



Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département de d'électrotechnique



Thèse

Préparée au sein du
Laboratoire des Systèmes Propulsion - Induction Electromagnétiques
Université Batna 2– Mostefa Ben Boulaïd

Présentée pour l'obtention du diplôme de :
Doctorat en Sciences en Electrotechnique
Option : Commande

Sous le Thème :

**Commande sans Capteur de Vitesse de la Machine
Synchrone**

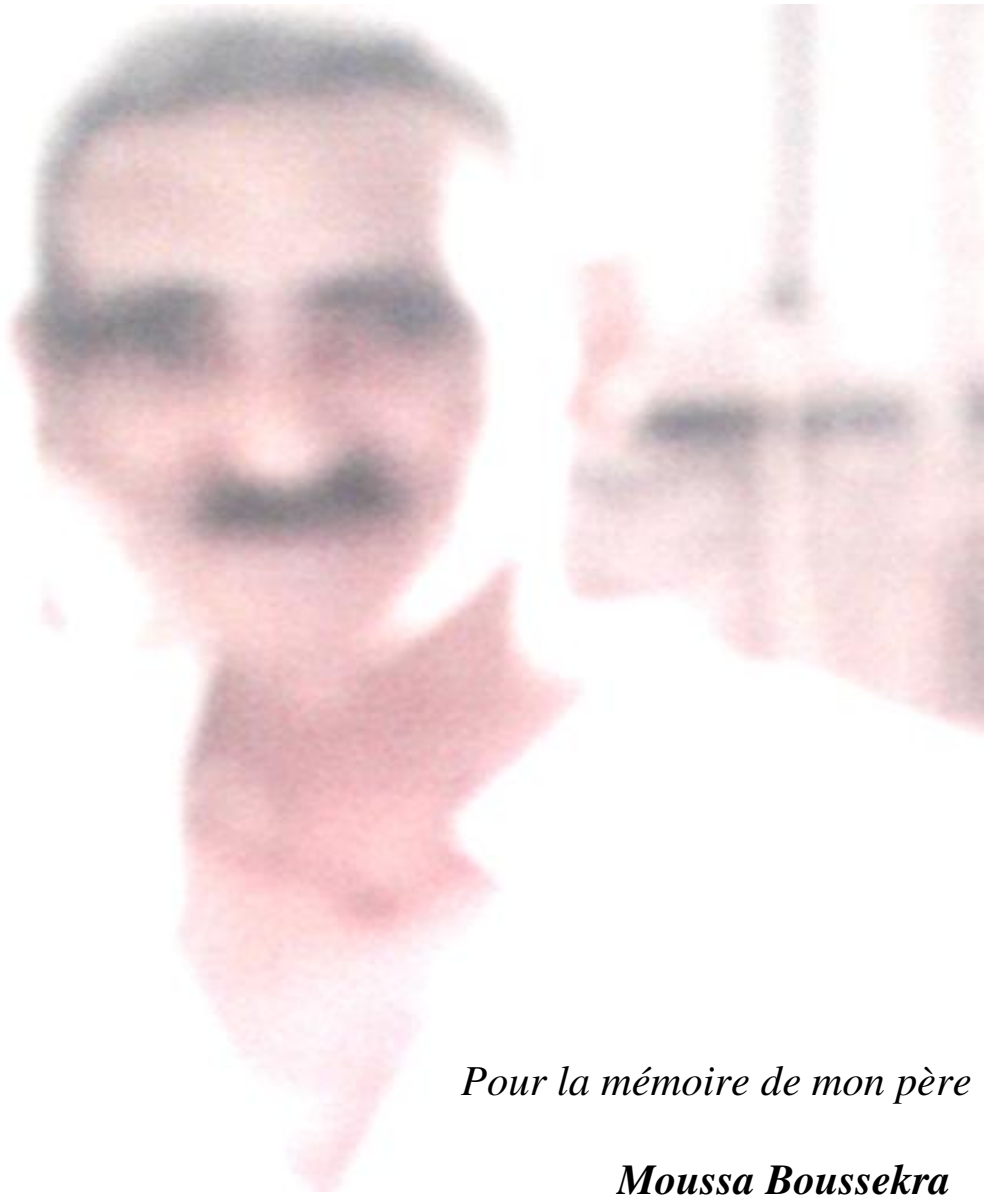
Présentée par :

BOUSSEKRA Fayza

Devant le jury composé de :

M. Drid Said	Prof.	Université de Batna2	Président
M. MAKOUF Abdessalem	Prof.	Université de Batna2	Rapporteur
Mme. BENDERRADJI Hadda	MCA.	Université de Batna2	Examinatrice
M. RAHEM Djamel	Prof	Université d'Oum El Bouaghi	Examineur
M. CHAIBA Azzedine	Prof.	Université de kenchela	Examineur
Mme. ABDEDDAIM Sabrina	Prof.	Université de Biskra	Examinatrice

Année universitaire 2021 / 2022



Pour la mémoire de mon père

Moussa Boussekra

je dédie ce travail

Remerciements

"alhamdo lilah aladhi biniematih tatimu alsaalihah"

Tout d'abord je tiens à remercier ALLAH le tout puissant de m' avoir donné la santé, la volonté, le courage et la patience pour l'accomplissement de cette thèse .

*Un remerciement particulier à **Monsieur Makouf**, Professeur à l'université de Batna-2 pour avoir accepté de diriger mes travaux et aussi pour ses conseils et ses encouragements le long de cette période de préparation de cette thèse.*

*J'adresse mes vifs remerciements à **Monsieur Drid Said**, Professeur à l'université de Batna-2 pour m' avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance et l'aide précieuse qu'il m'a apporté pour accomplir le travail expérimental.*

Je tiens à remercier les membres du Jury pour avoir accepté de juger mon travail.

*Merci à madame **Benderradji Hadda** Maître de conférences à l'Université de Batna, Je remercie également **Monsieur Rahem Djamel** Professeur à l'Université d'Oum Bouaki, Mes remerciements suivants s'adressent à **Chaiba azzeddine** Professeur à l'Université de khenchela, et madame **Abdedaim Sabrina** Maître de conférences à l'Université de Biskra. Pour tout cela je leurs exprime ma vive reconnaissance et mon estime.*

*Mes remerciements s'adressent également à **Monsieur Chikuden Aissa** Professeur à l'université de M'sila pour son aide précieuse ses encouragements et son orientation.*

*Je remercie vivement **Monsieur Kefsi laid** ,PhD engineer power Electronics and electrical drives chez IFPEN, pour toute l'aide qu'elle m'a apportée.*

*Je tiens à remercier **Monsieur Riyadh Rouabhi** Maître de conférences à l'Université de M'sila pour son aide et pour ses conseils et ses encouragements.*

*Un grand merci à toutes mes amies: **Fatima Merdj**, Wissame, Hadjer, Nabila, Rbiha , Houda, meryame khadija et Lobna pour nos conversations téléphoniques, leurs soutiens sans faille.*

*Enfin je tiens à terminer par un grand merci mon premier soutien, ma chère famille que je porte toujours avec moi dans mes pensées, **ma très chère maman**, merci maman pour tout mon cher mari, **Saadi Messaoud** merci d'être toujours là pour moi , mes prunelle de mes yeux, mes filles **Razane, Souzane et Rawane**, vos beaux sourires m'ont donné l'énergie de continuer. Mes sœurs **Nadia, Samia, Lila ,Hanane, Hoyame, Widad ,Dalae Gahda , Lamisse, Fatima, Dalal**, et ma très chère **chahouda**, mes frères **Nacer , Hamza et Boualeme** votre soutien a été pour moi d'une aide inestimable . vous avez toujours été présents pour moi merci pour tout.*

Boussekra Fayza

التحكم بدون مستشعر للسرعة للآلة المتزامنة

ملخص

هذه الأطروحة مخصصة لدراسة التحكم بدون مستشعر ميكانيكي للموضع وللسرعة الخاصة بالمحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم MSAP . في البداية قمنا بتطوير نماذج رياضية في نظام الإحداثيات الثابتة (α, β) للآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم بشكل عام وللآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم بقطب بارز بشكل خاص MSAP-PS. تعتمد هذه النماذج أساساً على مفهوم جديد يسمى "التدفق النشط". الهدف منه هو بناء مراقب ومقدر للسرعة للآلة المتزامنة MSAP ، في إطار التحكم غير المستشعر للسرعة ؛ بداية ، تم اقتراح مراقب جديد يعتمد على التدفق النشط ، وستتم مقارنة نتائجه مع نتائج المراقب MRAS. سيتم تقديم مراقبين آخرين غير خطيين لوضع الانزلاق (MG) من الأولى ومن الدرجة الأعلى "super twisting" على التوالي بناءً على تقدير المجالات الكهرومغناطيسية المستحثة ومفهوم التدفق النشط. يتمتع مراقبو السرعة الذي تم اقتراحهم في هذه المذكرة في كونهم أقوىاء في مواجهة الارتياح في خصائص النموذج وضمان التشغيل المناسب للمحرك ، خاصة عند السرعة المنخفضة. بالإضافة إلى ذلك ، يمكن تطبيق خوارزمية المراقب المصممة على كلا النوعين من الآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم سواء كانت أقطاباً ناعمة أو أقطاباً بارزة. كذلك ، تم تطوير عنصر تحكم بدون مستشعر مع مراقب وضع انزلاقي الأعلى "super twisting" عالي الدرجة ووحدة تحكم backstepping ، ويهدف إلى تأكيد كفاءة المراقب المقترح وكذلك النموذج الجديد. تم إجراء اختبارات محاكاة وعمل تجريبي لتأكيد قوة المراقبين فيما يتعلق بالاضطرابات المختلفة ، وإعطاء أداء ديناميكي جيد على نطاق واسع من السرعة.

كلمات مفتاحية:

آلة متزامنة مع المغناطيس الدائم ، التحكم بدون مستشعر سرعة، التدفق النشط ، مراقب MRAS ، مراقب وضع الانزلاق من الدرجة الأولى ، مراقب وضع الانزلاق من الدرجة الأعلى ، "super twisting" ، التحكم في Backstepping ، التحكم في Backstepping المتكامل.

Sensorless speed control of synchronous motor

Abstract

The works presented in this thesis are devoted to studying the Sensorless Speed Control of permanent magnets synchronous machine. Firstly, a new dynamic model in the stationary reference frame (α, β) is developed for permanent magnets synchronous machines in general and of Interior permanent magnet synchronous motors in particular. This model is essentially based on a new concept called "active flux". The objective is to make facilities to build observers and estimators for Sensorless Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous. In this context a new observer based on the active flux is proposed where the simulation results are compared with those of an MRAS observer. Two other nonlinear sliding mode observers and higher order "super twisting" observers are presented. These proposed observers are synthesized to be robust against parametric uncertainties and, to ensure proper operation of machine, especially at low speed. Furthermore, the designed observer algorithm can be applied to both SPMSM and IPMSM in the stationary reference frame, therefore, all that sensorless controls proposed for SPMSM can be directly and easily applied to IPMSM. A unified sensorless speed control of MSAP is developed by combining high order Sliding Mode Observer (super twisting) and an Integral backstepping controller based on "Active Flux Concept". Then, unified sensorless control of the MSAP has been developed with a super-twisting higher order sliding mode observer and integral backstepping controller. Finally, the simulation results and experimental results are presented to validate the theoretical description and show the feasibility of the proposed method.

Keywords:

Permanent Magnet Synchronous Machine (MSAP), Sensorless Control, Active flux, MRAS Observer, Sliding Mode Observer, Higher Order Sliding Mode Observer, Super-Twisting, Backstepping Control, Integral Backstepping Control.

Commande sans capteur de vitesse de la machine synchrone

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse est consacré à l'étude de la commande sans capteur mécanique, en position et en vitesse, de la machine synchrone à aimants permanents. Premièrement, Nous avons développé des modèles mathématiques dans le repère fixe (α, β) pour les machines synchrone à aimants permanents en général et pour le cas de la machine de machines synchrone à aimants permanents à pole saillantes en particulier basé sur le nouveau concept appelé "le flux actif ". L'objectif étant de faciliter la conception des observateurs et des estimateurs de la vitesse et de la position de la MSAP, dans le cadre de la commande sans capteur de vitesse. Dans ce contexte un observateur basé sur le flux actif est proposé et dont les résultats ont été comparés à ceux d'un observateur MRAS. Aussi, deux autres observateurs non linéaires par mode glissant d'ordre un et d'ordre supérieur "super twisting" basés sur l'estimation des FEM et le concept du flux actif ont été développés. Les observateurs proposés sont synthétisés pour être robustes aux incertitudes paramétriques et assurer un bon fonctionnement du moteur notamment à basse vitesse. Les observateurs conçu peuvent être appliqué directement à tous les types de machines synchrones à aimants permanents dans le repère (α, β) . Par conséquent, toutes les commandes proposées de la MSAP à pôles lisses peuvent être appliquées directement et facilement à la MSAP à pôles saillants.

De ce fait une commandes sans capteur de la MSAP à été élaboré ave un contrôleur de backstepping et observateur de mode glissant d'ordre supérieure super-twisting,

Enfin, des résultats de simulation et expérimentaux ont été présentés pour valider la description théorique et montrer l'efficacité des méthodes proposées.

Mots Clés:

Machine synchrone à aimants permanents (MSAP, Commande non sans capteur, Flux actif , Observateur MRAS, Observateurs à modes glissants d'ordre un, Observateurs à modes glissants d'ordre supérieur ,Super-Twisting, Commande par Backstepping, Commande par Backstepping avec action intégrale

TABLE DES MATIERES

Résumé
Table des matières
Listes des figures
Notations

Introduction général1

CHAPITRE I *Modélisation et observabilité de la machine synchrone à aimants permanents*

1. Introduction.....6
 2. Machines synchrones à aimants permanents.....6
 3. Principe de fonctionnement.....8
 4. Modélisation des machines synchrones à aimant permanent:8
 4.1 Représentation dans le repère (abc)9
 4.2 Représentation dans le système biphasée11
 5. Représentation d'état du modèle non linéaire12
 5.1 Modèle d'état dans le repère tournant (d – q)12
 5.2 Modèle d'état dans le repère fixe ($\alpha - \beta$)12
 6. Observabilité de la machine synchrone à aimants permanents14
 7. Aperçu sur l'observabilité d'un système non linéaire et condition du rang.....14
 8. Analyse de l'observabilité de la MSAP16
 8.1 Analyse de l'observabilité de MSAPPS.....16
 8.2 Analyse d'observabilité de MSAPPL.....19
 9. Conclusion20

CHAPITRE II *Modélisation et observabilité unifiée de la MSAP*

1. Introduction.....22
 2. Concept du flux actif23

2. 1. Définition	23
3. Modélisation unifiée de la MSAP dans le repère fixe(α, β)	24
3.1 Détermination de l'expression du flux actif.....	24
3.2. Modèle unifié de la MSAP dans le repère fixe (α, β).....	26
4. Validation du nouveau modèle de la MSAP-PS sur MATLAB / Simulink.....	28
4.1. Résultats de Simulation en boucle ouverte	28
4.2. Simulation de la commande vectorielle de MSAP	30
4.3. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP	32
5. Observabilité du modèle unifiés des machines synchrones à aimants permanents	35
5 .1. Observabilité du modèle électromécanique:	35
5 .2. Observabilité du modèle à F.E.M.....	37
6. Conclusion.....	39

CHAPITRE III *Observateur et estimateur unifiés de la MSAP sans capteur mécanique*

1. Introduction.....	41
2. La commande sans capteur de la MSAP "Commande "sensorless".....	42
• Estimation passive.....	42
• Estimation active	43
3. Observateur et estimateurs unifié des machines MSAP.....	43
3 .1. Estimations de la vitesse et de la position par Flux actif.....	43
3 .1.1 Résultats de simulation de l'estimateur basé sur le flux actif.....	44
3 .2. Estimation de la vitesse et de la position par la technique MRAS.....	50
3 .2.1. Synthèse de l'observateur MRAS.....	50

3.2.2. Résultats de simulation de l'observateur MRAS.....	52
3.3. Comparaison des résultats des deux observateurs.....	56
4. Observateurs unifié de la MSAP par mode glissant	56
4.1. Observateurs à modes glissants d'ordre un basé sur la FEM et le flux actif	56
4 .1.1. Analyse de la stabilité.....	58
4 .1.2. Résultats de simulation de l'observateurs d'ordre	60
4 .2. Observateurs à MG d'ordre supérieur basé sur les FEM et sur le flux actif	65
4 .2. 1 Algorithme du super twisting et synthèse de l'observateur.....	65
4 .2.2. Analyse de la stabilité.....	67
Hypothèse 1.....	67
Théorème 1.....	67
4 .2.3. Résultats de simulation de l'observateurs d'ordre deux	68
5. Conclusion.....	74

Chapitre IV *Commande non linéaire sans capteur de la MSAP à pole saillant*

1. Introduction	76
2. Principe de la technique du Backstepping	76
3. Synthèse récursive par Backstepping	76
4. Application de la commande Backstepping à la MSAP	80
4 .1. Synthèse de la loi de commande	80
4 .2. Synthèse du contrôleur de la vitesse.....	81
4 .3. Synthèse de la commande des courants.....	82
• Pour le courant i_d	82
• Pour le courant i_q	82
5. Commande par Backstepping avec action intégrale.....	83
5 .1. Synthèse des nouvelles lois de commande.....	84

• Pour la boucle de vitesse	84
• Pour les boucles de courant	84
6. Résultats de simulation du système commandé par Backstepping avec l’observateur super twisting.....	85
6 .1. Résultats de la commande par Backstepping classique.....	86
6 .2. Résultats de la commande par Backstepping avec action intégrale.....	89
7. Conclusion.....	93

Chapitre V

Validation expérimentale

1. Introduction	95
2. Description du banc expérimental.....	95
2.1. Système informatique.....	96
2.2. L’ensemble électromécanique.....	96
2.3. Équipements de mesures.....	96
2.4. Le dispositif de commande.....	97
3. Validation expérimentale.....	98
3.1 Commande Backstepping intégrale de la MSAP avec capteur mécanique.....	98
3.2 Commande par Backstepping intégrale sans capteur basé sur un observateur	103
4. conclusion.....	107

Conclusion générale et Perspectives 108

ANNEXE..... 111

Annexe A - Paramètres du MSAP et de la charge..... 111

-Transformation de Park..... 111

Annexe B - La commande vectorielle..... 114

Annexe C - Etude de stabilité de l’observateur MRAS..... 118

BIBLIOGRAPHIE..... 121

Listes des Figures

Chapitre I *Modélisation et observabilité de la machine synchrone à aimants permanents*

Figure 1.1	Différents types des Machines synchrones.....	6
Figure 1.2	Type de structure de MSAP.....	7
Figure 1.3	Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	8
Figure 1.4	Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	9
Figure 1.5	Représentation biphasée d'une machine synchrone.....	11

Chapitre II *Modélisation et observabilité unifiée de la MSAP*

Figure 2.1	Diagramme vectoriel du flux actif dans la référence (d, q)	24
Figure 2.2	a) La Vitesse du rotor de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle, b) La Vitesse du rotor de la MSAP-PS en utilisant le modèle classique.....	28
Figure 2.3	a) Couple électromagnétique de la MSAP-PS en utilisant le modèle classique, b) Couple électromagnétique de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle.....	29
Figure 2.4	a) Les courants i_{abc} de la MSAP-PS en utilisant le modèle classique, b) Les courants i_{abc} de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle.....	29
Figure 2.5	a) Les courants $i_\alpha i_\beta$ de la MSAP-PS en utilisant le modèle classique. b) Les courants $i_\alpha i_\beta$ de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle.....	29
Figure 2.6	a) Le courants i_d de la MSAP-PS en utilisant le modèle classique. b) Le courants i_d de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle.....	30
Figure 2.7	a) Le courants i_q de la MSAP-PS en utilisant le modèle classique. b) Le courants i_q de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle	30
Figure 2.8	Schéma bloc de la commande vectorielle avec un onduleur vectoriel.....	31
Figure 2.9	La vitesse du rotor de la MSAP-PS.....	31

Figure 2.10	a) Couple électromagnétique de la MSAP-PS b)) Les courants $i_d i_q$ de la MSAP-PS.....	32
Figure 2.11	Les courants $i_\alpha i_\beta$ de la MSAP-PS.....	32
Figure 2.12	Les courants i_{abc} de la MSAP-PS.....	32
Figure 2.13	La position rotorique de la MSAP-PS.....	33
Figure 2.14	Position indéterminée (non observable) pour la MSAP-PS à vitesse nulle.....	38

Chapitre III *Observateur et estimateur unifiés de la MSAP sans capteur mécanique*

Figure 3.1	Structure générale de commande sans capteur (commande sensorless).....	43
Figure 3.2	Estimateurs du flux actif	43
Figure 3.3	Schéma bloc de la commande sans capteur avec l'observateur de flux actif...45	
Figure 3.4	a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS b) Erreur de la vitesse.....	45
Figure 3.5	a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS (inversion du sens de rotation)...46	
Figure 3.6	a) couple électromagnétique .b) Les courant statorique $i_d i_q$ estimés.....	46
Figure 3.7	flux actif estimé.....	47
Figure 3.8	Position réelle et estimée.....	47
Figure 3.9	a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse à +50 %..47	
Figure 3.10	Les courant statorique $i_d i_q$ estimés à +50%R.....	47
Figure 3.11	Position réelle et estimée à +50%R.....	48
Figure 3.12	a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse à -50 %..48	
Figure 3.13	Les courant statorique $i_d i_q$ estimés à -50%R	48
Figure 3.14	Position réelle et estimée à -50%R.....	49
Figure 3.15	Principe de l'estimation de la vitesse par MRAS.....	50
Figure 3.16	a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse.....	52
Figure 3.17	Vitesse réelle et estimée (inversion du sens de rotation).....	52
Figure 3.18	a) couple électromagnétique , b) Les courant statorique $i_d i_q$ estimés.....	53
Figure 3.19	Position réelle et estimée.....	53
Figure 3.20	a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS à +50 %R, b) Erreur de la vitesse à +50 %R.....	53
Figure 3.21	Les courant statorique $i_d i_q$ estimés à +50 % R.....	54

