frac{dI_d}{dt} + RI_d \\ T_{em} = T_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où : $R = R_d + 2R_s$, $L = L_d + 2L_s$, $K_E = (p \cdot 3 \sqrt{3} / \pi) M_{af} I_d \cos\psi$, $T_{em} \approx K_E I_d$ et $E = K_E \Omega$

Le redresseur avec son dispositif de commande de gâchettes possède un comportement discret. Son comportement dynamique est complexe et influe considérablement sur la stabilité des circuits de réglages. En négligeant le phénomène d'empiètement, la fonction de transfert du redresseur est de la forme [2] :

$$G(s) = \frac{K_{cm}}{1+sT_{cm}} \quad (3.2)$$

La machine synchrone autopilotée alimentée en courant dotée de redresseur est régie par le système d'équations différentielles suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{1}{T_1} I_d - \frac{K_E}{RT_1} \Omega + \frac{1}{RT_1} U_d \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{K_E}{fT_2} I_d - \frac{K_E}{T_2} \Omega - \frac{K_E}{fT_2} T_r \\ \frac{dU_d}{dt} = -\frac{U_d}{T_{cm}} + \frac{G_{cm}}{T_{cm}} V_a \end{cases} \quad (3.3)$$

L'application de la transformation de la Laplace au système d'équations différentielles (3.3), et en considérant toutes les conditions initiales nulles, conduit au diagramme fonctionnel suivant :

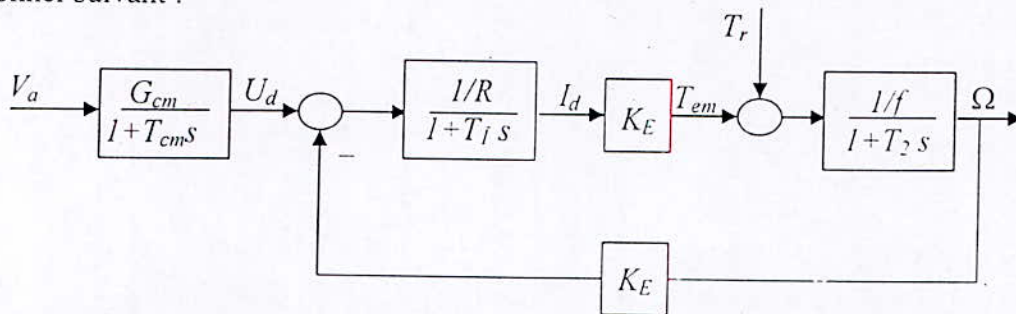


Figure 3 : Diagramme fonctionnel de l'ensemble redresseur MSA

Où $T_1 = L/R$ et $T_2 = J/f$

4. Réglage en cascade :

Le réglage en cascade est une structure de réglage qui permet la limitation d'une ou de plusieurs grandeurs secondaires d'un système. En effet, dans certains domaines d'application

de la commande des machines électriques, qui nécessitent de grandes variations de la vitesse, le courant d'induit peut atteindre des valeurs inadmissibles, ce qui rend impératif, lors de la commande en vitesse, d'assurer le réglage et la limitation de ce courant.

Dans la structure de réglage en cascade, nous considérons que le système à régler est décomposé en deux sous systèmes découplés. Ces deux sous systèmes sont alors commandés séparément. Le sous système S_a est commandé par le régulateur R_a , en formant un circuit de réglage interne. Sa grandeur de sortie, qui est mise en contre réaction dans la boucle interne, est la commande du deuxième sous système. La grandeur de consigne du circuit interne w_a est fournie par le régulateur du circuit de réglage externe R_b (figure 4).

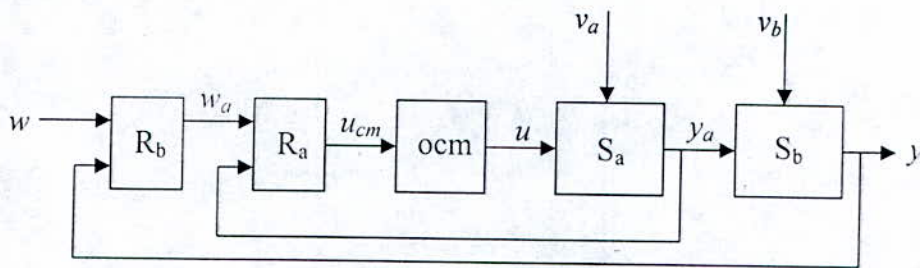


Figure 4 : structure du réglage en cascade
ocm : l'organe de commande.

4.1 Réglage par mode de glissement interne

Le système interne est défini par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{1}{T_1} I_d + \frac{1}{RT_1} U_d - \frac{K_E}{RT_1} \Omega \\ \frac{dU_d}{dt} = \frac{G_{cm}}{T_{cm}} V_a - \frac{U_d}{T_{cm}} \end{cases} \quad (4.1)$$

La surface de glissement est donnée par :

$$S(I_d) = \lambda_1 e(I_d) + \dot{e}(I_{dref}) \quad (4.2)$$

avec :

$$e(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (4.3)$$

4.2 Réglage par mode de glissement principal

Le système interne réglé est remplacé par un système équivalent de premier ordre :

$$G_{eq}(s) = \frac{y_a(s)}{w_a(s)} = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{1}{1 + sT_{eq}} \quad (4.4)$$

La constante de temps équivalente est donnée par [10] :

$$T_{eq} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1 - G_{eq}(s)}{s} \quad (4.5)$$

Le système principal à régler est régi par le système d'équations :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{1}{T_1} I_d + \frac{1}{RT_1} U_d - \frac{K_E}{RT_1} \Omega \\ \frac{dI_d}{dt} = -\frac{I_d}{T_{eq}} - \frac{I_{dref}}{T_{eq}} \end{cases} \quad (4.6)$$

La surface de glissement est donnée par :

$$S(\Omega) = \lambda_2 e(\Omega) + \dot{e}(\Omega) \quad (4.7)$$

avec :

$$e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (4.8)$$

5. Résultats de simulations

L'application du réglage par mode de glissement en cascade est effectuée sur une machine synchrone autopilotée définie par [3] :

$$K_{cm} = 19.75, \quad R_a = 0.4 \Omega, \quad K_E = 2.05 \text{ v /rd /s}, \quad T_{cm} = 1.66 \text{ ms}, \quad T_1 = 0.19 \text{ s}, \\ T_2 = 1.85 \text{ s}, \quad f = 0.614 \text{ Nm /rd /s}, \quad J = 1.14 \text{ Nm s}^2/\text{rd}$$

La synthèse du réglage par mode de glissement en cascade est basée sur le modèle linéaire réduit de la MSA. Pour appliquer cette technique de réglage, dans des conditions de fonctionnement très proche de la réalité, les travaux de simulation utilisent, pour la MSA, le modèle non linéaire biphasé de Park. Lors de l'association onduleur-machine synchrone, le modèle tient compte de l'expression des courants de phases par séries de Fourier [11]. Ainsi, il est simulé le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine: la vitesse, le couple moteur, le courant redressé, le courant de phase, la tension de phase et le courant d'excitation pour les tests suivants :

1. Le démarrage en charge de la machine (Fig 5).
2. Démarrage en charge avec variation de consigne (Fig 6) .
3. Variation de la charge pour une vitesse de 1500tr/mn (Fig 7).
4. Le comportement de la machine lors de la variation des paramètres (Fig 8).

6. Conclusion

Les résultats obtenus, montrent que le réglage de la MSA alimentée en courant par le mode de glissement présente des performances très satisfaisantes sur toutes les plages de fonctionnement, avec un temps de réponse acceptable, une bonne limitation du courant au démarrage et une atténuation acceptable des ondulations du couple moteur. Le réglage par le mode de glissement améliore les performances de la machine par rapport au réglage classique. De plus, les résultats obtenus montrent que la nouvelle approche de la structure en cascade améliore aussi les performances du réglage appliqué à la machine synchrone aussi bien lors des variations paramétriques que celles de la charge. Par ailleurs, en pratique, le réglage

adopté présente aussi l'avantage d'être d'une implémentation simple.

7. Références

- [1] P.Vas, W.Drury, "Electrical machines and drives: Present and Futur", IEEE, 1996.
- [2] W.Leonard, "Control of electrical drives", Springer verlag, 1990.
- [3] M.F.Khène, M.S.Boucherit, L.Nezli, "Simulation study of speed state-feedback control of a current source inverter-self-controlled synchronous machine", 5th International Symposium on System Analysis and Simulation, June 26-30, Berlin, 1995.
- [4] F.Boudjema "Commande par mode de glissement: Application aux convertisseurs statiques", Thèse de doctorat de l'université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [5] A. Kerboua "Commande et observateur par mode de glissement: Application à une machine asynchrone alimentée en tension", Thèse de Magister, E.N.P. 1999.
- [6] J.J.slotine "Sliding controller synthesis for non-linear systems", I.J.C, Vol 43. N° 6 pp 1631-1651, 1986.
- [7] S.V.Emelianov "Variable structure control systems", Moscow. Nauka, 1967.
- [8] V.Utkin "Variable structure systems with sliding modes: A Survey Paper", IEEE Trans. Auto. Control. Vol. AC-22 N°1 pp 212-222. April, 1977
- [9] J.J.slotine "Applied non-linear control", Englewood Cliffs. NJ. Printice Hall, 1991
- [10] H. Bühler, "Conception de systèmes automatiques" Presses polytechniques Romandes, 1988
- [11] D.Boudana, "Etude des performances de réglages dans l'espace d'état appliqués à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant", Thèse de Magister, USTHB, 1999.

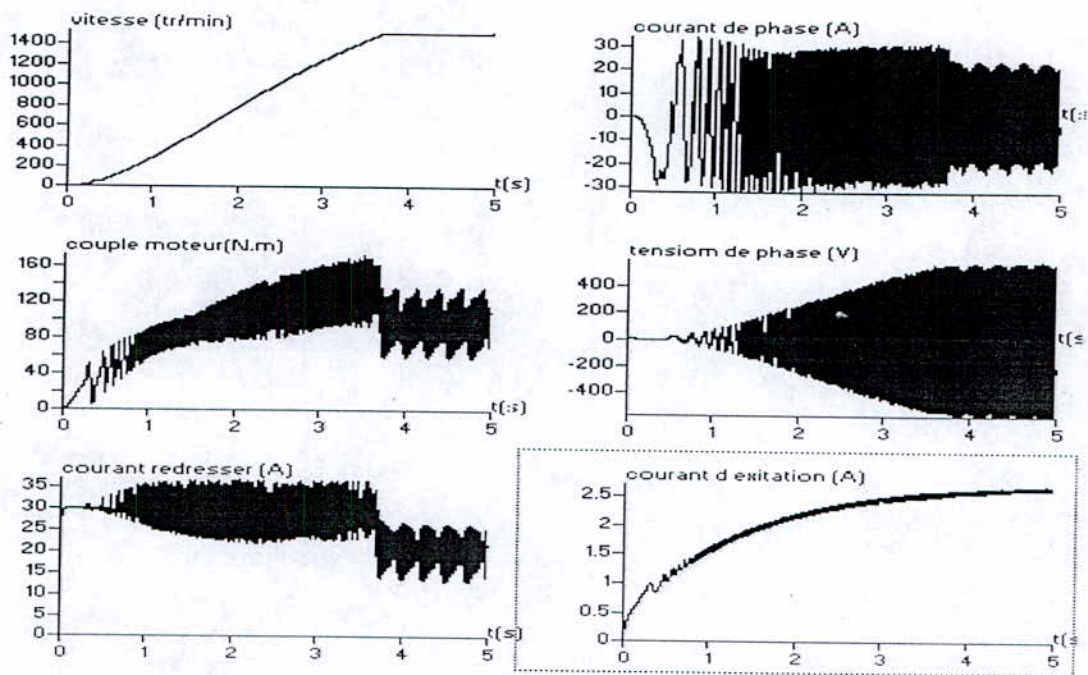


Figure 5. Démarrage en charge pour une référence de vitesse $N_{ref} = 1500$ tr/min

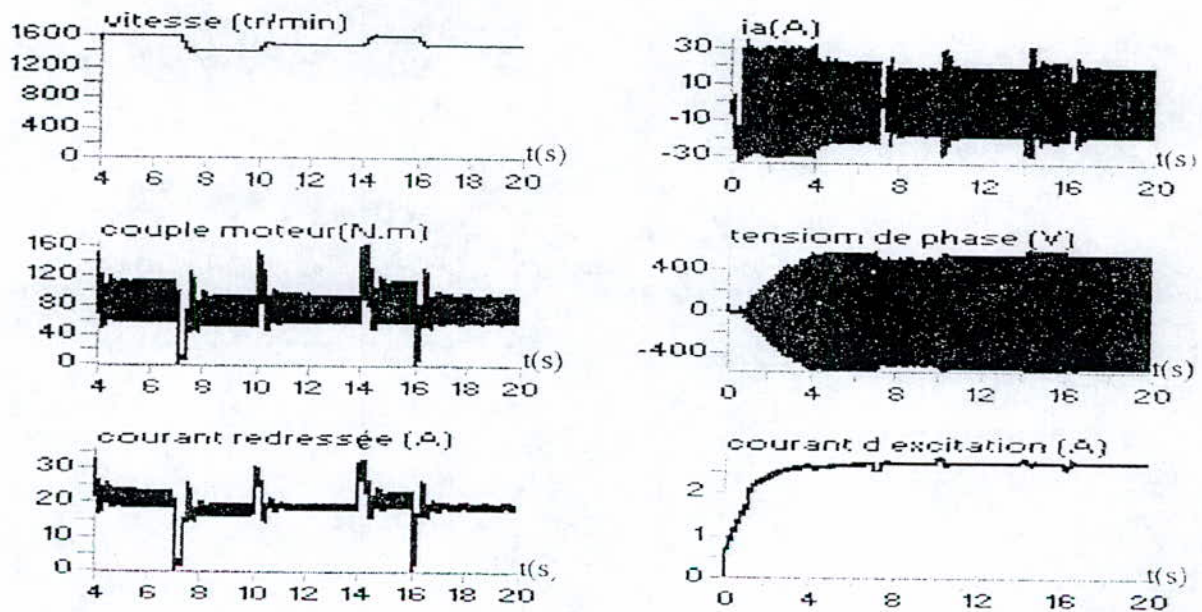


Figure 6. Démarrage en charge avec une variation de consigne autour de la référence de vitesse $N_{ref} = 1500$ tr/min

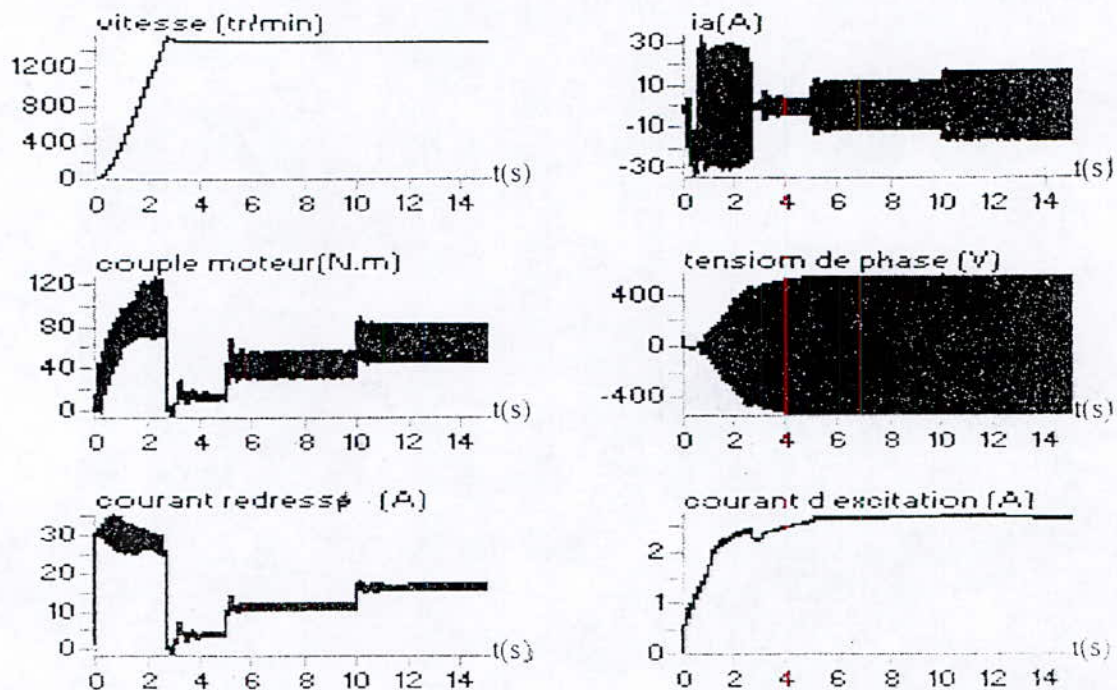


Figure 7. Démarrage en charge pour une référence de vitesse $N_{ref} = 1500$ tr/min, avec une variation de la charge à ($t = 5$ s).

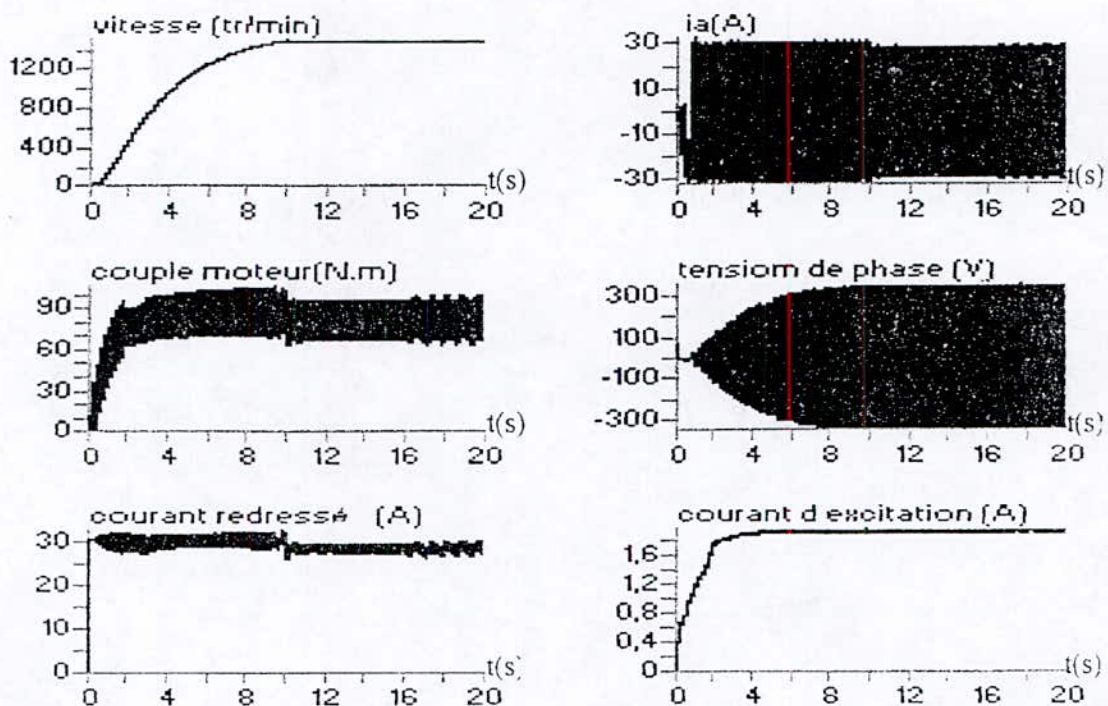


Figure 8. Démarrage en charge pour une référence de vitesse $N_{ref} = 1500$ tr/min, avec une variation de 30% de R_s, L_s, R_f, L_f, J et f .

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons abordé le réglage de la vitesse en cascade de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Cette structure de réglage a permis une bonne limitation du courant, ainsi qu'un bon contrôle de la vitesse par les différentes commandes appliquées.

En effet, pour la commande adaptative proposée, appliquée à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant, nous remarquons que le système suit parfaitement le modèle de référence, avec une erreur très faible en régime permanent. Les résultats de simulation obtenus montrent que cette commande présente de très bonnes performances aussi bien lors de la variation de consigne que celle de la perturbation. Bien que les algorithmes de commande adaptative soient relativement compliqués pour la mise en œuvre, mais ils améliorent considérablement les performances du système, et ils réduisent le taux d'ondulation du courant et du couple moteur.

Les résultats obtenus, lors de l'introduction de la commande prédictive généralisée en cascade pour le réglage de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant, montrent que cette stratégie de commande conduit aussi à des performances très satisfaisantes aussi bien par rapport à la consigne que par rapport à la perturbation, et sur toutes les plages de fonctionnement de la machine. La commande prédictive généralisée a permis aussi d'améliorer le temps de réponse et de diminuer l'amplitude des oscillations du courant. L'évolution des performances lors des variations paramétriques du modèle montre que la commande prédictive généralisée est une stratégie de commande robuste.

Le dernier réglage appliqué en cascade est le réglage par mode de glissement a donné des résultats satisfaisants lors de la variation de la consigne ainsi que lors de la variation de perturbation. Nous avons aussi constaté que cette commande est robuste aux variations des paramètres statoriques et mécaniques.

CHAPITRE III

Commande en position de la machine
synchrone à aimant permanent

On Sliding Mode Based Non Linear PID Design For Position Control of Permanent Magnet Synchronous Machine with unknown load torque

L. NEZLI, M. TADJINE* and M.S. BOUCHERIT
Process Control Laboratory
Electrical Engineering Departement
Ecole Nationale Polytechnique
10, ave Hassen Badi, BP. 182, El-Harraech Algiers Algeria
Phone : (00213) 21 52 53 01 (270)
E_mail tadjine@yahoo.fr
(*) Corresponding author

Abstract

This paper presents a new control design procedure for permanent magnet synchronous machine (PMSM) motion drive in the case of unknown load torque. The control law is based on the combination of sliding mode, non linear proportional integral derivative (PID) regulators, and the backstepping approaches. More precisely, we determine the controllers imposing the current-position tracking in three recursive steps and by using appropriate sliding mode / PID gains that are non linear functions of the system state. Moreover, a comparative study between the proposed sliding mode PID/Backstepping approach and the feedback linearizing control is made by realistic simulation including load torque change, parametric variations and measurement noise. The results of current-position tracking show the effectiveness of the proposed method in presence of strong disturbances.

Key Words

Non linear PID control, Sliding mode, Backstepping, PMS Machine, Robustness, Current-position tracking, Feedback linearizing control.

1. INTRODUCTION

The ac servo drives, including permanent-magnet synchronous machines (PMSM), switched reluctance motors, and induction motors have been widely used in robotics, computer-numerically-controlled (CNC) machine tools, elevators, vehicle propulsion and many other applications in the area of mechatronics for decades. PMSM machines are preferred over the traditional brush-type dc motors because of the absence of mechanical commutators, which reduces mechanical wear and tear of the brushes and increases the life span of the motor. As compared to induction motors, PMSM are still favoured for high-performance servo applications because of their high efficiency, power density and torque-to-inertia ratio, which make them a suitable choice for variable-speed direct-motion applications [32] [31].

The motion control of PMSM has been an active domain of research over the last decades. Classical and modern control strategies have been proposed. Among them one can distinguish : field oriented control (FOC) [22][36], feedback linearization control [10][19], sliding mode control [16][25], passivity control [2], adaptive control [11][17], and fuzzy logic / Neural network control [14][21] . Each control strategy has its own advantages and drawbacks. For a qualitative comparison between these approaches see [32].

Otherwise, the conventional proportional integral derivative (PID) controllers are the most common algorithms used in industry today. Their popularity is due to the simplicity of their structures and the familiarity of industrial operators with them. Several PID algorithms have been developed in the literature for linear and nonlinear processes (see [4] [8] and references there in). Nevertheless, a fundamental deficiency of PID controllers is the lack of asymptotic stability and robustness proofs for a given nonlinear system.

In this article, we develop a robust sliding mode non linear PID controller for PMSM motion drive with unknown load torque. Our controller is derived by combining sliding mode, the backstepping procedure and the PID structure. More precisely, we determine the controllers imposing the current-position tracking recursively in three steps and by using appropriate sliding mode / PID gains that are non linear functions of the system state. Also, a comparative study between the proposed approach and the feedback linearizing control is made by realistic

simulation. The obtained results of current-position tracking demonstrate the effectiveness of the proposed method in presence of hard uncertainties.

The paper is organized as follows. The formulated problem is given in section 2. Section 3 is devoted to the development of the nonlinear sliding mode/PID regulators that involve the current-position tracking objectives and some remarks are pointed out in the end of this section. Section 4, is devoted to the comparative study.

2. PROBLEM FORMULATION

The electrical equations for the PMSM in the (dq) rotating frame are given by [31][32]

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - p\omega_r \Phi_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + p\omega_r \Phi_d \end{aligned} \quad (1)$$

where (i_d, i_q) represent the (d-q) current, ω_r is the rotor rotating pulsation, and (Φ_d, Φ_q) are the linkage fluxes, whereas the rotor voltage are denoted by (v_d, v_q) .