Figure 3.22	Position réelle et estimée à +50 % R	54
Figure 3.23	a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse à -50 %..	54
Figure 3.24	Les courant statorique i_d i_q estimés à -50 % R.....	55
Figure 3.25	Position réelle et estimée à -50 % R	55
Figure 3.26	Schéma global de la commande sans capteur mécanique par mode glissant..	61
Figure 3.27	a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse à +50 %.	61
Figure 3.28	Couple électromagnétique estimé.....	61
Figure 3.29	Les courants i_d i_q estimés.....	62
Figure 3.30	Flux actif estimé.....	62
Figure 3.31	Les positions rotorique réelle et estimée.....	62
Figure 3.32	a) Les vitesses réelle et estimée à +50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à +50%R.....	63
Figure 3.33	Les courants i_d , i_q estimés à +50%R.....	63
Figure 3.34	Les position rotorique réelle et estimée à +50%R.....	63
Figure 3.35	a) Les vitesses réelle et estimée à -50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à -50%R.....	64
Figure 3.36	Les courants i_d , i_q estimés à -50%R.....	64
Figure 3.37	Les position rotorique réelle et estimée à -50%R.....	64
Figure 3.38	a) Les vitesses réelle et estimée, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse..	68
Figure 3.39	Le couple électromagnétique estimée.....	69
Figure 3.40	Les courants i_d , i_q estimés.....	69
Figure 3.41	Le Flux actif estimé (Wb).....	69
Figure 3.42	Les position rotorique réelle et estimée.....	70
Figure3.43	a) Les vitesses réelle et estimée à +50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à +50%R.....	70
Figure 3.44	Les courants i_d , i_q estimés à +50%R.....	70
Figure 3.45	Les position rotorique réelle et estimée à +50%R.....	71
Figure 3.46	a) Les vitesses réelle et estimée à -50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à -50%R.....	71
Figure 3.47	Les courants i_d , i_q estimés à -50%R.....	71
Figure 3.48	Les position rotorique réelle et estimée à -50%R.....	72

Chapitre IV *Commande non linéaire sans capteur de la MSAP à pole saillant*

Figure 4.1	Schéma block de la commande sans capteur “ commande backstepping + observateur	86
Figure 4.2	a) Vitesse de la MSAP-PS b) Erreur de vitesse.....	86
Figure 4.3	Couple électromagnétique.....	87
Figure 4.4	Les positions rotorique réelle et estimée.....	87
Figure 4.5	Les vitesses réelle et estimée à +50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à +50%R.....	87
Figure 4.6	Les position rotorique réelle et estimée à +50%R.....	88
Figure 4.7	a) Les vitesses réelle et estimée à -50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à -50%R.....	88
Figure 4.8	Les position rotorique réelle et estimée à -50%R.....	89
Figure 4.9	a) Les vitesses réelle et estimée b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse.....	90
Figure 4.10	Couple électromagnétique.....	90
Figure 4.11	Les positions rotorique réelle et estimée.....	90
Figure 4.12	Les vitesses réelle et estimée à +50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à +50%R.....	91
Figure 4.13	Les position rotorique réelle et estimée à +50%R.....	91
Figure 4.14	a) Les vitesses réelle et estimée à -50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à -50%R.....	91
Figure 4.15	Les position rotorique réelle et estimée à -50%R.....	92

Chapitre V *Validation expérimentale*

Figure 5.1	Schéma général du banc d'essai.....	96
Figure 5.2	Schéma de la carte DS1104.....	98
Figure 5.3	Schéma bloc de la commande Backstepping de la MSAP-PS.....	99
Figure 5.4	La vitesses de la MSAP-PS.....	99
Figure 5.5	Les courants statoriques i_d i_q de la MSAP-PS.....	100
Figure 5.6	Les tension statorique v_d v_q de la MSAP-PS.....	100
Figure 5.7	La vitesses de la MSAP-PS.....	101
Figure 5.8	Tension de phases statoriques V_a de la MSAP-PS	101

Figure 5.9	Zoom de la tension de phase V_a de la MSAP-PS.....	101
Figure 5.10	les courants statoriques $i_d i_q$ de la MSAP-PS.....	102
Figure 5.11	Les tension statorique $v_d v_q$ de la MSAP-PS.....	102
Figure 5.12	Les vitesses réelle et estimée.....	103
Figure 5.13	Les courants statorique $i_d i_q$ de la MSAP-PS.....	103
Figure 5.14	Les tension statorique $v_d v_q$ de la MSAP-PS.....	104
Figure 5.15	Les vitesses réelle et estimée de la MSAP-PS.....	104
Figure 5.16	les courants statorique $i_d i_q$ de la MSAP-PS.....	105
Figure 5.17	Les tensions statorique $v_d v_q$ de la MSAP-PS.....	105

Notations et Abréviations

Notations

u_a, u_b, u_c	Tensions statoriques triphasées
i_a, i_b, i_c	Courants statoriques triphasés
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux magnétiques au stator
u_α, u_β	Tensions statoriques diphasées dans le repère fixe (α, β)
i_α, i_β	Courants statoriques diphasés dans le repère fixe (α, β)
$\varphi_\alpha, \varphi_\beta$	Flux statoriques diphasés dans le repère fixe (α, β)
φ_f	Flux produit par les aimants permanent
u_d, u_q	Tensions statoriques diphasées dans le repère tournant (d, q)
i_d, i_q	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)
φ_d, φ_q	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)
R ou R_s	Résistance des bobinages statoriques
L_{ss}	Inductances statoriques propres
M_s	Inductance mutuelle statoriques
L_d, L_q	Inductances d'axes d et q.
θ	Position électrique du rotor
θ_r	Position angulaire du rotor
ω	Pulsation des courants statoriques,
ω_r	Vitesse mécanique du rotor
P	Nombre de paires de pôles
C_r	Couple résistant
C_e	Couple électromagnétique
J	Moment d'inertie
f	Coefficient de frottement.

Abréviations

MSAP	Machine Synchrone a Aimant Permanent
MSAPPL	Machine Synchrone a Aimant Permanent a Pole Lisse

MSAPPS	Machine Synchrone a Aimant Permanent a Pole Saillant
MSRB	Machine Synchrone à rotor bobiné
MSRV	Machine Synchrone à réluctance variable
FEM	Force Electromotrice
FEME	Force Electromotrice Etendue

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Au cours des dernières décennies, l'utilisation dans les servomécanismes du moteur synchrone à aimants permanents revient en force parallèlement au développement des variateurs de vitesse comparativement à la machine asynchrone et grâce à leurs performances supérieures. De plus, ils sont plus robustes, simple à installer et souple à l'utilisation. Ces moteurs ont une puissance massique élevée, une plage de vitesses étendue, un bon rendement et un couple à l'arrêt important.

La réalisation d'une commande performante à l'aide de cette machine nécessite à chaque instant, la connaissance de tous ses états en particulier sa position et sa vitesse du rotor mesurées à l'aide de capteur mécanique (résolveur, codeur incrémentaux...). Cependant, l'utilisation d'un capteur mécanique, engendre des contraintes comme : Augmentation du volume et encombrement du système. Sensibilité des capteurs à leur environnement (température, bruits, oscillations mécaniques, compatibilité électromagnétique, etc.). Augmentation des coûts. Par conséquent, on obtient une réduction de la fiabilité du système (possibilité de défaillance d'un capteur ou d'une de ses connexions).

Pour éviter ces contraintes, on fait appel à la théorie des observateurs ou *capteurs logiciels* pour fournir avec une précision garantie une estimation des variables désirées (position, vitesse, flux, etc.).

L'observateur est donc un algorithme mathématique reposant sur un modèle de connaissance (modèle mathématique formé par les équations dynamiques décrivant le procédé) et permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées.

De nombreuses méthodes de commande sans capteur ont été proposées pour les machines synchrone à aimants permanents à pôles lisses. Cependant, ces méthodes ne peuvent être directement appliquées aux machines synchrone à aimants permanents à pôle saillants car le modèle de ces dernières est plus compliqué notamment dans le repère fixe (α, β) où l'information de la position est très difficile à déterminer.

Ces méthodes sont performantes en moyennes et hautes vitesses mais ne sont pas très adaptées aux opérations en basses vitesses et surtout à l'arrêt où les variables mécaniques d'une machine à aimant permanent ne sont plus connues et observables.

La solution proposée dans cette thèse est de développer un modèle mathématique dans le repère fixe (α, β) pour les machines synchrone à aimants permanents en général (pôle lisses

et pôles saillants). Ce modèle est basé sur le nouveau concept du flux dit "*flux actif*". Le flux actif apparaît comme un outil qui permet d'obtenir d'une manière facile et simple un modèle unifié de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère fixe (α, β) . Facilitant l'estimation de la position du rotor et la vitesse sur une large plage de vitesse.

Contrairement à l'approche de modélisation traditionnelle. Ce nouveau modèle présente les avantages suivants:

- Le nouveau modèle est indépendant des paramètres de la matrice d'inductance du moteur.
- Le nouveau modèle démontre une grande similitude et équivalence entre les MSAP-PS et les MSAP-PL avec un flux magnétique réel pour MSAP-PS dans le repère (α, β) . Par conséquent, toutes les méthodes de commande sans capteur proposés pour les MSAP-PL peuvent être appliquées directement et facilement aux MSAP-PS.
- La formule des FEM induites par le flux actif de la MSAP-PS est exactement similaire à celui de la MSAP-PL
- Le modèle dynamique de la MSAP-PS basé sur le flux actif est plus simple que le modèle dynamique basé sur le concept des *forces électromotrices étendues* proposé par l'auteur "*Zhiqian Chen*" et le modèle présenté par l'auteur "*Suratsavadee Koonlaboon*" qui basé sur le flux fictif.

L'objectif de cette thèse est la conception d'observateur dans le cadre d'une commande sans capteur mécanique basée sur le concept du flux actif qui a pour avantage comme il a été souligné ci-dessus d'être applicable à tous les types de machines synchrones à aimants permanents qu'elles soient à pôles lisses ou saillants.

Notre contribution concerne les thèmes suivants :

- Développer des modèles mathématiques unifiés de la MSAP dans le repère fixe (α, β) .
- Développer l'étude de l'observabilité du modèle unifiés des machines synchrones à aimants permanents.
- Elaborer des commandes sans capteur unifiés des machines synchrones à aimants permanents:
 1. Commande sans capteur unifiés avec régulateur classique (PI)
 2. Commande sans capteur unifiés avec un contrôle utilisant backstepping.

Assurant une robustesse de la commande par rapport aux variations paramétriques et des performances aux régimes de fonctionnement à basse vitesse.

Notre thèse comporte cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré en première partie à la présentation du principe de fonctionnement et à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à pôle saillant avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices dans les deux repères tournants et fixes. Ensuite, en deuxième partie, quelques définitions en relation avec l'observabilité des systèmes non linéaires et un critère pour vérifier le rang d'observabilité générique sont fournies. Enfin une analyse de l'observabilité de la machine synchrone à aimant permanent est effectuée.

Dans le deuxième chapitre de nouveaux modèles dynamiques de la MSAP-PS dans le repère fixe (α, β) basé sur le concept de " flux actif " sont présentés. Le concept du flux actif permet d'unifier la modélisation et l'observabilité de la MSAP et permet aussi de traiter la machine à pôles saillant (MSAP-PS) comme une machine équivalente à la machine à pôles lisses (MSAP-PL). Les modèles proposés seront validés en boucle fermée dans le cadre d'une commande vectorielle à régulation classique (PI). L'observabilité sera étudiée selon les deux types du modèle proposé : Observabilité basé sur le modèle électromécanique et Observabilité basé sur le modèle des FEM.

Dans le troisième chapitre il a été étudié le fonctionnement des différentes méthodes d'estimation de la position et la vitesse du rotor des machines synchrones à aimant permanent à pôle saillant dans un système à commande vectoriel. Un nouvel observateur basé sur le flux actif est proposé et dont les résultats seront comparés à ceux d'un observateur MRAS. Deux autres observateurs non linéaires par mode glissant respectivement d'ordre un et d'ordre supérieur basés sur le flux actif seront présentés. Ces deux cas présentent l'avantage théorique d'être robuste face aux incertitudes sur les paramètres du modèle. Les deux observateurs seront exploités pour reconstruire les variables d'état non mesurables à partir des mesures disponibles. Pour notre cas, les deux observateurs seront basés sur l'estimation des FEM induites et le concept du flux actif.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons les différentes lois de commande Backstepping classique et avec intégral sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimant permanent à pôles saillants. L'application de la technique du Backstepping sur le nouveau modèle basé sur le flux actif, nous permettra en simulation de valider ce modèle.

Enfin dans le Chapitre cinq, nous validerons la faisabilité de la méthode proposée sur un banc d'essai expérimental. Nous appliquerons deux commandes, la première est la commande Backstepping intégrale avec capteur de la MSAP en boucle fermée et la deuxième

est la Commande par Backstepping intégrale sans capteur basé sur un observateur à modes glissants d'ordre supérieur . Les résultats expérimentaux seront comparés avec des résultats de simulation.

Nous terminerons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude, ainsi que les perspectives envisagées dans un travail futur.

CHAPITRE I

*Modélisation et observabilité
de la machine synchrone à
aimants permanents*

1. Introduction

La machine synchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse du champ tournant créé par le stator. Cette machine est utilisée dans une large gamme de puissance, allant du watt au mégawatt, dans des applications aussi diverses que : le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse constante, la traction etc. Suite aux progrès atteints dans la conception des semi-conducteurs, dans la conception des systèmes d'alimentations électronique et de leurs commandes, il est devenu possible d'utiliser cette machine dans des applications à vitesse variable. Par rapport aux nombreux domaines d'utilisation, on note autant de technologies différentes de conception dont les plus répandues peuvent être scindées en trois types [1][2] :

- Les moteurs synchrones à rotor bobiné (MSRB).
- Les moteurs synchrones à aimants permanents à *pôle saillant* ou à *pôles lisses*.
- Les moteurs synchrones à réluctance variable (MSRV).

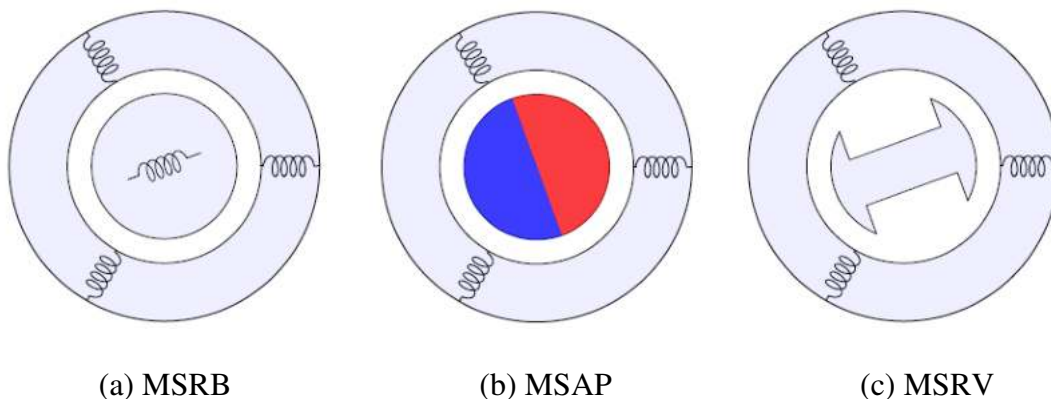
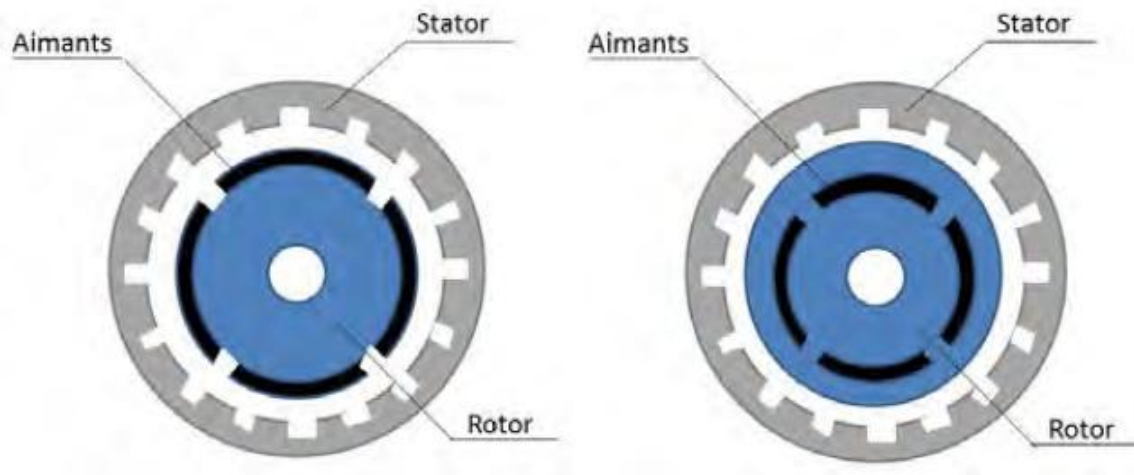


Figure 1.1 Différents types des Machines synchrones

2. Machines synchrones à aimants permanents:

Les machines synchrones à aimants permanents se développent de manière importante à l'heure actuelle grâce à la mise au point d'aimant permanent de grand qualité, permettant l'obtention d'un couple massique élevé et aussi à taille égale une induction dans l'enter fer plus élevés que les machine a rotor bobiné. Par ailleurs, l'emploi d'aimant permanent à la place de l'enroulement inducteur annule les pertes par effet joule et augmente le rendement [2]. On distingue deux types de structures d'aimants pour les moteurs synchrones à aimants permanents : Les structures à aimants surfaciques ou superficiels et les structures à aimants enterrés (figure 1.2).



(a) Aimants en surface

(b) Aimants enterrés

Figure 1.2 Type de structure de MSAP

Le choix de l'une de ces structures a un effet immédiat sur la valeur de l'inductance de la machine puisque :

- Dans le cas des machines à aimants en surface, **l'inductance peut être considérée comme constante pour toutes les positions du rotor par rapport au stator**. En effet, les aimants permanents ont ici une très faible perméabilité, et peuvent donc être considérés comme de l'air pour le calcul de l'inductance (figure. 1.2 .a). La machine est alors dite à pôles lisses. D'une manière générale, toutes les machines dont la variation de l'inductance est trop faible pour être mesurée ou exploitée sont appelées machines à pôles lisses.
- Par contre dans le cas des machines à aimants enterrés, **on observe une différence de perméabilité entre le fer et l'aimant provoquant une variation de l'inductance avec la position** (figure. 1.2 .b). Ce phénomène est appelé saillance magnétique. D'une manière générale, on appellera machines saillantes (ou à pôles saillants) les machines dont l'inductance varie avec la position. Cette saillance a notamment une influence sur le couple électromagnétique généré, puisqu'il dépend fortement de l'inductance.

De plus, ce type de moteur est plus coûteux à fabriquer et aussi plus complexe à contrôler par rapport aux autres types.

3. Principe de fonctionnement :

La machine synchrone se compose d'une partie tournante, le rotor, et d'une partie fixe, le stator. Le rotor peut se composer d'aimants permanents ou être constitué d'un bobinage alimenté en courant continu et d'un circuit magnétique (électro-aimant).

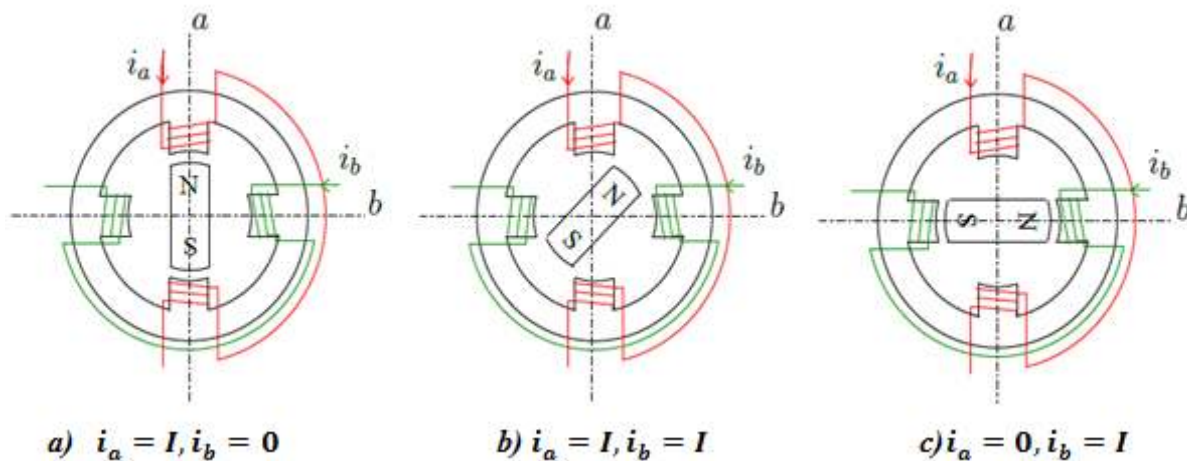


Figure 1.3 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Le principe de fonctionnement des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La figure (1.3) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la figure (1.3 .a) à la figure (1.3 .c) Les demi pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (figure (1.3.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure.

4. Modélisation des machines synchrones à aimant permanent:

Pour simplifier la modélisation de la machine synchrone, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références [3] [4] tel que :

- Le moteur possède des amortissements au rotor négligeable ;
- Le circuit magnétique de la machine non saturée ;
- La répartition des forces magnétomotrices (FMM) sinusoïdale ;

- Les phénomènes d'hystérésis et des courants de Foucault négligeables ;
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques ignorées.

En générale, la modélisation de la machine synchrone se base sur trois types d'équations [1]:

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

4.1. Représentation dans le repère (abc):

La figure (1.4) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

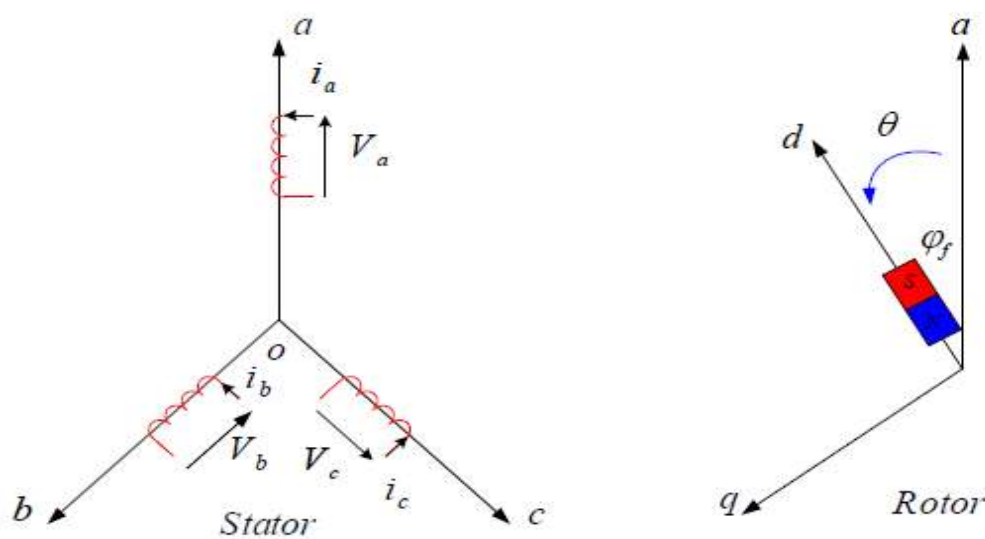


Figure 1.4 Schéma de la MSAP dans le repère abc.

- **Les équations Electriques**

Les équations triphasées des tensions statoriques s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Avec u_a , u_b et u_c sont les tensions aux bornes des trois phases. R_s la résistance des bobinages statoriques, i_a , i_b et i_c les courants circulant dans les bobinages des trois phases

φ_a , φ_b et φ_c les flux totaux induits à travers chacun des bobinages statoriques et qui sont exprimés par les équation des flux suivantes:

- **Les équations des Flux**

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{af} \\ \varphi_{bf} \\ \varphi_{cf} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

où

$$\begin{bmatrix} \varphi_{af} \\ \varphi_{bf} \\ \varphi_{cf} \end{bmatrix} = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Avec : φ_f l'amplitude du flux produit par les aimants permanent.