The relations between currents and fluxes are given by:

$$\begin{aligned} \Phi_d &= L i_d + \phi_f \\ \Phi_q &= L i_q \end{aligned} \quad (2)$$

R_s is the phase resistor, p is the number of magnetic pole pairs, L is cyclic inductance and ϕ_f is the fixed flux produced by rotor magnets. The generated torque and the mechanical equations are given by

$$\begin{aligned} C_{em} &= 3/2 p (\phi_f i_q) \\ J \frac{d\omega_r}{dt} &= C_{em} - \Gamma_r - k_f \omega_r \\ \dot{\theta} &= \omega_r \end{aligned} \quad (3)$$

Where, Γ_r is the load torque, k_f is the friction coefficient, and J is the moment of inertia.

In the state space form, let:

$$X = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4)^T = (i_d \ i_q \ \omega_r \ \theta)^T ; u = (u_1 \ u_2)^T = (v_d \ v_q)^T \quad (4)$$

Using these notations, one has:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(X) + b u_1; & f_1(X) = -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(X) + b u_2; & f_2(X) = -a_1 x_2 - a_2 x_1 x_3 - a_3 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(X) - d(t); & f_3(X) = a_5 x_2 - a_4 x_3 \text{ and } d(t) = a_6 \Gamma_r \\ \dot{x}_4 = x_3 \\ y_1 = x_1 \text{ and } y_2 = x_4 \end{cases} \quad (5)$$

where the coefficients (a_1, \dots, a_6) are given by :

$$a_1 = \frac{R_s}{L}; \quad a_2 = p; \quad a_3 = \frac{p\phi_f}{L}; \quad a_4 = \frac{k_f}{J}; \quad a_5 = \frac{3 \cdot (p) \cdot \phi_f}{2 \cdot J}; \quad a_6 = \frac{1}{J}; \quad b = \frac{1}{L}. \quad (6)$$

The considered PMSM control problem is to constrain the state x_1 to take the value $x_1^d = 0$ and to track a desired reference for the position θ . To do so, the control law is designed using the backstepping methodology developed in [1] together with a PID structure. Indeed, let $e_1 = x_1 - x_1^d$ and $e_4 = x_4 - x_4^d$ where (x_1^d, x_4^d) denote the (d) current and position desired references.

From the dynamics given in (5), we see that:

- i) The position x_4 can be controlled using the speed x_3 .
- ii) The speed x_3 can be controlled using the state x_2 ,
- iii) The current states (x_1, x_2) can be controlled using the real control signals $u = (u_1 \quad u_2)^T$.

Let x_3^d the value of x_3 ensuring convergence of the position tracking error e_4 . This desired value is determined using Lyapunov approach. We denote by x_2^d the value of x_2 ensuring convergence of the speed tracking error $e_3 = x_3 - x_3^d$. This desired value is determined by sliding mode control using the sliding surface $s(t) = e_3(t)$ since the load torque is unknown.

Let x_2^d has the following form

$$x_2^d(t) = x_2^{att}(t) + x_2^{mv}(t) \quad (7)$$

where $x_2^{att}(t)$ is the switching term that is able to drive the state trajectory to the surface $s(t)$ and the term $x_2^{mv}(t)$ maintains the state trajectory on the surface $s(t)$ once intercepted, for all

subsequent time. That is, $x_2^d(t)$ is determined such that the selected surface $s(t)$ is made attractive and invariant.

Thereafter, the control objective becomes: impose for x_2 to track x_2^d while x_1 must track x_1^d . From (5) we see that the (d-q) current $[x_1, x_2]$ can be controlled using the control inputs u_1 and u_2 . Hence, let $e_2 = x_2 - x_2^d$ and define

$$u_1(t) = k_1^p(t)e_1(t) + k_1^d(t)\dot{e}_1(t) + k_1^i(t) \int_0^t e_1(\tau) d\tau \quad (8)$$

$$u_2(t) = k_2^p(t)e_2(t) + k_2^d(t)\dot{e}_2(t) + k_2^i(t) \int_0^t e_2(\tau) d\tau \quad (9)$$

We will proceed by backstepping methodology to design the control gains ensuring outputs tracking:

- i) Step 1: Based on Lyapunov approach, we search the virtual control $x_3^d(t)$ that guarantees the asymptotic convergence of the position tracking error $e_4(t)$ to zero
- ii) Step 2: we search the virtual sliding mode control $x_2^d(t)$ that ensure the asymptotic convergence of the speed tracking error $e_3(t)$ to zero. That is, that make the surface $s(t)$ attractive and invariant and hence leading to the convergence of the position tracking error.
- iii) Step 3: On the basis an augmented Lyapunov function, we determine the PID gains $k_1^p(t)$, $k_1^d(t)$, $k_1^i(t)$, $k_2^p(t)$, $k_2^d(t)$ and $k_2^i(t)$ that forces the errors ($e_1 = x_1 - x_1^d$; $e_2 = x_2 - x_2^d$) to converge to zero leading to asymptotic converge of the position and speed tracking errors $[e_4(t), e_3(t)]$.

3. SLIDING MODE and PID/BACKSTEPPING CONTROL DESIGN

Consider a real nonlinear function $S(x)$ satisfying $xS(x) > 0 \forall x \neq 0$. Examples of such functions is $S(x) = x^{2k+1}$; k positive integer, or $S(x) = \sinh(x)$, or $S(x) = \tanh(x)$, or $S(x) = \text{sign}(x)$.

For the sake of clarity, in the development that will be given later, the variables arguments are some times omitted. We choose the PID gains as follows:

$$k_1^p = -\frac{1-bk_1^d}{b}k_{11}^p; \quad \text{and} \quad k_2^p = -\frac{1-bk_2^d}{b}k_{22}^p; \quad k_{ii}^p > 0$$

(10)

$$0 < k_1^d(t) < \frac{1}{b}; \quad \text{and} \quad 0 < k_2^d(t) < \frac{1}{b} \quad (11)$$

$$k_1'(t) = -\frac{(1-bk_1^d)}{b}[1+k_{11}'S(z_1)]; \quad k_2'(t) = -\frac{(1-bk_2^d)}{b}[1+k_{22}'S(z_2)]$$

(12)

$$\text{with } z_i = e_i \int_0^t e_i(\tau) d\tau \text{ for } i=1,2.$$

(13)

Also, we let

$$x_3^d(t) = \dot{x}_4^d(t) - \lambda_3 e_4(t), \quad x_2^{mv}(t) = \frac{-\lambda_1}{a_5} \text{Sign}(e_3); \quad x_2^{mv}(t) = \frac{1}{a_5} [a_4 x_3 + \dot{x}_3^d - \lambda_2 e_3 - e_4] \quad (14)$$

Where λ_1, λ_2 and λ_3 are positive parameters. These choices will be justified in the proof.

The following result can be established.

Theorem. Consider the PMSM plant model (5) in closed loop with the PID controllers u_1 and u_2 defined in (8-9). Assume that the positive gains k_{11}^i , and k_{22}^i are such that

$$\left| k_{11}' S(z_1) \int_0^t e_1 \right| > \bar{F}_1 \text{ with } \bar{F}_1 \geq \frac{1}{1-bk_1^d} [f_1 + |\dot{x}_1^d|]$$

(15)

$$\left| k_{22}' S(z_2) \int_0^t e_2 \right| > \bar{F}_2 \text{ with } \bar{F}_2 \geq \frac{1}{1-bk_2^d} [f_2 + |\dot{x}_2^d|] + |a_5 e_3|$$

(16)

$$\text{and } \lambda_1 > d_{\max} \text{ with } d_{\max} \geq |d| \quad (17)$$

Then

$$i) e_1(t), e_2(t), e_3(t), e_4(t), \int_0^t e_1 \text{ and } \int_0^t e_2 \text{ are bounded all time}$$

ii) $e_i(t) \rightarrow 0$ when $t \rightarrow 0$ for $i = 1, 2, 3, 4$

Proof. The proof is based on the three steps discussed in section 2.

• **Step1.**

Consider the following Lyapunov function related to the position dynamic defined in (5):

$$V_1 = \frac{1}{2} e_4^2(t) \quad (18)$$

Its time derivative is expressed by:

$$\dot{V}_1 = e_4(t) \dot{e}_4(t) \quad (19)$$

The time derivative of $e_4(t)$ is given by

$$\dot{e}_4 = x_3 - \dot{x}_3^d \quad (20)$$

If the virtual control law x_3 is equal to the desired value x_3^d given by (14), the dynamic (20) is then reduced to the form

$$\dot{V}_1 = -\lambda_3 e_4^2 < 0 \quad \forall e_4 \neq 0 \quad (21)$$

which gives

$$\dot{V}_1 < -\alpha V_1 < 0 \quad \alpha > 0 \quad (22)$$

This means that $e_4(t)$ converge exponentially to zero.

Hence if x_3 is forced to take the desired value x_3^d , the position tracking error tends to zero.

- **Step2.** In this step the objective is to force x_3 to acquire the desired value x_3^d while keeping the position tracking error $e_4(t)$ bounded in the transient time.

Consider the augmented Lyapunov function related to the position-speed dynamic defined in (5):

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_3^2(t) \quad (18)$$

Its time derivative is expressed by:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_3(t) \dot{e}_3(t) \quad (19)$$

Recalling that

$$\dot{V}_1 = e_4 [x_3 - \dot{x}_4^d] = e_4 [x_3^d + e_3 - \dot{x}_4^d]$$

and time derivative of $e_3(t)$ is given by

$$\dot{e}_3 = -a_4 x_3 - d(t) - \dot{x}_3^d + a_5 x_2$$

(20)

$$\dot{V}_2 = e_4 [x_3^d - \dot{x}_4^d] + e_4 e_3 + e_3(t) [-a_4 x_3 - d(t) - \dot{x}_3^d + a_5 x_2]$$

Replacing x_3^d by its value and the virtual control law x_2 by the desired value x_2^d defined in (14), the dynamic (20) is then reduced to the form

$$\dot{V}_2 = -\lambda_3 e_4^2 - \lambda_2 e_3^2 - e_3 [d] - \lambda_1 e_3 \text{Sign}(e_3) \quad (21)$$

Since the term $\lambda_1 e_3 \text{Sign}(e_3)$ is positive all time, one has

$$\dot{V}_2 < -\lambda_3 e_4^2(t) - \lambda_2 e_3^2(t) < 0 \quad \forall e_3 \neq 0, e_4 \neq 0 \quad (22)$$

provided that

$$|\lambda_1 e_3 \text{Sign}(e_3)| > |e_3 d| \quad (23)$$

The latter inequality is satisfied if

$$\lambda_1 > d_{\max} \quad \text{with } d_{\max} \geq |d| \quad (24)$$

In this case, one has

$$\dot{V}_2 < -\alpha_2 V_2 < 0 \quad \alpha_2 > 0$$

This means that $e_4(t)$ and $e_3(t)$ converge exponentially to zero when the state x_2 is forced to the desired value x_2^d

• **Step 3.** In this step the objective is to force the states (x_1, x_2) to acquire the desired values (x_1^d, x_2^d) while keeping the tracking errors $e_4(t), e_3(t)$ bounded in the transient time.

i.e. the real control input $u(t)$ is established to force the asymptotic convergence of the errors $e_1 = x_1 - x_1^d$ and $e_2 = x_2 - x_2^d$. For this purpose let us introduce the control inputs (8-9) into the errors dynamics, one has

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{1}{1 - bk_1^d} \left[f_1 - \dot{x}_1^d + bk_1^p e_1 + bk_1^i \int e_1 \right] \\ \dot{e}_2 = \frac{1}{1 - bk_2^d} \left[f_2 - \dot{x}_2^d + bk_2^p e_2 + bk_2^i \int e_2 \right] \end{cases} \quad (25)$$

Now, consider the augmented Lyapunov function:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_1^2(t) + \frac{1}{2} e_2^2(t) + \frac{1}{2} \left[\int_0^t e_1 d\tau \right]^2 + \frac{1}{2} \left[\int_0^t e_2 d\tau \right]^2 \quad (26)$$

Its time derivative is given by:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + z_1 + z_2 \quad (27)$$

Recalling that

$$\dot{V}_2 = e_4 [e_3 + x_d^3 - \dot{x}_4^d] + e_3 [-a_4 x_3 - d(t) - \dot{x}_3^d + a_5 x_2^d + a_5 e_2] \quad (28)$$

Replacing x_3^d and x_2^d by their values from (14), one gets

$$\dot{V}_2 = -\lambda_3 e_4^2(t) - \lambda_2 e_3^2(t) + e_3 [-d - \lambda_1 \text{Sign}(e_3)] + a_5 e_2 e_3 \quad (29)$$

Since $\lambda_1 > d_{\max}$, this gives

$$\dot{V}_2 < -\lambda_3 e_4^2(t) - \lambda_2 e_3^2(t) + a_5 e_2 e_3$$

Which leads to

$$\dot{V}_3 < -\lambda_3 e_4^2(t) - \lambda_2 e_3^2(t) + a_5 e_2 e_3 + e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + z_1 + z_2 \quad (30)$$

Replacing the dynamics of the tracking errors (25), we obtain

$$\dot{V}_3 < -\lambda_3 e_4^2 - \lambda_2 e_3^2 + a_5 e_2 e_3 + \frac{e_1}{1 - bk_1^d} \left[f_1 - \dot{x}_1^d + bk_1^p e_1 + bk_1^i \int e_1 \right] + \frac{e_2}{1 - bk_2^d} \left[f_2 - \dot{x}_2^d + bk_2^p e_2 + bk_2^i \int e_2 \right] + z_1 + z_2 \quad (31)$$

Taking into account (10), we have:

$$\dot{V}_3 < -\lambda_3 e_4^2(t) - \lambda_2 e_3^2(t) - k_{11}^p e_1^2(t) - k_{22}^p e_2^2(t) + v(t) \quad (32)$$

where

$$v(t) = \frac{1}{1 - bk_1^d} e_1 [f_1 - \dot{x}_1^d + bk_1^i \int e_1] + \frac{1}{1 - bk_2^d} e_2 [f_2 - \dot{x}_2^d + bk_2^i \int e_2] + z_1 + z_2 + a_5 e_2 e_3 \quad (33)$$

If $v(t) < 0$ then

$$\dot{V}_3 < -\lambda_3 e_4^2(t) - \lambda_2 e_3^2(t) - k_{11}^p e_1^2(t) - k_{22}^p e_2^2(t) < 0 \quad \forall e_i \neq 0 \text{ for } i=1,2,3,4 \quad (34)$$

In this case, one conclude that properties i) and ii) holds.

The term $v(t)$ defined by (33) becomes when replacing the integral gains by (12) :

$$v(t) = \frac{1}{1 - bk_1^d} e_1 [f_1 - \dot{x}_1^d] - k_{11}^i z_1 S(z_1) + \frac{1}{1 - bk_2^d} e_2 [f_2 - \dot{x}_2^d + (1 - bk_2^d) a_5 e_3] - k_{22}^i z_2 S(z_2) \quad (35)$$

Since $z_i S(z_i)$; $i = 1, 2$ are always positive, $v(t)$ is negative provided that

$$\left| k_{11}^i S(z_1) \int_0^t e_1 \right| > \bar{F}_1 \text{ with } \bar{F}_1 \geq \frac{1}{1 - bk_1^d} [|f_1| + |\dot{x}_1^d|] \quad (36)$$

and

$$\left| k_{22}' \mathcal{S}(z_2) \int_0^t e_2 \right| > \bar{F}_2 \text{ with } \bar{F}_2 \geq \frac{1}{1-bk_2^d} [|f_2| + |\dot{x}_2^d|] + |a_5 e_3| \quad (37)$$

Remark 1. In order to compute the boundaries \bar{F}_i we did not need the exact knowledge of the load torque and the functions f_i , we can use bounds on these variables. That is, the proposed control law is still valid in presence of parametric uncertainties that corrupt the system dynamics.

Remark 2. The PID gains developed in proposition 1 are nonlinear and possibly time variant. Further, the integral gains must be sufficiently large to fulfil constraints (14-16) and the derivative gains are small enough to overcome instability. The proportional gains define the slope of the closed loop system dynamics and they may be time variant.

4. COMPARATIVE STUDY

In this section, we aim to compare our proposed approach to the well known feedback linearising control (FLC) which is generally used for decoupling and linearising non linear systems. In fact, differential geometric based feedback linearizing control methods are widely used for machines drive. It leads to exact input-output decoupling and linearising dynamics. The concept of FLC is by now well known and several accessible references are available which describe the constructions (see references [26] [27] [10]). In brief, the PMSM model is written in the form

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X) + g_1(X)u_1 + g_2(X)u_2 \\ y_1 &= h_1(X) \\ y_2 &= h_2(X) \end{aligned} \quad (38)$$

Then, the output variables are differentiated with respect to time until at least one of the inputs appears. This can be easily done by using the Lie derivative of a state function $h(X)$ along a vector field $f(X)$ defined by : $L_f h(X) = \sum \frac{\partial h(X)}{\partial x_i} f_i(X)$

Considering the PMSM plant model (6) in the load torque free case and using the approach developed in [10][27], the resulting control signal ensuring feedback linearization and decoupling is given by :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & a_5 b \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -f_1 + v_1 \\ a_4 f_3 - a_5 f_2 + v_2 \end{bmatrix} \quad (39)$$

Where $v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 x_1 \\ -k_2 x_4 - k_3 x_3 - k_4 \dot{x}_3 + k_r x_4^d \end{bmatrix}$ is an auxiliary control signal used to stabilize the resulting linear decoupled system. The gains k_i ; $i=1,2,3,4$ are positive parameters designed by pole placement of the linear system and the gain k_r are determined to have unit steady state gain between x_4^d and x_4 . Notice that this method cancels the non linear terms in the plant model. Furthermore, when the load torque is not zero, we must estimate its value in order to design the feedback linearizing control.

We have performed simulations of the proposed approach and the feedback linearizing control for a three phase PMSM characterized by : $R=3.4 \Omega$; $L=0.0121 \text{ H}$; $k_f=0.00005 \text{ Nm /rdS}^{-1}$; $J=0.0001 \text{ Nm/rdS}^{-2}$; $\Phi_f=0.013 \text{ Wb}$; $p=2$; $P_n=22 \text{ W}$; $\Gamma_{nom}=0.05 \text{ Nm}$ (nominal load torque).

For the simulation of our control approach, the PID gains are chosen as indicated in proposition 1, where the gains are adjusted till satisfactory results are obtained. Functions $S(z)$ are taken as follows :

$$S(z) = \begin{cases} \text{sign}(z) & \text{if } |z| > \varepsilon \\ \frac{z}{\varepsilon} & \text{if } |z| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (40)$$

with $\varepsilon=0.01$. The following sliding mode PID gains have been used for all simulated situations.

$$\lambda_1 = 15; \quad \lambda_2 = 15; \quad \lambda_3 = 15$$

$$k_{00}^p = 505; k_{00}^d = 0.001; k_{00}^i = 16000; k_{11}^p = 500; k_{11}^d = k_{00}^d; k_{11}^i = 40000; k_{22}^p = k_{11}^p; k_{22}^d = k_{00}^d; k_{22}^i = 800$$

For the simulation of the feedback linearizing control, the control gains are chosen as follows:

$$k_1 = 50; \quad k_2 = 200; \quad k_3 = 400; \quad k_4 = 2000. \text{ Four situations have been simulated:}$$

Situation 1: Ideal case.

Position and current tracking in the ideal case where there is no load torque and no parametric variations. Figure 1 gives the obtained results for the sliding PID/Backstepping control and figure 2 gives the results for the feedback linearizing control. We see that, both control approaches ensure good current and position tracking. However, the feedback linearizing

control has a better advantage since it allows the decoupling between current and position dynamics, which is not the case for our approach.

Situation 2: Unknown load torque.

Position and current tracking in the case of unknown load torque $\Gamma_r=2*\Gamma_{nom}$ applied between instants 4s and 6s. The obtained results are given in figures 3 and 4. One can see that feedback linearising control fails to guarantee position tracking; however, our approach still guarantees it. This result is very interesting for the PID/Backstepping control since in practice the load torque is unknown and time variant.

Situation 3: Parametric variations.

For the PID/Backstepping control approach, we have simulated variation on all the a_i parameters defined in (6) equal 100% starting from $t=4s$ till $t=6s$. The obtained results (see figure 5) are very satisfactory and show strong robustness against parametric variations. For the feedback FLC control, we got unstable feedback loop when all the a_i parameters varies by 50%.

Situation 4 : Measurement noise.

In practice all the measured variables are subject to measurement noise. This noise can render the control loop system very sensitive. We have inserted noise in the output variables $x1$ and $x4$. The chosen noise has normal distribution with zero mean and variance one. The obtained results are depicted in figures 6 and 7. One can see that our approach exhibits more robustness against measurement noise than the feedback linearizing control.

	Ideal case	Load torque	Parametric variations	Measurement noise
PID/Backstepping	-Good tracking -No decoupling	Robust	Robust	robust
FLC control	-Good tracking -Exact decoupling	No robust	Unstable	robust

Table 1. Comparative study between PID/Backstepping and FLC control

Table 1 summarizes the results of the comparative study. From the above table we can conclude that for PMSM speed drive, the proposed approach is more advantageous than the well known FLC control.

5. CONCLUSION

In this article, we have developed a nonlinear sliding mode PID/Backstepping control for permanent magnet synchronous machine position drive with unknown load torque. First, we determine the PID controllers imposing the current-position tracking in three recursive steps and by using simultaneously sliding mode and appropriate PID gains that are non linear functions of the system state. Secondly, a comparative study of current-position tracking demonstrates the effectiveness of the proposed method in presence of strong disturbances against feedback linearizing control.

7. REFERENCES

- [1] M. Kritic, I Kanellakopoulous, & P.V. Kokotovic, *Nonlinear and adaptive control*, (New York : Wiley : 1995).
- [2] P.J. Nicklasson, R.Ortega, & G. Espinoza-Perez, Passivity based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines, *IEEE Trans. Automatic Control*, 42(1), 1997, 648-658.
- [3] P.Pillay & R. Krishnan, Modeling simulation and analysis of permanent magnet machine drive, Part I : the permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 28(19), 1989, 265-273.
- [4] M.T. Hou & C.Y. Lin, PID controller design for robust performance, *IEEE Trans. Automatic Control*, 48(8), 2003, 1404-1409.
- [5] A. Datta, M.T. Hou & S.P. Bhattacharyya, *Structure and synthesis of PID controllers*, (London, U.K. : Springer-Verlag:2000)
- [6] K. Zhou, J.C. Doyle & K. Glover, *Robust and optimal control*, (Upper Saddle River : NJ: Prentice-Hall :1996)
- [7] V. Santibanez & R. Kelly, A class of nonlinear PID global regulators for robot manipulator, *Proc. IEEE Conf. on Robotics & Automation*, Leuven, Belgium, 1998, 3601-3606.

- [8] B. Amstrong, D. Neevel, & T. Kusik, New results in NPID control tracking, integral control, friction compensation and experimental results, *IEEE Trans. On Control systems Technology*, 9(2), 2001, 399-406.
- [9] A. R. Benaskeur, & A. Desbiens, Backstepping based adaptive PID control, *IEE Proc. Control Theory Application*, 149(1); 2002, 54-59.
- [10] M. Bodson & J. Chiasson, Differential geometric methods for control of electric machines, *Int. J. Robust Nonlinear Control*, 8, 1998, 923-954.
- [11] J. Zhou & Y. Wang, Adaptive backstepping speed controller design for permanent magnet synchronous motor, *IEE Proc. Electric Power Application*, 149(2), 2002, 165-170.
- [12] S.D. Gennaro, A note on the nonlinear H_∞ control for synchronous motors, *Proc. IEEE Conf. Decision & Control*, Sydney, Australia, 2000, 907-911
- [13] S. Laghrouche, F. Plestan, A. Glumineau, & R. Boisliveau, Robust second order sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor, *Proc. IEEE A C C.*, 2003, 4071-4076
- [14] M.A. Abido, M. Nasir Uddin, & M.A. Rahman, A new fuzzy logic controller based IPM synchronous motor drive, *Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf.*, 2003, 1795-1801
- [15] T.L. Hsein, M.C. Tsai, & Y.Y.Sun, Robust speed control of permanent magnet synchronous motor :design and experiments, *Proc. IEEE-22nd IECON Conf.* , 1996, 1177-1182
- [16] J.X. Xu, Q.W. Jia, & T.H. Lee, Analysis of adaptive robust backstepping control schemes for PM synchronous motor, *Proc. IEEE Conf. On Decision and Control*, 1996, 3516-3521
- [17] F.J. Lin, S. L. Chiu, & K.K. Shyu, Adaptive control of PM synchronous motor drive using VSS approach, *Proc. IEEE 22nd IECON Conf.* , 1996, 1740-1745
- [18] Z. Kovacic, S. Bodan & M. Punccec, Adaptive fuzzy logic control based on integral criterion, *Proc. IEEE International Symp. On Intelligent Control*, 2000, 55-60.
- [19] M. Vilathgamuwa, M.A. Rahmab & K.J. Tseng, Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor, *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, 2000, 1115-1120.
- [20] K.H. Kim & M.J. Youn, A simple and robust digital current control scheme of a PMSM using time delay control approach, *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, 2000, 1698-11696
- [21] I. Zulkifili & E. Levi. A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach; *IEEE Trans. On Industry Applications*, 38(5), 2002, 1210-1218.

- [22] M. Tursini, F. Parasiliti, & D. Zhang, Real time gain tuning of PI controllers for high performance PMSM drives, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 38(4), 2002, 1018-1026.
- [23] M.E. Elbuluk, L. Tong, & I. Hussian, Neural network based model reference adaptive systems for high performance motor drives and motions control, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 38(3), 2002, 879-886.
- [24] K.K. Shiu, & C.K. Lai, Incremental motion control of synchronous reluctance motor via multisegment sliding mode control method, *IEEE Trans. On Control systems Technology*, 10(2), 2002, 169-176.
- [25] F.J. Lin & S. L. Chiu, Adaptive fuzzy sliding mode control for PM synchronous servo motor drives, *IEE Proc. Control theory and Application*, 145(1), 1998, 63-72
- [26] J. J. E. Slotine & W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [27] K.H. Kim & M.J. Youn, A nonlinear speed control of PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, 49(3), 2002, 524-535.
- [28] N. Nasir Uddin, M.A. Abido & M. Azizur Rahman, Developpement and implementation of a hybrid intelligent controller for IPM synchronous motor drive, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 40(1), 2004, 68-76
- [29] K.I. Saleh, O.A. Mohammed & M.A. Badr, Field oriented vector control of synchronous motor with additional field winding, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 19(1), 2004, 95-101.
- [30] F.J. Lin & C. H. Lin, A permanent magnet synchronous motor servo drive using self constructing fuzzy NN controller *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 19(1), 2004, 66-72
- [31] P.C. Krause, *Analysis of electric machinery*, McGraw-Hill, New York, 1986
- [32] K. Benmansour, M.S.Boucherit, M. Tadjine & H. Rezine, On robust state feedback control of a permanent magnet synchronous machine drive : an experimental evaluation, *to appear in Archives of control systems*, 2005.
- [33] W. Qian, S. K. Panda and J. X. Xu, Speed Ripple Minimization in PM Synchronous Motor Using Iterative Learning Control, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 20(1), 2005, 53-61
- [34] Xie Yue, M. Vilathgamuwa, and K-J Tseng. An Observer-Based Robust Adaptive Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive With Initial Rotor Angle Uncertainty, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 20(1), 2005, 115-120

[35] C.Keng Lai and K-K. Shyu, A Novel Motor Drive Design for Incremental Motion System via Sliding-Mode Control Method, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, 50(2), 2005, 499-507

[36] Shinji Shinnaka, New "D-State-Observer"-Based Vector Control for Sensorless Drive of Permanent-Magnet Synchronous Motors, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 41(3), 2005, 825-832

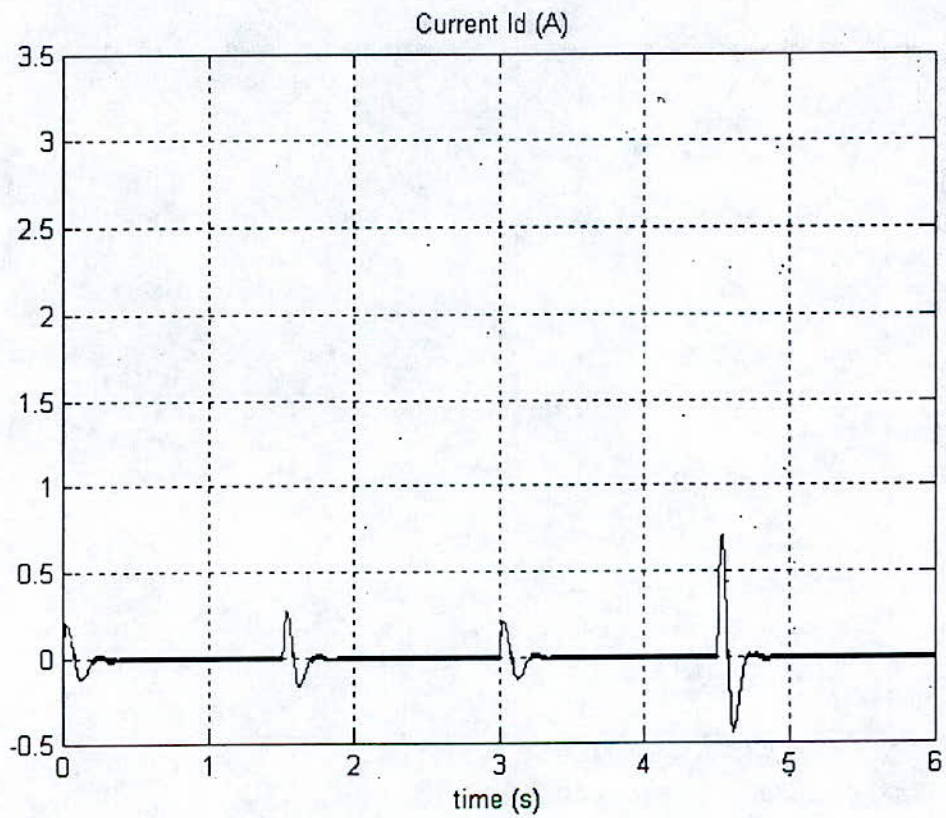
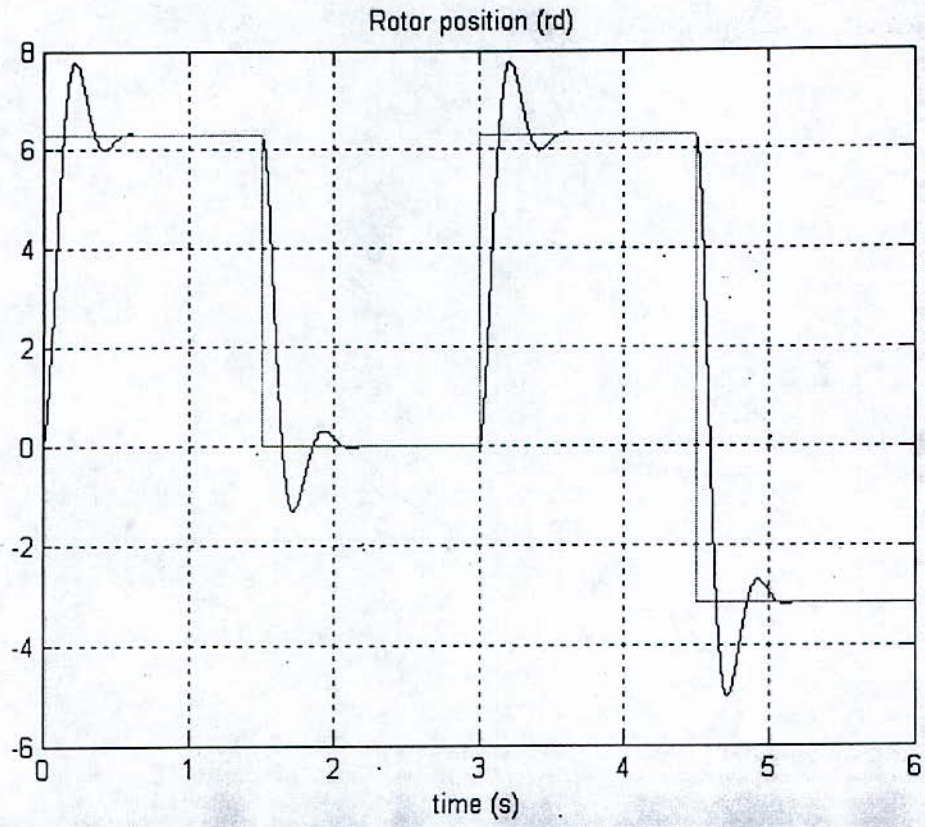


Figure 1. Sliding PID/Backstepping Output tracking for situation 1.

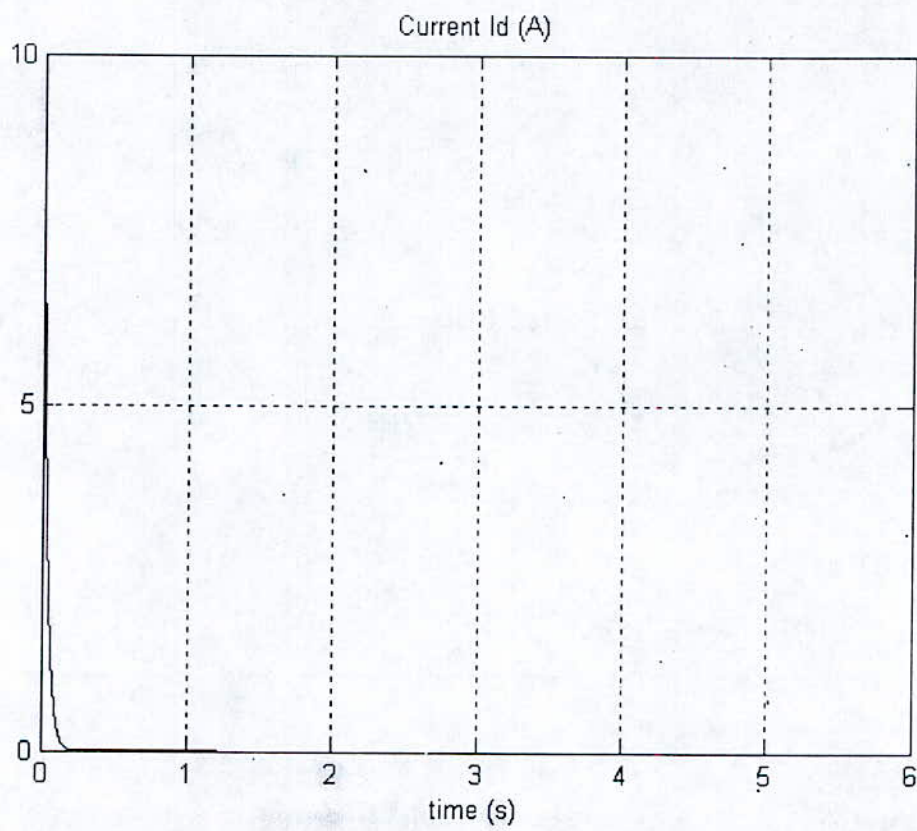
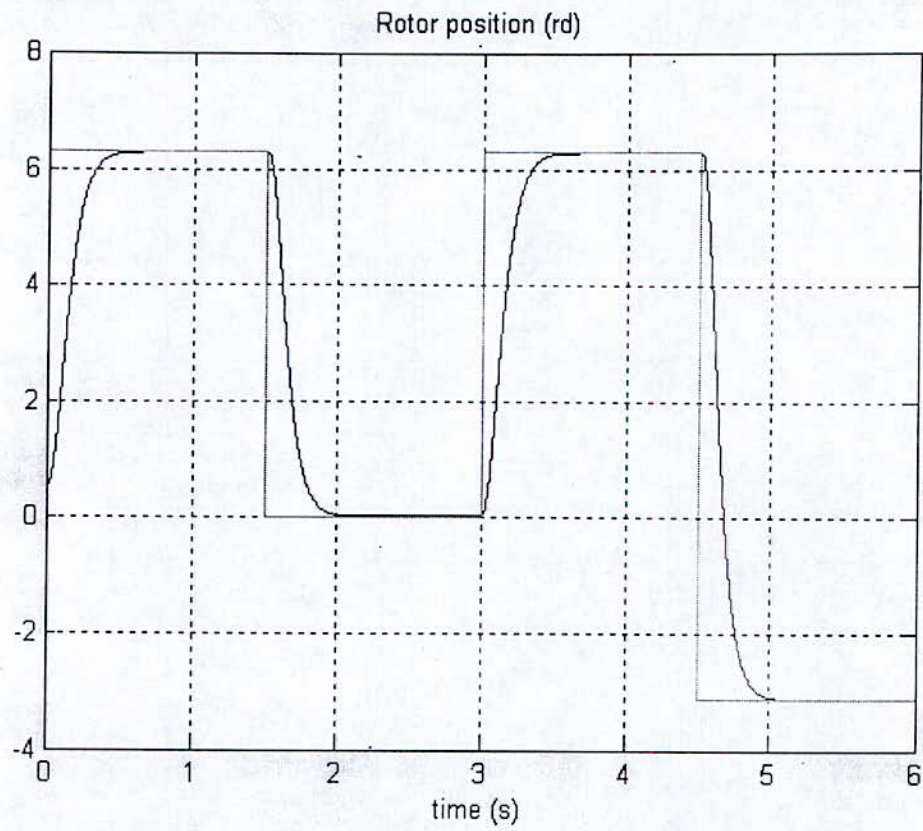


Figure 2. FLC Output tracking for situation 1

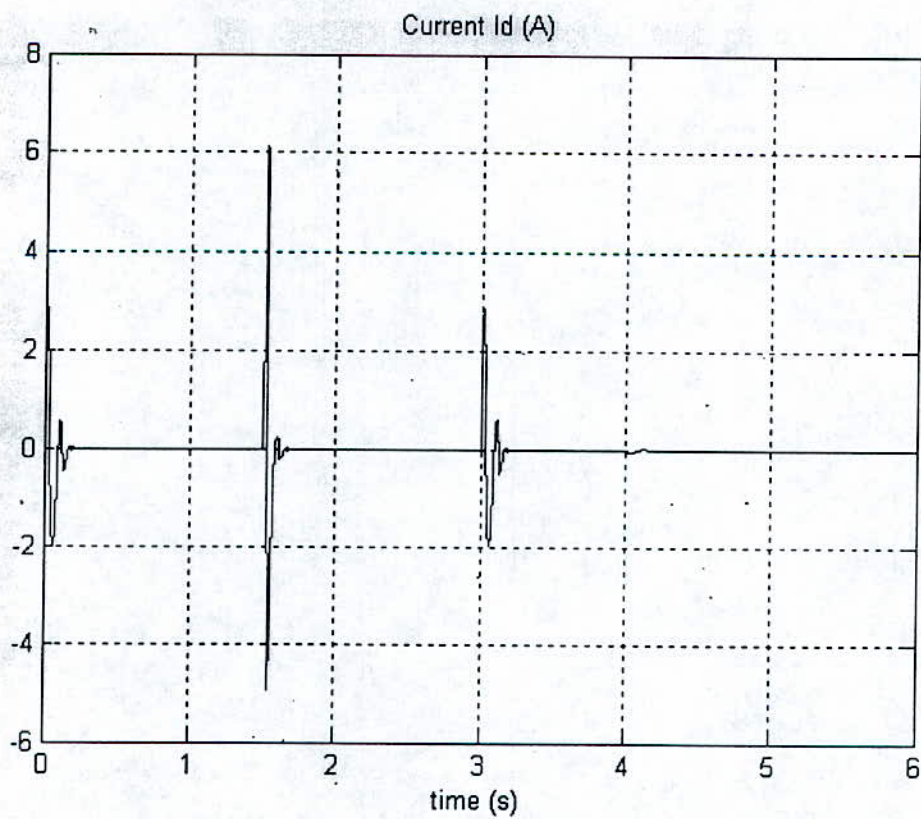
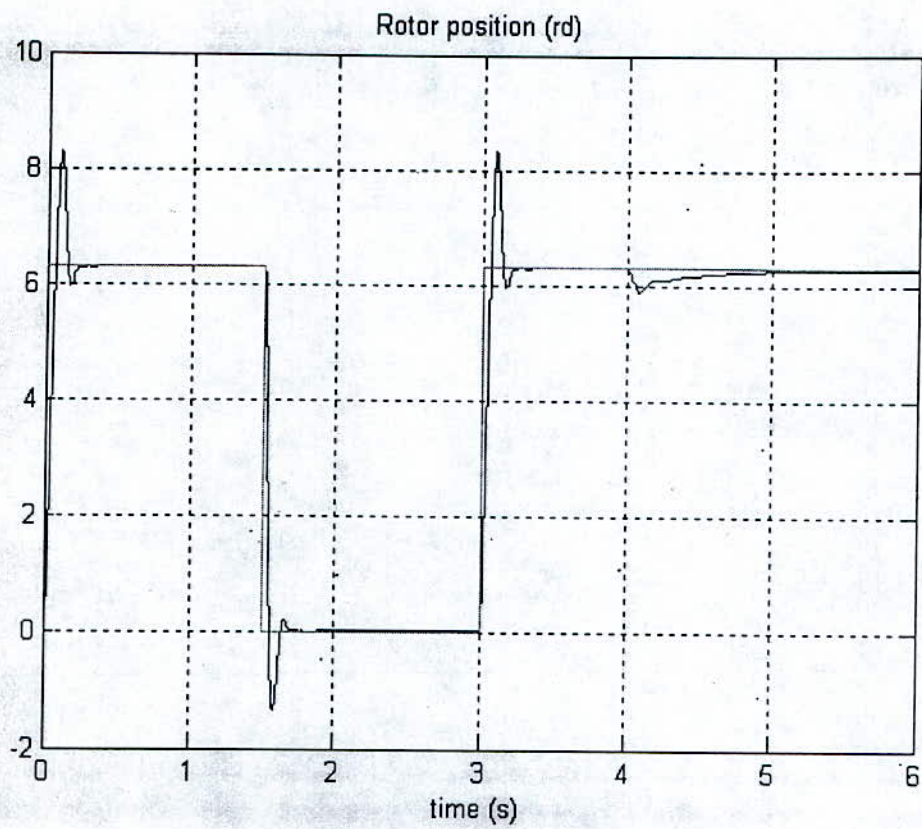


Figure 3. Sliding PID/Backstepping Tracking performances: situation 2.

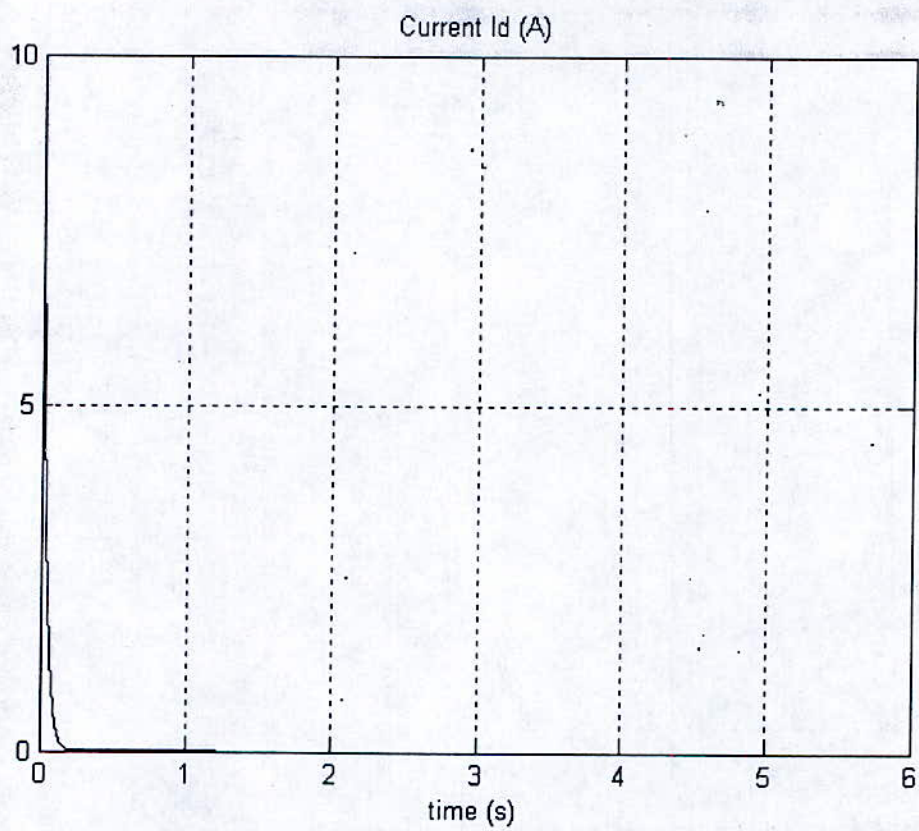
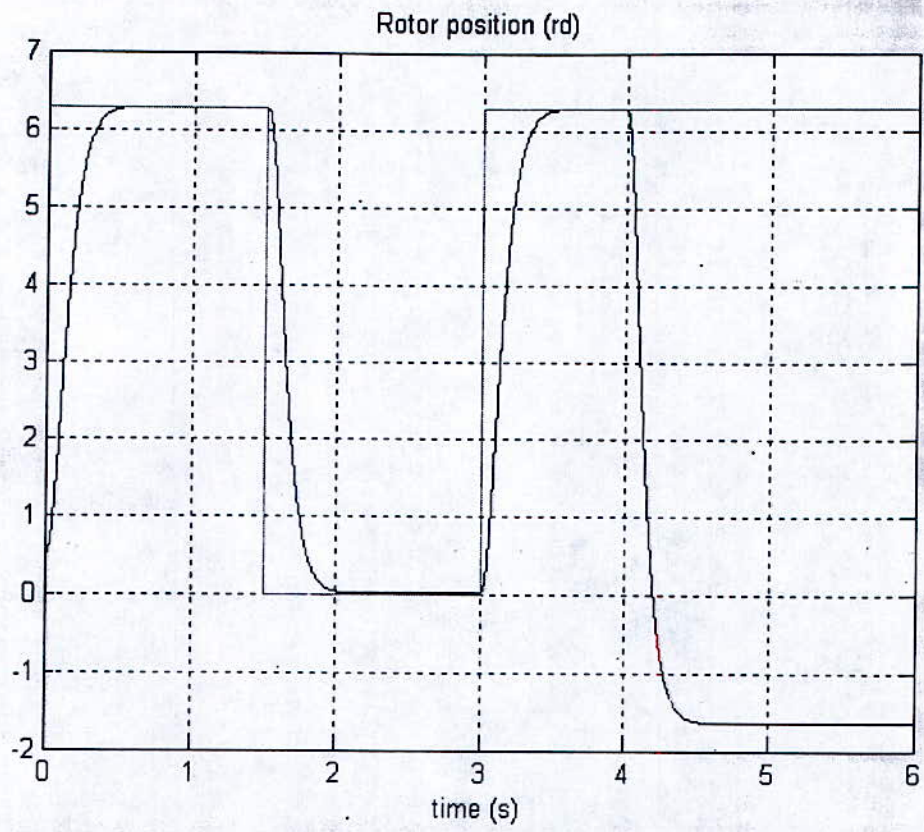


Figure 4. FLC Tracking performances : situation 2.