Dans le cas des machines à pôles saillants (sans amortisseurs), la matrice $[L_s]$ se compose de termes variables et de termes constants. Elle peut s'écrire comme suit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec L_{ss} et M_s représentant respectivement l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.

- **Les équations mécaniques :**

La position électrique du rotor θ est l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator. Elle est calculée par :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (I.5)$$

Avec ω la pulsation des courants statoriques,

L'équation mécanique de la machine décrivant la dynamique du mouvement rotation de son arbre s'écrit :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (C_e - C_r - f\omega_r) \quad (I.6)$$

Avec :

ω_r la vitesse mécanique du rotor, P est le nombre de paires de pôles. C_r le couple résistant ;

C_e le couple électromagnétique ; J le moment d'inertie ; f le coefficient de frottement.

- **Le couple électromagnétique:**

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande, son expression est fournie par

$$C_e = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)I_d I_q + \varphi_f I_q] \quad (I.7)$$

4.2 Représentation dans le système biphasé

À l'aide de la transformation de Park (Annexe A), les matrices de transformations, on aboutit aux équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

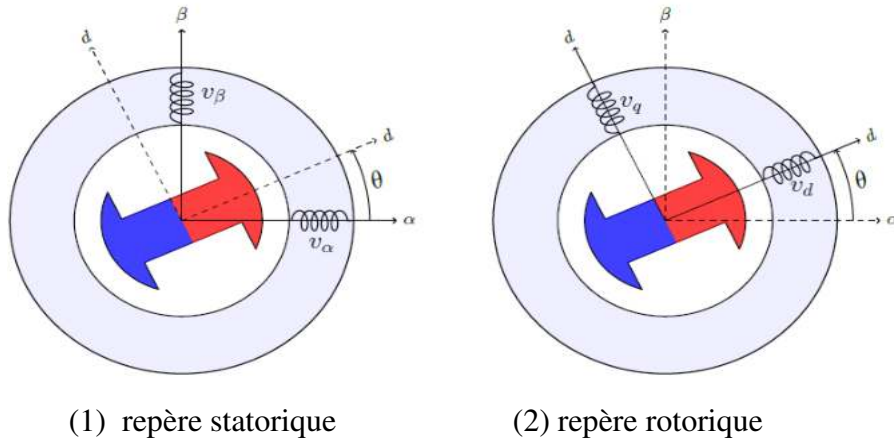


Figure 1.5 Représentation biphasée d'une machine synchrone

- **Equation Electrique dans le repère biphasé(d-q) :**

$$\begin{cases} u_d = R i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ u_q = R i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (I.8)$$

- **Equation des flux :**

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (I.9)$$

L_d, L_q : Inductances d'axes directe et en quadrature.

En tenant compte des équations du flux, le système (I.8) peut être écrit sous la forme suivante:

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q P \omega_r i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P \omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.10)$$

5. Représentation d'état du modèle non linéaire :

La représentation d'état permet de modéliser notre système dynamique sous forme matricielle. En utilisant les grandeurs électriques (courants) et les grandeurs mécaniques (vitesse et position) comme variable d'état on aboutit à :

5.1 Modèle d'état dans le repère tournant ($d - q$):

Dans le cas d'une régulation de la position θ_r du rotor, le modèle d'état non linéaire dans le repère tournant $d - q$ est décrit par le système ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \ddot{i}_d \\ \ddot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} i_d + P \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ -\frac{R}{L_q} i_q - P \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - P \frac{\varphi_f}{L_q} \omega_r \\ \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} c_r - \frac{f}{J} \omega_r \\ P \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Si le moteur est à entrefer constant ($L_d - L_q = 0$) le modèle sera donné par:

$$\begin{bmatrix} \ddot{i}_d \\ \ddot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} i_d + P \omega_r i_q \\ -\frac{R}{L_q} i_q - P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r \\ \frac{3P}{2J} \varphi_f i_q - \frac{1}{J} c_r - \frac{f}{J} \omega_r \\ P \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

5.2 Modèle d'état dans le repère fixe ($\alpha - \beta$):

Le modèle d'état non linéaire dans le repère fixe ($\alpha - \beta$) lie au stator s'obtient à partir du modèle (I.10) en utilisant le système de rotation suivant:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Le modèle dans le repère fixe ($\alpha - \beta$) obtenu peut être écrit comme suit [5][6][7] :

$$u = Ri + \frac{d}{dt} (L(\theta) \cdot i) + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \varphi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$$u = [u_\alpha u_\beta]^T ; \quad i = [i_\alpha i_\beta]^T ; \quad L(\theta) = \begin{bmatrix} L_a + L_b \cos 2\theta & L_b \sin 2\theta \\ L_b \sin 2\theta & L_a - L_b \cos 2\theta \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec : } L_a = \frac{L_d + L_q}{2}, L_b = \frac{L_d - L_q}{2}$$

Le calcul de la dérivée des courants donne :

$$\frac{di}{dt} = L(\theta)^{-1} \cdot \left(u - Ri - \omega \frac{dL}{d\theta} i - \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \varphi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \right) \quad (I.15)$$

Avec :

$$L(\theta)^{-1} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_\alpha - L_b \cos 2\theta & -L_b \sin 2\theta \\ -L_b \sin 2\theta & L_\alpha + L_b \cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\frac{dL}{d\theta} = 2 \begin{bmatrix} -L_b \sin 2\theta & L_b \cos 2\theta \\ L_b \cos 2\theta & L_b \sin 2\theta \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

En remplaçant (I.16) et (I.17) dans (I.15) on obtient le modèle d'état non linéaire suivant:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= L(\theta)^{-1} \left[\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} a_1 a_2 \\ a_3 a_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{\sqrt{3}}{L_q} \omega \varphi_f \begin{bmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \right] \\ \frac{d}{dt} [\omega_r] &= \frac{3P}{2J} [2L_b (\cos(\theta) i_\alpha + \sin(\theta) i_\beta) + \varphi_f] (-\sin(\theta) i_\alpha + \cos(\theta) i_\beta) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{c_r}{J} \\ \frac{d}{dt} [\theta_r] &= P \omega_r \end{aligned} \quad (I.18)$$

Avec :

$$a_1 = R - 2L_b \omega_r \sin 2\theta, a_2 = 2L_b \omega_r \cos 2\theta, a_3 = 2L_b \omega_r \cos 2\theta, a_4 = R + 2L_b \omega_r \sin 2\theta$$

Pour la machine à pôles lisse, le modèle (I.18) sera réduit car L_b sera nulle. Donc, il sera décrit par le système ci-dessous :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_\alpha} \left[\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} - R \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{\sqrt{3}}{L_q} \omega \varphi_f \begin{bmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \right] \\ \frac{d}{dt} [\omega_r] &= \frac{3P}{2J} \varphi_f (-\sin(\theta) i_\alpha + \cos(\theta) i_\beta) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{c_r}{J} \\ \frac{d}{dt} [\theta_r] &= P \omega_r \end{aligned} \right. \quad (I.19)$$

6. Observabilité de la machine synchrone à aimants permanents:

L'observabilité d'un système est la propriété qui permet de dire si l'état peut être déterminé uniquement à partir de la connaissance des signaux d'entrées et de sorties. Dans le cas des systèmes non linéaires, la notion d'observabilité est liée aux entrées et aux conditions initiales [8][1].

Pour le moteurs à induction, l'observabilité a été étudiée par de nombreux auteurs [9] [10][11] [12]. Concernant la machine synchrone, la plupart des travaux sur l'observabilité des machines synchrones traitent le type de MS à aimant permanent (MSAP) [3][13][14][15][16][17][18] en appliquant la théorie d'observabilité locale faible. Une étude récente d'observabilité de la machine synchrone à rotor bobiné (MSRB), en vue de la commande sans capteur mécanique a été présentée dans [1].

Les études d'observabilité de la MSAP qu'on a rencontré montre que l'observabilité est toujours garantie pour la machine à pole saillant contrairement à la machine a pole lisse qui perd l' observabilité à vitesse nulle .

Cependant, des travaux montrent que à vitesse nulle la MSAP-PL peut rétablir l'observabilité, c.-à-d. que la vitesse zéro n'est pas une condition suffisante pour conclure que la MSAP-PL est non observable, parmi ces travaux nous avons trouvé, ceux où on utilise la méthode d'injection d'une tension haute fréquence (HF) au stator, proposé dans [19] et [20]. L'analyse d'observabilité de la MSAP-PS étudiée dans [21] et [22] Manque de clarté par manque de précision dans les équations et dans l'analyse. [1]

7. Aperçu sur l'observabilité d'un système non linéaire et condition du rang :

Soit le système non linéaire de la forme [3] [8] [11]::

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (I.20)$$

Où $x \in R^n$ représente l'état, $u \in R^m$ l'entrée et $y \in R^p$ la sortie. $f(.,.)$ et $h(.)$ sont des fonctions analytiques. On suppose que les fonctions $f(.,.)$ et $h(.)$ sont des fonctions méromorphes⁽¹⁾ de x et u . On suppose également que la fonction $u(t)$ est admissible, c'est à-dire mesurable et bornée. Selon Hermann [23], l'observabilité des systèmes non linéaires est définie à partir de la notion d'indistinguabilité (ou d'indiscernabilité) dont quelques définitions liés a cette caractéristique sont fournies ci après.

Définition 1: Indistinguabilité (Hermann) : Deux états initiaux $x(t_0) = x_1$ et $x(t_0) = x_2$ sont dit indiscernables pour le système (I.20) si $\forall t \in [t_0, t_1]$, les sorties correspondantes $y_1(t)$ et $y_2(t)$ sont identiques quelle que soit l'entrée admissible $u(t)$ du système.

Définition 2: Observabilité : Le système non linéaire (I.20) est dit observable s'il n'admet pas de pair indiscernable. En d'autres termes, un système est observable s'il n'existe pas d'états initiaux distincts qui ne puissent être départagés par examen de la sortie du système.

Définition 3: Espace d'observabilité (Hermann, 1977). Considérant le système (I.20). L'espace d'observabilité, l'espace O , est défini par le plus petit espace vectoriel contenant les sorties h_1, h_2, \dots, h_p et qui soit fermé sous l'opération de la dérivation de Lie par rapport au champ de vecteur $f(x, u)$, u étant fixe.

On note dO l'espace des différentielles des éléments de O .

Définition 4 : L'espace $dO(x_0)$ (c'est-à-dire évalué en x_0) caractérise l'observabilité faible locale en x_0 du système (I.20). Le système (I.20) est dit satisfaisant la condition de rang d'observabilité en x_0 si :

$$\dim O(x_0) = n \quad (\text{I.21})$$

Le système (I.20) satisfait la condition de rang d'observabilité si, pour tout $x \in \mathbb{R}^n$:

$$\dim O(x) = n \quad (\text{I.22})$$

Définition 5 : Espace d'observabilité générique. Soit le système (I.20). L'espace d'observabilité générique est défini par $O = \mathcal{X} \cap (y + u)$, avec :

$$\begin{aligned} \mathcal{X} &= \text{Span}_K dx \\ u &= \text{Span}_K du^{(v)}, v \geq 0 \\ y &= \text{Span}_K dy^{(w)}, w \geq 0 \end{aligned}$$

Où K est l'ensemble des fonctions méromorphes.

Le système (I.23) est génériquement observable si et seulement si :

$$\dim O = n \quad (\text{I.23})$$

Cette condition est appelée condition de rang d'observabilité générique.

Supposons que la condition de rang d'observabilité générique soit satisfaite. On peut alors vérifier:

1. Fonction méromorphe est une fonction à valeurs complexes définie et dérivable

$$\text{rang}_k \begin{bmatrix} dy \\ d\dot{y} \\ \vdots \\ dy^{(n-1)} \end{bmatrix} = n$$

Un critère seulement suffisant pour l'observabilité locale est :

$$\text{le jacobien de } \frac{\partial(y, \dots, y^{(n-1)})}{\partial(x_1, \dots, x_n)} \text{ est de rang plein.} \quad (\text{I.24})$$

8. Analyse de l'observabilité de la MSAP :

Dans cette partie nous allons analyser l'observabilité pour les deux cas de la MSAP c'est à dire pour la machine synchrone à aimant permanent à pôle saillant (MSAP-PS) et pour la machine synchrone à pôle lisse (MSAP-PS). L'analyse d'observabilité étudiée dans [3] montre que cette étude dans le repère $(d - q)$ ne permet pas d'obtenir des résultats satisfaisants. Pour déterminer les conditions de l'observabilité sans mesure de la vitesse et position, on utilise le modèle (I.18). Les tensions et les courants sont supposés mesurables.

8.1 Analyse de l'observabilité de MSAPPS:

Le modèle (I.18) est réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{L_a^2 - L_b^2} \begin{pmatrix} A_{11}\gamma_1 + A_{12}\gamma_2 \\ A_{21}\gamma_1 + A_{22}\gamma_2 \\ Px_4 \\ ce - mx_4 - \tau \end{pmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Avec:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{pmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \theta \\ \omega_r \end{pmatrix}, \quad A = \begin{pmatrix} L_a - L_b \cos 2\theta & -L_b \sin 2\theta \\ -L_b \sin 2\theta & L_a + L_b \cos 2\theta \end{pmatrix}, \quad y = [i_\alpha \quad i_\beta]^t$$

A_{ij} est le i^{eme} rang de la j^{eme} colonne de la matrice A .

$$\gamma_1 = u_\alpha - (R - 2L_b x_4 \sin(2x_3))x_1 - 2L_b x_4 \cos(2x_3) x_2 + x_4 k \sin(x_3)$$

$$\gamma_2 = u_\beta - (R + 2L_b x_4 \sin(2x_3))x_2 - 2L_b x_4 \cos(2x_3) x_1 - x_4 k \cos(x_3)$$

$$ce = \frac{3P}{2J} [2L_b (\cos(x_3) x_1 + \sin(x_3) x_2) + \varphi_f] (-\sin(x_3) x_1 + \cos(x_3) x_2)$$

$$m = \frac{f}{J}, \tau = \frac{c_r}{J}$$

L'ordre du vecteur d'état de la MSAP est $n = 4$. Ainsi, selon le critère de l'observabilité la MSAP-PS est observable si la condition suivante est réalisée:

$$\text{rang}(J) = 4 \quad (\text{I.26})$$

soit :

$$f(x) = \frac{1}{L_a^2 - L_b^2} \begin{pmatrix} A_{11}\gamma_1 + A_{21}\gamma_2 \\ A_{21}\gamma_1 + A_{22}\gamma_2 \\ Px_4 \\ ce - mx_4 - \tau \end{pmatrix}$$

et

$$h(x) = y$$

Soit l'ensemble des fonctions $C^\infty O_1(x)$ obtenues à partir des mesures de la façon suivante :

$$O_1(x) = \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{pmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Le Jacobien J_1 de $O_1(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité du système (I.25) au sens du rang :

$$J_1 = \frac{\partial}{\partial x} O_1(x) \quad (\text{I.28})$$

$$J_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_1} & \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_2} & \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_3} & \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_1} & \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_2} & \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_3} & \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_4} \end{pmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Le déterminant Δ_1 correspondant de J_1 est:

$$\Delta_1 = \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_3} \cdot \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_4} - \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_3} \cdot \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_4} \quad (\text{I.30})$$

$$\begin{aligned}
\Delta_1 = \frac{1}{(L_a^2 - L_b^2)} & \left[\left[2L_b \sin(2x_3) \gamma_1 + (L_a - L_b \cos(2x_3)) \frac{\partial \gamma_1}{\partial x_3} - 2L_b \cos(2x_3) \gamma_2 \right. \right. \\
& \left. \left. - L_b \sin(2x_3) \frac{\partial \gamma_2}{\partial x_3} \right] \cdot \left[L_b \sin(2x_3) \frac{\partial \gamma_1}{\partial x_4} + (L_a + L_b \cos(2x_3)) \frac{\partial \gamma_2}{\partial x_4} \right] \right. \\
& \left. - \left[-2L_b \cos(2x_3) \gamma_1 - L_b \sin(2x_3) \frac{\partial \gamma_1}{\partial x_3} - 2L_b \sin(2x_3) \gamma_2 \right. \right. \\
& \left. \left. + (L_a - L_b \cos(2x_3)) \frac{\partial \gamma_2}{\partial x_3} \right] \left[(L_a - L_b \cos(2x_3)) \frac{\partial \gamma_1}{\partial x_4} \right. \right. \\
& \left. \left. - L_b \sin(2x_3) \frac{\partial \gamma_2}{\partial x_4} \right] \right] \quad (I.31)
\end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \gamma_1}{\partial x_3} &= 4L_b x_4 \cos(2x_3) x_1 - 4L_b x_4 \sin(2x_3) x_2 + x_4 K \cos x_3 \\
\frac{\partial \gamma_2}{\partial x_3} &= 4L_b x_4 \sin(2x_3) x_1 - 4L_b x_4 \cos(2x_3) x_2 + x_4 K \sin x_3 \\
\frac{\partial \gamma_1}{\partial x_4} &= 2L_b \sin(2x_3) x_1 + 2L_b \cos(2x_3) x_2 + K \sin x_3 \\
\frac{\partial \gamma_2}{\partial x_4} &= -2L_b \cos(2x_3) x_1 - 2L_b \sin(2x_3) x_2 - K \cos x_3
\end{aligned}$$

Dans ce cas de MSAP à pole saillants ($L_b \neq 0$), le déterminant Δ_1 sera à vitesse nulle comme suite :

$$\begin{aligned}
\Delta_1 = \frac{1}{(L_a^2 - L_b^2)} & \left[\left[2L_b \sin(2x_3) (u_\alpha - R x_1) - 2L_b \cos(2x_3) (u_\beta \right. \right. \\
& \left. \left. - R x_2) \right] \cdot \left[-L_b \sin(2x_3) (2L_b \sin(2x_3) x_1 + 2L_b \cos(2x_3) x_2 + k \sin(x_3)) \right. \right. \\
& \left. \left. + (L_a + L_b \cos(2x_3)) (-2L_b \cos(2x_3) x_1 - 2L_b \sin(2x_3) x_2 \right. \right. \\
& \left. \left. - k \cos(x_3)) \right] \right] \quad (I.32)
\end{aligned}$$

L'expression de déterminant Δ_1 (I.32) à vitesse nulle dépend de la tension et du courant. Par conséquent, nous avons toujours la possibilité de prouver l'observabilité par injection d'un courant continu. Alors nous pouvons conclure que la MSAP à pole saillant est toujours observable.

8.2 Analyse d'observabilité de MSAPPL:

En profitant de l'étude d'observabilité de la machine synchrone à pôle saillant nous devons prendre en considération le fait que $L_d = L_q$ par conséquent $L_b = 0$. L'expression de Δ_1 donnée par (I.31) devient :

$$\Delta_1 = -k^2 x_4 \quad (\text{I.33})$$

On remarque que Δ_1 ne dépend que de x_4 . C'est-à-dire que la MSAP-PL est non observable quand la vitesse est nulle. Cependant, Plusieurs solutions sont proposées pour rétablir l'observabilité de la MSAP-PL à vitesse nulle, parmi ces travaux nous pouvons citer :

- Les travaux sur les dérivés supérieurs de la sortie [14].
- Les travaux sur la méthode d'injection d'une tension haute fréquence (HF) au stator, proposés par [19] et [20].
- Les travaux sur la méthode d'extraire un signal $g(\theta)$, fonction de la position, des boucles hystérésis du stator [24].

9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine synchrone à aimants permanents à pole saillant avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices dans les deux repères tournants et fixes. Ensuite, nous avons donné quelques définitions en relation avec l'observabilité de systèmes non linéaires et un critère pour vérifier le rang d'observabilité générique qu'on a appliqués à la machine synchrone à aimant permanent. Nous avons pu conclure que : La machine synchrone à aimants permanents à pole saillant est observable même à vitesse nulle contrairement à la machine synchrone à aimants permanents à pole lisse inobservable à vitesse nulle.

Dans le chapitre suivant, une nouvelle description du modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanents sera présentée. Le modèle mathématique proposé dans cette thèse permet d'obtenir une vision plus large des machines synchrone à aimants permanents, et permet de simplifier certaines études et applications, comme l'observation et les applications de contrôle et commande.

CHAPITRE II

*Modélisation et observabilité
unifiée de la MSAP*

1. Introduction

Malgré la grande similitude de fonctionnement entre les deux types de machine synchrone à aimants permanents, à pôles lisses (MSAP-PL) et à pôles saillant (MSAP-PS), les deux modèles de ces machines sont de différents niveaux de complexité et de non-linéarité. Cela apparaît clairement au niveau de la synthèse de la commande des systèmes d'entraînements à vitesse variable pilotés par ces deux types de machines. Par ailleurs, il est bien connu que la MSAP-PS est assez difficile à étudier dans le repère fixe (α, β) en comparaison avec la MSAP-PL. Le modèle dynamique exprimé en (α, β) (I.18) de la MSAP-PS possède un grand nombre de variables et de paramètres et où on note la présence dans l'équation du courant de la double position dans la matrice d'inductance en raison de la saillance du rotor rendant difficile l'application d'une technique de commande ou la conception d'un observateur.

Comme le principe de fonctionnement est le même pour les deux type machines et malgré la différence des modèles, la question principale qui vient à l'esprit se pose en terme de possibilité de déterminer un modèle unifié qui serve à la synthèse unifiée de lois de commande et d'observation pour ces deux types de machines.

En effet, pour répondre à cette question, les chercheurs s'appuyant sur plusieurs concepts ont proposés plusieurs modèles unifiés pas seulement pour la modélisation de la MSAP mais aussi dans une large mesure de la modélisation de toutes les machines AC.

Le concept de force électromotrice étendue proposée dans [25] permet de transformer le modèle de la MSAP-PS en un modèle d'une machine à pôles lisses, et permet alors d'unifier le modèle MSAP par une inductance statorique L_d , avec une f.é.m. modifiée (étendue). Le modèle dynamique obtenu basé sur ce concept reste très complexe. Par conséquent, certaines méthodes de commande ne peuvent être appliquées.

Dans le même but, les auteurs dans [26] proposent un modèle simple de MSAP-PS basé sur le **flux fictif**, ce nouveau modèle est traité comme l'équivalent du modèle de la MSAP-PL.

Pour l'unification de la modélisation de toutes les machines AC, une extension du concept de **flux actif**, a été proposée par *Boldea* dans [27], et qui constitue la base de notre thème de travail dans cette thèse.

Récemment, une nouvelle approche est apparue, pour unifier la modélisation des machines AC proposée par *M. Koteich* dans [28]. Elle a généralisé tous les concepts précédents, tels que le FEM étendu et le concept de flux fictif. Cette approche est basée sur le concept du **flux équivalent**.

Dans ce chapitre il est question en premier lieu d'un nouveau modèle dynamique de la MSAP-PS dans le repère fixe (α, β) basé sur le concept de "flux actif" permettant d'unifier la modélisation et l'observabilité de la MSAP et permettant aussi de traiter la machine à pôles saillant comme une machine équivalente à la MSAP-PL.