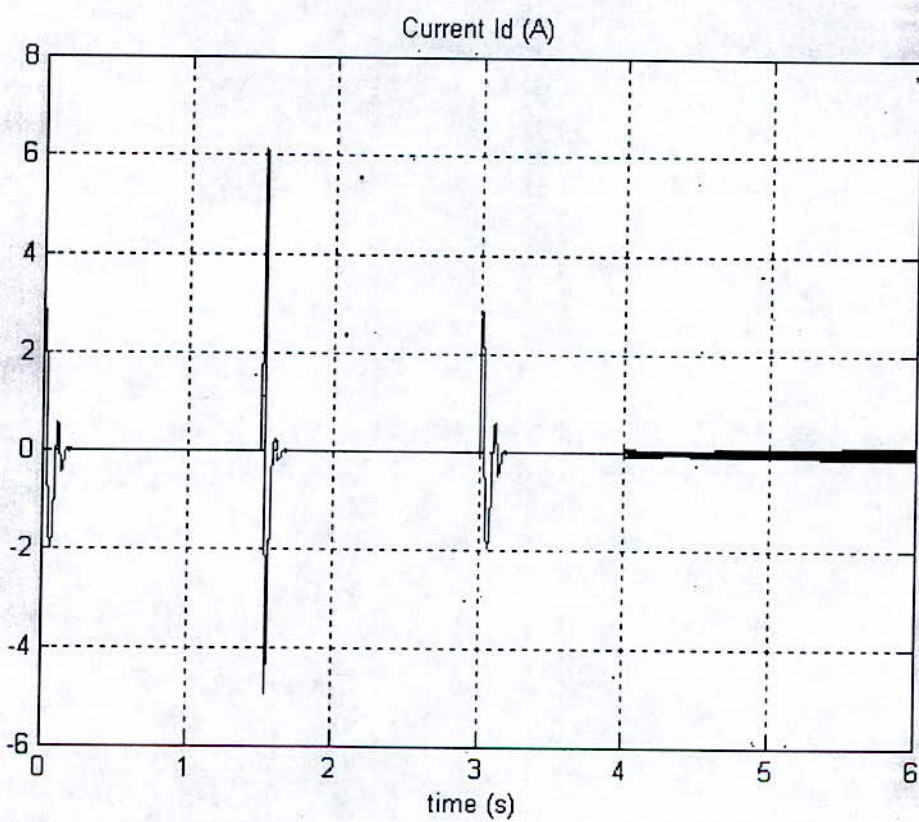
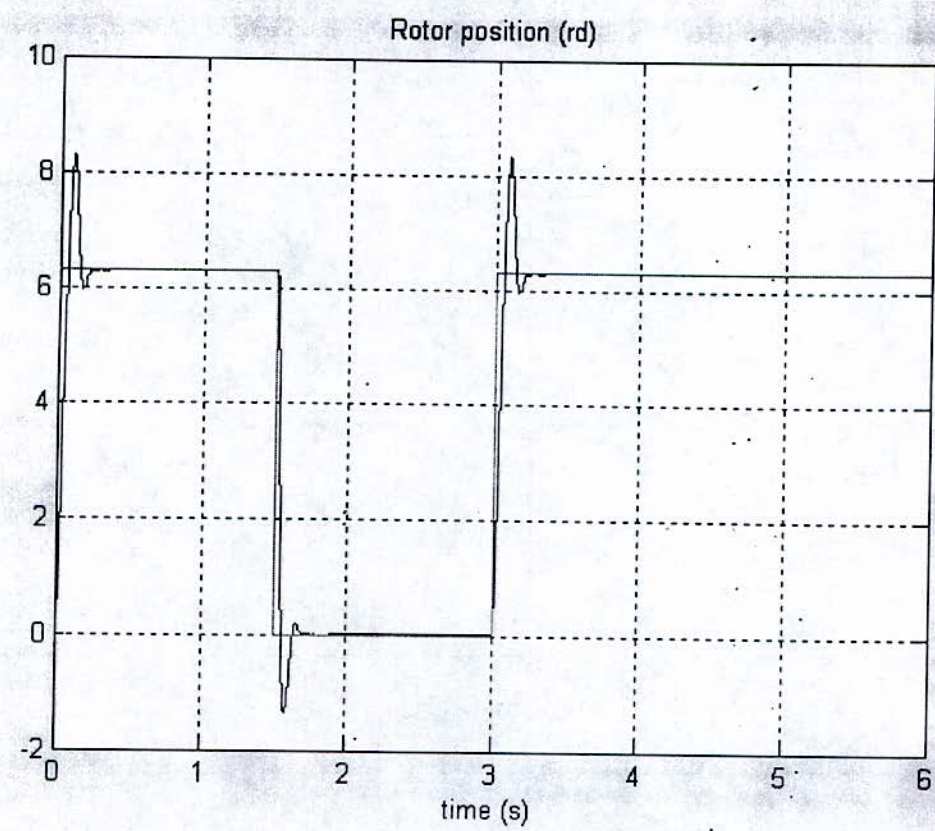


Figure 5. Sliding PID/Backstepping Output tracking : situation 3.

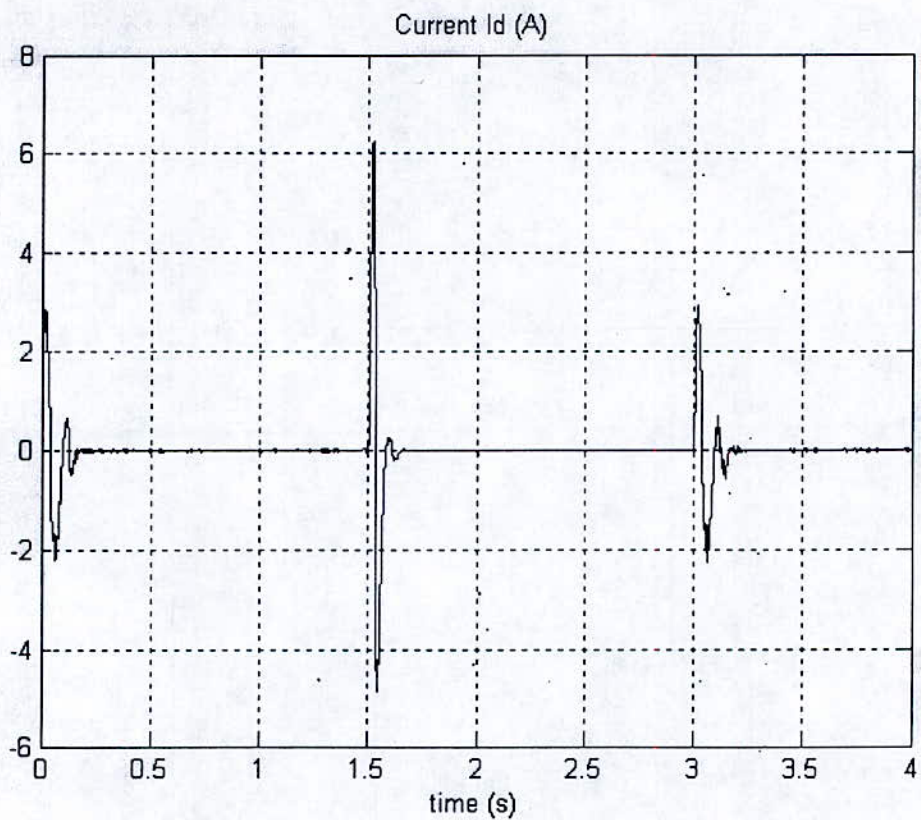
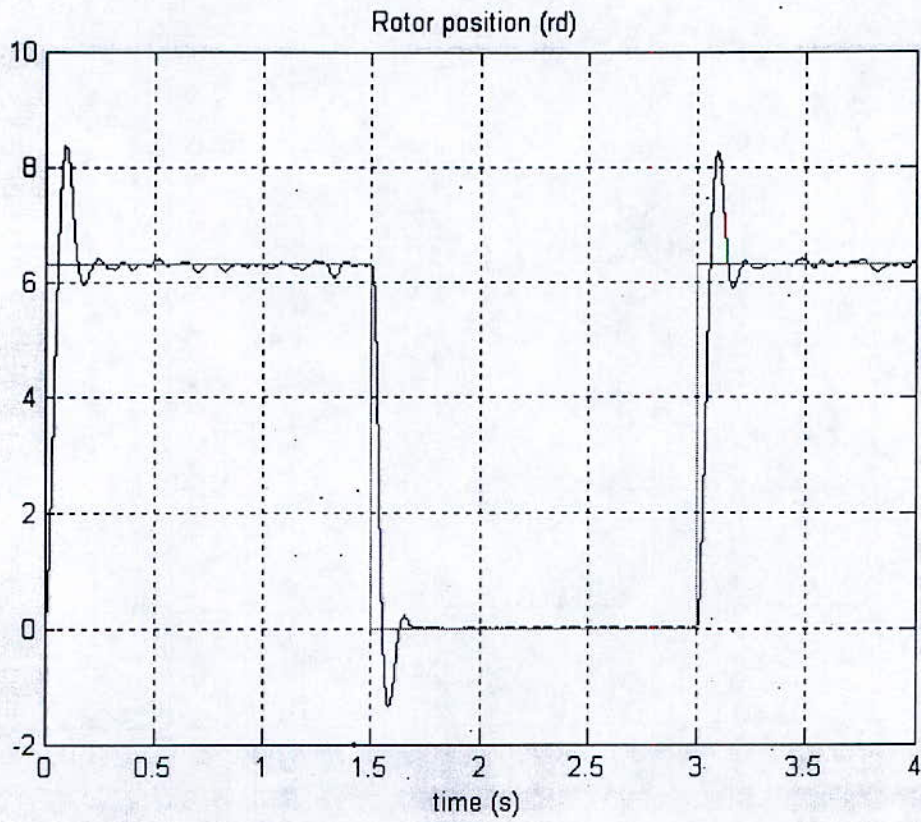


Figure 6. Sliding PID/Backstepping Output tracking : situation 4.

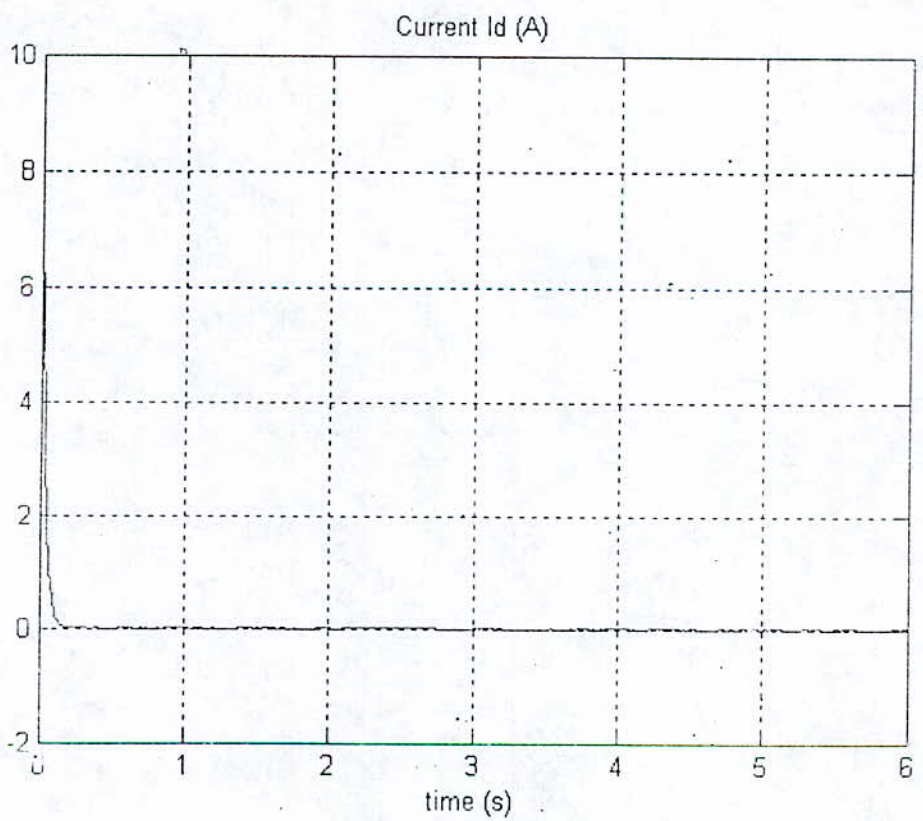
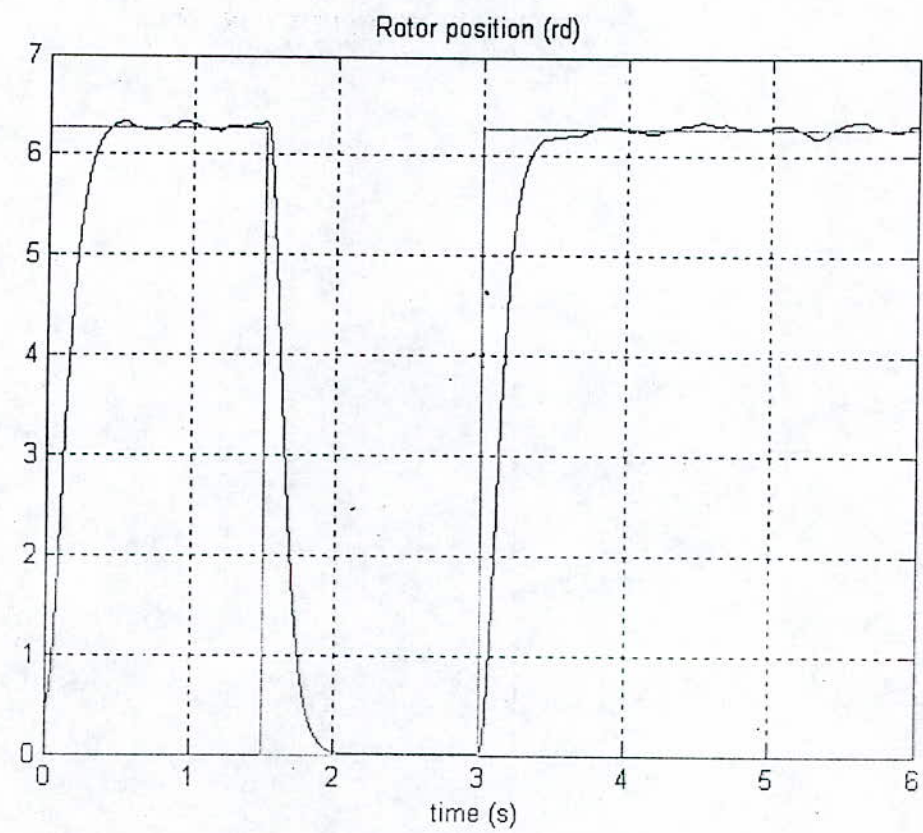


Figure 7. FLC Output tracking : situation 4.

CHAPITRE IV

Commande vectorielle de la machine
synchrone double étoile à rotor bobiné

Introduction :

La machine synchrone à double étoile alimentée par des convertisseurs statiques est de plus en plus utilisée pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. En plus de son avantage comme la robustesse et la fiabilité, elle répond à des critères de performance meilleurs que ceux de la machine simple, car elle permet de réduire les ondulations du couple électromagnétique, de limiter les harmoniques de courant et d'améliorer le facteur de puissance [40]. De plus en cas de panne, une marche par demi-moteur est possible [48],[94].

L'étude de ce type d'association constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit d'une part, à élaborer des modèles de connaissance et d'autre part à développer des stratégies de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de ces associations [94] à [96]. Ce chapitre traite de ce thème, la modélisation et l'étude de deux types de commande vectorielle, pour deux associations différentes de la machine synchrone à double étoile, qui se sont concrétisées par deux publications [68], [81].

La première étude traite la commande vectorielle de l'association constituée de deux onduleurs à trois niveaux et de la (MSDE). L'étage d'alimentation des deux onduleurs est composé d'un redresseur à diodes suivi d'un filtre LC. Les onduleurs sont contrôlés en courant par la stratégie (MLI) à hystérésis. Le découplage réalisé entre le flux rotorique et le couple électromagnétique est dans le but d'établir un modèle simple à couple optimal, qui permettra de commander en vitesse le système.

Dans la deuxième étude, l'alimentation de la (MSDE) est assurée par deux onduleurs à deux niveaux contrôlés en courant par la stratégie (MLI) à hystérésis. La commande vectorielle appliquée maintient les courants statoriques en quadrature avec le flux rotorique, dans le but d'établir un modèle linéaire qui peut être exploité pour la commande en vitesse du système.

Enfin dans le but de commander la machine à travers son courant d'excitation, nous avons alimenté la roue polaire de la machine par un hacheur contrôlé, par un régulateur de type PI.

Commande découplée à couple optimal de la machine synchrone à double étoile et à pôles saillants alimentée par onduleurs à trois niveaux

MO. Mahmoudi, L. Nezli, MS. Boucherit

Laboratoire de Commande des Processus (LCP), Ecole Nationale Polytechnique
10, Av. Pasteur, Hassen Badi, 16200 El Harrach, Alger, (Algérie)
E-mail: mo.mahmoudi@enp.edu.dz

RESUME

Ce travail concerne l'étude de la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile à pôles saillants alimentée par deux onduleurs à trois niveaux contrôlés en courant via la stratégie MLI à hystérésis. En effet, il s'agit de réaliser un découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique, en introduisant une commande découplée. Ce modèle découplé est obtenu en imposant par le biais des composantes directes $i_{d1} \neq 0$ et $i_{d2} \neq 0$ un fonctionnement à flux constant et à couple électromagnétique proportionnel aux composantes en quadrature du courant statorique. De plus, pour assurer un comportement découplé de la machine à couple constant, comme dans le cas d'une machine à courant continu, il a été introduit un réglage du courant d'excitation à travers un hacheur à fréquence de hachage de 5 KHz alimentant le circuit d'excitation.

MOTS-CLES : Machine synchrone à double étoile, onduleurs à trois niveaux, commande découplée optimale, réglage de vitesse.

1. Introduction :

Les machines électriques jouent un rôle très important dans les applications industrielles, les performances demandées à ces machines sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de vitesse que de la précision du couple délivré.

Les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis de construire des convertisseurs statiques à fréquence variable, ce qui a rendu possible le réglage effectif de la vitesse des machines à courant alternatif. Pour les grandes puissances, l'utilisation des machines synchrones associées à des convertisseurs statiques trouve son application surtout dans la motorisation à vitesse variable des systèmes embarqués. Parmi ces machines on trouve les machines synchrones autopilotées alimentées en courant par des commutateurs à thyristors, le grand inconvénient rencontré avec ce type d'alimentation est l'ondulation du couple électromagnétique. Pour pallier à cet inconvénient, on utilise des machines synchrones à double enroulement triphasé décalé de 30 degrés

électriques l'un par rapport à l'autre, alimentées par deux onduleurs [1,2, 3].

Le développement des composants à forte puissance a permis le passage à l'alimentation en tension de ces machines avec deux convertisseurs à tension et fréquence variable et leur utilisation permet de segmenter la puissance ce qui améliore la commutation de ces composants de puissance. De plus, en faible et moyenne puissance, l'alimentation de ce type de machines est assurée généralement par un onduleur à deux niveaux, cependant, pour les fortes puissances, l'alimentation de ces machines nécessite souvent des onduleurs à trois niveaux [4].

Du point de vue commande, la difficulté pour contrôler ce type de machine réside dans le fait que le modèle mathématique du système est non linéaire, multi-varié et fortement couplé à cause de l'existence d'un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Pour les machines simples enroulements à pôles lisses, ce découplage est réalisé pour une commande découplée à $i_{d1}=0$ et $i_{d2}=0$ [5,6].

Cet article s'insère dans ce contexte et fait suite aux travaux déjà réalisés dans ce domaine [1,2,3,7]. En effet, l'objectif de ce travail est de réaliser un découplage entre le flux et le couple électromagnétique de la machine synchrone à double étoile à pôles saillants, en introduisant une commande découplée optimale. Cette dernière est obtenue en imposant par le biais des composantes directes $i_{d1} \neq 0$ et $i_{d2} \neq 0$ un fonctionnement à flux constant et à couple électromagnétique proportionnel aux composantes en quadrature du courant statorique. Ceci permettra de concrétiser un réglage de vitesse dans le cas d'une alimentation par MLI avec une stratégie de contrôle à hystérésis du courant.

2. Description du système proposé :

La figure 1. présente le schéma synoptique de commande d'une machine synchrone à double étoile alimentée en courant. La machine synchrone est à pôles saillants à double enroulement statorique déphasé l'un par rapport à l'autre d'un angle 30° électrique, alimentée par onduleurs à trois niveaux contrôlés en courant par la stratégie de modulation à hystérésis. Du fait de la

saillance de la machine, une commande vectorielle à I_d constant a été proposée afin de découpler la machine et un réglage de vitesse de type PI a été introduit à la boucle de réglage.

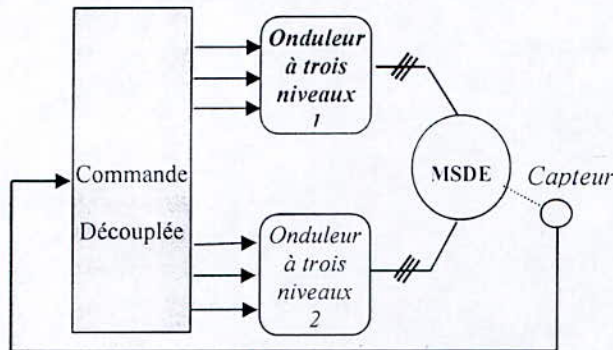


Figure 1. Schéma synoptique de commande de la machine synchrones à double étoile

2. 1. Modélisation de la machine synchrones à double étoile :

La machine étudiée est une machine synchrones à double étoile formée d'un stator constitué de deux enroulements triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma=\pi/6$), et un enroulement d'excitation décalé par rapport à l'axe de la phase statorique d'un angle mesurant la position du rotor. La machine est supposée être à rotor bobiné et à pôles saillants sans amortisseurs contrôlée en courant à fréquence variable. Pour la variation de vitesse nous utiliserons le principe d'autopilotage qui consiste à alimenter la machine avec un courant dont la fréquence et la phase sont asservies à la position du rotor.

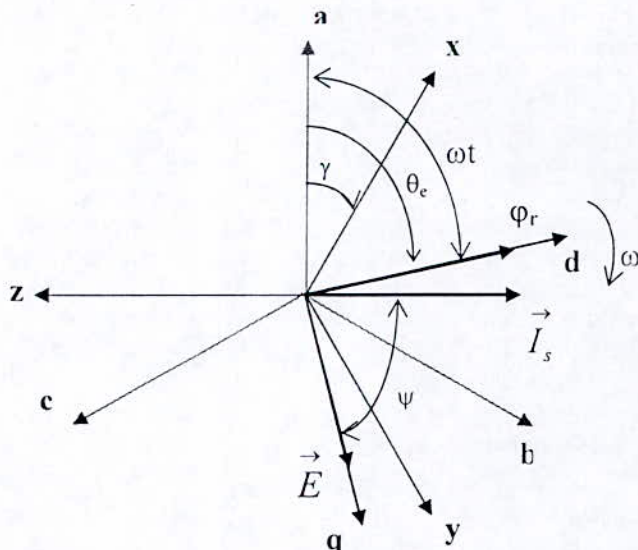


Figure 2. Représentation vectorielle des courants et f.e.m

La modélisation de la machine est basée sur les hypothèses habituelles telles que l'effet de saturation est négligé, La répartition de l'induction le long de l'entrefer est sinusoïdale et l'effet des amortisseurs est négligé. Sur un référentiel lié au champ tournant, nous écrivons le système d'équations suivant [2] :

$$\begin{pmatrix} v_{d1} \\ v_{d2} \\ v_{q1} \\ v_{q2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{q1} \\ i_{q2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & \omega_r & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & -\omega_r & 0 & \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{q2} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Le circuit d'excitation a pour équation :

$$V_f = R_f \cdot i_f + \frac{d}{dt} \phi_f \quad (2)$$

avec :

$$\begin{aligned} \phi_{d1} &= L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f \\ \phi_{d2} &= L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f \\ \phi_{q1} &= L_q i_{q1} + M_q i_{q2} \\ \phi_{q2} &= L_q i_{q2} + M_q i_{q1} \\ \phi_f &= L_f i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2}) \end{aligned} \quad (3)$$

et l'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = T_{em} - \frac{f}{p} \omega - T_r \quad (4)$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur est donné par :

$$T_{em} = p(\phi_{d1} i_{q1} - \phi_{q1} i_{d1} + \phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (5)$$

2.2. Alimentation de la machine:

Par leur principe, les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable et asservie à la position du rotor.

Les deux convertisseurs d'alimentation de la machine schématisés sur la figure 3-a sont des onduleurs à trois niveaux à structure NPC dont chaque bras d'un onduleur est constitué de quatre interrupteurs bidirectionnels (K_{ij}) et chaque interrupteur est formé d'un transistor et d'une diode de récupération. Le niveau zéro de la tension de sortie est obtenu par deux diodes reliées au point milieu de la tension d'entrée. (figure 3-b). Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs parfaits.

Cette structure, destinée pour des applications de forte puissance permet d'avoir une forme d'onde de la tension plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique

d'onduleur à deux niveaux. De plus, pour une même tension d'entrée, les interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux supportent la moitié de la tension supportée par ceux d'un onduleur à deux niveaux [4].

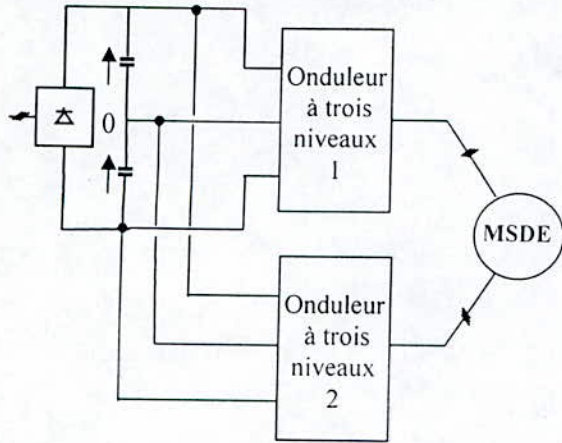


Figure 3-a. Schéma d'alimentation de la machine synchrone à double étoile.

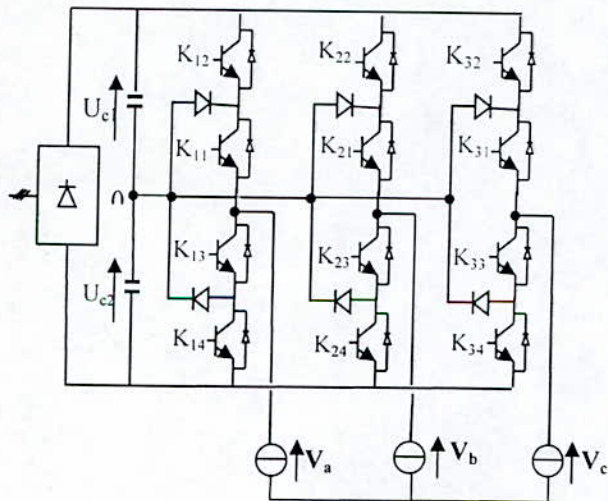


Figure 3-b. Schéma de structure d'un onduleur à trois niveaux de type NPC.

La commande des onduleurs par la technique de modulation par largeur d'impulsion (M.L.I) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et à tension fixe, par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Le réglage est effectué par la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, et par séquence de fonctionnement. Pour notre étude, nous appliquons la stratégie de commande par hystérésis (stratégie delta) [4]. Le principe de cette technique consiste à maintenir la variation du courant pour chaque phase, dans une bande encadrant la référence du courant, par une commande appropriée des interrupteurs de l'onduleur. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre le courant réel et sa référence.

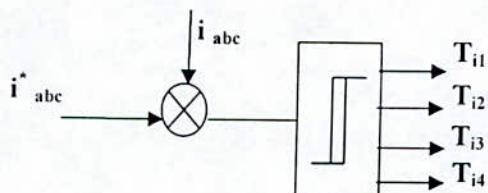


Figure 4. Principe de contrôle du courant statorique par hystérésis

Pour assurer l'autopilotage de la machine synchrone, les courants de référence sont exprimés en fonction de la position du rotor θ et de l'angle interne de calage ψ du vecteur courant par rapport à la f.e.m :

$$\begin{cases} i_{a1} = I_{sm1} \sqrt{2} \cos \vartheta_c \\ i_{b1} = I_{sm1} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{c1} = I_{sm1} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c + \frac{2\pi}{3}) \\ i_{a2} = I_{sm2} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c - \gamma) \\ i_{b2} = I_{sm2} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c - \frac{2\pi}{3} - \gamma) \\ i_{c2} = I_{sm2} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c + \frac{2\pi}{3} - \gamma) \end{cases} \quad (6)$$

avec $\vartheta_c = \omega t + \frac{\pi}{2} - \psi$, ψ est l'angle de caillage et $\gamma = \pi/6$ est le déphasage entre les deux alimentations.

3. Commande vectorielle :

Le modèle du moteur synchrone à double étoile correspond à un système multi-variable. Le contrôle de la vitesse de ce moteur et donc du couple demande le contrôle simultané de plusieurs variables. En effet, la distinction entre le courant producteur du couple et celui producteur du flux n'est pas aussi évidente que dans le cas d'une machine à courant continu.

Afin d'obtenir les performances souhaitées, la stratégie de commande des machines à courant alternatif consiste souvent à rendre le comportement électromécanique similaire à celui d'une machine à courant continu, cette similitude est réalisée par l'application de la commande vectorielle [5, 8].

Le but de cette commande est de découpler le couple électromagnétique des composantes directes du flux statorique et ainsi pour contrôler le couple il faut imposer les composantes des deux courants statoriques i_{d1} , i_{d2} , i_{q1} , i_{q2} . Dans le cas d'une machine à pôles lisses, le couple électromagnétique est optimal pour une commande découplée à $i_{d1}=0$ et $i_{d2}=0$ [5,6] mais pour la machine que nous étudions qui est à pôles saillants ($L_d=196,1$ mH, $L_q=110,5$ mH), le couple électromagnétique développé n'est pas optimal pour cette commande mais pour une commande découplée à $i_{d1} \neq 0$ et $i_{d2} \neq 0$ et ainsi le couple électromagnétique prend une valeur proportionnelle à $(i_{q1} + i_{q2})$ pour une excitation donnée [9]. Après ce choix, on obtient un modèle où les grandeurs i_{q1} et i_{q2} seules commandent le couple électromagnétique.

En partant des relations (3) et (5) et en supposant que les deux onduleurs fournissent équitablement la moitié de la puissance consommée par la machine, on écrit :

$$\begin{cases} i_{d1} = i_{d2} = i_d \\ i_{q1} = i_{q2} = i_q \end{cases} \quad (7)$$

Le couple s'exprime par :

$$T_{em} = 2p[(L_d - L_q + M_d - M_q)i_d + M_{fd}i_f]i_q \quad (8)$$

A excitation fixée, le couple électromagnétique est proportionnel à la composante en quadrature du courant statorique si toutefois sa composante directe est maintenue constante. Ainsi, il est possible d'imposer par le biais de la composante i_d un fonctionnement à flux statorique constant et à couple optimal. En effet pour les valeurs nominales suivantes imposées : ϕ_s 1.52 Wb et $i_s = \sqrt{2}I_{sn} = 7.6 A$ nous écrivons :

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2} \\ \phi_d = (L_d + M_d)i_d + M_{fd}i_f \\ \phi_q = (L_q + M_q)i_q \end{cases} \quad (9)$$

En tenant compte du fait que $i_q^2 = i_s^2 - i_d^2$, d'où l'équation quadratique suivante :

$$[(L_d + M_d)^2 - (L_q + M_q)^2]i_d^2 + 2(L_d + M_d)M_{fd}i_f i_d + (L_q + M_q)^2 i_s^2 - \phi_s^2 + M_{fd}^2 i_f^2 = 0 \quad (10)$$

Et en posant :

$$i_\xi = \frac{(L_d + M_d)M_{fd}i_f}{(L_d + M_d)^2 - (L_q + M_q)^2}$$

et
$$i_\omega^2 = \frac{(L_q + M_q)^2 i_s^2 - \phi_s^2 + M_{fd}^2 i_f^2}{(L_d + M_d)^2 - (L_q + M_q)^2}$$

La solution de cette équation quadratique est :

$$i_d = -i_\xi + \sqrt{i_\xi^2 - i_\omega^2} \quad (11)$$

La valeur numérique de i_d , pour les valeurs nominales imposées ϕ_s 1.52 Wb, $i_s = 7.6 A$ et $i_f = 1A$, est de $-3A$.

3.1. Structure du bloc de découplage :

La figure 5 représente le schéma de la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs à trois niveaux, contrôlés par la technique de modulation à hystérésis. Le découplage de la machine est assuré par le bloc de découplage obtenu à partir du modèle de la machine. En effet, pour un fonctionnement optimal du couple, nous

imposons les courants i_{d1} i_{d2} à leurs valeurs constantes données par la relation (11) et nous établissons les courants i_{q1} i_{q2} par le biais du couple de référence T_{em}^* , d'où la structure de découplage suivante:

$$\begin{cases} i_{d1}^* = i_{d2}^* = i_d = -i_\xi + \sqrt{i_\xi^2 - i_\omega^2} \\ i_{q1}^* = i_{q2}^* = \frac{T_{em}^*}{2p[L_d + M_d - L_q - M_q]i_{d1}^* + M_{fd}i_f} \end{cases} \quad (12)$$

Les courants de référence i_{d1}^* i_{d2}^* et i_{q1}^* i_{q2}^* qui sont fournis par ce bloc assurent le contrôle de i_{d1} , i_{d2} et i_{q1} , i_{q2} et le passage aux grandeurs réelles se fait par la transformation de Park inverse. D'où:

$$\begin{pmatrix} i_{a1}^* \\ i_{b1}^* \\ i_{c1}^* \end{pmatrix} = P^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{pmatrix} \quad (13)$$

et

$$\begin{pmatrix} i_{a2}^* \\ i_{b2}^* \\ i_{c2}^* \end{pmatrix} = P^{-1}(\theta - \gamma) \begin{pmatrix} i_{d2}^* \\ i_{q2}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d2}^* \\ i_{q2}^* \end{pmatrix} \quad (14)$$

où $\theta = \int \omega dt$ et $\gamma = \pi/6$.

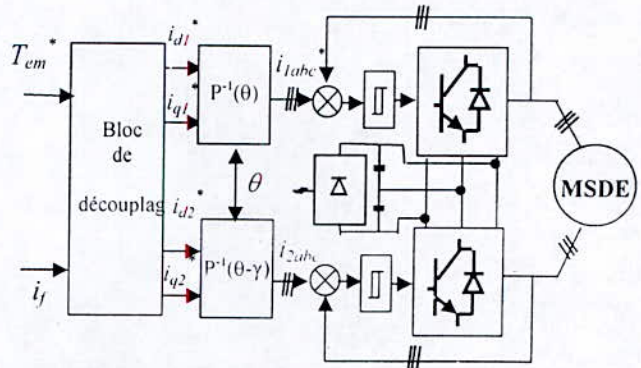


Figure 5. Schéma de la structure de découplage de la MSDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux

3.2. Réglage du courant d'excitation :

Pour une charge donnée, le couple électromagnétique dépend du courant d'excitation i_f . Afin d'assurer le découplage de la machine à couple optimal, notamment au démarrage, il est nécessaire de réguler ce courant. A cet effet, Nous introduisons un hacheur à transistors de fréquence 5 kHz qui alimente le circuit d'excitation. L'asservissement du courant d'excitation est assuré par un régulateur de type PI (figure 6).

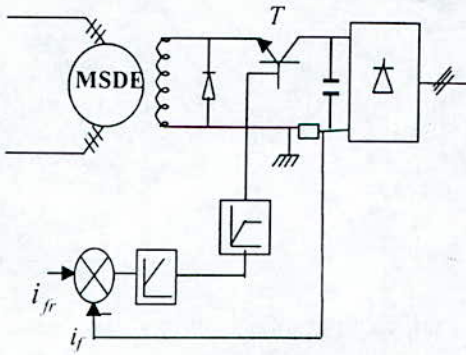


Figure 6. Régulation du courant d'excitation par un hacheur

La boucle de régulation du courant d'excitation i_f est représentée par la figure 7.

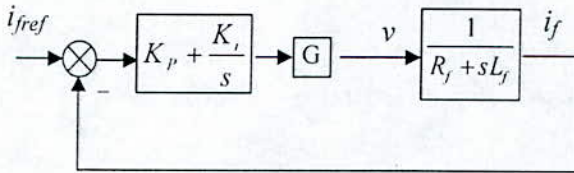


Figure 7. Boucle de régulation du courant d'excitation

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_f(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{sK_p + K_i}{L_f s^2 + (R_f + K_p)s + K_i} \quad (15)$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [10].

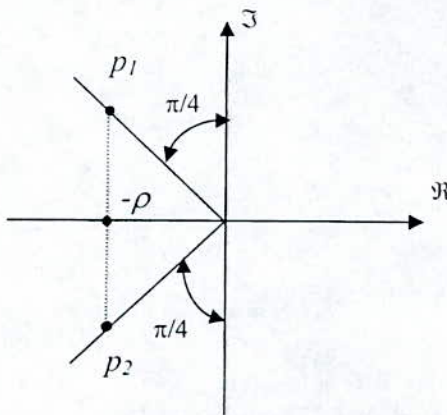


Figure 8. Méthode des pôles imposés

En prenant $p_1 = -\rho - j\rho$ et $p_2 = -\rho + j\rho$ (figure 8), le dénominateur $D(s)$ peut s'écrire :

$$D(s) = (s - p_1)(s - p_2) = s^2 - (p_1 + p_2)s + p_1 p_2 \quad (16)$$

Ainsi, on obtient par identification :

$$\begin{cases} K_p = 2\rho L_f - R_f \\ K_i = 2\rho^2 L_f \end{cases} \quad (17)$$

3. 3. Réglage de la vitesse

Le réglage de la vitesse se fait par la synthèse des régulateurs aux moyens des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires [10] et cela grâce au découplage du modèle de la machine à rotor bobiné qui a été réalisée précédemment.

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués, le plus simple est le réglage classique avec régulateur PI, ce qui permet d'obtenir de bonnes réponses dynamiques en vitesse et en courant de la machine. Ainsi, la structure de réglage de vitesse est schématisée par la figure 9.

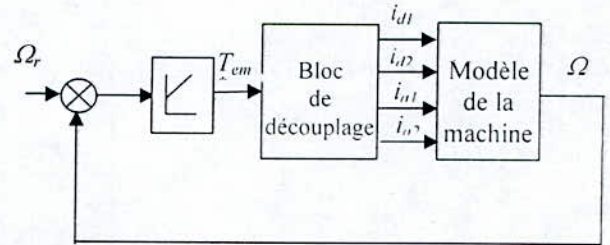


Figure 9. Boucle de régulation de vitesse

Partant du modèle découplé de la machine, les valeurs de référence de V_{q1}^* et V_{q2}^* s'expriment par :

$$\begin{cases} V_{q1}^* = R_s i_{q1}^* - \omega (L_d \dot{i}_{d1} + M_d \dot{i}_{d2} + M_{fd} i_f) \\ V_{q2}^* = R_s i_{q2}^* - \omega (L_d \dot{i}_{d2} + M_d \dot{i}_{d1} + M_{fd} i_f) \end{cases} \quad (18)$$

et les courants i_{q1} et i_{q2} par :

$$\begin{cases} i_{q1} = \frac{i_{q1}^*}{(1 + s\tau_c)} \\ i_{q2} = \frac{i_{q2}^*}{(1 + s\tau_c)} \end{cases} \quad (19)$$

En considérant la dynamique d'évolution de la composante directe i_d du courant statorique négligeable, nous pouvons aussi écrire :

$$T_{em} = \frac{T_{em}^*}{1 + s\tau_c} \quad (20)$$

D'où la vitesse:

$$\begin{aligned} \Omega(s) &= \frac{T_{em}^*}{f_r(1 + s\tau_m)(1 + s\tau_c)} - \frac{T_r}{f_r(1 + s\tau_m)} \\ &= G_{0T}(s)T_{em}^* - G_{rT}(s)T_r \end{aligned} \quad (21)$$

avec $\tau_e = \frac{L_q + M_q}{R_s}$ et $\tau_m = \frac{J}{f_r}$

La figure 10 montre le schéma structurel du système à régler.

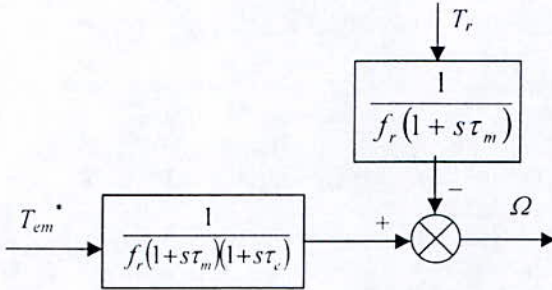


Figure 10. Schéma structurel du système à régler

En introduisant un régulateur de type PI dans la chaîne de régulation, le schéma structurel en boucle fermée sera donc comme indiqué sur la figure 11.

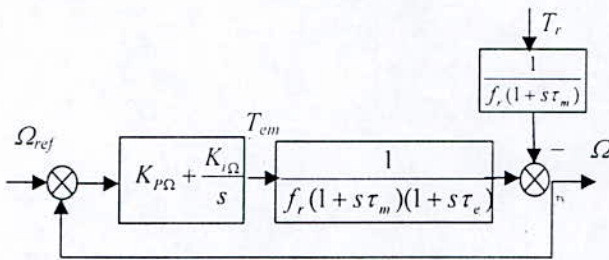


Figure 11. Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

$$G_0(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \frac{1}{f_r(1+s\tau_m)(1+s\tau_e)} \quad (22)$$

Et la fonction de transfert en boucle fermée sera :

$$\begin{aligned} \Omega(s) &= \frac{G_0(s)}{1+G_0(s)} \Omega_{ref} - \frac{G_{rr}(s)}{1+G_0(s)} T_r \\ &= G_F(s) \Omega_{ref} - G_{rr}(s) T_r \end{aligned} \quad (23)$$

D'où

$$\begin{aligned} G_F(s) &= \frac{N(s)}{D(s)} = \\ &= \frac{(K_{p\Omega}s + K_{i\Omega})}{(1+s\tau_m)(1+s\tau_e)sf_r + K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}} \end{aligned} \quad (24)$$

τ_e étant une petite constante de temps, en la négligeant devant τ_m le dénominateur $D(s)$ s'écrit :

$$D(s) = Js^2 + (K_{p\Omega} + f_r)s + K_{i\Omega} \quad (25)$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [10]. En prenant : $p_1 = -\rho - j\rho$ et $p_2 = -\rho + j\rho$, l'équation (25) peut encore s'écrire :

$$D(s) = (s - p_1)(s - p_2) = s^2 - (p_1 + p_2)s + p_1p_2 \quad (26)$$

et par identification on obtient :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\rho - f_r \\ K_{i\Omega} = 2J\rho^2 \end{cases} \quad (27)$$

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle avec réglage de vitesse et du courant d'excitation pour le cas de la commande en courant est donné par la figure 12:

4. Simulation et résultats :

Pour évaluer les performances de la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile munie du réglage de la vitesse et du courant d'excitation, nous simulons le fonctionnement global de l'ensemble.

La machine utilisée est à double stator de puissance nominale de 5 kW et de couple nominal de 16 Nm dont les paramètres sont donnés en annexe. Cette machine est alimentée par deux onduleurs triphasés à trois niveaux de type NPC à stratégie de modulation à hystérésis dont la bande d'hystérésis est de 0.5 A soit 10% du courant nominal environ. La figure 13 illustre les formes d'ondes de courants statoriques, des tensions d'alimentation et du couple électromagnétique développé par la machine en régime permanent. Nous remarquons la nette forme sinusoïdale des courants et la faible ondulation du couple.

La figure 14 montre les performances de la commande vectorielle en boucle ouverte (sans régulation de vitesse) avec réglage du courant d'excitation que nous avons introduit afin d'assurer un fonctionnement analogue à celui d'une machine à courant continu. En effet, nous avons imposé une consigne du couple de référence de +12 Nm dans l'intervalle de temps de [0, 0.8] s et de 6 Nm dans l'intervalle [0.8, 1.6] s et nous constatons que le couple moteur de la machine suit parfaitement la consigne affichée et qu'il est l'image des courants i_{q1} et i_{q2} .

De plus les courants i_{d1} et i_{d2} sont sensiblement égaux à la référence de découplage qui est de (-3 A) même au démarrage, ce qui montre l'effet du découplage.

Les figures 15 et 16 montrent les performances de la commande vectorielle de la machine synchrone en boucle fermée. Y sont représentées les ondes donnant l'évolution de la vitesse, du couple, des composantes des

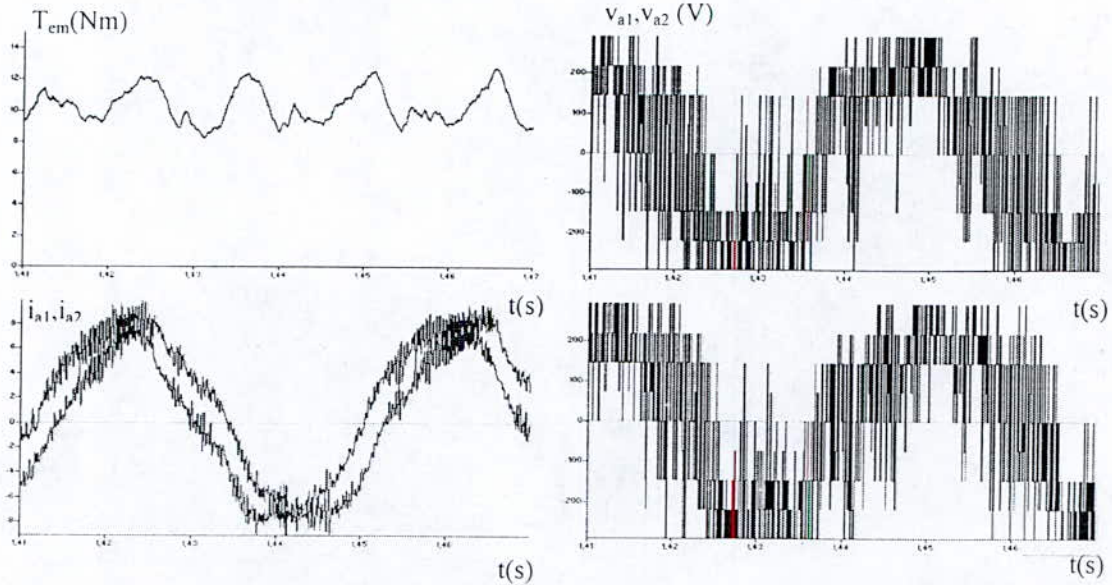


Figure 13 : Formes d'ondes en régime permanent d'une MLI à hystérésis ($h=0.5A$)

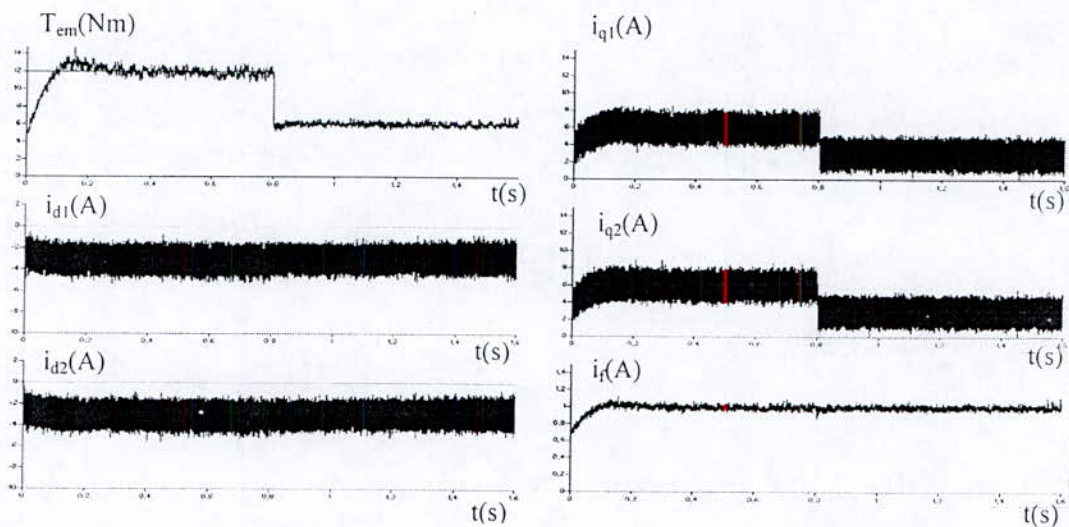


Figure 14. Performances de la commande vectorielle en boucle ouverte de la machine synchrone à doubl étoile contrôlée en courant avec régulation du courant d'excitation i_f ($\rho=1.1$).

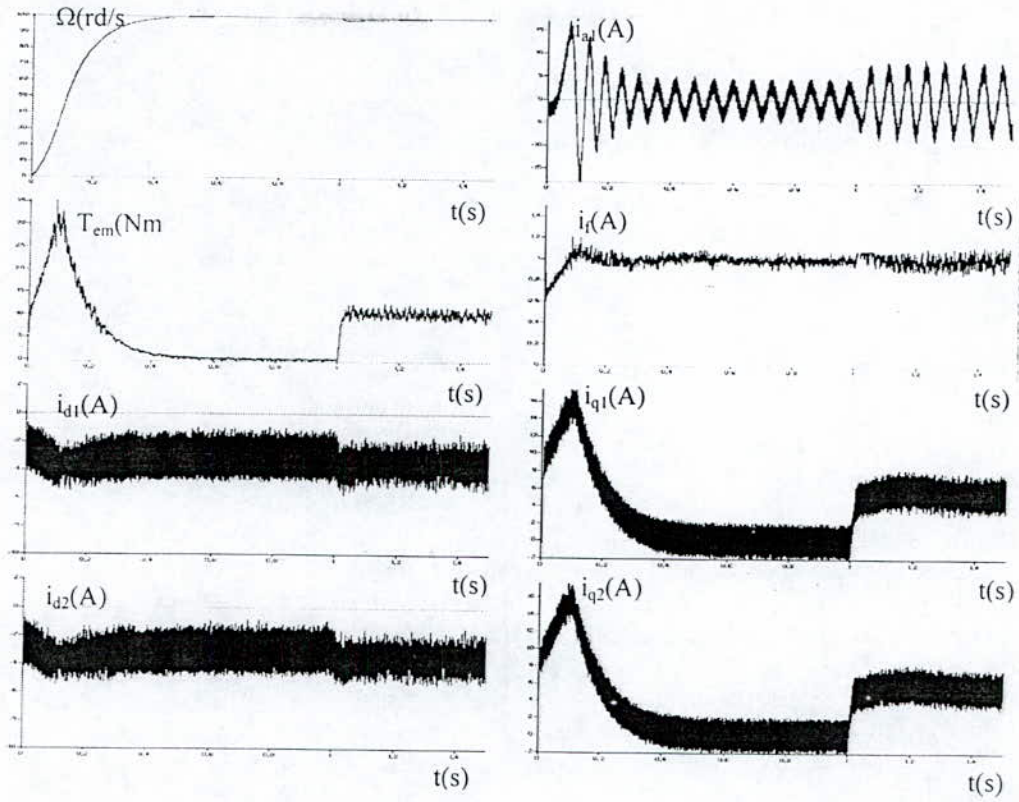


Figure 15. Réponses à l'échelon de vitesse de 100 rd/s avec application d'un couple résistant $T_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 1 \text{ s}$ (pour $\rho = 10$)

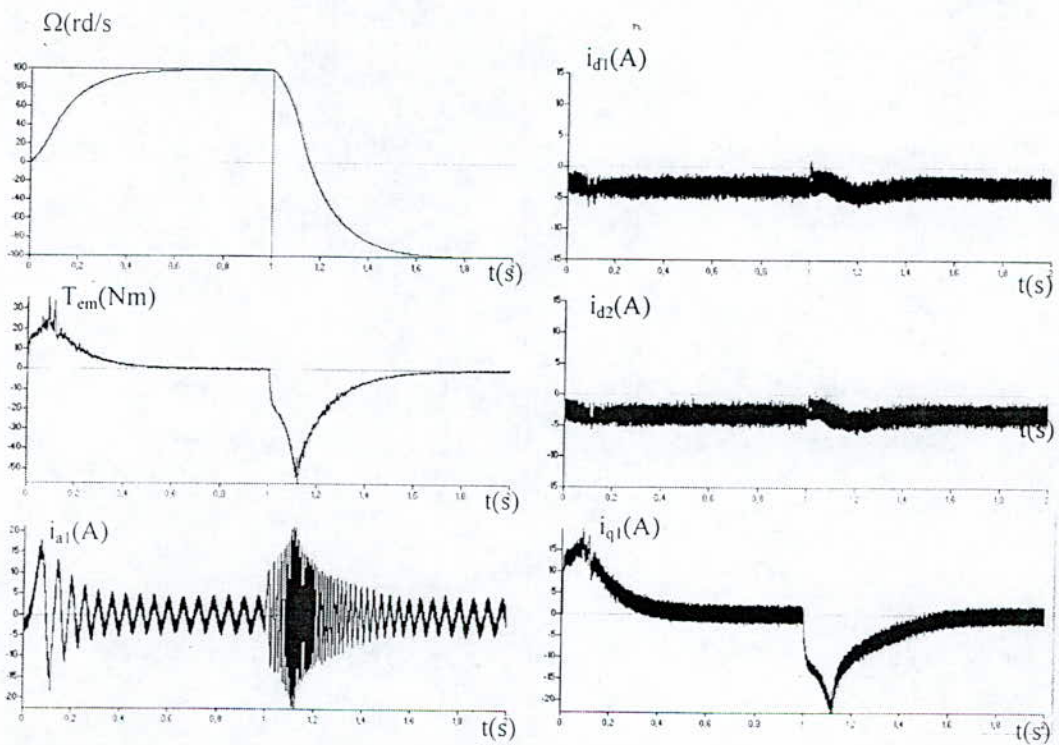


Figure 16. Réponses à l'échelon de vitesse de 100 rd/s avec inversion de vitesse -100 rd/s à $t = 1 \text{ s}$ (pour $\rho = 10$).