En deuxième lieu il est question de valider ce modèle par une simulation sous l'environnement Matlab/Simulink. La validation du modèle proposé sera faite en boucle fermée dans le cadre d'une commande vectorielle. Enfin, une étude d'observabilité du modèle proposé sera effectuée selon les deux cas suivants :

- Observabilité basé sur le modèle électromécanique.
- Observabilité basé sur le modèle des FEM.

2. Concept du flux actif :

2.1 Définition :

Pour comprendre le concept du "flux actif", nous devons définir l'équation de couple électromagnétique de la MSAP qui s'exprime dans le référentiel (d, q) comme suit :

$$C_e = \frac{3}{2}p[\varphi_f + (L_d - L_q)i_d]i_q \quad (\text{II.1})$$

Avec L_d, L_q les inductances constantes selon l'axe d et q

On remarque que l'équation entre parenthèse $(\varphi_f + (L_d - L_q)i_d)$ a la même direction que le flux du rotor, puisque le flux du rotor φ_f et le courant i_d sont confondu avec l'axe d . Par conséquent, l'expression ci-dessus peut être exprimée par φ_a dit flux actif [27] [29] [30][31][32] [33] [34] tel que

$$\varphi_a = \varphi_f + (L_d - L_q)i_d \quad (\text{II.2})$$

On peut dire que le flux actif est défini comme étant le flux qui multiplie la composante de courant i_q dans l'expression de couple dans le modèle (d, q) .

Le concept du "flux actif" apparaît comme un concept permettant de transformer le modèle de la machine AC à pôles saillants en un modèle d'une machine à pôles non saillants (un modèle équivalent), et que par conséquent l'estimation de la position du rotor et de la vitesse deviennent simples [27] [29] [31] [33] [35].

L'équation du couple électromagnétique peut être réécrite comme suit:

Selon l'équation de tension de la MSAP, le flux statorique total s'obtient par l'intégrale suivante :

$$\bar{u}_s = R\bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II.4})$$

Le flux statorique total peut s'exprimer comme suit:

$$\bar{\varphi}_s = \int (\bar{u}_s - R\bar{i}_s) dt \quad (\text{II.5})$$

Le paramètre déterminant dans l'intégration est la résistance du stator R qui augmente avec la température [30].

Dans le repère biphasé (α, β) , Le flux statorique total φ_s est fournie par :

$$\begin{cases} \varphi_\alpha = \int (u_\alpha - Ri_\alpha) dt \\ \varphi_\beta = \int (u_\beta - Ri_\beta) dt \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec $\varphi_\alpha, \varphi_\beta$ les deux composantes sur l'axe (α, β) du flux statorique, u_α et u_β les deux composantes sur l'axe (α, β) de la tension statorique; i_α, i_β les deux composantes sur l'axe (α, β) du courant statorique.

De plus, l'expression (II.2) du flux actif peut être réécrite avec un arrangement simple comme suit:

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_\alpha &= \varphi_f + L_d i_d - L_q i_d + jL_q i_q - jL_q i_q \\ \bar{\varphi}_\alpha &= \varphi_f + L_d i_d + jL_q i_q - L_q (i_d + j i_q) \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Alors le flux actif est obtenu par l'expression vectorielle ci après:

$$\bar{\varphi}_\alpha = \bar{\varphi}_s - L_q \bar{i}_s \quad (\text{II.8})$$

D'après l'équation (II.8), on remarque que la relation entre le flux actif et le flux statorique total est simple et où seul le paramètre L_q intervient.

En substituant l'équation (II.5) dans l'équation (II.8), on trouve :

$$\bar{\varphi}_a = \int (\bar{u}_s - R\bar{i}_s)dt - L_q \bar{i}_s \quad (\text{II.9})$$

Dans le repère biphasée (α, β) cela donne les relations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{a\alpha} = \int (u_\alpha - Ri_\alpha)dt - L_q i_\alpha \\ \varphi_{a\beta} = \int (u_\beta - Ri_\beta)dt - L_q i_\beta \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

3.2 Modèle unifié de la MSAP dans le repère fixe (α, β) :

La modélisation unifié de la MSAP permet de déduire un nouveaux modèle commun de la MSAP-PS et la MSAP-PL à partir de deux composantes du flux $\varphi_{a\alpha}, \varphi_{a\beta}$ et qui sont définies dans le la référence biphasée (α, β) dans (II.10).

La dérivé de cette équation donne après arrangement:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_{a\alpha}}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_{a\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Selon la figure (2.1), les composantes du flux actif $\varphi_{a\alpha}$ et $\varphi_{a\beta}$ peuvent être écrits comme suit:

$$\begin{cases} \varphi_{a\alpha} = \varphi_a \cos \theta_r \\ \varphi_{a\beta} = \varphi_a \sin \theta_r \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

où $\theta_r = \omega t$.

En prenant en compte (II.12) et après des calculs simples, (II.11) s'écrit comme suit:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \cos \theta_r + \frac{1}{L_q} \varphi_a P \omega_r \sin \theta_r \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \sin \theta_r - \frac{1}{L_q} \varphi_a P \omega_r \cos \theta_r \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On pose

$$\begin{cases} e_\alpha = -\varphi_a P \omega_r \sin \theta_r \\ e_\beta = \varphi_a P \omega_r \cos \theta_r \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

e_α et e_β sont dites les forces électromotrices de rotation de la machine selon (α, β) .

L'équation (II.13) devient :

$$\begin{aligned}\frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L_q}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q}e_\alpha - \frac{1}{L_q}\frac{d\varphi_\alpha}{dt}\cos\theta_r \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L_q}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q}e_\beta - \frac{1}{L_q}\frac{d\varphi_\alpha}{dt}\sin\theta_r\end{aligned}\quad (\text{II.15})$$

Le modèle d'état complet de la machine peut se présenter comme suit [36]:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q}e_\alpha - \frac{1}{L_q}\frac{d\varphi_\alpha}{dt}\cos\theta_r \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q}e_\beta - \frac{1}{L_q}\frac{d\varphi_\alpha}{dt}\sin\theta_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J}\varphi_\alpha(i_\beta\cos\theta_r - i_\alpha\sin\theta_r) - \frac{f}{J}\omega_r - \frac{c_r}{J} \\ \frac{d\theta_r}{dt} = P\omega_r \end{cases}\quad (\text{II.16})$$

Pour le cas où $L_d = L_q$ le système devient:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q}e_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q}e_\beta \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J}\varphi_f(i_\beta\cos\theta_r - i_\alpha\sin\theta_r) - \frac{f}{J}\omega_r - \frac{c_r}{J} \\ \frac{d\theta_r}{dt} = P\omega_r \end{cases}\quad (\text{II.17})$$

Le concept " *Active Flux* " permet d'obtenir d'une manière facile et simple un modèle unifié de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère fixe (α, β) . Contrairement à l'approche de modélisation traditionnelle. Ce nouveau modèle présente les avantages suivants:

- Le nouveau modèle est indépendant des paramètres de la matrice d'inductance du moteur.
- Le nouveau modèle découvre une grande similitude et équivalence entre MSAP-PS et le MSAP-PL avec un flux magnétique réel pour MSAP-PS dans le repère (α, β) .
Le modèle obtenu est valable pour les deux type de la MSAP dans le repère (α, β) .

Par conséquent, toutes les méthodes de commande sans capteur proposés pour les MSAP-PL peuvent être appliquées directement et facilement aux MSAP-PS.

- La formule des FEM induite par le flux actif de la MSAP-PS est exactement similaire à celle présentée par la MSAP-PL
- Le modèle dynamique de la MSAP-PS proposé basé sur le flux actif est plus simple que le modèle dynamique présenté dans [25] qui basé sur la FEM étendue et le modèle présenté par [26] qui basé sur le flux fictif.

4. Validation du nouveau modèle de la MSAP-PS sur MATLAB / Simulink:

La validation de modèle proposé sera effectuée en boucle ouverte puis en boucle fermée en utilisant une commande vectorielle avec des régulateurs PI.

4.1 Résultats de Simulation en boucle ouverte

Le modèle du MSAP proposé est supposé respecter les hypothèses de simplification établies au chapitre I. La simulation du nouveau modèle de MSAP-PS dans le repère fixe (α , β) en utilisant MATLAB / Simulink donne les résultats ci-dessous. La machine ne pouvant être alimentée directement du réseau 380/50Hz est synchronisée tel que le rapport (V/f) soit fixe jusqu'à la tension et la fréquence nominale du réseau.

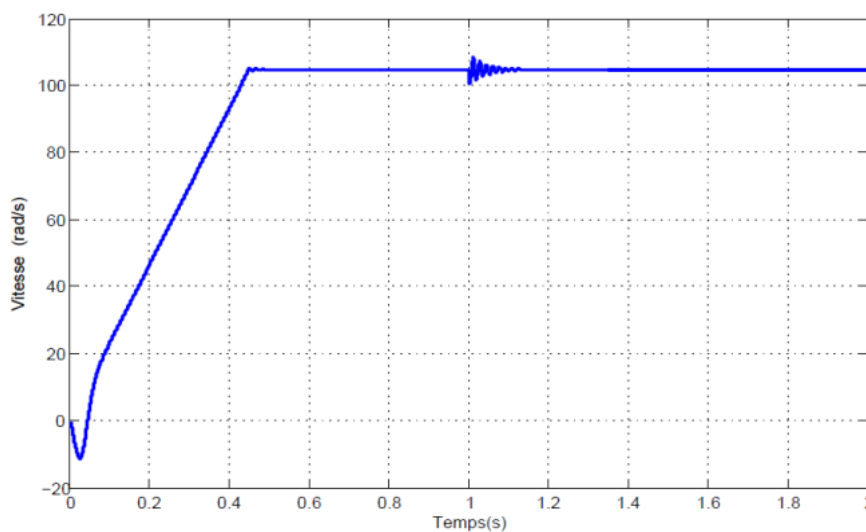


Figure 2.2 Vitesse du rotor de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle

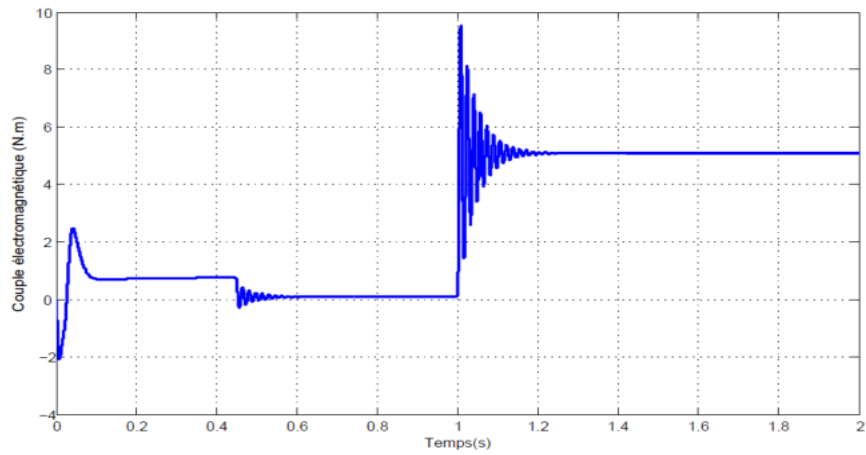


Figure 2.3 Couple électromagnétique de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle.

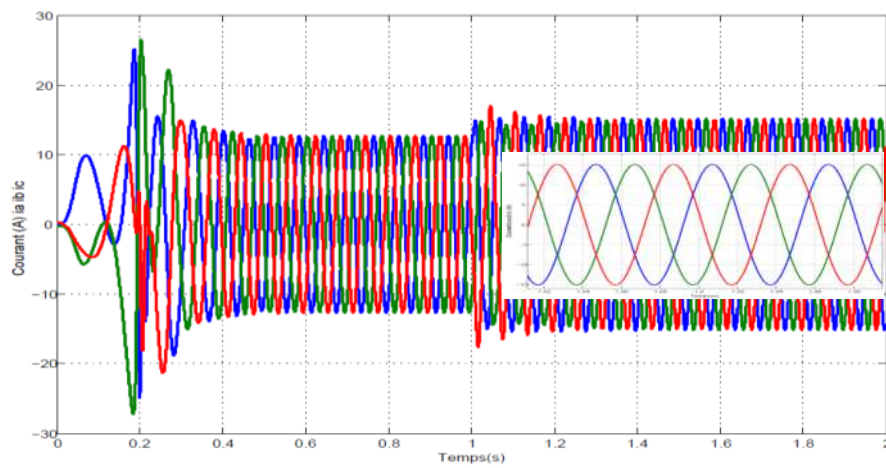


Figure 2.4 Les courants i_{abc} de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle.

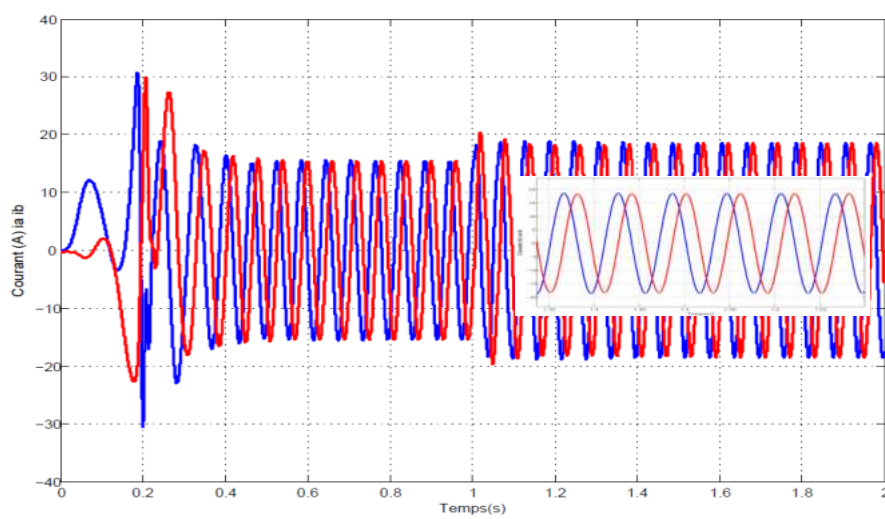


Figure 2.5 Les courants $i_\alpha i_\beta$ (A) de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle.

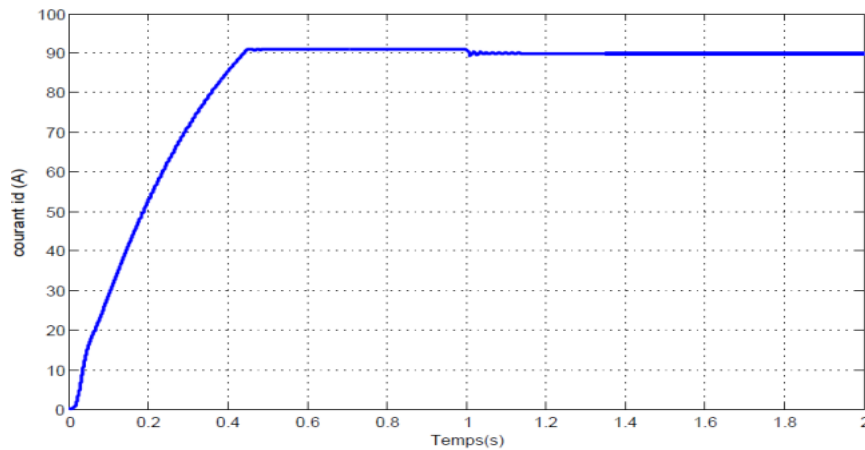


Figure 2.6 Le courants i_d de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle.

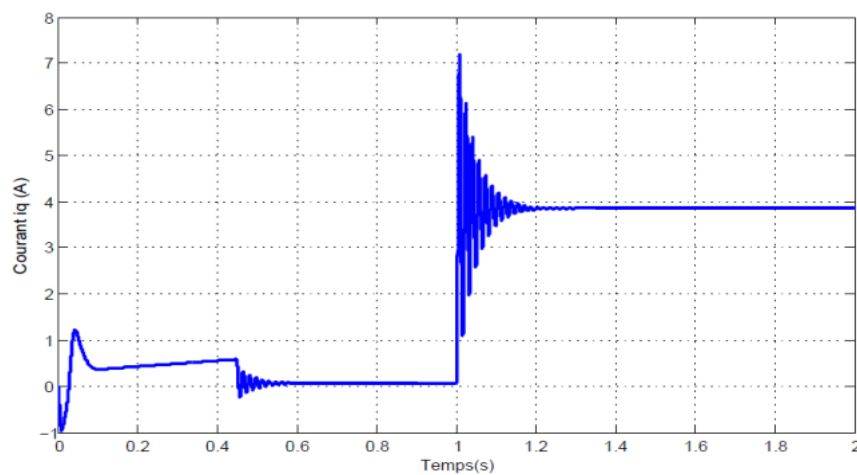


Figure 2.7 Le courants i_q de la MSAP-PS en utilisant le nouveau modèle

Nous avons présenté sur les figure de (2.2) à (2.7) : la vitesse, le couple électromagnétique, Les courants i_{abc} , Les courants statorique $i_\alpha i_\beta$, et les deux courants i_d , i_q de la MSAP-PS. Les résultats obtenus a partir de nouveau modèle sont globalement satisfaisants, les réponses sont très rapides et stables.

Dans ce qui suit une étude comparative en boucle fermée permettra d'assurer l'efficacité de modèle proposé pour simplifier l'étude de l'observabilité de la machine.

4.2 Simulation de la commande vectorielle de MSAP :

L'objectif principal de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MSAP est d'orienter le flux rotorique suivant l'axe d . Cette stratégie consiste à maintenir l'axe d constamment aligné sur le vecteur flux de l'aimant [37]. (Une étude détaillée de la commande vectorielle de MSAP sera présentés sur l'annexe B).

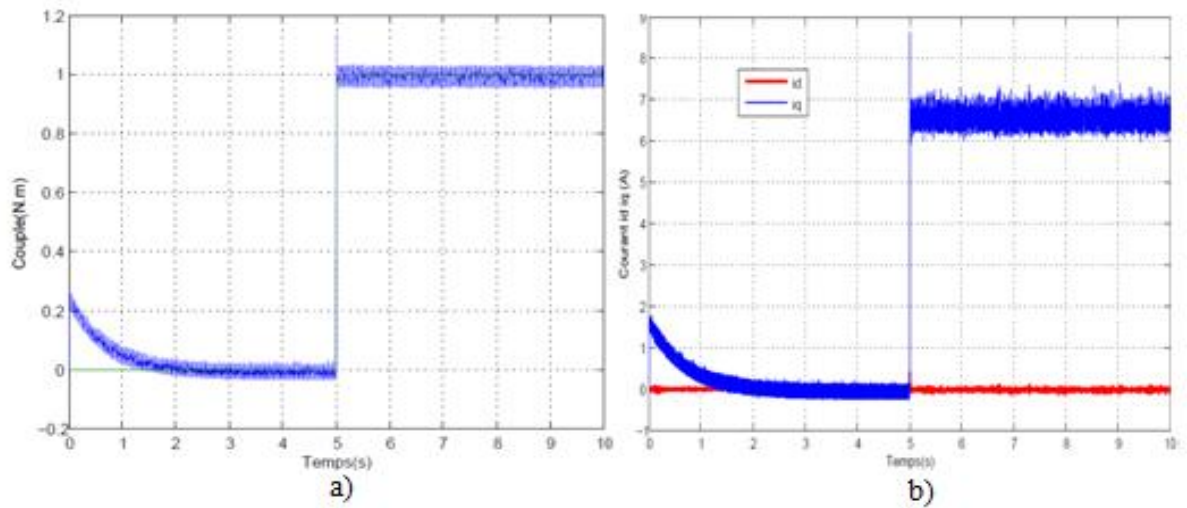


Figure 2.10 a) Couple électromagnétique de la MSAP-PS b) Les courants $i_d i_q$ de la MSAP-PS

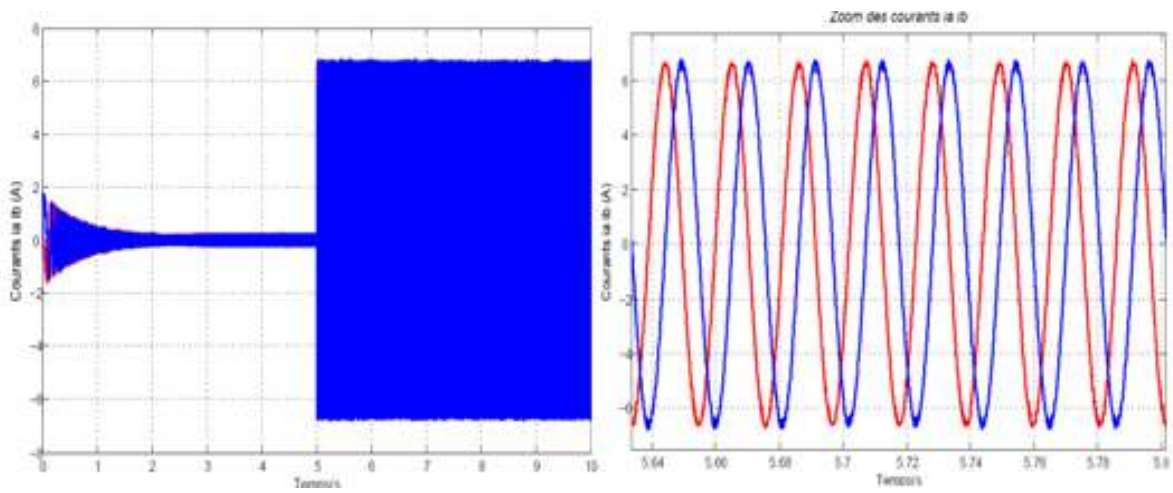


Figure 2.11 Les courants $i_\alpha i_\beta$ de la MSAP-PS

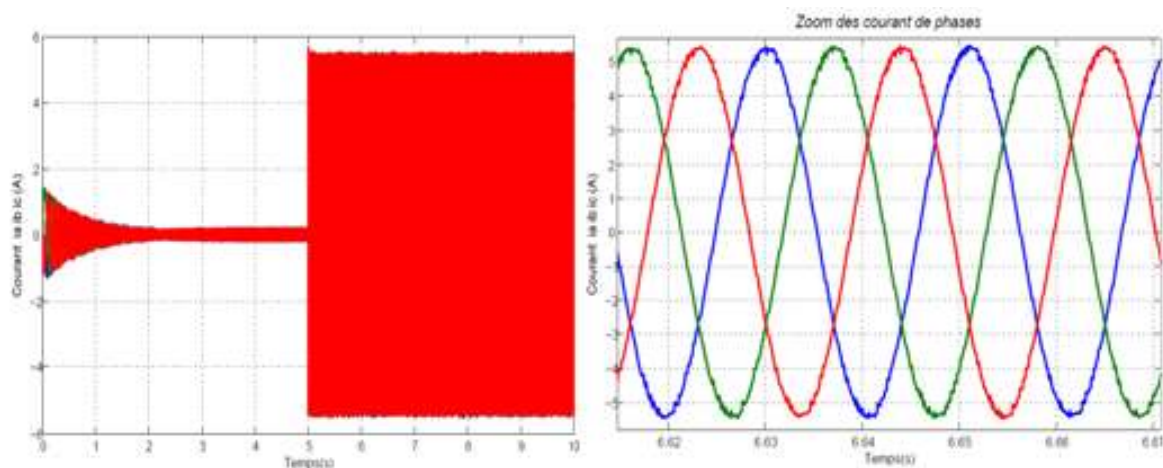


Figure 2.12 Les courants i_{abc} de la MSAP-PS

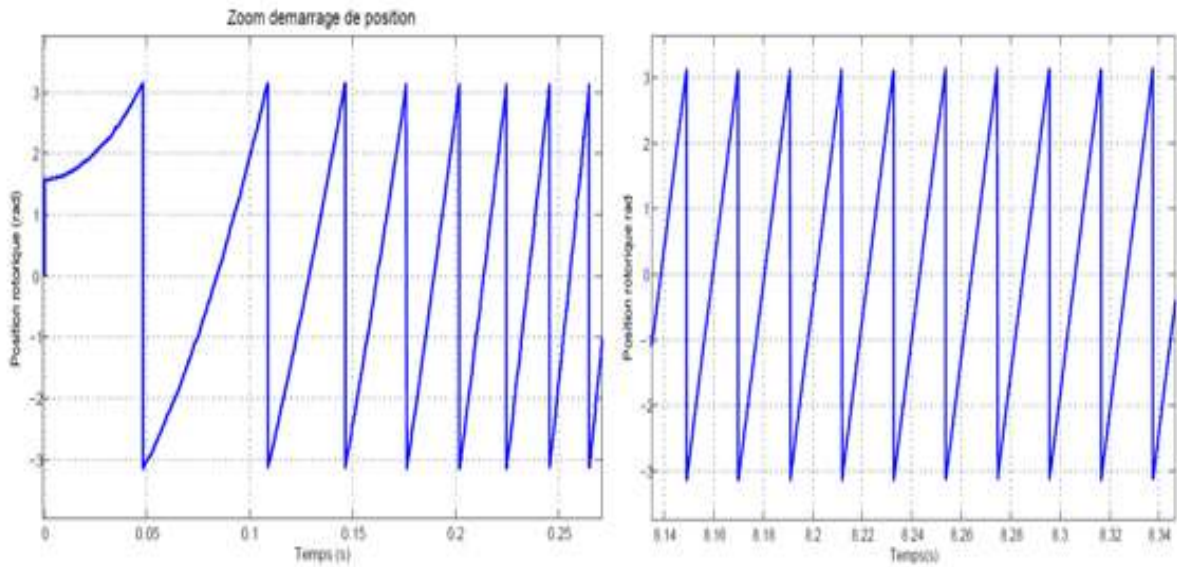


Figure 2.13 La position rotorique de la MSAP-PS

Les résultats de simulation illustrée sur les figures ci-dessus, confirment l'efficacité de notre modèle proposé:

La figure (2.9) présente les allures de la vitesse mesurée et la vitesse de référence. On remarque que la vitesse mesurée suit parfaitement la vitesse de référence. La figure (2.10) présente le couple électromagnétique de la MSAP-PS et les courants i_d i_q de la MSAP-PS respectivement. La composante du courant statorique i_q est proportionnelle à la variation du couple de charge par contre sa composante sur l'axe d reste constante et nulle. Les figures (2.11), (2.12) et (2.13) présentent les courants statorique i_α i_β , i_{abc} et la position rotorique de MSAP-PS respectivement. Les résultats obtenus sont très satisfaisants confirmant l'efficacité de notre modèle proposé dans le repère fixe (α, β) .

5. Observabilité du modèle unifiés des machines synchrones à aimants permanents (MSAP):

Le modèle proposé de la MSAP facilite l'étude de son observabilité, surtout à vitesse nulle. Dans cette partie nous étudierons l'observabilité de système on se basant sur les deux modèles: électromécanique et FEM.

5.1 Etude de l' Observabilité par le modèle électromécanique:

Les équations d'état du modèle électromécanique de la MSAP à pôles saillant peuvent se présenter comme suit [36]:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_q} x_1 + \frac{u_\alpha}{L_q} + \frac{\varphi_a P}{L_q} x_3 \sin x_4 - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \cos x_4 \\ -\frac{R}{L_q} x_2 + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{\varphi_a P}{L_q} x_3 \cos x_4 - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \sin x_4 \\ \frac{3P}{2J} \varphi_a (x_2 \cos \theta_r - x_1 \sin \theta_r) - \frac{f}{J} x_3 - \frac{C_r}{J} \\ Px_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

avec:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{pmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix}, \quad y = [i_\alpha, i_\beta]^t; \quad U = [u_\alpha, u_\beta]^t$$

soit:

$$f(x) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_q} x_1 + \frac{u_\alpha}{L_q} + \frac{\varphi_a P}{L_q} x_3 \sin x_4 - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \cos x_4 \\ -\frac{R}{L_q} x_2 + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{\varphi_a P}{L_q} x_3 \cos x_4 - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \sin x_4 \\ \frac{3P}{2J} \varphi_a (x_2 \cos \theta_r - x_1 \sin \theta_r) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{C_r}{J} \\ Px_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 20})$$

et

$$h(x) = y$$

La matrice d'observabilité peut être calculée avec des dérivées de la sortie jusqu'à l'ordre 3 ($n = 4$).

$$J_1 = \frac{\partial}{\partial x} O_1(x) = \begin{pmatrix} dh_1 \\ dh_2 \\ dL_f h_1 \\ dL_f h_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$J_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_1} & \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_2} & \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_3} & \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_1} & \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_2} & \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_3} & \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_4} \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

L'analyse d'observabilité du MSAP est vérifiée si le rang de la matrice J_1 est égal à $n = 4$.

Le déterminant de la matrice J_1 est

$$D_1 = \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_3} \cdot \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_4} - \frac{\partial L_f^1 h_2}{\partial x_3} \cdot \frac{\partial L_f^1 h_1}{\partial x_4} \quad (\text{II.23})$$

$$D_1 = \left(\frac{\varphi_a P}{L_q} \sin x_4 \right) \left(\frac{\varphi_a P^2}{L_q} x_3^2 \sin x_4 - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} P x_3 \cos x_4 \right) - \left(\frac{\varphi_a P^2}{L_q} x_3^2 \cos x_4 + \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} P x_3 \sin x_4 \right) \left(-\frac{\varphi_a P}{L_q} \cos x_4 \right)$$

$$D_1 = \left(\frac{\varphi_a P}{L_q} \right)^2 x_3 \sin x_4^2 - \frac{\varphi_a P^2}{L_q^2} \frac{d\varphi_a}{dt} x_3 \sin x_4 \cos x_4 + \left(\frac{\varphi_a P}{L_q} \right)^2 x_3 \cos x_4^2 + \frac{\varphi_a P^2}{L_q^2} \frac{d\varphi_a}{dt} x_3 \cos x_4 \sin x_4$$

$$D_1 = \left(\frac{P \varphi_a}{L_q} \right)^2 x_3 \quad (\text{II.24})$$

➤ Pour MSAP-PL ($\varphi_a = \varphi_f$):

$$D_1 = \left(\frac{P\varphi_f}{L_q} \right)^2 x_3 \quad (\text{II. 25})$$

Le déterminant est dépend seulement de x_3 , et on remarque que

- pour $x_3 = \omega_r \neq 0$, la MSAP-PL est observable.
- pour $x_3 = \omega_r = 0$, l'observabilité de la MSAP-PL est perdue.

➤ Pour MSAP-PS:

$$D_1 = \left(\frac{P\varphi_a}{L_q} \right)^2 x_3 \quad (\text{II. 26})$$

Le déterminant dépend de x_3 et φ_a , et on remarque que

- pour $x_3 = \omega_r \neq 0$, la MSAPS est observable.
- pour $x_3 = \omega_r = 0$, La MSAPS n'est plus observable.

En se basant sur le modèle électromécanique proposé, on trouve que les deux types de la machine synchrone à aimant permanent PL et PS peuvent perdre la caractéristique d'observabilité si la vitesse est nulle, Cependant, la condition $\omega_r = 0$ n'est pas une condition suffisante pour conclure que le MSAP-PL et MSAP-PS ne sont pas observables. Pour rétablir l'observabilité il a été utilisé plusieurs autres solutions comme cela a été démontré dans plusieurs publications, entre autres le calcul des dérivées d'ordre supérieur [14] ou la méthode d'injection de courants à HF pour l'observation de la vitesse [19] et [20].

5.2 Etude de l'Observabilité par le modèle à F.E.M:

On supposera que la vitesse varie lentement, c'est-à-dire, que l'on peut admettre par approximation que $\omega_r \approx 0$. Ainsi, les courants (i_α, i_β) et les tensions statoriques (u_α, u_β) étant mesurables, le modèle d'état en fonction des courants et des FEM peut s'écrire comme suit [36] :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q} e_\alpha - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \cos \theta_r \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q} e_\beta - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \sin \theta_r \\ \frac{de_\alpha}{dt} = -\frac{d\varphi_a}{dt} P\omega_r \sin \theta_r - P\omega_r e_\beta \\ \frac{de_\beta}{dt} = \frac{d\varphi_a}{dt} P\omega_r \cos \theta_r + P\omega_r e_\alpha \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Pour analyser l'observabilité du système (II.24), on définit les vecteurs d'entrées et de sorties comme suit:

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}; \quad y = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Le calcul de la première dérivée donne la matrice suivante:

$$J_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R}{L_q} & 0 & -\frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{pmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Le déterminant de la matrice J_2 est:

$$D_2 = \frac{1}{L_q^2} \quad (\text{II.29})$$

En se basant sur le modèle back-EMF, on peut déduire que les deux types de la machine synchrone à aimant permanent PL et PS sont observables quelle que soit la vitesse. Cependant, à vitesse nulle, puisque les FEM sont nuls, la position est indéterminée (non observable) comme il est indiqué sur la figure suivante.

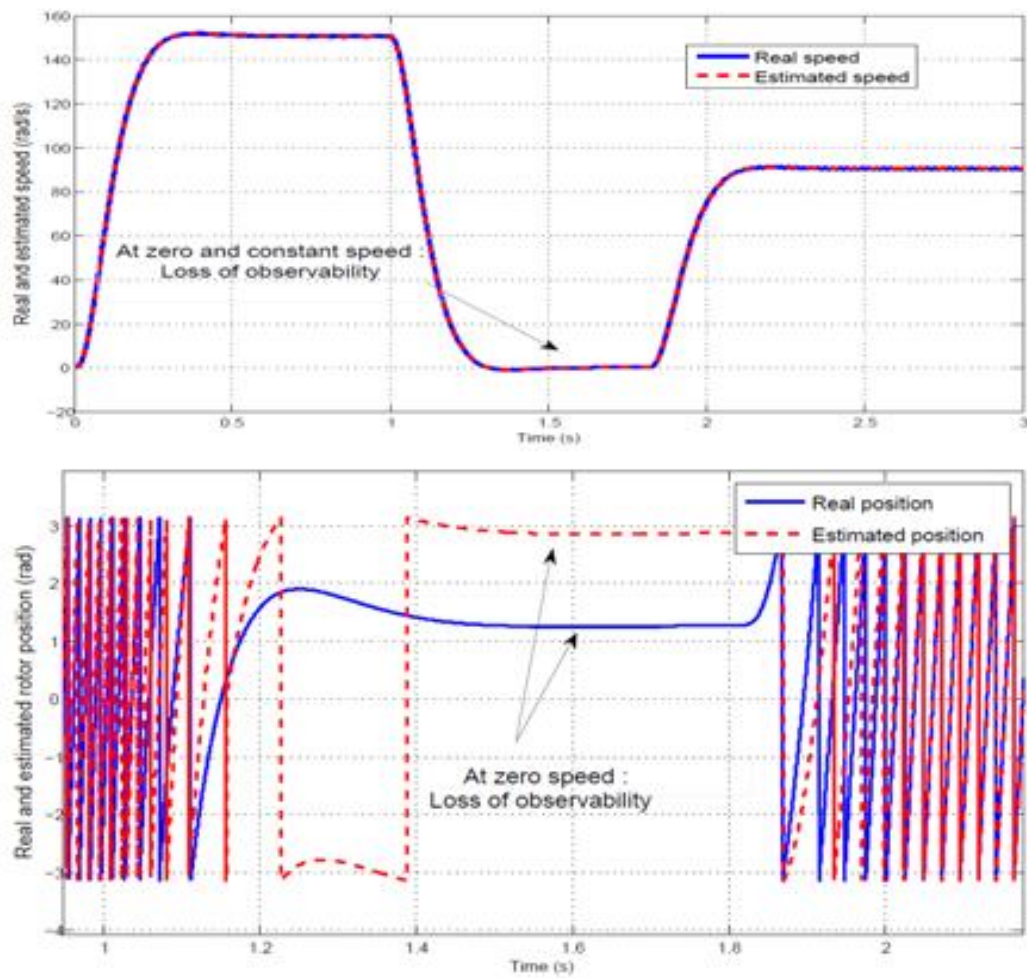


Figure 2.14 Position indéterminée (non observable) pour la MSAP-PS à vitesse nulle

6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une modélisation unifiée de la MSAP (MSAP-PL et MSAP-PS) basé sur le flux actif. Cette modélisation permet d'obtenir un modèle générale pour les deux types de MSAP dans le repère fixe (α, β) . Le modèle proposé a été validé par des simulations sous l'environnement MATLAB/Simulink. Les résultats de simulation de la commande vectorielle montrent que notre modèle proposé est efficace et peut être utilisé pour étudier l'observabilité de la vitesse d'une manière très facile, en se basant soit sur le modèle électromagnétique soit sur le modèle de la FEM.

CHAPITRE III

*Observateur et estimateur
unifiés de la MSAP sans
capteur mécanique*

1. Introduction

Le modèle unifié proposé dans le chapitre précédent est particulièrement intéressant pour la synthèse des observateurs de vitesse et de position de la MSAP, dans le cadre de la commande sans capteur de position.

Un observateur ou reconstituteur d'état est un capteur logiciel définie par un algorithme mathématique qui repose sur un modèle de connaissance (ici modèle électromécanique et modèle à F.E.M). Il permet de reconstituer des variables d'état internes d'un système à partir des entrées et des sorties du système réel. Alors, l'observateur ou l'estimateur d'état a pour entrées les entrées du système réel et pour sorties le vecteur d'état estimé [38]. En général, l'observation se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des états à partir du modèle proche du système original. La réduction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés se fait soit par la multiplication par un gain soit par la minimisation de cette différence par des méthodes d'optimisation. L'utilisation des observateurs d'état dans les structures de commandes des machines électriques est une tendance qui ne cesse de croître. Initialement, le but de l'observation était d'estimer les grandeurs difficiles à mesurer, afin d'améliorer les performances de la commande. Actuellement, un observateur est utilisé pour plusieurs objectifs par exemple, La commande sans capteur, l'identification des paramètres et la commande tolérante aux défauts. Pour la commande sans capteur, l'objectif est de remplacer certains capteurs dans le but de réduire les coûts et d'améliorer la fiabilité. Plusieurs techniques d'estimation existent aujourd'hui. La majorité de ces techniques utilisent un observateur d'état qui, à partir des mesures des courants et de la connaissance des tensions, estiment les variables désirées (position, vitesse, flux, etc.) [1]. Plusieurs méthodes d'estimation de la position et de la vitesse de la machine synchrone ont été proposées dans la littérature. Nous pouvons distinguer les méthodes d'injection du signal à haute fréquence [39] [40][41] [42] [43] [44] [45] [46], les techniques Adaptatifs avec Modèle de Référence (MRAS) [47] [48] [49] [50] [51], les techniques basées sur l'intelligence artificielle [52] [53] [54], les observateurs d'état d'ordre complet et d'ordre réduit [55] [56] [57] [58], le filtre de Kalman qui a été largement utilisé dans la commande sans capteur [59] [60] [61] [62] [63] [64] [65] , l'observateur de Luenberger [66] [67] [68], les observateurs à modes glissants soit d'ordre un [69][70] soit d'ordre supérieur [71][72][73], l'observateur à grand gain [74][75], les observateurs basés sur l'estimation de la FEM [76][77], etc. Ces méthodes de commande sans capteur mécanique proposées pour les machines synchrone à aimants permanents sont performantes en hautes et moyennes vitesses mais ne sont pas adaptées aux opérations en basses vitesses et surtout à l'arrêt où les variables mécaniques d'une MSAP

ne sont plus connus et observables. Le fonctionnement d'un système à l'aide de toutes les méthodes citées précédemment n'est par conséquent plus garanti.

Ce chapitre est destiné à la présentation des méthodes de conception des observateurs et des estimateurs unifiés pour les deux types de la MSAP, de la position et de la vitesse du rotor dans une large gamme de vitesse. Dans une première partie, un nouveaux observateur basé sur le flux actif sera développé et dont les résultats seront comparés à ceux d'un autre observateur basé sur la technique de MRAS classique. La deuxième partie est consacrée au traitement des observateurs non linéaires d'une classe d'observateurs dits, observateurs en mode glissant. Le premier est un observateur d'ordre un basé sur la FEM de rotation induite dans la machine et l'autre est un observateur par modes glissants d'ordre supérieur utilisant la technique super-twisting. La nouveauté est que les deux observateurs qui seront présentés sont basés cette fois sur le concept de flux actif. Chaque présentation sera clôturée par une analyse de la stabilité de l'observateur conçu.

2. *La commande sans capteur de la MSAP :*

La commande sans capteur mécanique est souvent appelé, "commande sans capteur". Dans la littérature anglo-saxonne, elle est dite *sensorless*. Néanmoins, il existe plusieurs appellations pour cette commande dans la communauté scientifique : certains chercheurs tel que Robert D. Lorenz, proposent le terme *self-sensing* [78] à la place de *sensorless*, vu que cette commande nécessite des capteurs de courants et le terme *sans capteur* paraît plutôt commercial. Pour montrer qu'il s'agit d'une commande sans capteur de mouvement, d'autres chercheurs, comme I. Boldea utilisent le terme *motionsensorless* [27]. On peut trouver aussi des travaux sur le sujet sous le terme *mechanical-sensorless*, *speed-sensorless*, *position-sensorless*, *encoderless*, *transducerless*, *tacholeless*, etc. La commande sans capteur (*sensorless*) des machines électriques dont la figure ci après présente la structure générale est une technologie qui continue à se développer, depuis ses premières applications vers la fin des années 1980s. Dans les années 1990s, la commande *sensorless* a subi un grand essor dans ses techniques et technologies. La première génération de commande sans capteur de moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) est basée sur l'intégration de la force contre- électromotrice (FEM). Dans ces approches le moteur ne doit pas fonctionner à basse ou zéro vitesse puisque l'information sur la FEM (back EMF) est trop faible, ses paramètres électriques doivent aussi être les plus précis possible [79]. Les méthode d'estimation de la positions et de vitesse cité auparavant peuvent être classé en deux catégorie [1][80]:

- *Estimation passive*, par observateur d'état, en se basant sur le modèle d'*excitation fondamentale* de la machine.

- **Estimation active, par injection de signaux** (haute-fréquence), en exploitant les *anisotropies magnétiques* de la machine pour détecter la position du rotor .

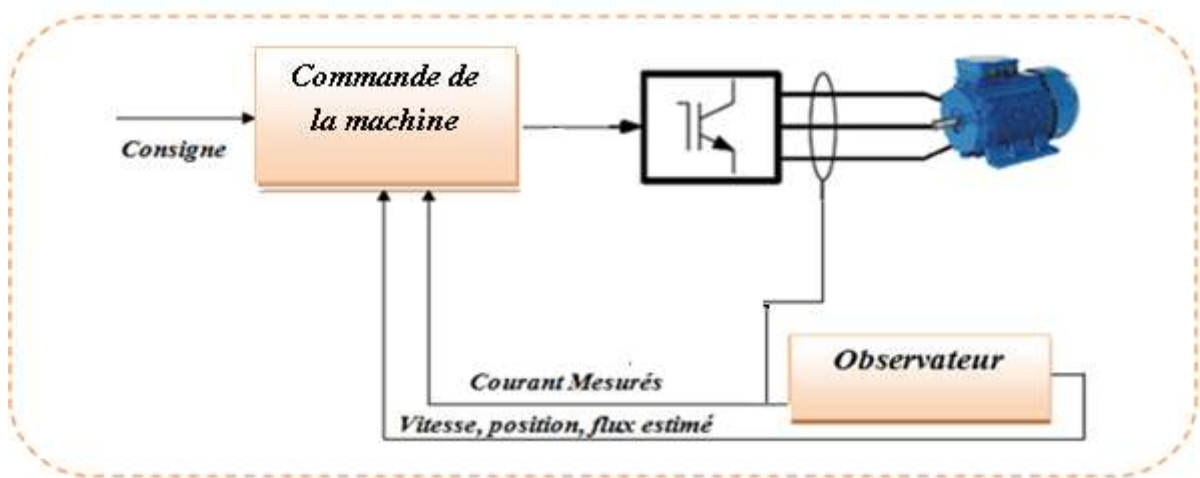


Figure 3.1 Structure générale de commande sans capteur

3. Observateur et estimateurs unifié des machines MSAP

3.1. Estimations de la vitesse et de la position par le Flux actif:

Dans cette partie, nous allons utiliser les composantes du flux actif pour estimer la position de l'arbre de la machine synchrone. Cet estimateur présente un avantage majeur, puisqu'il a une structure identique à celui de toutes les autres machines à courant alternatif. Aussi, il a l'avantage de ne pas nécessiter en entrée la vitesse de rotation contrairement aux autres observateurs de position. De plus, l'utilisation de l'observateur basé sur le flux actif garantit une robustesse relative par rapport aux incertitudes des paramètres, et de bonnes performances dynamiques sur toute la gamme de vitesse [27]. Le flux actif peut être estimé par l'équation du modèle de tension suivant :

$$\varphi_a = \int (u_s - Ri_s) dt - L_q i_s \tag{III.1}$$

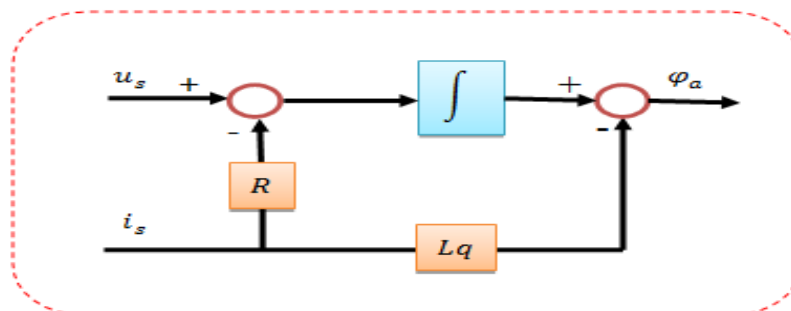


Figure 3.2 Estimateurs du flux actif

L'estimateur du flux actif en coordonnées statoriques est fondamentalement un modèle de tension, où le décalage introduit par l'intégrateur pur et la résistance du stator doivent être compensés, au moins pour les basses vitesses. Les deux composants du flux actif dans l'axe (α, β) sont:

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha\alpha} = \int (u_{\alpha} - Ri_{\alpha})dt - L_q i_{\alpha} \\ \varphi_{\alpha\beta} = \int (u_{\beta} - Ri_{\beta})dt - L_q i_{\beta} \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

L'équation d'estimation de la position du rotor θ_r est déterminée comme suit [44]:

$$\theta_r = \arctan \frac{\varphi_{\alpha\beta}}{\varphi_{\alpha\alpha}} = \arctan \frac{\int (u_{\beta} - Ri_{\beta})dt - L_q i_{\beta}}{\int (u_{\alpha} - Ri_{\alpha})dt - L_q i_{\alpha}} \quad (\text{III. 3})$$

Cette méthode d'estimation est simple permettant d'effectuer les calculs facilement et par conséquent l'obtention de réponses très rapidement. Les problèmes dus à l'intégration pure peuvent en partie être résolue par l'utilisation d'un filtre passe-bas du premier ordre pour remplacer l'intégrateur pur [30] [81]. En fait, nous pouvons adopter un intégrateur modifié qui, sans changer de structure, possède en plus une autre entrée constante. Cet observateur peut fonctionner dans une large plage de vitesse de fonctionnement du moteur.