Annexe 1 : Symboles utilisés

v_{a1}, v_{b1}, v_{c1} Tensions simples des phases statoriques du bobinage 1
 v_{a2}, v_{b2}, v_{c2} Tensions simples des phases statoriques du bobinage 2
 i_{a1}, i_b, i_{c1} : Courants traversant les phases a,b,c du bobinage 1,
 i_{a2}, i_{b2}, i_{c2} : Courants traversant les phases a,b,c du bobinage 2,
 V_{d1}, V_{q1} : Tensions statoriques d'axes direct et en quadrature du bobinage 1
 V_{d2}, V_{q2} : Tensions statoriques d'axe directe et en quadrature du bobinage 2
 i_{d1}, i_{q1} : Courants statoriques d'axes direct et en quadrature du bobinage 1,
 i_{d2}, i_{q2} : Courants statoriques d'axes direct et en quadrature du bobinage 2,
 $\varphi_{d1}, \varphi_{q1}$: Les composantes direct et en quadrature du flux du bobinage 1,
 $\varphi_{d2}, \varphi_{q2}$: Les composantes direct et en quadrature du flux du bobinage 2,
 R_s : Résistance d'une phase statorique,
 L_d, L_q : Inductances directe et en quadrature dans le repère d, q ,
 M : Mutuelle inductance entre phases du stator,
 T_{em} : Couple électromagnétique,
 T_{em}^* : Couple électromagnétique de référence,
 T_r : Couple résistant,
 J : Moment d'inertie de la machine
 f_r : Coefficient de frottement,
 $K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$: Coefficients du régulateur de vitesse,
 K_{pi}, K_{id} : Coefficients du régulateur du courant d'excitation i_f ,
 P : Nombre de paire de pôles,
 ω : Pulsation des tensions statoriques
 Ω : Vitesse de rotation.

Annexe 2 : Paramètres de la machine : $P_n=5$ kW, $V_n=232$ V, $i_f=1$ A.

$R_s=2.35 \Omega$, $R_r=30.3 \Omega$, $L_d=0.1961$ H, $L_q=0.1105$ H,
 $M_d=0.185$ H, $L_r=15$ H, $M_{fd}=1.518$ H, $J=0.05$ N.m.s²/rd,
 $f_r=0.001$ N.s/rd.

Références:

- [1] Loddick S.J., "The design and application of a 7 MW synchronous machine variable speed drive", *IEE, Power Electronics and Variable Speed Drives*, 21-23 septembre 1998. Conférence publication N° 456, p. 224-229.
- [2] Terrien F., Benkhoris M.F., « Analysis of double-star motor for electrical propulsion », *IEE, 9th International Conference on electrical machines and drives (EMD'99)*, UK, 1-3 September 1999, p. 90-95..
- [3] Moubayed N., Meibidy-Tabar F., Davat B., «Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone double étoile », *Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE)*, Vol. 1, N° 4, 1998, p. 457 à 470.
- [4] Beriber D., Berkouk E.M., Mahmoudi M.O., Talha A., "Study and control of two level PWM rectifiers- clamping bridge two three level NPC VSI cascade. Application to double stator induction motors", *PESC/CIPS 2004 conference*, 20-25 juin 2004, Allemagne.
- [5] Vas P., «Vector control of AC machines ». Oxford Science publication, 1994.
- [6] Mahmoudi M.O., Hemici B., Bouhassoun M.E., « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants alimentée en tension », *Algèrian Journal of Technology (AJOT)*, Actes de la conférence maghrébine COMAEI '96, Vol. 3, Déc.1996, p. 166-170.
- [7] Kheloui A., Meibidy-Tabar F., Davat B., «Current commutation analysis in self-controlled double-stator synchronous machines taking into account saturation effect », *Electric Machines and Power Systems (EMPS'95)*, N°23, 1995, p. 557-569
- [8] Sen P.C., «Electric motor drives and control – past, present and future », *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 37, N° 6, 1999, p.526-575.
- [9] Terrien F., Benkhoris M.F., «Modelling and study of double star alternative machine power electronic converter-set », *Proceeding of Electrimacs'99*, Lisbon, Portugal, 14-16 September 1999, p. 195-200..
- [10] Bühler H., « Conception des systèmes automatiques », Presses Polytechniques Rommandes, Lausanne, 1988.

ON VECTOR CONTROL OF DOUBLE STAR SYNCHRONOUS MACHINE WITH CURRENT FED INVERTERS

L. Nezli ^a, MO. Mahmoudi ^a, MS. Boucherit ^a, M. Djemai ^{b,*}

^a LCP, ENP, 10 av. Pasteur, Hassen Badi, 16200 El Harrach, Alger, (Algeria)

^b ECS, ENSEA, 6 av. du Ponceau, 95014 Cergy-Pontoise Cedex (France)

ABSTRACT

This work deals with the study of vector control of the double star weak salient synchronous machine. The machine is supplied with two current inverters controlled via hysteresis based PWM strategy. The main objective is to achieve a decoupling between rotor flux and the electromagnetic torque, by introducing a vector control which will maintain the stator current producer of the electromagnetic torque in quadrature with rotor flux. Moreover, to optimise the machine torque as in the case of a DC machine, we have introduced a tuning of the excitation current through a chopper at chopping frequency of 5 KHz feeding the rotor excitation circuit. Simulation were carried to demonstrate the efficiency of the proposed approach.

Keywords

Double Star Synchronous Machine, current Inverter feeding, vector control, decoupling, speed regulation.

1. INTRODUCTION

The electrical machines play a very significant role in industrial applications, the performances requested from these machines are constantly increasing, from the point of view of the speed dynamics and the precision of the delivered torque.

The progress made in the field of the power electronics has resulted in the development of static inverters at variable frequency and which has led to the effective speed drive of the AC machines. For high powers, the use of the synchronous machines especially finds its application in the motorisation at variable speed of the embedded systems. Among these machines one finds the self-controlled synchronous machines supplied by thyristor switches. The great disadvantage of this type of supply is the high waveform of the electromagnetic torque. To overcome this problem, one uses double star synchronous machines whose windings are shifted of 30 degrees one compared to the other, supplied with two inverters [1, 2, 3, 4]

On the other hand, the development of the high power components allowed the passage of the tension supply of these machines with two converters with variable voltage and frequency. Their use makes it possible to segment the power which improves commutation of these power components.

From the control point of view, the difficulty to regulate this type of machine resides in the fact that the mathematical model of the system is nonlinear, multi-variable and strongly coupled due to the existence of a strong coupling between rotor flux and the electromagnetic torque. Several control strategies have been

proposed in the literature [1, 2, 3, 4, 5]. The objective of this paper is to propose a new strategy for achieving a decoupling between rotor flux and the electromagnetic torque of a low salient poles-double star synchronous machine supplied with two current inverters controlled via hysteresis based PWM strategy. This decoupling is ensured by introduction of a vector control which will maintain stator current producer of the electromagnetic torque in quadrature with rotor flux. Furthermore, to guarantee a decoupled behaviour of the optimal torque machine, in particular, at the starting. As in the case of a DC machine, we have introduced a tuning of the operating current through a chopper at frequency of chopping of 5 KHz feeding the excitation circuit. The paper is organized as follows. Section 2, is devoted to the problem formulation. The proposed vector control is given in Section 3. In Section 4, we introduce the current regulation while Section 5 gives the simulations results.

2. PROBLEM FORMULATION

Figure 1 presents the synoptic diagram of the control of the double star weak salient synchronous machine (DSSM) supplied with two current inverters controlled via hysteresis based PWM strategy. The decoupled control block contains a vector control with I_d component null in order to decouple the machine behaviour and a PI controller in order to regulate the speed.

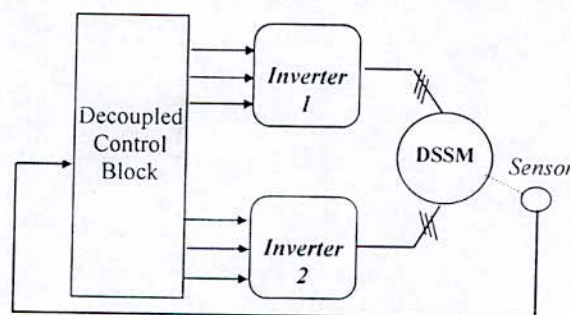


Figure 1. Synoptic diagram of control system

2.1 Modeling of the double star synchronous machine

The studied machine is a synchronous one with double star whose stator is made up of two star three-phase winding shifted between them of an electrical angle ($\gamma = \pi/6$) [3,5] and an exciting winding shifted compared to the axis of the stator phase of an angle measuring the rotor position. The machine is a coiled rotor with poles without damper winding to be

controlled while running at variable frequency. For the speed variation we will use the self-control principle which consists in supplying the machine with a current whose frequency and phase are controlled to the rotor position

The modeling of the machine is based on the usual assumptions such as the effect of saturation is neglected, the distribution of induction along the air-gap is sinusoidal and the effect of the dampers is neglected. On a reference frame related to the rotating field, the system of equations will be [4]:

$$\begin{pmatrix} v_{d1} \\ v_{d2} \\ v_{q1} \\ v_{q2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{q1} \\ i_{q2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & \omega & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & \omega \\ -\omega & 0 & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & -\omega & 0 & \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{q2} \end{pmatrix} \quad (1)$$

The primary circuit is governed by :

$$V_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (2)$$

and the corresponding fluxes are given by :

$$\begin{aligned} \phi_{d1} &= L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f \\ \phi_{d2} &= L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f \\ \phi_{q1} &= L_q i_{q1} + M_q i_{q2} \\ \phi_{q2} &= L_q i_{q2} + M_q i_{q1} \\ \phi_f &= L_f i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2}) \end{aligned} \quad (3)$$

The mechanical equation is :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = T_{em} - \frac{f_r}{p} \omega - T_r \quad (4)$$

The electromagnetic torque generated by the machine is:

$$T_{em} = p(\phi_{d1} i_{q1} - \phi_{q1} i_{d1} + \phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (5)$$

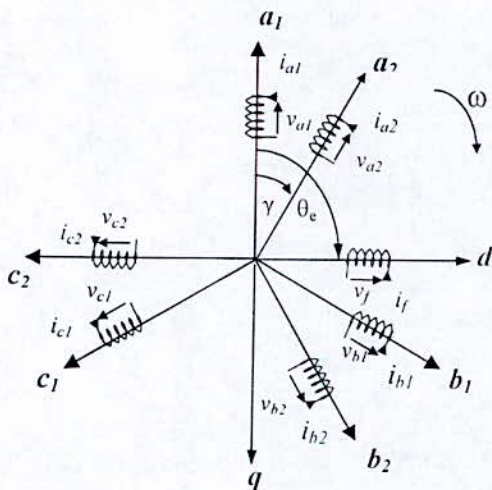


Figure 2. Schematic diagram of the DSSM

2.2. Modeling of the inverter:

By their principle, the synchronous machines operate at variable speed only if they are fed by static inverters at variable

frequency controlled to the rotor position. The used inverters are represented on Figure 3. Each inverter is composed by six transistors ($i=1, 2, 3$) with six recovery diodes. All these components are assumed to be perfect switches.

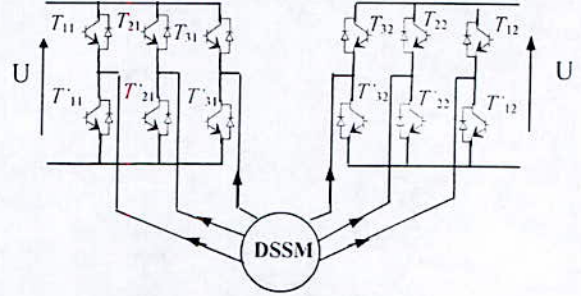


Figure 3. Schematic of inverters feeding DSSM

The inverter is modelled by associating to each arm a logical switching function. One has (for $i=1, 2, 3$):

$$F_{i1} = \begin{cases} 1 & \text{if } T_{i1} \text{ closed and } T'_{i1} \text{ open} \\ 0 & \text{if } T_{i1} \text{ open and } T'_{i1} \text{ closed} \end{cases}$$

$$F_{i2} = \begin{cases} 1 & \text{if } T_{i2} \text{ closed and } T'_{i2} \text{ open} \\ 0 & \text{if } T_{i2} \text{ open and } T'_{i2} \text{ closed} \end{cases}$$

Hence, the line voltages are given by:

$$\begin{cases} U_{ab1} = U(F_{11} - F_{21}) \\ U_{bc1} = U(F_{21} - F_{31}) \\ U_{ca1} = U(F_{31} - F_{11}) \\ U_{ab2} = U(F_{12} - F_{22}) \\ U_{bc2} = U(F_{22} - F_{32}) \\ U_{ca2} = U(F_{32} - F_{12}) \end{cases} \quad (6)$$

The simple voltages v_{a1}, v_{b1}, v_{c1} can be written as:

$$\begin{pmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{pmatrix} = \frac{U}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \quad (7)$$

Similarly, v_{a2}, v_{b2}, v_{c2} are given by:

$$\begin{pmatrix} v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{pmatrix} = \frac{U}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{12} \\ F_{22} \\ F_{32} \end{pmatrix} \quad (8)$$

For the PWM control strategy of the inverters, the adjustment is carried out by the duration of opening and closing of the switches, and by operation sequence. For our study, we apply the hysteresis-based PWM strategy whose principle consists in maintaining the variation of the current for each phase, in a band framing the current reference by using an appropriate control of the inverter switches. This control is achieved by a permanent comparison between the real current and its

reference. Thus, the converter will behave as an current fed inverter whose structure is in voltage.

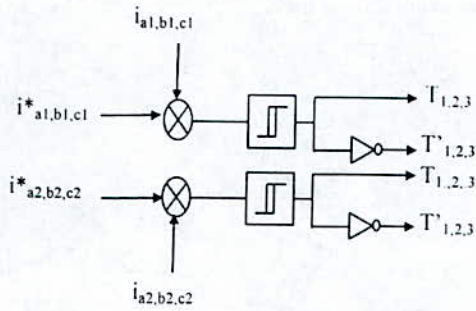


Figure 4. Schematic of hysteresis PWM Principle

For operation in open-loop self-control of DSSM in synchronous regime, the current references are formulated by using the rotor position θ and the internal angle ψ of the current vector with respect to the emf:

$$\begin{cases} i_{a1} = I_{m1} \sqrt{2} \cos \vartheta_c \\ i_{b1} = I_{m1} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{c1} = I_{m1} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c + \frac{2\pi}{3}) \\ \\ i_{a2} = I_{m2} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c - \gamma) \\ i_{b2} = I_{m2} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c - \frac{2\pi}{3} - \gamma) \\ i_{c2} = I_{m2} \sqrt{2} \cos(\vartheta_c + \frac{2\pi}{3} - \gamma) \end{cases} \quad (9)$$

where $\vartheta_c = \omega t + \frac{\pi}{2} - \psi$, ψ is the internal angle.

In closed loop, the reference currents are generated by the controllers.

3. VECTOR CONTROL

The model of the double star synchronous is multivariable, coupled and nonlinear. The speed control of this motor, and therefore the torque, requires the simultaneous control of several variables. Indeed, the distinction between the current producer of the torque and the producer of the rotor flux is not as evident as in the case of the DC machine. In order, to decouple the model and obtain a similar electromechanical behavior of a DC machine, we use vector control (Figure 5) [6,7,8].

The main objective is to decouple the electromagnetic torque from the direct components of rotor flux, and thus to control the torque, it is necessary to impose the components of the two stator currents i_{d1} , i_{d2} , i_{q1} , i_{q2} . In our case, since the salient poles is not high ($L_d=196.1$ mH, $L_q=110.5$ mH), the torque is quasi-optimal for $i_d=0$ and $i_{d2}=0$ and thus the electromagnetic torque takes a value proportional to $(i_{q1} + i_{q2})$ for a given excitation. Then, one has :

$$T_{em} = pM_{fd} i_f (i_{q1} + i_{q2}) \quad (10)$$

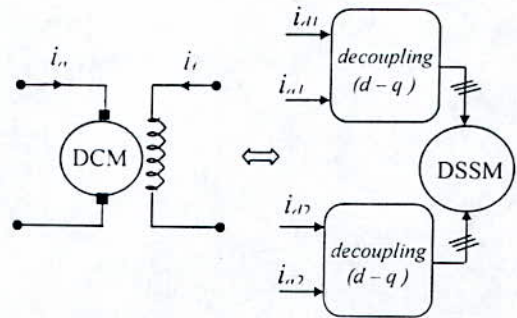


Figure 5 . Similarity of the DSSM control with a DC machine.

Figure 6 presents the schematic diagram of DSSM vector control. The decoupling is first obtained using block (11). The following relations are used in order to achieve decoupling:

$$\begin{cases} i_{d1}^* = i_{d2}^* = 0 \\ i_{q1}^* = i_{q2}^* = \frac{T_{em}^*}{2pM_{fd} i_f} \end{cases} \quad (11)$$

The currents i_{d1}^* , i_{d2}^* and i_{q1}^* , i_{q2}^* becomes the reference signals for the control of i_{d1} , i_{d2} and i_{q1} , i_{q2} . The inverse Park transformation relating the (d-q) axis to the real (abc) axis is given by:

$$\begin{pmatrix} i_{a1}^* \\ i_{b1}^* \\ i_{c1}^* \end{pmatrix} = P^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{pmatrix} \quad (12)$$

$$= \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{pmatrix}$$

and

$$\begin{pmatrix} i_{a2}^* \\ i_{b2}^* \\ i_{c2}^* \end{pmatrix} = P^{-1}(\theta - \gamma) \begin{pmatrix} i_{d2}^* \\ i_{q2}^* \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$= \begin{pmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d2}^* \\ i_{q2}^* \end{pmatrix}$$

where $\theta = \int \omega dt$ and $\gamma = \pi/6$.

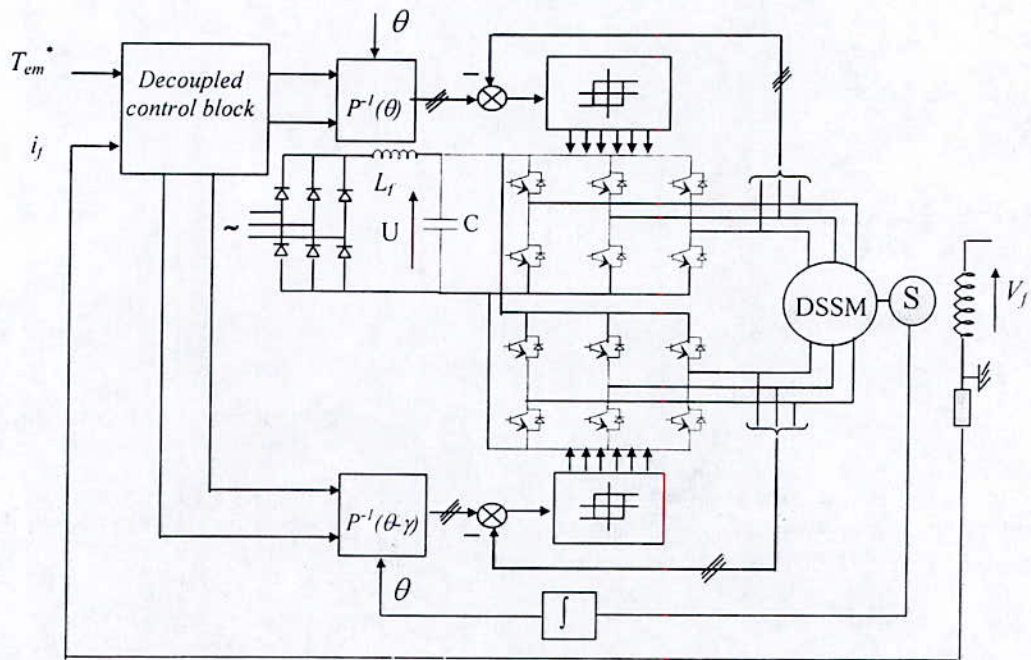


Figure 6. Diagram block of the indirect decoupling control of the DSSM feeding by two PWM-current- inverters

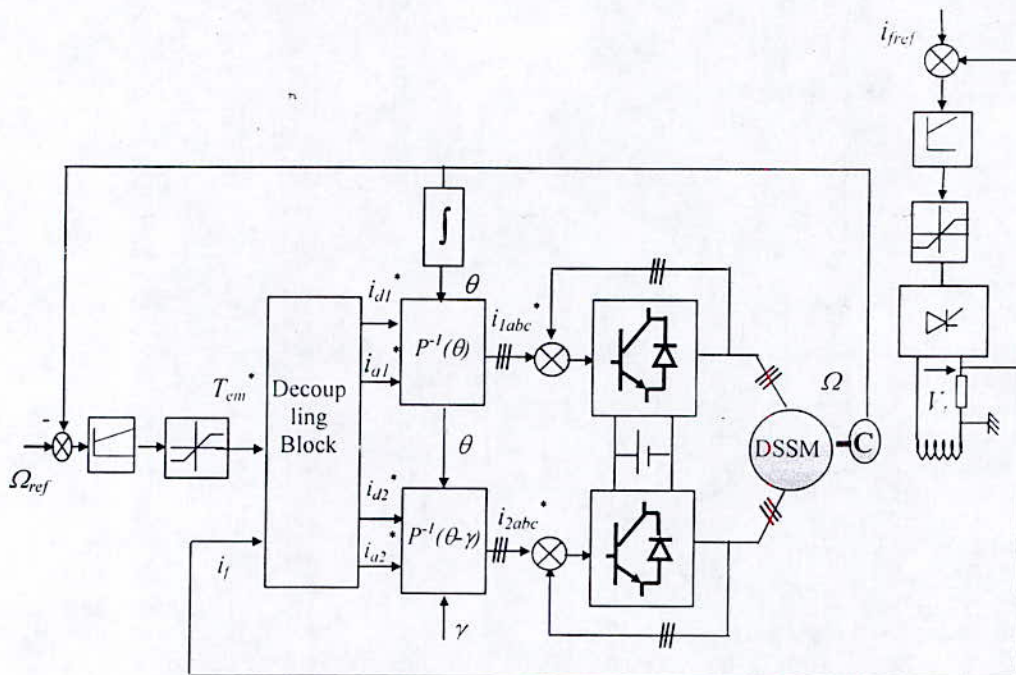


Figure 7. Diagram block of the indirect vector control of DSSM in closed loop Speed regulation with rotor excitation current regulation.

4. CLOSED LOOP REGULATION AND PARAMETERS SELECTION:

Figure 7 present the schematic diagram of DSSM vector control in closed-loop speed regulation and excitation rotor current regulation. Hence, taking into account of the decoupled DSSM model given by (11), one has:

$$\begin{cases} v_{d1} = M_{fd} \frac{di_f}{dt} + \omega(L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) \\ v_{d2} = M_{fd} \frac{di_f}{dt} + \omega(L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) \\ v_{q1} = R_s i_{q1} - \omega M_{fd} i_f + \frac{d}{dt}[L_q i_{q1} + M_q i_{q2}] \\ v_{q2} = R_s i_{q2} - \omega M_{fd} i_f + \frac{d}{dt}[L_q i_{q2} + M_q i_{q1}] \\ v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \end{cases} \quad (14)$$

4.1. Excitation current control:

For a given load, the torque depends on the excitation current i_f . In order to ensure optimal production of torque, especially at the starting, it is necessary to regulate the excitation current. To this end, we use a transistor chopper whose chopping frequency is 5 kHz as supply for the rotor excitation circuit. Also, a PI controller is used to control the current excitation (Figure 8).

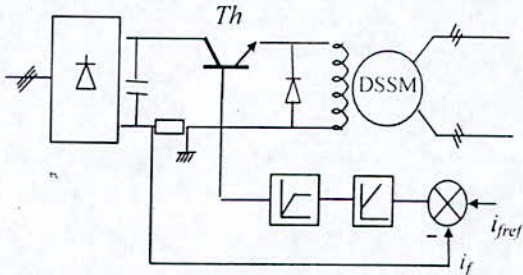


Figure 8. Excitation current regulation by a transistor chopper.

The PI controller parameters K_p and K_i are determined by pole placement of the closed-loop given in Figure 9.

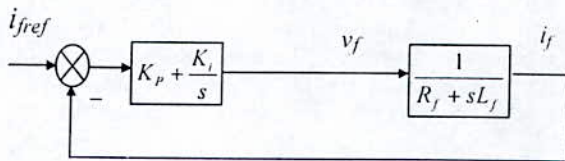


Figure 9. Closed loop excitation rotor current

The closed loop transfer function is given by :

$$G_f(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{sK_p + K_i}{L_f s^2 + (R_f + K_p)s + K_i} \quad (15)$$

To get a well damped behaviour, we use the approach proposed by [9], schematised in Figure 10.

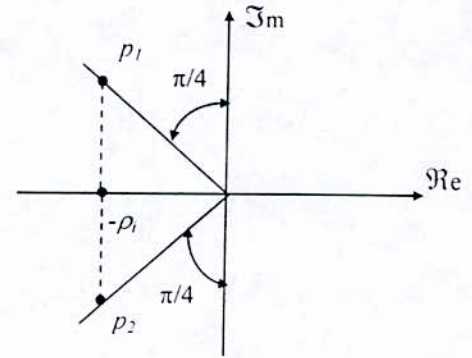


Figure 10 . Pôles placement méthode

Let $p_1 = -\rho_1 - j\rho_1$ and $p_2 = -\rho_1 + j\rho_1$, One has :

$$D(s) = (s - p_1)(s - p_2) = s^2 - (p_1 + p_2)s + p_1 p_2 \quad (16)$$

Hence, by direct identification, we obtain

$$\begin{cases} K_p = 2\rho_1 L_f - R_f \\ K_i = 2\rho_1^2 L_f \end{cases} \quad (17)$$

4.2 Speed controller dimensioning :

The speed driving is achieved using classical linear methods such as developed [9]. Several controllers can be used, the simplest one is the PI regulator. The PI speed drive principle is represented in Figure 11.

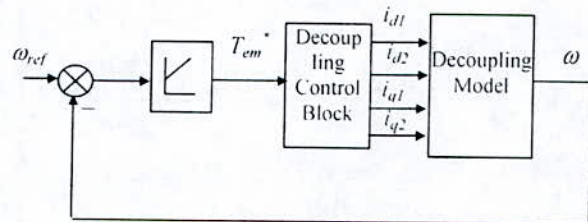


Figure 11. Schematic diagram of closed loop speed regulation

Using the control strategy given by Equation (11) and the decoupled model given by Equation (14), one has :

$$\begin{cases} i_{q1} = \frac{i_{q1}^*}{(1 + s\tau_c)} \\ i_{q2} = \frac{i_{q2}^*}{(1 + s\tau_c)} \\ T_{em} = \frac{T_{em}^*}{1 + s\tau_c} \end{cases} \quad (18)$$

Taking into account (4), the speed is given by:

$$\omega(s) = \frac{pT_{em}^*}{f_r(1+s\tau_m)(1+s\tau_c)} - \frac{pT_r}{f_r(1+s\tau_m)} \quad (19)$$

$$= G_{0T}(s)T_{em}^* - G_{rT}(s)T_r$$

with $\tau_c = \frac{L_q + M_q}{R_i}$ and $\tau_m = \frac{J}{f_r}$

Introducing the PI controller in the regulation chain, one gets the block diagram given below

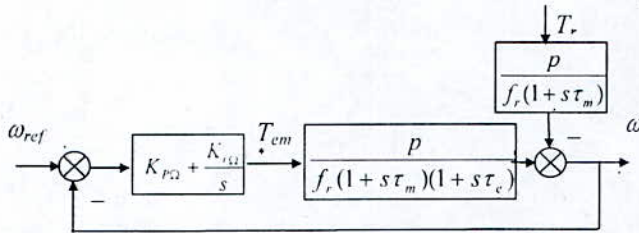


Figure 12. Closed-loop speed regulation

The open-loop transfer function is given by :

$$G_0(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \frac{p}{f_r(1+s\tau_m)(1+s\tau_c)} \quad (20)$$

and the closed-loop is :

$$G_F(s) = \frac{G_0(s)}{1+G_0(s)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (21)$$

$$= \frac{(K_{p\Omega}s + K_{i\Omega})}{(1+s\tau_m)(1+s\tau_c)sf_r + K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}$$

where τ_c is a small time constant which is negligible with respect to τ_m .

Consequently,

$$D(s) = \tau_m \frac{f_r}{p} s^2 + \left(K_{p\Omega} + \frac{f_r}{p} \right) s + K_{i\Omega} \quad (22)$$

Let $p_1 = -\rho_w - j\rho_w$ and $p_2 = -\rho_w + j\rho_w$. Then, Equation (22) can be written as :

$$D(s) = (s - p_1)(s - p_2) = s^2 - (p_1 + p_2)s + p_1p_2 \quad (23)$$

and by direct identification, one obtains :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{f_r}{p} (2\tau_m\rho_w - 1) \\ K_{i\Omega} = 2\tau_m \frac{f_r}{p} \rho_w^2 \end{cases} \quad (24)$$

5. SIMULATIONS RESULTS

We have simulated the global closed-loop system in order to show the feasibility of the proposed approach.

The nominal power of the machine is 5 kW and the nominal torque is 16 Nm the other parameters are given in Appendix 2. This machine is feeding by two three phase inverters controlled using the hysteresis PWM strategy within the band of 0.5A i.e. approximately 10% of the nominal stator current. Figure 13 illustrates the steady state waveforms of the produced torque, the stator currents and the sources voltages. One can see the clear sinusoidal shape of the currents and the weak undulations of the torque (about 9%).

Figure 14 presents the performances obtained with open-loop vector control (without speed regulation) with excitation current regulation to the reference value 1A that we have introduced in order to get a similar DC machine behaviour. In fact, at time $t=1$ sec we have imposed a reference torque +10 Nm during 0.3sec before square step [+5 -5]Nm. We have observed that the produced torque track exactly its reference and it is the image of the q-axis current components i_{q1} and i_{q2} . Furthermore, the d-axis current components i_{d1} et i_{d2} are very small, which is due to the decoupling process.

In Figures 15 and 16 we have shown the obtained performances for the closed-loop vector control. One can see the speed, the torque, the stator current components (i_{d1} , i_{d2} and i_{q1} , i_{q2}) and the excitation current i_f . A torque limiter was introduced in order to limit the produced torque to the nominal value 16 Nm. The tests were carried out as follows :

- Figure 15 : speed step response of 100 rd/s with load torque $T_r=10$ N.m application at time $t=1.6$ sec.
- Figure 16 : speed square step response 100 rd/s, -100 rd/s while the machine is not loaded.

For the two tests, we notice that speed follows perfectly its reference and the rejection of disturbance is immediate. The d-axis current components i_{d1} and i_{d2} are always null and keep this value in spite of the severe disturbances imposed on the system.

One can also confirm that the electromagnetic torque and the q-axis current components i_{q1} and i_{q2} have the same form.

6. CONCLUSION

In this paper, we have proposed a vector control of the double star synchronous machine with low salient poles supplied with two current inverters that are controlled via the hysteresis PWM strategy. Firstly, a decoupling between rotor flux and the electromagnetic torque, is achieved by using a suitable vector control which will maintain the stator current initiator of the electromagnetic torque in quadrature with flux. Secondly, in order to get optimal torque machine, in particular at the starting, as in the case of a DC machine, we have introduced a control loop of the excitation current through a chopper at chopping frequency of 5 KHz feeding the excitation circuit. The obtained results are very satisfactory and shows the effectiveness of the proposed approach.

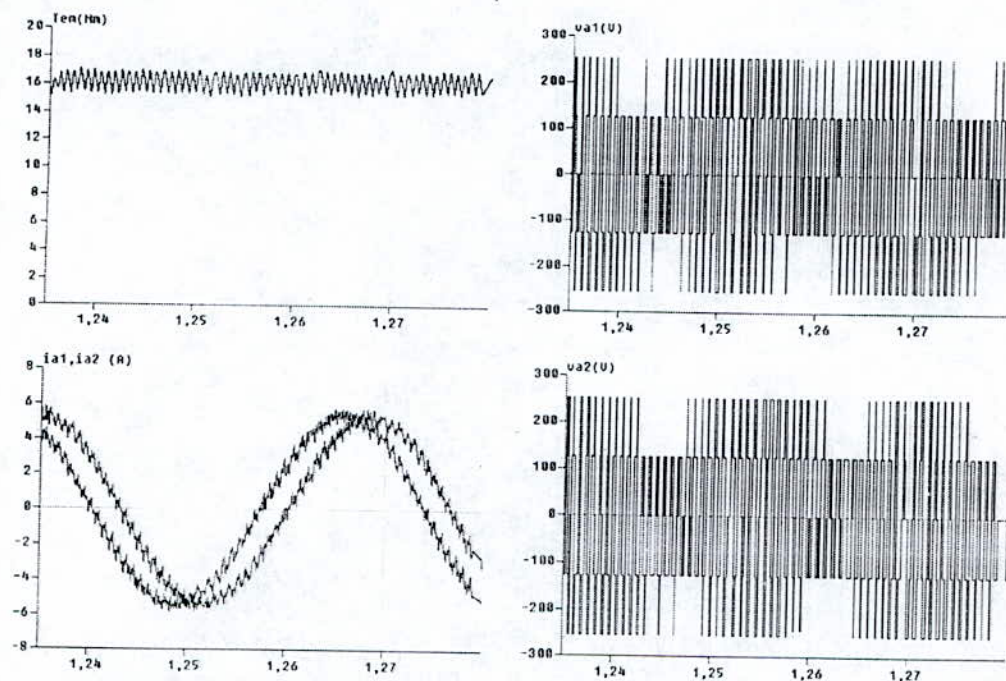


Figure 13. Waves form in permanent regime of torque voltages and currents in the case of a hysteresis PWM strategy with $h=0.5A$ and load torque of 16 Nm.

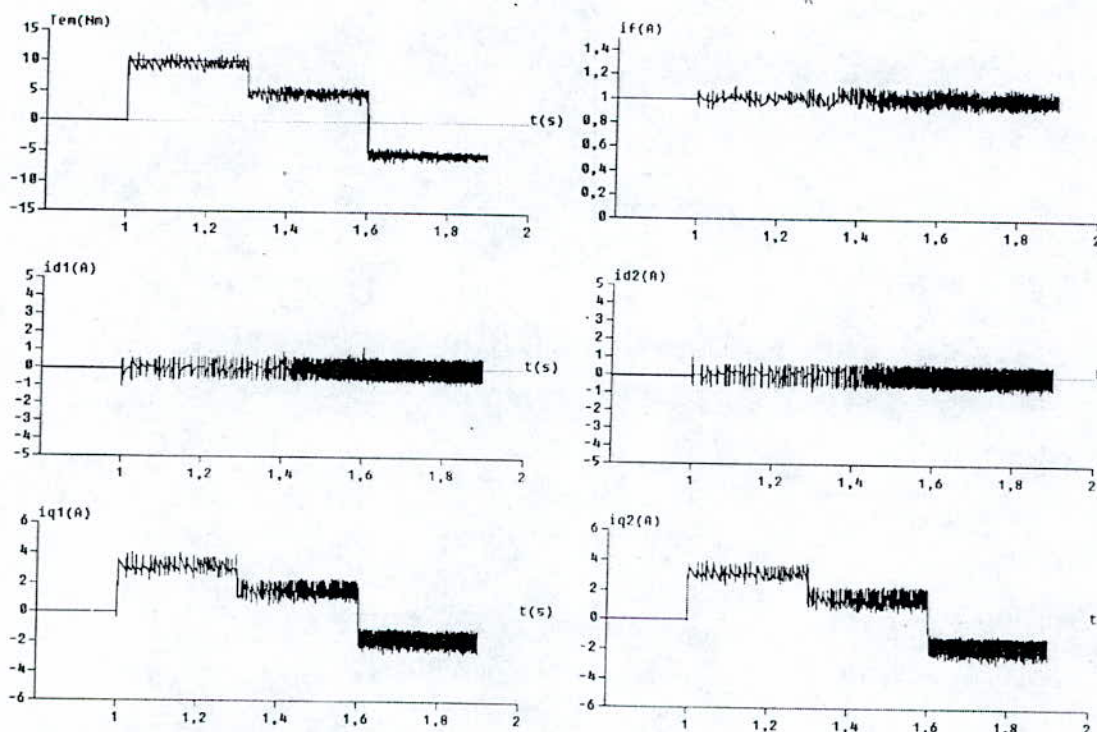


Figure 14. Performances of the indirect-vector control in open loop of the DSSM with regulation of the rotor excitation current with $I_{ref}=1A$ and $\rho_r=2$.

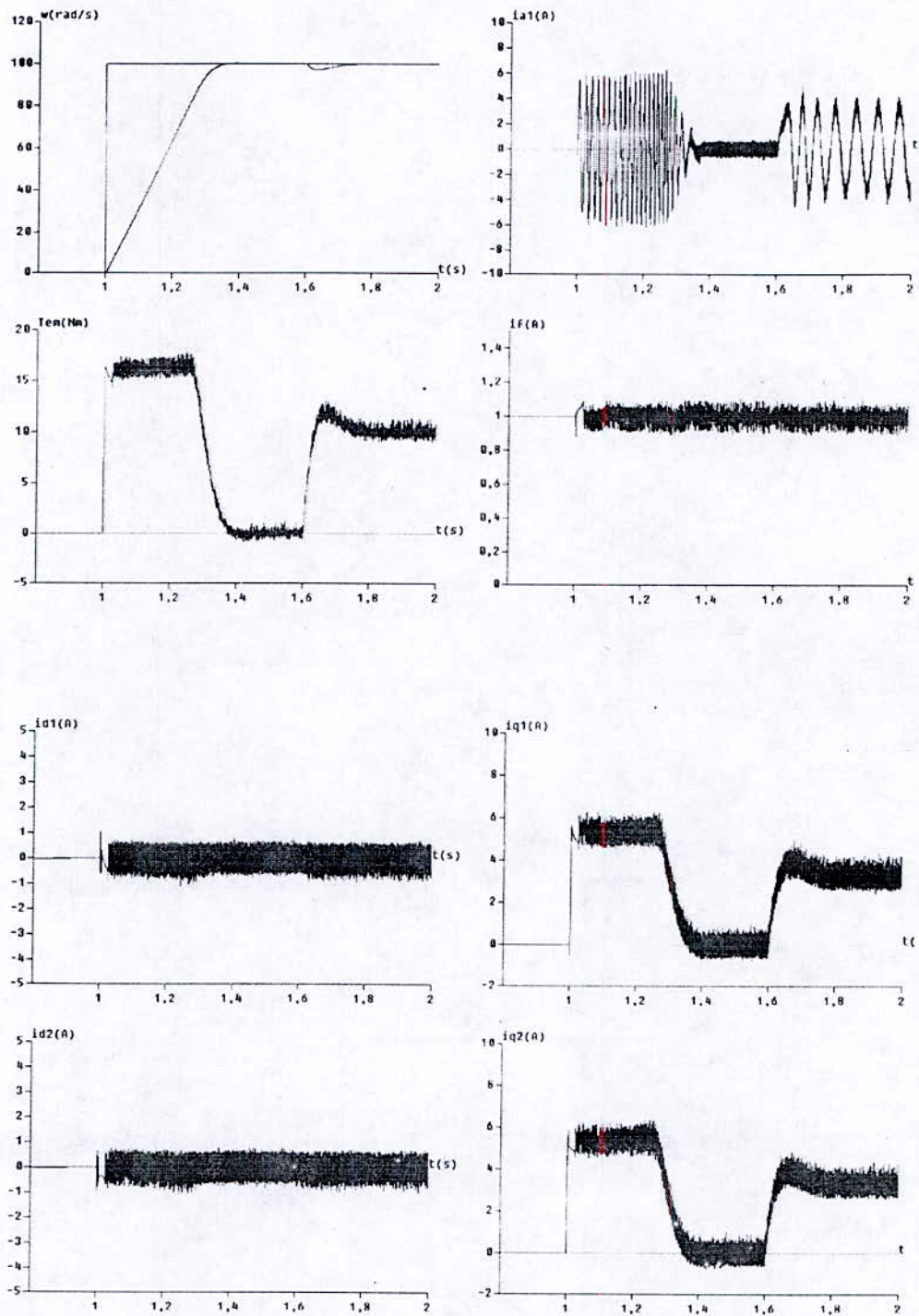


Figure 15. Performances for the closed loop vector control corresponding to speed step response of 100 rd/sec with application load torque $T_r=10$ N.m at time $t=1.6$ sec ($\rho_i=2$, $\rho_{\omega}=25$)

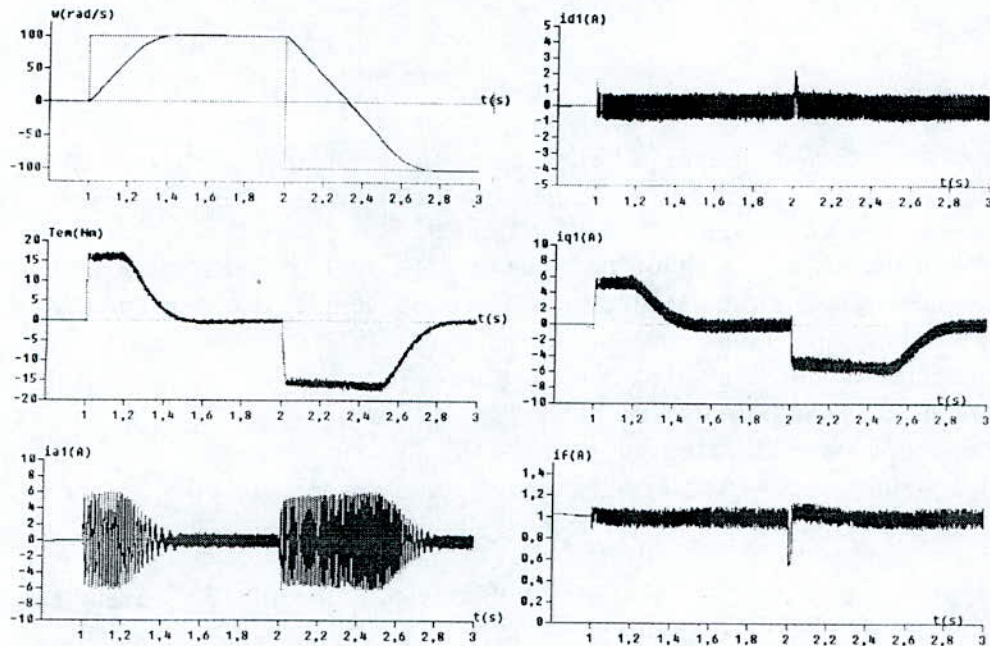


Figure 16. : Performances for the closed loop indirect-vector control corresponding to a speed square step response 100 rd/s, -100 rd/s for ($\rho_i=2, \rho_\omega=25$).

Appendix 1: List of principal symbols

v_{a1}, v_{b1}, v_{c1} : simples voltages of stator three phase first winding,
 v_{a2}, v_{b2}, v_{c2} : simples voltages of stator three phase second winding
 i_{a1}, i_b, i_{c1} : stator currents a,b,c phases of first winding,
 i_{a2}, i_{b2}, i_{c2} : stator currents a,b,c phases of second winding,
 V_{d1}, V_{q1} : stator voltages d-q axis components of first winding,
 V_{d2}, V_{q2} : stator voltages d-q axis components of second winding,
 i_{d1}, i_{q1} : stator currents d-q axis components of first winding,
 i_{d2}, i_{q2} : stator currents d-q axis components of second winding,
 $\varphi_{d1}, \varphi_{q1}$: stator flux d-q axis components of first winding,
 $\varphi_{d2}, \varphi_{q2}$: stator flux d-q axis components of second winding,
 R_s : stator resistance,
 L_d, L_q : d-q inductances,
 M : magnetizing inductance,
 T_{em}, T_{em}^* : electromagnetic torque, reference torque,
 T_r : load torque,
 J : total inertia,
 f_r : coefficient of friction,
 $K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$: coefficients of speed controller,
 K_{pi}, K_{id} : coefficients of rotor excitation current i_f ,
 P : number of pole pairs,
 ω : stator voltages synchronous pulsation,
 Ω : rotating speed.

Appendix 2 : DSSM parameters : $P_n=5$ kW, $V_w=232$ V,
 $i_{fn}=1$ A.

$R_s=2.35 \Omega, R_r=30.3 \Omega, L_s=0.1961$ H, $L_q=0.1105$ H, $M_d=0.185$
H, $L_f=15$ H, $M_{fd}=1.518$ H, $J=0.05$ N.m.s²/rd, $f_r=0.001$ N.m.s/rd.

REFERENCES

[1] .S.J. Loddick., " The design and application of a 7 MW synchronous machine variable speed drive", *IEE, Power Electronics and Variable Speed Drives*, 21-23 september 1998, Conference publication N° 456, pp. 224-229.

[2] N.Moubayed, F. Meibidy-Tabar., B. Davat. «Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone double étoile», *Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE)*, Vol. 1, N° 4, 1998, pp. 457 à 470.

[3] F. Terrien., MF. Benkhoris., «Analysis of double-star motor for electrical propulsion», *IEE, 9th International Conference on Electrical Machines and Drives (EMD '99)*, UK, 1-3 September 1999, pp. 90-95

[4] F.Terrien, MF. Benkhoris, «Modelling and study of double star alternative machine power electronic converter-set», *Proceeding of Electrimacs '99*, Lisbon, Portugal, 14-16 September 1999, pp. 195-200.

[5] A.Kheloui, F. Meibody-Tabar., B. Davat, «Current commutation analysis in self-controlled double-stator synchronous machines taking into account saturation effect », *Electric Machines and Power Systems (EMPS '95)*, N°23, 1995, pp. 557-567.

[6] P. Vas. «*Vector control of AC machines* », Oxford Science publication, 1994.

[7] P.C Sen, «Electric motor drives and control – past, present and future », *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 37, N° 6, 1999, pp.526-575.

[8] MO. Mahmoudi, B. Hemici, ME. Bouhassoun. «Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants alimentée en tension », *Algerian Journal of Technology (AJOT), Actes de la conférence maghrébine COMAEI '96*, Vol. 3, Déc.1996, pp. 166-170.

[9] H. Bühler, « *Conception des systèmes automatiques* », Presses Polytechniques Rommandes, Lausanne, 1988.

Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'étude et au développement de la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à double étoile, à travers deux publications.

Dans la première publication nous avons fait l'étude d'une commande vectorielle qui assure un découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Le modèle découplé est atteint par la mise des deux courants en directs statoriques ($i_{d1} \neq 0$ et $i_{d2} \neq 0$) ce qui correspond à un fonctionnement à flux constant et à couple électromagnétique proportionnel aux composantes en quadrature du courant statorique. L'application de ce modèle découplé pour la réalisation de la commande en vitesse par un régulateur PI de la (MSDE) a donné de bonnes performances, traduites par un comportement dynamique intéressant et une robustesse vis-à-vis de la perturbation.

L'étude faite dans la deuxième publication, concerne le développement d'une commande vectorielle de la (MSDE) alimentée par deux onduleurs à deux niveaux contrôlés en courant par une stratégie (MLI) à hystérésis. Cette commande vectorielle consiste à annuler les deux composantes directes du courant, ce qui maintient en quadrature le couple électromagnétique et le flux rotorique. Le modèle linéaire obtenu a permis la commande du couple par les deux composantes en quadratures du courant statorique, ainsi que la réalisation de la commande en vitesse par un régulateur PI. Cette commande a présenté de bonnes performances de poursuite de consigne et une robustesse vis-à-vis de la perturbation.