3.1.1 Résultats de simulation de l'estimateur basé sur le flux actif:

Pour valider cet estimateur, deux tests ont été réalisés sous Matlab/Simulink sur la MSAP-PS. Le premier test est dit cas " nominal" en utilisant les paramètres nominaux de la machine, et l'autre avec variation de la résistance statorique de la machine. Les deux tests ont pour but de vérifier la robustesse de l'estimateur. La structure utilisée pour effectuer les essais est donné par la figure (3.2). où pour maximiser le couple, il est garantie l'identité suivante $i_d = 0$.

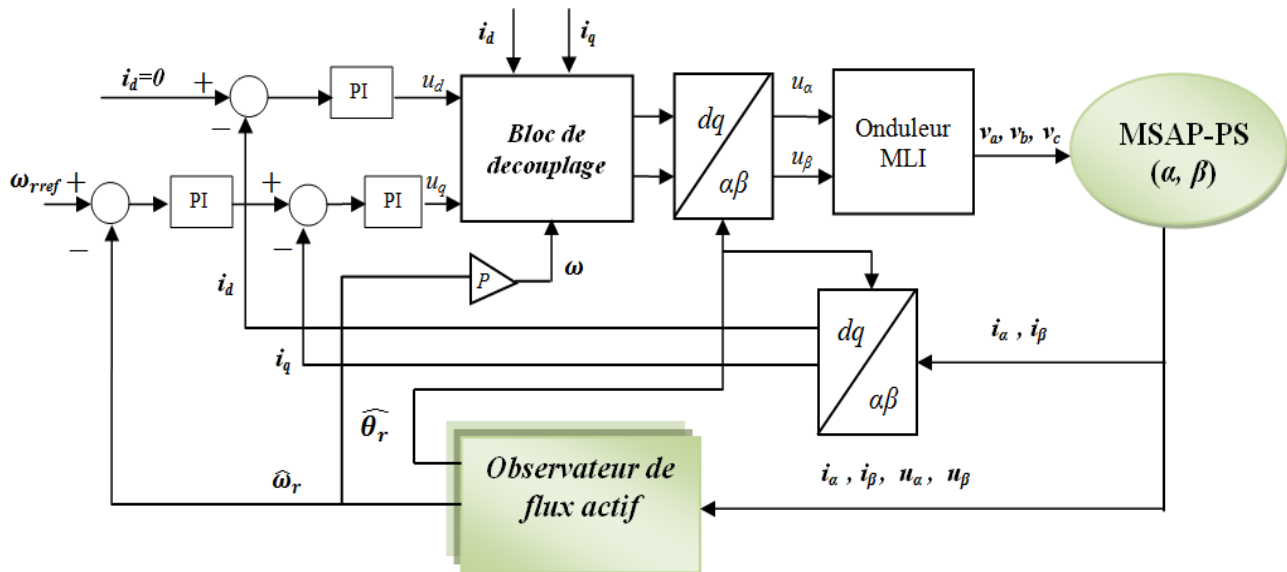


Figure 3.3 Schéma bloc de la commande sans capteur avec l'observateur de flux actif

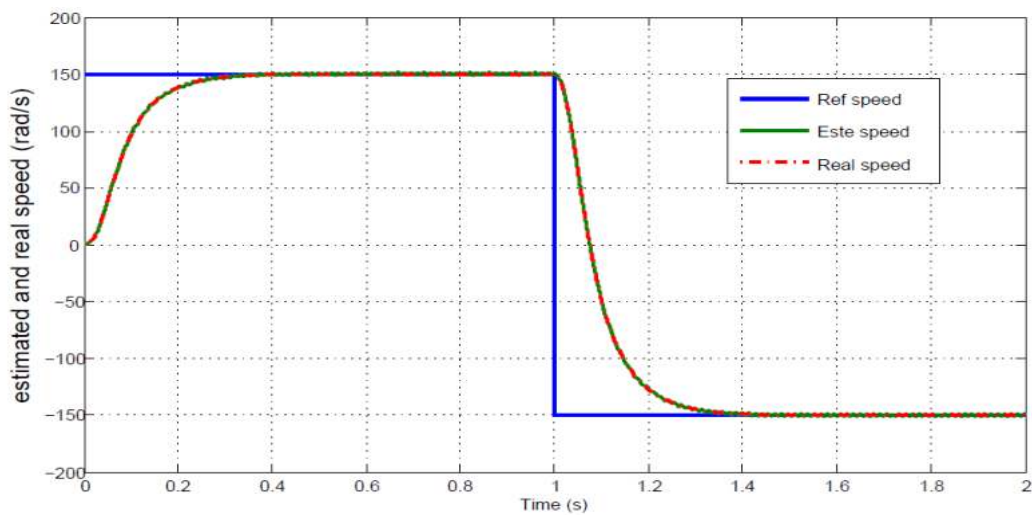


Figure 3.4 a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS (inversion du sens de rotation) .

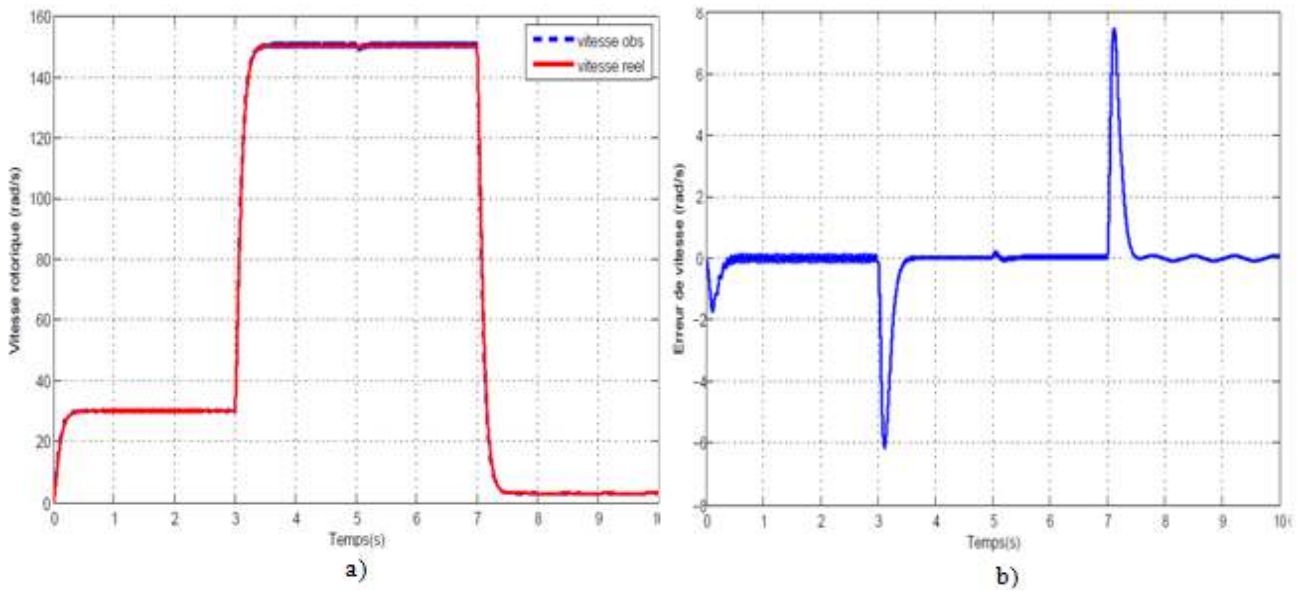


Figure 3.5 a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS b) Erreur de la vitesse

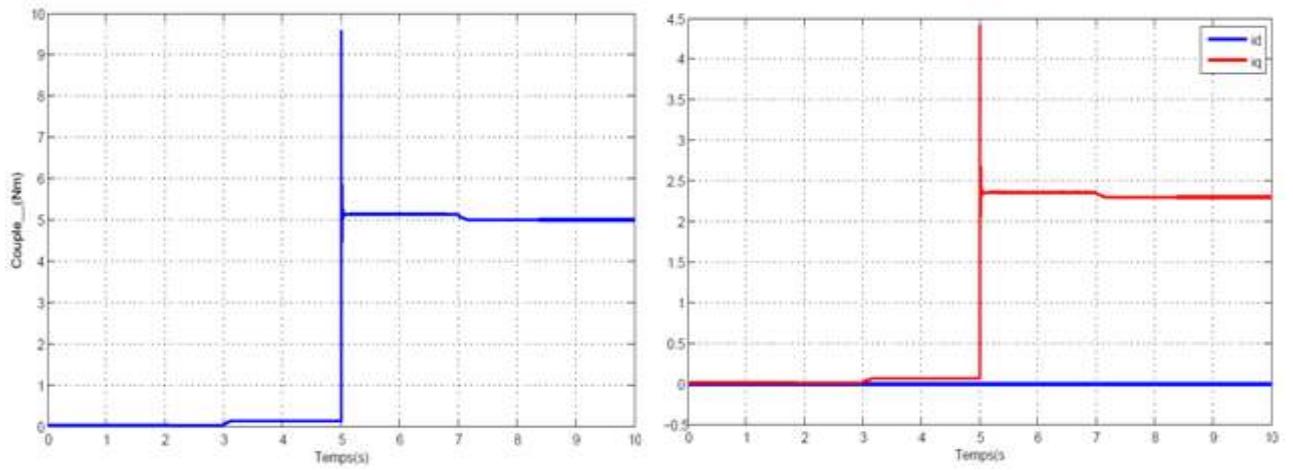


Figure 3.6 a) couple électromagnétique .b) Les courant statorique i_d i_q estimés

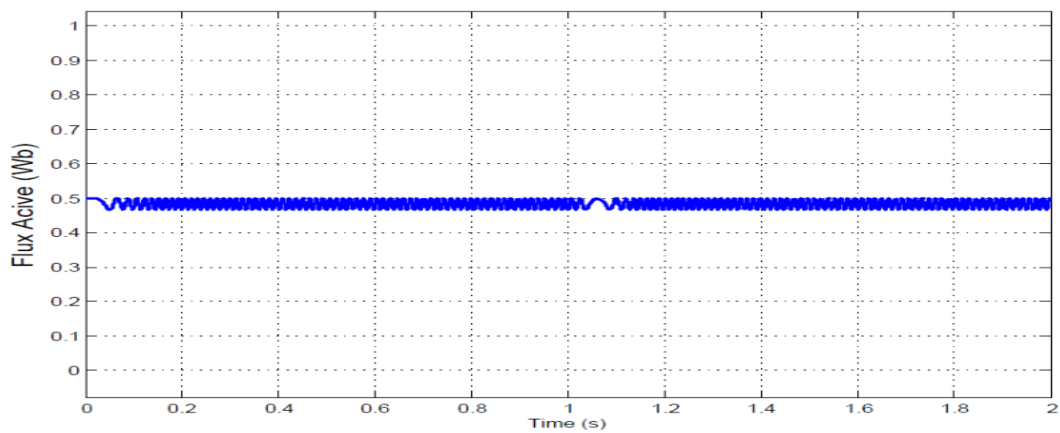


Figure 3.7 flux actif estimé.

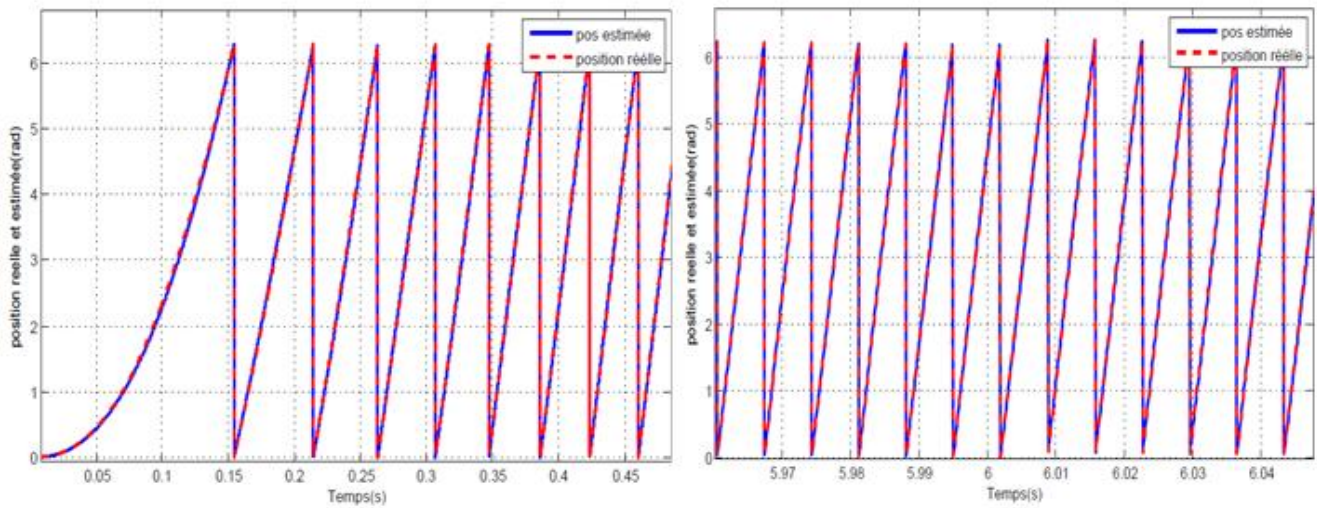


Figure 3.8 Position réelle et estimée

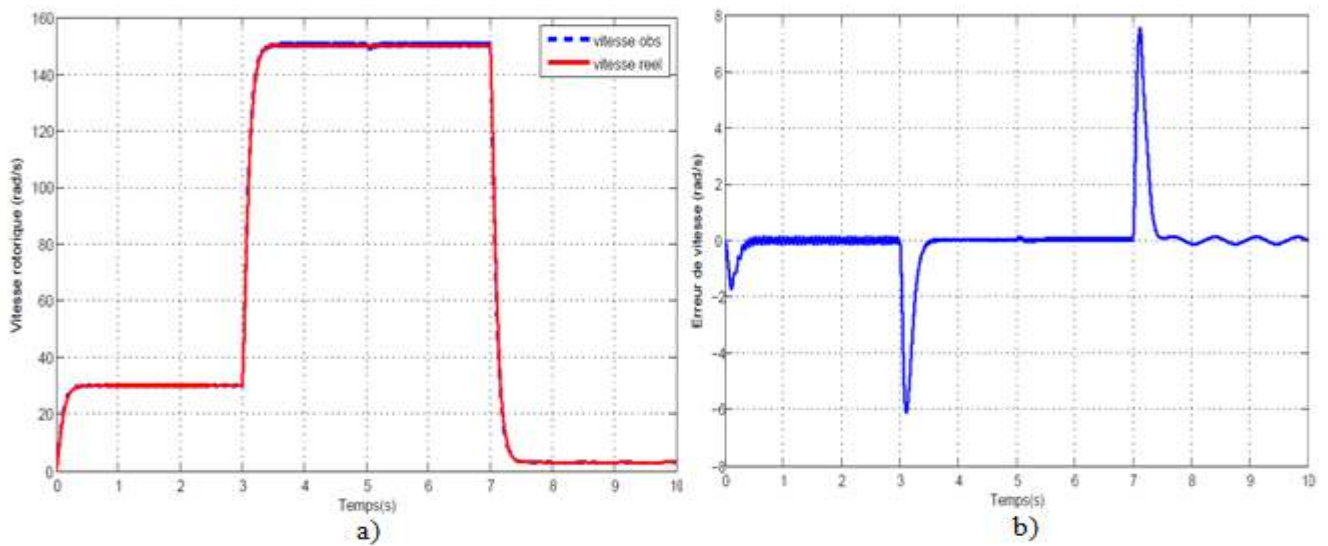


Figure 3.9 a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse à +50 %

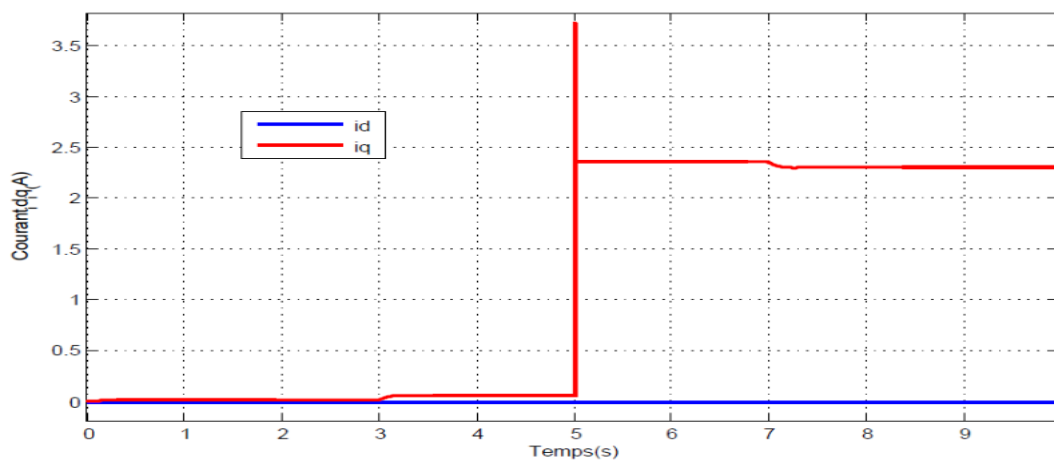


Figure 3.10 Les courant statorique i_d i_q estimés à +50%R

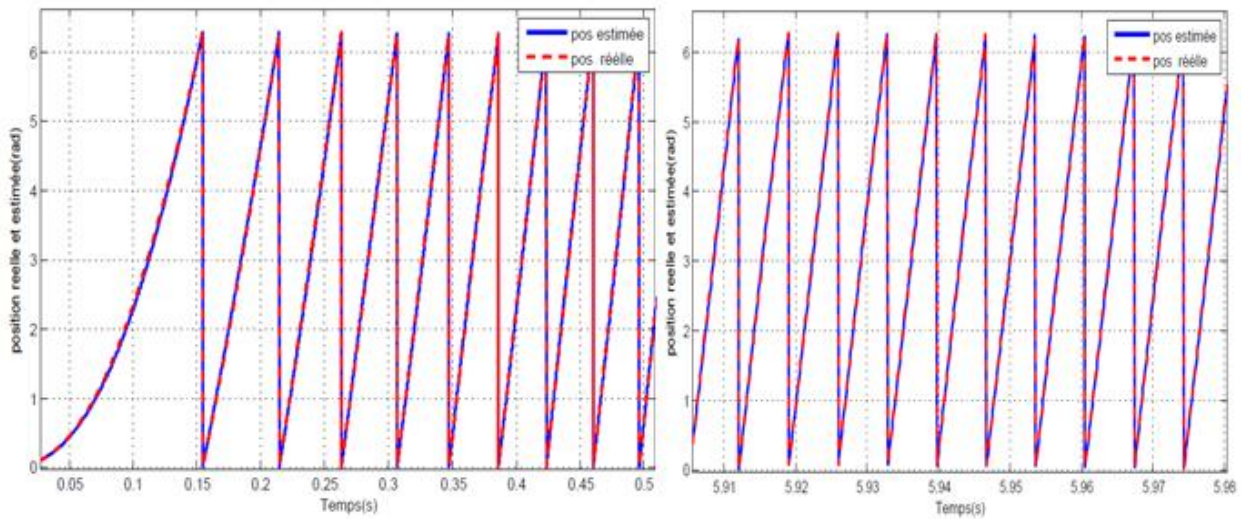


Figure 3.11 Position réelle et estimée à +50%R

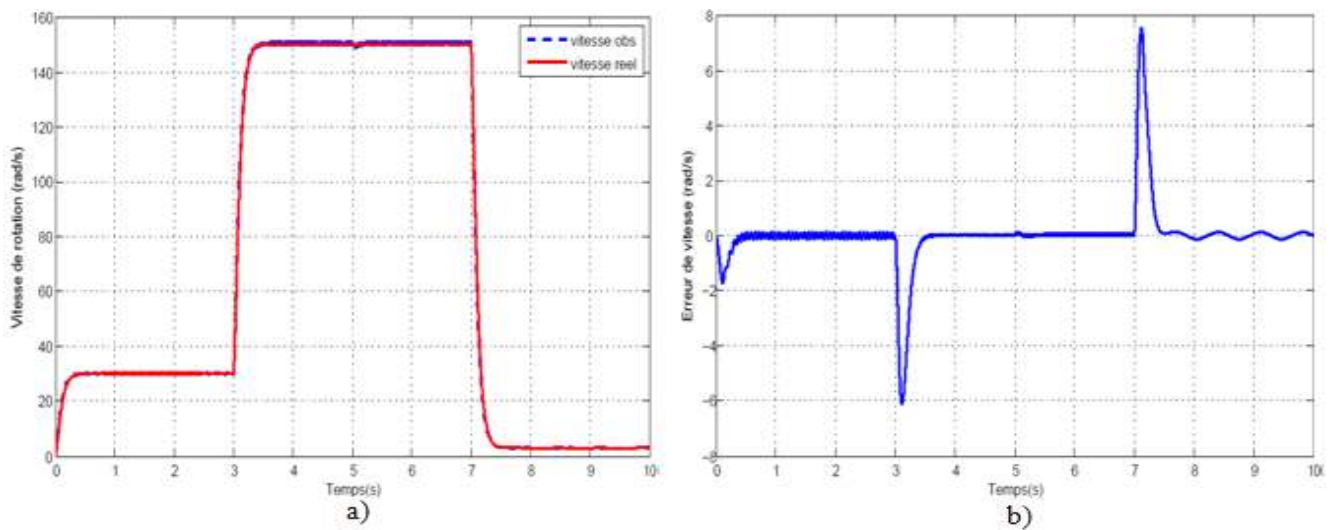


Figure 3.12 a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse à -50 %

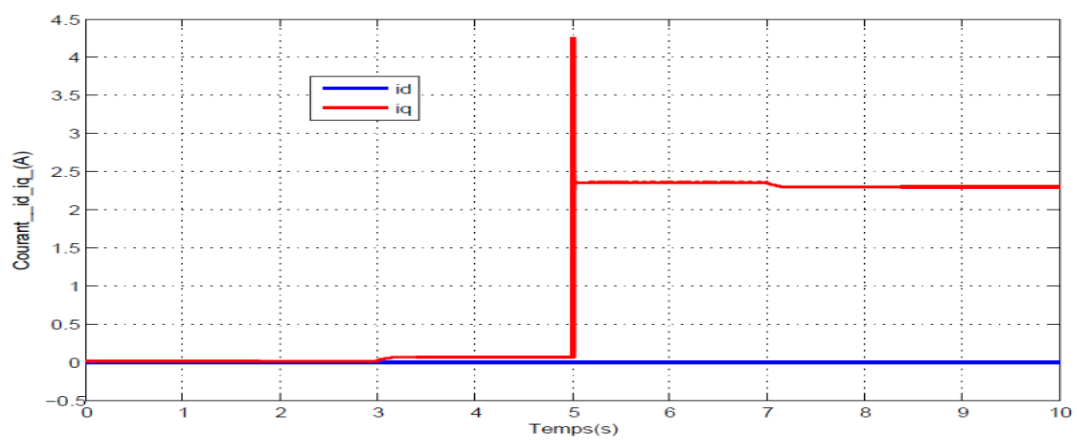


Figure 3.13 Les courant statorique i_d i_q estimés à -50%R

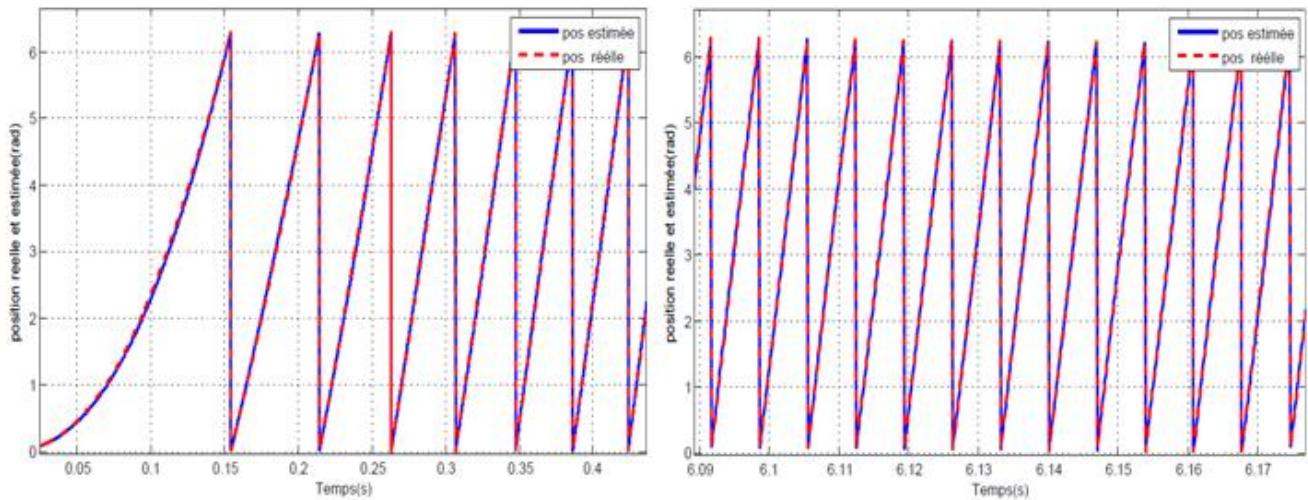


Figure 3.14 Position réelle et estimée à $-50\%R$

Les résultats présentés ci-dessus confirment l'efficacité de notre observateur. La figure (3.4)) montre le test d'inversion du sens de rotation où on remarque que la réponse de la vitesse estimée est semblable à celle mesurée en suivant la vitesse de référence. Ceci nous donne un indice sur la rapidité de l'estimateur. La figure (3.5-a) présente les allures de la vitesse réelle et estimée. Nous pouvons constater que la vitesse mécanique estimée suit bien la vitesse réelle, et que l'erreur d'estimation des variables mécaniques présentée dans la figure (3.5- b) est très faible.. La figure (3.6) présente le comportement du couple électromagnétique et Les courant statorique i_d i_q estimés. La figure (3.7) montre que le flux actif estimé est constant. D'après la figure (3.8), on remarque que la position estimée converge rapidement vers la position réelle. L'observateur a été testé aussi pour des variations paramétriques sur la résistance statorique de $-50\%R$ à $+50\%R$. Les figures de (3.9) à (3.14) présentent de bons résultats, et démontrent une bonne robustesse de l'observateur par rapport aux variations paramétriques.

Les résultats de simulation montrent que le système en boucle fermée avec des régulateurs PI et l'observateur assurent une bonne poursuite et une bonne estimation de la vitesse sur une large plage. Dans la section suivante, nous allons comparer ces résultats aux résultats d'un autre observateur basé sur la technique MRAS.

3.2. Estimation de la vitesse et de la position par la technique MRAS:

Le principe de cette technique est illustré dans la figure (3.15). Elle se compose d'un modèle de référence et d'un modèle ajustable (adaptatif) utilisés pour déterminer les deux composantes du courants statorique et un mécanisme d'adaptation.

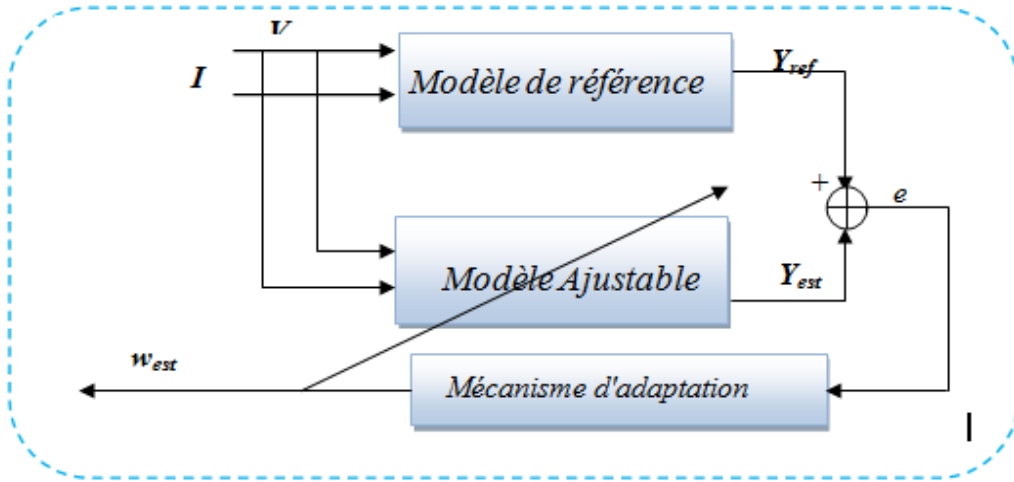


Figure 3.15 Principe de l'estimation de la vitesse par MRAS.

Ainsi l'erreur résultante de la comparaison des sorties des deux modèles est introduite dans un mécanisme d'adaptation, généralement un régulateur PI pour estimer le paramètres d'adaptation qui est dans ce cas la vitesse de rotation.

3.2.1 Synthèse de l'observateur MRAS:

Pour estimer la vitesse rotorique par la technique MRAS, nous présenterons le modèle de la machine (I.11) dans le repère (d, q), sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & P\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -P \frac{\phi_f}{L_q} \omega_r \end{bmatrix} \quad (III. 4)$$

Les deux équations du courant (III.4) dépendent de la vitesse ω_r . Ce système peut être pris comme modèle ajustable. Le moteur lui-même constituant le modèle de référence. Sachant que les deux modèles (de référence et ajustable) utilisent les mêmes entrées (tensions statoriques) [37] [47]. Les deux estimateurs de courants statoriques peuvent se mettre sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & P\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -P\hat{\omega}_r \frac{\varphi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

A partir des équations (III.4) et (III.5), les dynamiques des erreurs des courants statoriques sont :

$$\begin{cases} e_d = i_d - \hat{i}_d \\ e_q = i_q - \hat{i}_q \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Par dérivation les équations deviennent :

$$\begin{cases} \frac{de_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} e_d + P\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} i_q - P \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r \hat{i}_q \\ \frac{de_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} e_q - P\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} i_d + P\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d + P\hat{\omega}_r \frac{\varphi_f}{L_q} - P\hat{\omega}_r \frac{\varphi_f}{L_q} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

En ajoutant et en soustrayant le terme $P \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r i_q$ dans le système (III.7), on obtient:

$$\begin{cases} \frac{de_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} e_d + P\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} e_q + P \frac{L_q}{L_d} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \hat{i}_q \\ \frac{de_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} e_q - P\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} e_d - P \frac{\varphi_f}{L_q} - P \frac{L_d}{L_q} (\omega_r - \hat{\omega}_r) i_d \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En écriture matricielle, les écarts des courants statoriques deviennent :

$$\begin{bmatrix} \frac{de_d}{dt} \\ \frac{de_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & P\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \\ -P \frac{\varphi_f}{L_q} - P \frac{L_d}{L_q} i_d \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (\text{III.9})$$

En utilisant la théorie de Lyapunov pour vérifier la convergence des erreurs ci dessus, l'estimation de la vitesse de rotation sera donnée par le mécanisme suivant (voir détails en Annexe C) :

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r = K_{i\hat{\omega}_r} \int \left[\frac{L_q}{L_d} i_q e_d - \frac{L_d}{L_q} i_d e_q - P \frac{\varphi_f}{L_q} e_q dt \right] + K_{p\hat{\omega}_r} \left[\frac{L_q}{L_d} i_q e_d - \frac{L_d}{L_q} i_d e_q - P \frac{\varphi_f}{L_q} e_q \right] \\ + \hat{\omega}_r(0) \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

3.2.2. Résultats de simulation de l'observateur MRAS:

Les résultats présentés ci-dessous montrent les performances de l'observateur MRAS en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Pour les mêmes paramètres utilisés ci-dessus de la machine MSAP-PS. Les gains de l'observateur MRAS choisis sont tels que $K_{p\hat{\omega}_r_est} = 150$; $K_{i\hat{\omega}_r_est} = 4000$ et les mêmes tests de robustesse qu'auparavant sont effectués pour cet observateur.

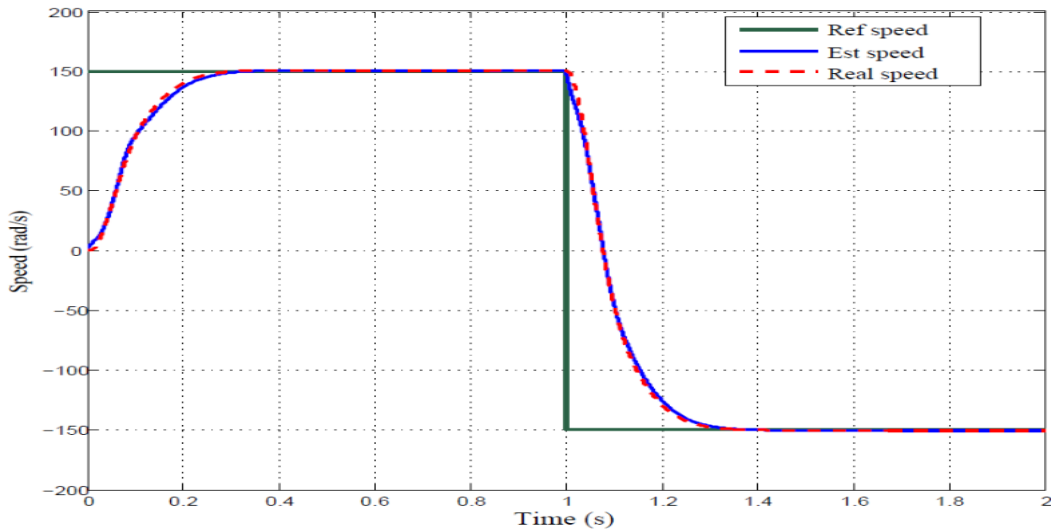


Figure 3.16 Vitesse réelle et estimée (inversion du sens de rotation)

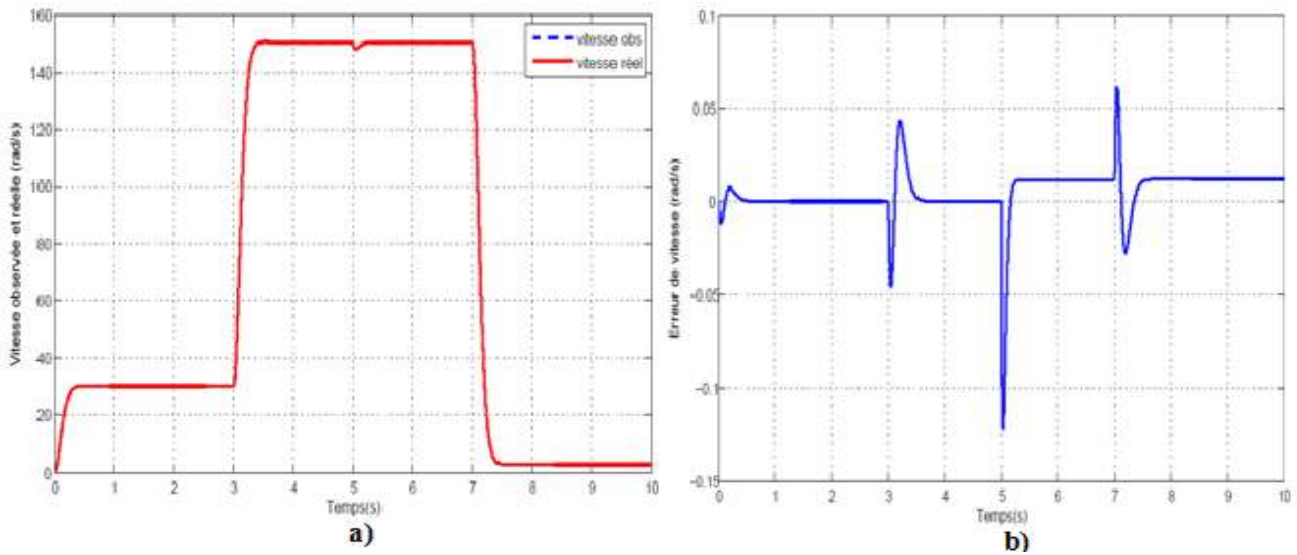


Figure 3.17 a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse

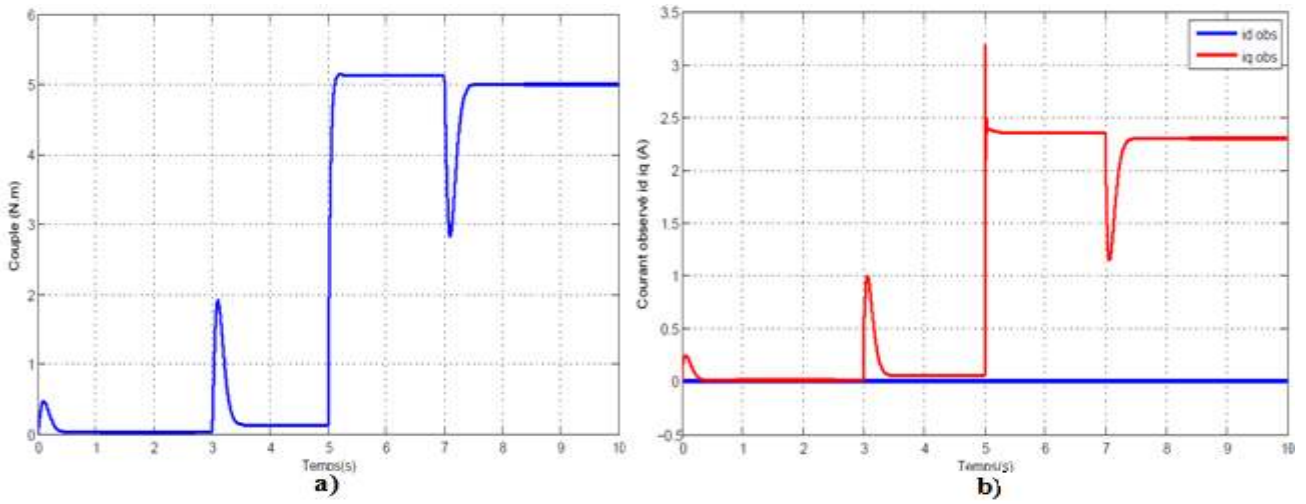


Figure 3.18 a) couple électromagnétique , b) Les courant statorique i_d i_q estimés

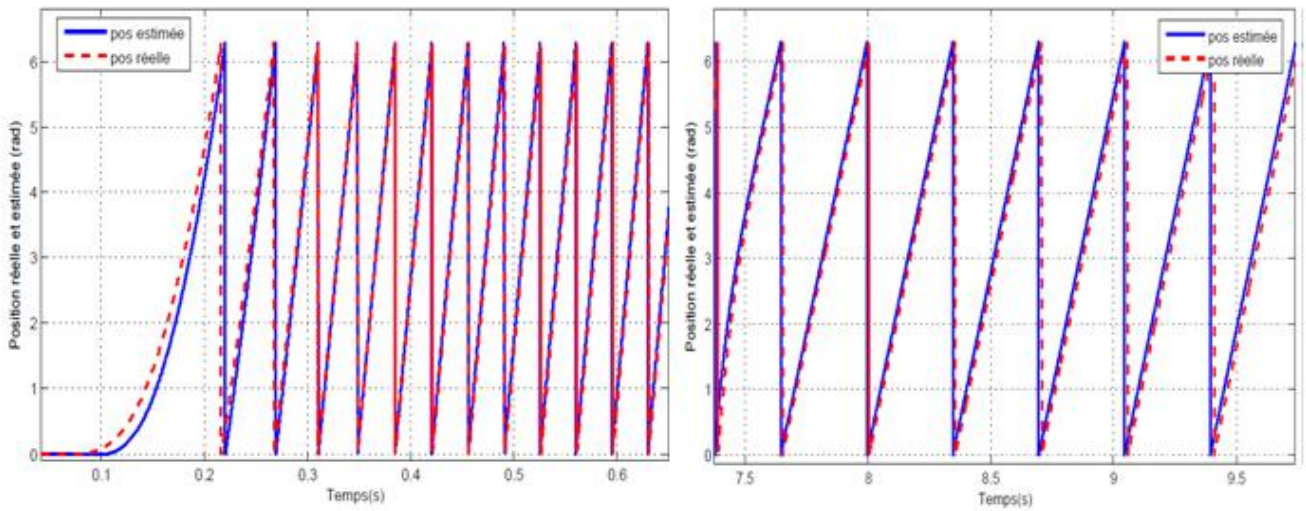


Figure 3.19 Position réelle et estimée.

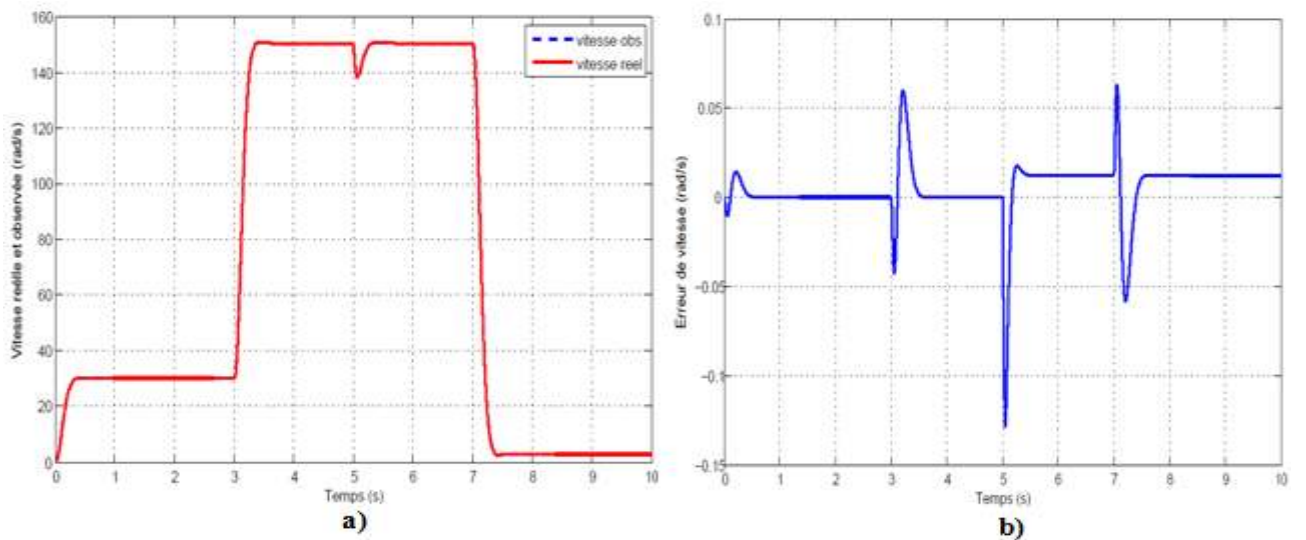


Figure 3.20 a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS à +50 %R, b) Erreur de la vitesse à +50 %R

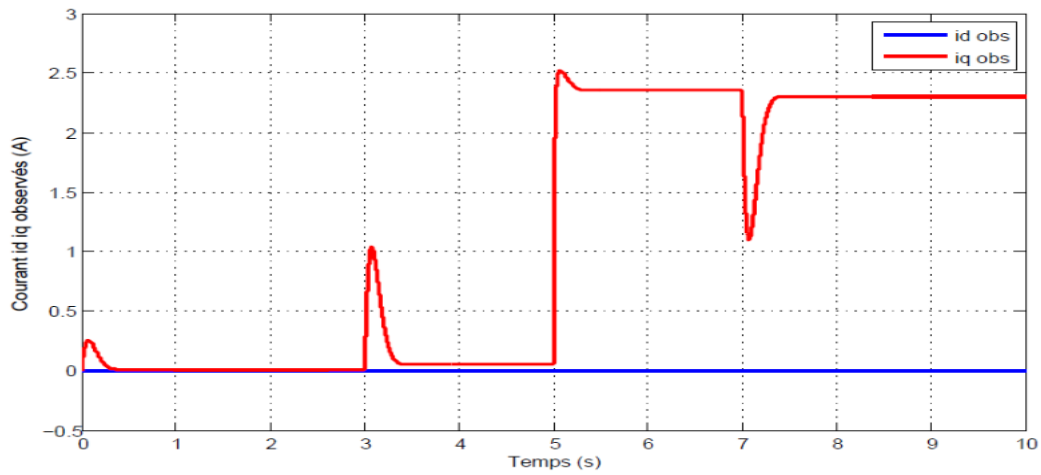


Figure 3.21 Les courant statorique i_d i_q estimés à +50 % R

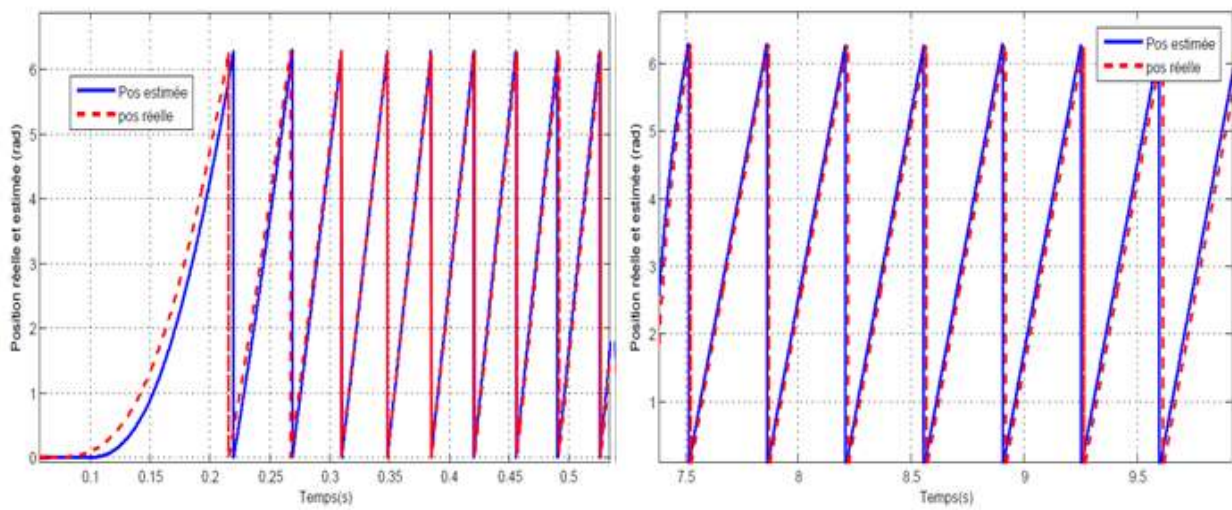


Figure 3.22 Position réelle et estimée à +50 % R .