Le réglage du courant d'excitation de la machine s'est concrétisé par un découplage de la machine à couple optimal, surtout au démarrage. Avec la possibilité de fonctionner en régime de défluxage.

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

Par ces travaux, nous avons abordé un thème d'actualité dans le domaine de la commande des machines électriques, qui consiste à l'application des techniques de l'automatique moderne pour la commande de la machine synchrone. Pour cela, et pour faciliter la tâche à la simulation, nous avons, dans un premier lieu, modélisé la machine synchrone selon ces trois types de configurations suivantes:

- Machine synchrone autopilotée alimentée en courant.
- Machine synchrone à aimants permanents.
- Machine synchrone à double étoile.

Dans le deuxième chapitre, nous avons adopté une structure de réglage en cascade de la vitesse et du courant pour la machine synchrone autopilotée alimentée en courant, le modèle linéaire proposé de cette machine a été à la base des synthèses des différentes Commandes appliquées. Ainsi, nous avons appliqué trois techniques de commande pour le réglage de la vitesse de cette machine:

- Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence,
- Commande prédictive généralisée,
- Commande par mode de glissement.

Ces trois commandes ont donné des résultats très satisfaisants. Des performances considérables, lors des variations de consigne, ainsi que pour des variations de la charge, et sur toute les plages de fonctionnement de la machine. Une nette amélioration de la constante de temps du système, avec un bon amortissement des ondulations du courant et du couple lors de l'application de la commande adaptative.

Un développement d'une commande non linéaire par mode de glissement et PID/Backstepping, a vu son application pour le contrôle de la position de la machine synchrone à aimants permanents. Cette méthode comparée à celle linéarisante a prouvé sa robustesse pour des variations sévères de perturbations.

Au niveau du quatrième chapitre, nous avons traité la commande vectorielle par orientation de flux de la machine synchrone à double étoile, qui se caractérise par un fort couplage entre ses variables d'entrée, de sortie et internes, ce qui rend sa commande délicate. Pour cela nous avons développé dans un premier temps le principe de la commande vectorielle, qui consiste à rendre le comportement électromécanique de la machine similaire à celui d'une machine à courant continu commandable.

La première étude concernant la commande en vitesse de cette machine est faite pour une alimentation en courant par onduleur (MLI) à deux niveaux, avec une stratégie de contrôle à hystérésis, en imposant les courants $i_{d1}=0$ et $i_{d2}=0i_d$. Cette commande est réalisée par un régulateur PI, qui a présenté une bonne poursuite de la consigne, ainsi qu'un rapide rejet de perturbation.

Dans la deuxième étude, la machine est alimentée par un onduleur (MLI) à trois niveaux, commandé par une stratégie de contrôle à hystérésis. Le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est réalisé, en introduisant une commande découplée optimale, en imposant $i_{d1} \neq 0$ et $i_{d2} \neq 0$, un fonctionnement à flux constant et à couple électromagnétique proportionnel aux composantes en quadrature du courant statorique. Ceci a permis de concrétiser un réglage de vitesse par un régulateur PI.

Les deux types de commande vectorielle (id nul et id constant) ont données entière satisfaction du point de vue découplage de la machine, qui a été réalisé avec succès pour les deux commandes. Cependant, lors du démarrage les courants en quadratures développés par la machine, commandée vectoriellement avec id nul, sont plus important que ceux développés avec une commande vectorielle à id constant. Ceci s'explique par le fait que la deuxième méthode tient compte de la saillance de la machine, qui apparaît dans l'expression du couple. De plus le courant d'excitation à id nul prend un temps plus lent pour atteindre le régime permanent qu'à id constant. Donc, on peut conclure que la commande vectorielle utilisant un courant id constant s'adapte mieux aux machines présentant une certaine saillance alors que celle utilisant un courant id nul se comporte mieux avec des machines sans saillance. Néanmoins, le fait que la saillance de la machine que nous étudions ne soit pas trop forte ($L_d=0.196H$, $L_q=0.1105H$), nous a permis d'utiliser cette commande dans des conditions acceptables. Pour une charge donnée, le couple électromagnétique dépend du courant d'excitation i_f . Afin d'assurer un bon découplage de la machine, notamment au démarrage, il a été nécessaire de réguler ce courant à sa valeur de référence, permettant ainsi d'assurer un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu. A cet effet, nous avons introduit un hacheur à transistors dont la fréquence à découpage est de 5 KHz, pour l'excitation de la machine. L'asservissement du courant d'excitation a été assuré par un régulateur de type PI. Cette régulation du courant d'excitation permettra un fonctionnement en défluxage de la machine, ainsi la machine aura la possibilité de fonctionner en régime à flux constant ainsi qu'en régime à puissance constante.

Cette étude sur la commande de la machine synchrone par des techniques de l'automatique moderne et en utilisant une alimentation par convertisseurs statiques montrent clairement que le sujet est ouvert et encore en pleine évolution. Bien que les machines synchrones alimentées par convertisseurs statiques soient déjà très employées, sous des formes très diverses et pour des puissances allant de quelques watts à quelque dizaines de mégawatts, il faut s'attendre à une dissémination encore plus grande dans les années à venir. En effet, ces machines sont susceptibles, en raison de la diversité de leurs structures et de leurs nombreuses possibilités d'adaptation à l'alimentation électronique, de remplir la plupart des fonctions de plus en plus spécialisées, actuellement exigées en conversion électromécanique.

Enfin, ces travaux de recherche ouvrent de nombreuses voies de recherche nouvelles qui peuvent être traités dans l'avenir. Nous pouvons citer entre autres l'introduction de nouvelles méthodes de linéarisation, comme la méthode de diagonalisation, l'introduction des convertisseurs multiniveaux et des nouvelles techniques de commande sans capteurs. Sans oublier l'étude de la machine synchrone polyphasée.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie:

- [1].A.ABDEL-RAZEK, «Contribution a l'étude des régimes transitoires déséquilibrés des machines synchrones dans deux cas: Courts-circuits brusques et alimentation par convertisseur statique». Thèse d'état, Déc 1976, I.N.P.G, France.
- [2] M.S.BOUCHERIT, «L'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électrique»,Thèse de DOCTORAT, ENP, Alger 1995.
- [3] D.BOUDANA, «Etude des performances de réglage dans l'espace d'état appliqués à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant », Thèse de Magister, USTHB, Alger 1995.
- [4] H.BUHLER, «Conception des systèmes automatiques», Presses Polytechnique ROMANDES 1988.
- [5] H.BUHLER, «Electronique de commande et de réglage»,Presses Polytechnique ROMANDES, 1985.
- [6] H.BUHLER, « Réglage échantillonné », Vol II., Presses Polytechnique ROMANDES, 1984.
- [33] H.BUHLER, «Réglage échantillonné», Vol 1, Presses Polytechnique ROMANDES 1986.
- [7] B.K. BOSE, «Power electronics and motor drives – Recent technology advances », 0-7803-7369-3/02/\$17.00 © 2002 IEEE. 2002.
- [8] B.K.BOSE, « Power electronics and AC drives », Prentice, HALL 1986
- [9] M.S.BOUCHERIT, A.BOUMEDIENE, L.NEZLI et N.K.M'SIRDI, « Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension », JTEA. 96, NABEUL, TUNISIE.
- [10] A.BOUMEDIENE, « Etude par simulation numérique du réglage d'état échantillonné de la machine synchrone autopilotée en tension », Thèse Magister, ENP 1994.
- [11] J. BERNUSOU, "Commande robuste : développement et application". Edition Hermès , Paris 1996..
- [12] P. BASTIANI, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur machine alternative: Application à la traction électrique". Thèse de Doctorat. Université de Lyon. France 2001.
- [13] N. BOUDJERDA, H. CHEKIREB, M.S. BOUCHERIT, "Etude par simulation, d'un onduleur de tension commandé selon différentes techniques de modulation ", COMAEI'93, Djelfa, Algérie, Mai 1993.[56] P.Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes ». Edition eyrolles. 1982.
- [14] K. BENMANSOUR, M.S. BOUCHERIT, M. TADJINE and H. REZINE. « On robust state feedback control of a permanent magnet synchronous machine drive: an experimental evaluation ». Archives of Control Science, Volume 15 (LI), 2005, No. 1, pp 5–18.
- [15] N.BALI, L.GUENFAF, M.S. BOUCHERIT, N.K.Msirdi, « Application de la commande prédictive généralisée au robot PUMA », COMAEI '96, TLEMEN, Déc. 96.
- [16] F.BOUDJEMA, « Commande par mode de glissement: Application aux convertisseurs statiques", Thèse de doctorat , Univ Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [17] E.BOUHASSOUN, « Contribution a la commande par mode de glissement d'une machine synchrone a aimants permanents avec pilotage vectoriel », Thèse de magister. ENP 1998.
- [18] M.S.BOUCHERIT, A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, N.K.M'SIRDI, W.KOCZARA. "Étude des performances du réglage d'état appliqué à une MSA alimenté en tension" Journal of Technologie. Revue de l'ENP, Ed. OPU, ISSN 1111-357 X, Spécial Issue, Mars 1995.
- [19] M.S.BOUCHERIT, A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, N.K.M'SIRDI, "Synthèse sur la commande par retour d'état échantillonné appliquée à une Machine Synchrone Autopilotée alimentée en tension" Journal of Technologiy, Revue de l'ENP, Ed. OPU, Série B, vol. 11 N° 1, 1995.
- [20] A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, M.S.BOUCHERIT, "Réglage numérique par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", CMSES'94, Skikda, 10th & 11th. may 1994.
- [21] A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, M.S.BOUCHERIT, "Étude des performances du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Acte of the International Conférence on signals & Systems, ICSS'94, Alger, 1994.

- [22] A. BOUMEDIENE, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Étude par simulation du réglage par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension M.I.I". International Conférence Electrical & electronic Engineering, ICEEE'94, Oran, 1994.
- [23] A. BOUMEDIENE, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Étude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", JTEA'94, Hammamet, Tunisie 1994.
- [24] M.S. BOUCHERIT, A. BOUMEDIENE, L. NEZLI, N.K.M'SIRDI, "Sur la commande numérique des MSA alimentées en tension", JST'97, Boumerdes, mai 1997.
- [25] A. BOUMEDIENE, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", JTEA'96, Tunis.
- [26] M.S. BOUCHERIT, A. BOUMEDIENE, L. NEZLI, N.K.M'SIRDI, "Commandes d'une machine synchrone: Étude comparative", Édition des annales de la 37^{ème} semaine des sciences, Damascus, Syrie.
- [27] M.S. BOUCHERIT, A. BOUMEDIENE, L. NEZLI, N.K.M'SIRDI, "Réglage par retour d'état échantillonné d'un variateur de vitesse", CAM'97, Damascus, Syrie, June 1997.
- [28] K. BENMANSOUR, O. BOUCHHIDA, M.S. BOUCHERIT, L. NEZLI, A. BOUMEDIENE, "Commande numérique avec observateur d'une machine synchrone autopilotée" Proceedings of IEEA'97, Batna, 1997.
- [29] K. BENMANSOUR, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Commande numérique avec observateur d'une MSA", Proceedings of IEEA'97 International Conférence, vol. 1, University of Batna, Dec. 97.
- [30] M.S. BOUCHERIT, L. NEZLI, "La Commande d'une machine synchrone autopilotée avec observateurs. Étude comparative", SNAPSEA'98, Annaba, Nov. 1998.
- [31] D. BOUDANA, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Réglage à structure optimale en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant", SNAPSEA'98, Annaba, Nov. 1998.
- [32] D. BOUDANA, M.S. BOUCHERIT, L. NEZLI, "La commande optimale d'une machine synchrone autopilotée. Étude par simulation des performances", Sénia, Oran, Février 1999.
- [33] D. BOUDANA, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, A. TLEMÇANI, "Commande adaptative à modèle de référence d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant", SISEM'05, Annaba, Nov 2005.
- [34] D. BOUDANA, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, A. TLEMÇANI, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant", (Soumis).
- [35] D.W. CIARKE, C. MOHTADI, P.S. TUFFS, « Generalized predictive control: part I, The basic algorithm. Part II. Extension and unter prestations », Automatica. Vol.23 N°, pp.137-160, 1987.
- [36] R. CHIBANI, "Modélisation et commande d'un onduleur de tension à 5 niveaux à structure 'N.P.C' : Application à la machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister. E.N.P. 1999.
- [37] E.P. CORNELL and D.W. NOVOTNY, « Commutation by armature induced voltage in self-controlled synchronous machine », Trans.I.E.E.E, vol. IGA 10, pp. 760-766, 1974.
- [38] R. CHAUPRADE, F. MILSANT, « Commande Electronique des moteurs a courant alternatif. », Ed. Eyrolles 1980.
- [39] J. CHIASSON, « Modelling and high performance control of electric machines ». IEEE Press, series on Power Engineering, 2005.
- [40] Y. FU, « Commande découplée et adaptative des machines asynchrones triphasées », Thèse de DOCTORAT, MONTPELLIER II, 1991.
- [41] G. GRELLET, G. CLERC, « Actionneurs Electriques- principe, modèle et commande- », Collection Electrotechnique 2000.
- [42] G. GRELLET, G. CLERC, « Actionneurs électriques, Edition eyrolles », 1997.
- [43] M.C. GHANEM, « Etude et conception des algorithmes de commande numérique de la vitesse par une nouvelle loi d'asservissement d'un moteur synchrone autopiloté à commutation naturelle », Thèse, Master of Science, Déc 1990, Univ du Québec, CANADA.
- [44] L. GUENFAF, « Etude de différentes stratégies de commande adaptative. application à un robot manipulateur », Thèse de MAGISTER, ENP, Alger 1985.
- [45] H. LE HUY, A. JAKUBOWITZ & R. PERRET, « Self-controlled synchronous motor drive using terminal voltage system ». I.E.E.E. Transaction on industry application. Vol. 1 A-1818, N°january/february 1982, P. 46-53.

- [46] D. HADIOUCHE, H. RAZIK, A. REZZOUG, "Modelling of a double star induction motor for space vector PWM control", ICEM 2000, Vol. 1, Finland, 2000.
- [47] A.JAKUBOWICZ, M.NOUGARET, R.PERRET, «Simplified model and closed-loop control of a commutatorless DC Motor » IEEE Trans IA-16 Mar/Avr 1980
- [48] A. JEMNI, J.C. TRIGEASSIOU and G. CHAMPENOIS, (1996) « Estimation of the electrical of a synchronous double star machine », proceeding of ELECTRIMACS'96, St Nazaire, France ; 17-19 September 1996, pp 935-940.
- [49] M.JUFER, « Démarrage asynchrone des machine synchrone à pôle saillants », Thèse de Doctorat, I.N.P, Loraine, 1968.
- [50] M.F.KHENE.« Etude par simulation de réglage échantillonné en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant ».Thèse de MAGISTER, ENP, Alger 1993.
- [51] M. KADJOUJ, "Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2004.
- [52] R. KENNEL, A. LINDER, M. LINKE, "Generalized predictive control (GPC)-ready for use in drive applications?" IEEE 32nd Power Electronics Specialists Conference, PESC'2001, Vol. 4, June 2001.
- [53] M.F.KHENE, M.S.BOUCHEIRIT, L.NEZLI, "Simulation study of cascade state-feedback control of a CSI-SCSM", IMACS-TC1'93, Montreal, Canada, Juillet 1993.
- [54] M.F.KHENE, M.S.BOUCHEIRIT, L.NEZLI, "Simulation study of speed state-feedback control of a Current Source Inverter-Self Controlled Synchronous Machine" MEPCON'94, Giza, Egypte, 1994.
- [55] M.F.KHENE, M.S.BOUCHEIRIT, L.NEZLI, "Simulation study of speed state-feedback control of a Current Source Inverter-Self Controlled Synchronous Machine" 5th International Symposium on System Analysis and Simulation, June 26-30, Berlin, 1995.
- [56] M.F.KHENE, M.S.BOUCHEIRIT, L.NEZLI, "Étude comparative de commandes numériques d'une Machine synchrone Autopilotée: réglage par placement de pôles et réglage par retour d'état" SSA'92, Blida, Algérie, Dec.1992.
- [57] M.F.KHENE, M.S.BOUCHEIRIT, L.NEZLI, "Réglage numérique par retour d'état en cascade d'un Moteur Synchrone Autopilotée" JTEA'93, Hammamet, Tunisie, Fev. 1993.
- [58]. D. LORENTZ, « The future of electric drives: where are we headed? », Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, sept. 2000.
- [59] D.L.LANDAN, « Adaptative control, the model reference approach », MARCEL, DEKKEV, NEWYORK 1979.
- [60] A. LINDER, R. KENNEL, "Model Predictive Control for Electrical Drives", IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, June 2005.
- [61] M.Lajoie-Mazenc, P.Viarouge, « Alimentation des machines synchrones », Tech de l'Ing.D 3630, 1996.
- [62] F.MILSANT, « Machine électrique »,Ed .BERTI, PARIS 1993.
- [63] S.A.MAHMOUD, « Contribution à la simulation numérique de l'association machine synchrone ponts à thyristors». Thèse, Doct ing, I.N.P.L, France, Juin 1979.
- [64] N.Moubayed, F.M.TAHAR, B.DAVAT , « Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone à double étoile », Groupe de Recherche en Electrotechnique de Nancy, I.N.P.L, R.I.G.E , pp. 457-470, Vol 1-N°4/1998.
- [65] S. MORIMOTO, Y. TAKIDA, T. TAKAO, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous", IEEE Transaction On Power Electronics, Vol. 5, N° 2, pp 133-139, April 1990.
- [66] MO.MAHMOUDI, B.HEMICI, ME.BOUHASSOUN, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension ". Algerian Journal Of Technology. ISSN 1111-357X, Actes de la conférence maghrébine, COMAEI.96, vol.3, Déc.1996, pp.166-170.
- [67] A.MELAHI, M.S.BOUCHEIRIT, L.NEZLI, E.H.REZINE, "Découplage et réglage par logique floue d'une machine synchrone à aimants permanents" Actes de la deuxième conférence SSA2'99, Blida 1999, Vol2, Sect. IV, pp. 407 - 411.
- [68] M.O. MAHMOUDI, L.NEZLI, M.S.BOUCHEIRIT, "Commande découplée à couple optimale de la machine synchrone à double étoile à pôles saillants alimentée par onduleur à trois niveaux ", Revue AJOT, ENP, 2005.

- [69] L.NEZLI, «Etude par simulation numérique du fonctionnement d'une machine synchrone autopilotée», Thèse de MAGISTER, ENP, Alger 1986.
- [70] L. NEZLI, K. MOUMEN "Étude de la machine synchrone autopilotée". Journal of Technology, ENP, 1986.
- [71] L.NEZLI, A.KERBOUA, A.ABIMOULOUD, A.BOUUMEDIENE, M.S.BOUCHERIT, "Réglage par mode de glissement d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Actes de la deuxième conférence, SSA2' 99, Blida, 1999.
- [72] A. NAIT SEGHIR, M.S.BOUCHERIT, D. BOUKHETALA, L.NEZLI, "Commande adaptative d'une machine synchrone autopilotée", COMAEI'96, Tlemcen, 1996.
- [73] A. NAIT SEGHIR, M.S.BOUCHERIT, D. BOUKHETALA, L.NEZLI, "Commande auto ajustable en vitesse d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension" actes des 2emes JST'97, 05 et 06 mai, INH, Boumerdes.
- [74] A. NAIT SEGHIR, M.S.BOUCHERIT, D. BOUKHETALA, L.NEZLI, "Commande adaptative à erreur de prédiction minimale pondérée d'une machine synchrone autopilotée" Proceeding of the CMSES'97, Saida, 13 et 14 mai 1997
- [75] NAIT SEGHIR, M.S. BOUCHERIT, D. BOUKHETALA, L. NEZLI, "Commande adaptative à erreur de prédiction minimale pondérée d'une machine synchrone autopilotée", Journal of Technology, AJOT, International publications, série B, Vol. 13, N° 1, 1997.
- [76] NAIT SEGHIR, M.S.BOUCHERIT, D.BOUKHETALA, L. NEZLI, "Commande Adaptative à erreur de prédiction minimale pondérée d'un ensemble onduleur de tension machine synchrone" Proceedings of International Conférence on Electrotechnics, ICEL'98, Oran, Oct. 98.
- [77] L. NEZLI, D. BOUDANA, M.S.BOUCHERIT, " Commande en cascade dans l'espace d'état d'une MSAAC ", Proceedings of SMAPDIMA'99, Annaba, Oct. 1999.
- [78] L.NEZLI, D.BOUDANA, M.S.BOUCHERIT, S.MAMOUNI, R.HAMHAMI, "Commande par PI et Logique floue d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant ". SNCS'01. Djelfa. 2001.
- [79] L. NEZLI, D. BOUDANA, M.S.BOUCHERIT, " Commande par mode de glissement d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant". Proceedings of SMAPDIMA'99, Annaba, Oct 1999.
- [80] L.NEZLI, M.TADJINE, M.S.BOUCHERIT, «On sliding based non linear PID design for position control of permanent magnet synchronous machine with unknown load torque », Archives of Control Sciences, 2006, (définitivement acceptée).
- [81] L. NEZLI, M.O. MAHMOUDI, M.S. BOUCHERIT, M. DJEMAI, "On vector control of double star synchronous machine with current fed inverters ", *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 1, N°3, July 2005.
- [82] L. NEZLI, B. HEMICI, M.S. BOUCHERIT, P. SICARD, « On Sliding Mode Based Non Linear PD and backstepping Design For Position Control of Permanent Magnet Synchronous Machine with unknown load torque », *ELECTROMOTION International Journal* (Soumis).
- [83] K.NAJIM, « Commande adaptative des processus industriels », MASSON, MEXICO 1982.
- [84] A. NAIT SEGHIR, M.S. BOUCHERIT, "Adaptive speed control of PMSM", IEEE International Conference on Electrical, Electronic and Computer Engineering, IEEE - ICEEC '04, 2004.
- [85] P. PILLY, R. KRISHNAN, " Modelling simulation and analysis of permanent magnet motors drives" IEEE, Trans. Appl., Vol. 25, No. 2, pp.265-273, March/April, 1989.
- [86] B. ROBYNS, « Commandes des moteurs synchrones et asynchrones ». Séminaire sur les entraînements à vitesse variable, Rabat, avril 1992.
- [87] B. ROBYNS, « Commandes numériques évoluées des actionneurs à courant alternatif », Thèse de doctorat, Université catholique de Louvain, Décembre 1993.
- [88] B. ROBYNS, F. LABRIQUE, H. BUYSE, « Commande numérique des moteurs à courant alternatif de faible puissance », Journée d'étude sur les méthodes de l'automatique appliquée, SEE, Lille, 7 Avril 1994.
- [89] T.REKIOUA, "Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de Doctorat. INPL (France). 1991.
- [90] P.J.RIEDO, « Réglages d'états digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone », Doctorat es sciences techniques EPLE, LAUSANNE 1985.

- [91] A.I.SAID, « Etude des caractéristiques d'un dispositif à vitesse variable réalisé à partir d'une machine synchrone alimentée en tension par un convertisseur statique et autopilotée », Thèse, Doctorat, Univ Paul Sabatier, TOULOUSE.
- [92] J. SHENG LEI, F. ZHENG PENC, "Multilevel converters a new breed of power converters " , IEEE, Trans on Indus, Applic, Vol 32, N°3, May/June 1996.
- [93] A.TOUZI, « Contribution à la commande vectorielle des machines à réluctance variable, prise en compte de l'amortissement et de la saturation », Thèse de Doctorat, I.N.P, Lorraine 1993.
- [94] F.TEERIEEN, M.F.BENKHORIS, « Modelling and Study of Double Star Alternative Machine Power Electronic converter-set », Proceeding of Electrimacs 99, Lisbon, Portugal, 14-16 September 1999, vol.2, pp.95-200.
- [95] F.TERRIEN, M.F.BENKHORIS, M.ait ahmed, « An approach for parameters identification of synchronous double star machine », Lab Atlantique de Recherche en Genie Electrique, Saint-Nazaire, France 1999 .
- [96] F. TERRIEN., M.F. BENKHORIS, « Analysis of double-star motor for electrical propulsion », IEE, 9th International Conference on Electrical Machines and Drives (EMD'99), U.K, 1999.
- [97] J. M. THOMAS, "Motion control with permanent magnet AC machine", Proc. Of the IEEE, Vol. 82, No. 8, pp.1241-1252, August, 1994.
- [98] V. I. UTKIN, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives ", IEEE, Trans. On Indust. Electron., Vol 40, N°1, pp. 23-36, 1993.
- [99] P.Vas, "Vector control of AC machines", Edition Clarendon Press Oxford, 1990, USA.
- [100] K.ZELMAT., « Commande adaptative des processus industriels », MASSON, MEXICO 1982.
- [101] M.ZELMAT, « Automatisation des processus industriels » Tome 2, « Commande modale et adaptative », 2001.