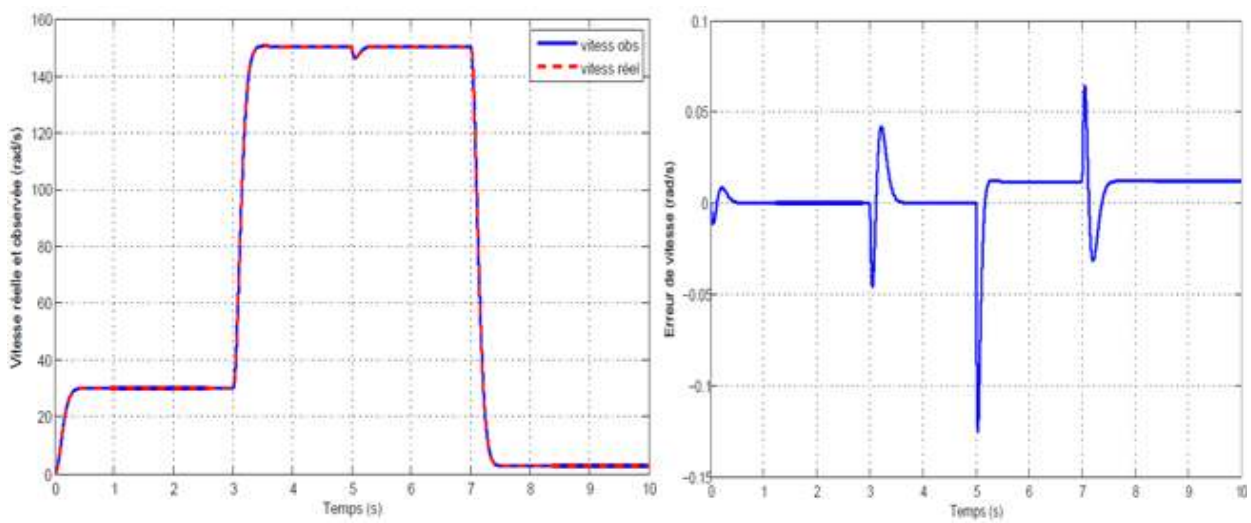


Figure 3.23 a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse à -50 %

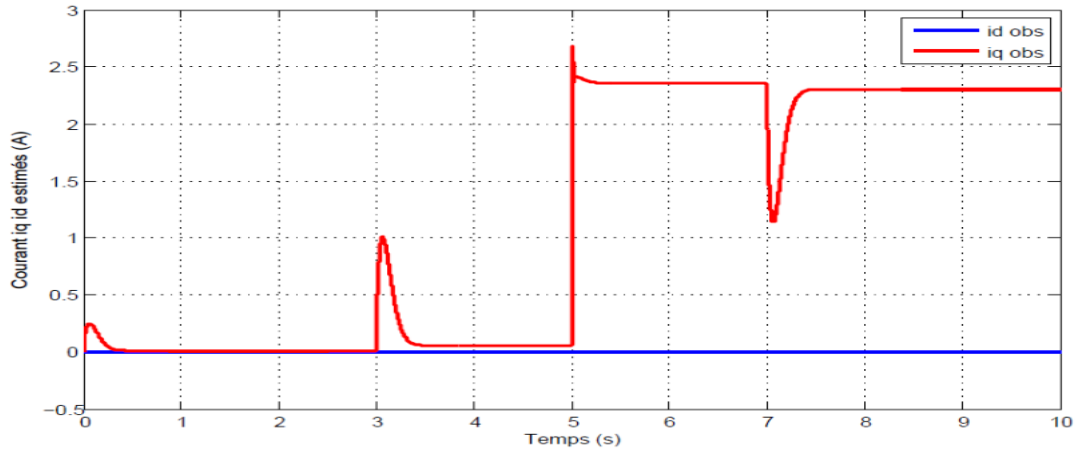


Figure 3.24 Les courant statorique $i_d i_q$ estimés à -50 % R

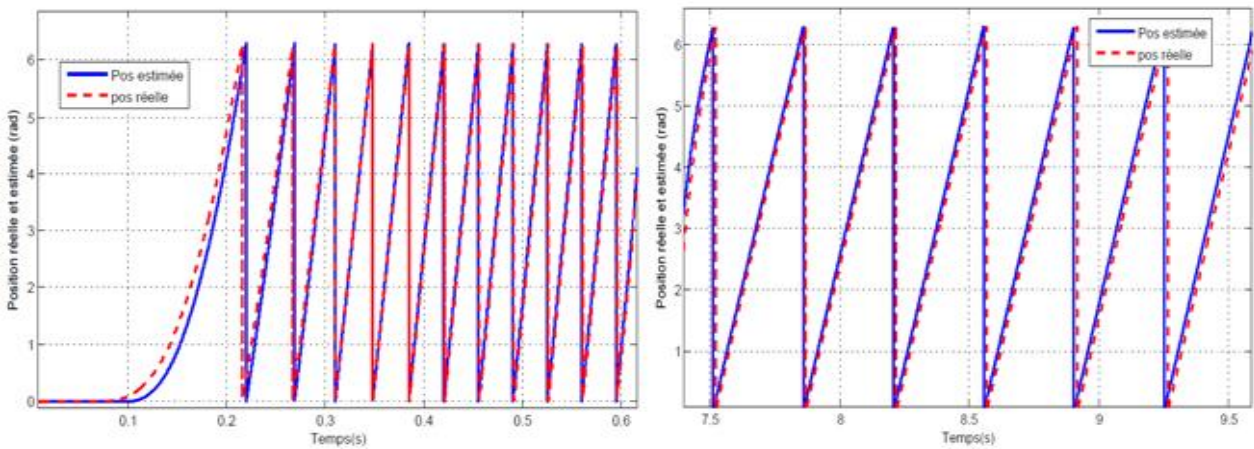


Figure 3.25 Position réelle et estimée à -50 % R .

La figure (3.16) montre le teste d'inversion du sens de rotation, on remarque que la réponse de la vitesse estimée est semblable a celle mesurée en suivant la vitesse de référence. La figure (3.17 (a)) présente les allures de la vitesse réelle et estimée. Nous pouvons constater que la vitesse mécanique estimée suit bien la vitesse réelle, et que l'erreur d'estimation présentée dans la figure (3.17 (b)) est très faible. La figure (3.18) présente le comportement du couple électromagnétique et les courant statorique $i_d i_q$ estimés. Malgré une légère erreur d'estimation initiale, la position estimée dans la figure (3.19) converge rapidement vers la position réelle.

L'observateur a été testé aussi pour des variations paramétriques sur la résistance statorique. Pour ce paramètre, nous avons testé les variations: -50%R et +50%R. Les figures de (3.20) à (3.25) présentent de bons résultats et montrent une bonne robustesse de l'observateur vis-à-vis des variations paramétriques.

3.3. Comparaison des résultats des deux observateurs

En comparant les résultats de l'observateur basé sur le flux actif et de l'observateur par la technique MRAS nous remarquons que:

- L'avantage de l'observateur basé sur le flux actif est sa bonne précision à basse vitesse.
- Les expressions des grandeurs estimées (vitesse et position) calculées par l'estimateur basé sur le flux actif sont très simple par rapport aux grandeurs estimées par la technique MRAS

Au niveau de la robustesse par rapport aux variations paramétriques, les résultats de simulations montrent que l'observateur du flux actif et l'observateur MRAS sont équivalents.

4. Observateurs unifié de la MSAP par mode glissant :

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Ces systèmes ont fait l'objet depuis longtemps de travaux importants au Japon par *H. Harachima*, et en ex-Soviétique par *V. Ukin*. Le principe est de contraindre le système à atteindre une surface donnée (représentant un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état) et ensuite y rester. La surface considérée est alors désignée comme étant la *surface de glissement* ou de *commutation*. Le comportement dynamique résultant, appelé *régime glissant idéal* est complètement déterminé par les paramètres et les équations définissant la surface. L'avantage d'obtenir un tel comportement est double : d'un côté, on a une réduction de l'ordre du système, et de l'autre, le régime glissant est insensible aux perturbations (*matching perturbations*). La réalisation se déroule en deux temps. Une surface est déterminée de façon à ce que le régime glissant ait les propriétés désirées (pas forcément présentes dans le système original), puis une loi de commande discontinue est synthétisée de façon à rendre la surface invariante et (au moins localement) attractive. Cependant, l'introduction de cette action discontinue, agissant sur la première dérivée par rapport au temps de la variable de glissement, ne génère pas un régime glissant idéal. En réalité, le mouvement est caractérisé par des oscillations à hautes fréquences dans un voisinage de la surface. Ce phénomène est connu sous le nom de *réticence* ou *Chattering* en anglais et est un des inconvénients majeurs de cette technique. Il peut en outre exciter des dynamiques non modélisées et conduire à l'instabilité [82].

4.1. Observateurs à modes glissants d'ordre un basé sur la FEM et le flux actif :

Il existe actuellement dans la littérature plusieurs techniques de synthèse des observateurs à modes glissants d'ordre un pour la machine synchrone à aimants permanent afin d'estimer la vitesse, la position et le flux. Ils sont basés sur l'évaluation des forces électromotrices (FEM) comme cité dans [83][84] et dont les dynamiques sont données par ce qui suit en dérivant (II.14) et en supposant de plus

que la vitesse varie lentement pour qu'on puisse négliger sa dérivée, c'est-à-dire en considérant que $\frac{d\omega_r}{dt} \approx 0$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{de_\alpha}{dt} = -\frac{d\varphi_a}{dt} P\omega_r \sin \theta_r - P\omega_r e_\beta \\ \frac{de_\beta}{dt} = \frac{d\varphi_a}{dt} P\omega_r \cos \theta_r + P\omega_r e_\alpha \end{array} \right\} \quad (\text{III. 10})$$

Tenant compte de l'équation (II.15), et en exploitant le système (III.10) on aboutit au système d'état suivant où les courants, les FEM et les tensions dans le repère (α, β) sont pris en compte respectivement en tant que variables d'états et variables de commande:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q} e_\alpha - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \cos \theta_r \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q} e_\beta - \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \sin \theta_r \\ \frac{de_\alpha}{dt} = -\frac{d\varphi_a}{dt} P\omega_r \sin \theta_r - P\omega_r e_\beta \\ \frac{de_\beta}{dt} = \frac{d\varphi_a}{dt} P\omega_r \cos \theta_r + P\omega_r e_\alpha \end{array} \right. \quad (\text{III. 11})$$

Par la suite, un observateur par modes glissants théoriquement peut être conçu à partir de (III.11) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_q} \hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q} \hat{e}_\alpha - \frac{1}{L_q} \frac{d\hat{\varphi}_a}{dt} \cos \theta_r + K_1 \text{sgn}(\bar{t}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_q} \hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q} \hat{e}_\beta - \frac{1}{L_q} \frac{d\hat{\varphi}_a}{dt} \sin \theta_r + K_1 \text{sgn}(\bar{t}_\beta) \\ \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = -\frac{d\hat{\varphi}_a}{dt} P\hat{\omega}_r \sin \theta_r - P\hat{\omega}_r \hat{e}_\beta + K_2 \text{sgn}(\bar{t}_\alpha) \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_a}{dt} P\hat{\omega}_r \cos \theta_r + P\hat{\omega}_r \hat{e}_\alpha + K_2 \text{sgn}(\bar{t}_\beta) \end{array} \right. \quad (\text{III. 12})$$

où

$\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ sont les courants estimés, K_1, K_2 sont les gains de l'observateur.

$\bar{t}_\alpha, \bar{t}_\beta$ sont les erreurs d'estimation des courants i_α et i_β respectivement,

En utilisant les équations (II.14), la vitesse de rotation angulaire estimée $\hat{\omega}_r$ peut être déduite tout simplement comme suit :

$$|\hat{\omega}_r| = \frac{1}{P\varphi_a} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad (\text{III. 13})$$

On note à partir de (III.13) que la vitesse estimée de la MSAP-PS est inversement proportionnelle au flux actif et que par conséquent il doit toujours être différent de 0 surtout au démarrage. La position peut être obtenue par

$$\hat{\theta}_r = -\arctan 2\left(\frac{e_\alpha}{e_\beta}\right) \quad (\text{III. 14})$$

4.1.1 Analyse de la stabilité :

Pour garantir la stabilité du système global, Observateur associé à la commande, et puisqu'il s'agit d'un système non linéaire on exploite la théorie de Lyapunov. On supposera que le flux actif est contrôlé à une valeur constante c'est à dire que dans (III.12) les dérivées du flux actif sont nulles. Or la dynamique des courants est plus rapide que celle des flux donc des FEM, la stabilité sera par conséquent étudiée par étape comme effectué dans [85].

Soient les dynamiques des erreurs des courants d'estimation suivantes obtenues en effectuant la différence entre (III.11) et (III.12) :

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_\alpha = -\frac{R}{L_q} \bar{i}_\alpha - \frac{1}{L_q} \bar{e}_\alpha - K_1 \text{sgn}(\bar{i}_\alpha) \\ \dot{\bar{i}}_\beta = -\frac{R}{L_q} \bar{i}_\beta - \frac{1}{L_q} \bar{e}_\beta - K_1 \text{sgn}(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

Tel que :

$$\bar{e}_\alpha = e_\alpha - \hat{e}_\alpha, \quad \bar{e}_\beta = e_\beta - \hat{e}_\beta$$

$$\bar{i}_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha, \quad \bar{i}_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta$$

La fonction candidate de Lyapunov considérée est donnée par :

$$V = \frac{1}{2} (\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) \quad (\text{III. 16})$$

On obtient en dérivant :

$$\dot{V} = \bar{i}_\alpha \dot{\bar{i}}_\alpha + \bar{i}_\beta \dot{\bar{i}}_\beta \quad (\text{III. 17})$$

En utilisant (III.15) on obtient :

$$\dot{V} = -\frac{R}{L_q} \bar{i}_\alpha^2 - \frac{1}{L_q} \bar{e}_\alpha \bar{i}_\alpha - \bar{i}_\alpha K_1 \text{sgn}(\bar{i}_\alpha) - \frac{R}{L_q} \bar{i}_\beta^2 - \frac{1}{L_q} \bar{e}_\beta \bar{i}_\beta - \bar{i}_\beta K_1 \text{sgn}(\bar{i}_\beta) \quad (\text{III. 18})$$

Si on assure l'inégalité

$$-\frac{\bar{e}_\alpha \bar{i}_\alpha}{L_q} - K_1 |\bar{i}_\alpha| - \frac{\bar{e}_\beta \bar{i}_\beta}{L_q} - K_1 |\bar{i}_\beta| < 0 \quad (\text{III. 19})$$

La convergence des erreurs des courants vers 0 sera garantie et ainsi la stabilité de la MSAP-PS pour tous les régimes de fonctionnement. D'après l'inégalité ci-dessus il faut choisir K_1 tel que:

$$K_1 > \max \left(\left| \frac{\bar{e}_\alpha}{L_q} \right|, \left| \frac{\bar{e}_\beta}{L_q} \right| \right). \quad (\text{III. 20})$$

Faisant suite à l'établissement du courant, c'est dire que l'erreur sur l'estimation du courant est nulle. Il est primordial de vérifier la stabilité des FEM. Il est clair qu'il s'agit en fait de garantir la convergence vers 0 des erreurs des FEM induites au même titre que les erreurs des courants.

Soient les dynamiques des erreurs des FEM obtenues en effectuant la différence entre (III.11) et (III.12). Elles sont définies par :

$$\begin{cases} \dot{\bar{e}}_\alpha = -P\omega_r e_\beta + P\hat{\omega}_r \hat{e}_\beta - K_2 \text{sgn}(\bar{i}_\alpha) \\ \dot{\bar{e}}_\beta = P\omega_r e_\alpha - P\hat{\omega}_r \hat{e}_\alpha - K_2 \text{sgn}(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (\text{III. 21})$$

selon (III.21) et après un temps caractérisant le temps de convergence, il existe une fonction équivalente continue notée sgn_{eq} sur la surface de glissement, définie par [3][86] tel que:

$$\begin{cases} \bar{e}_\alpha = -L_q K_1 \text{sgn}_{eq}(\bar{i}_\alpha) \\ \bar{e}_\beta = -L_q K_1 \text{sgn}_{eq}(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (\text{III. 22})$$

Tenant compte de (III.22) , les équations (III.21) peuvent être réécrites comme suit avec de léger arrangements:

$$\begin{cases} \dot{\bar{e}}_\alpha = -P\bar{\omega}_r e_\beta - P\omega_r \bar{e}_\beta + \frac{\bar{e}_\alpha}{K_1 L_q} K_2 \\ \dot{\bar{e}}_\beta = P\bar{\omega}_r e_\alpha + P\omega_r \bar{e}_\alpha + \frac{\bar{e}_\beta}{K_1 L_q} K_2 \end{cases} \quad (\text{III. 23})$$

Soit alors la nouvelle fonction candidate de Lyapunov proposée pour démontrer la convergence des FEM induites:

$$V = \frac{1}{2}(\bar{e}_\alpha^2 + \bar{e}_\beta^2) \quad (\text{III.24})$$

En dérivant puis en utilisant (III.23), on aboutit à :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \bar{e}_\alpha \dot{\bar{e}}_\alpha + \bar{e}_\beta \dot{\bar{e}}_\beta \quad (\text{III.25}) \\ &= -e_\beta \bar{e}_\alpha P \bar{\omega}_r + e_\alpha \bar{e}_\beta P \bar{\omega}_r + \frac{\bar{e}_\alpha^2}{K_1 L_q} K_2 + \frac{\bar{e}_\beta^2}{K_1 L_q} K_2 \end{aligned}$$

Alors:

$$\dot{V} = -P \bar{\omega}_r (\bar{e}_\beta e_\alpha - e_\beta \bar{e}_\alpha) + \frac{\bar{e}_\alpha^2 + \bar{e}_\beta^2}{K_1 L_q} K_2 \quad (\text{III.26})$$

$$K_2 < -\max \frac{-P \bar{\omega}_r (\bar{e}_\beta e_\alpha - e_\beta \bar{e}_\alpha)}{\bar{e}_\alpha^2 + \bar{e}_\beta^2} L_q K_1 \quad (\text{III.27})$$

On constate d'après (III.27) que le choix de K_2 dépend du choix de K_1 , pour satisfaire la négativité de la dérivée de (III.24) afin de garantir la convergence des FEM induites dans la machine. Ce résultat assure la stabilité de l'observateur.

4.1.2 Résultats de simulation de l'observateurs d'ordre un basé sur la FEM et le flux actif:

Afin de tester les performances et la robustesse de cette approche, une simulation de la commande sans capteur a été effectuée. Les résultats de cette simulation sont illustrés ci-dessous. La structure de commande (figure.3.1) utilise des régulateurs PI pour atteindre des performances acceptables. Pour maximiser le couple la stratégie qui consiste à garantir $i_d = 0$ est adoptée.

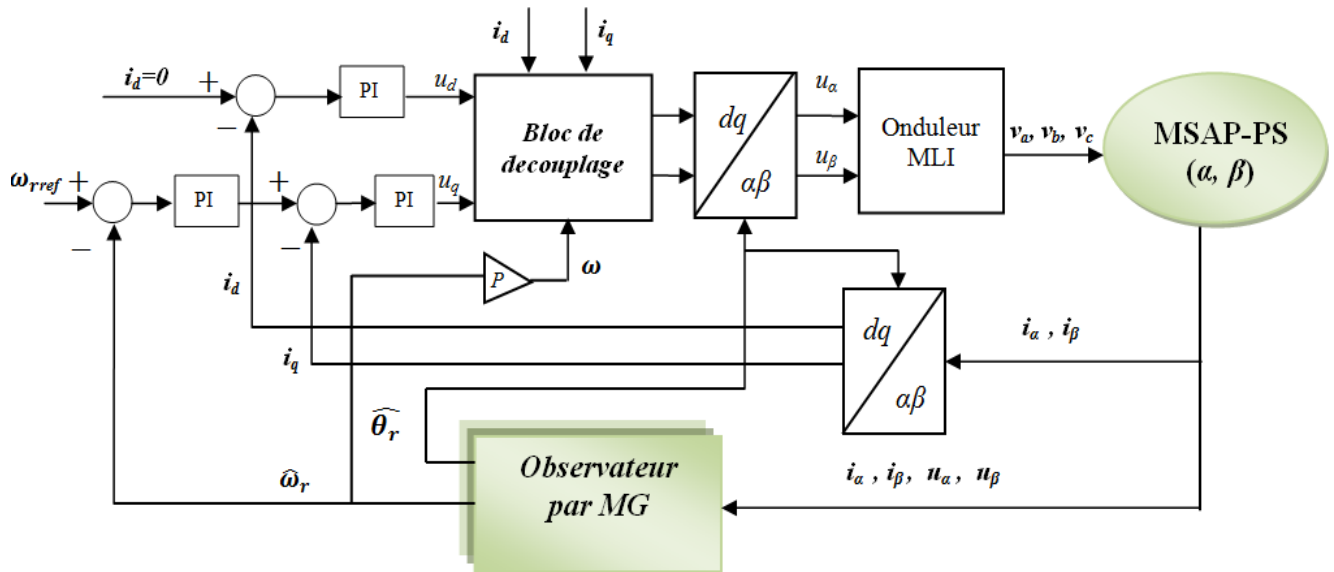


Figure 3.26 Schéma global de la commande sans capteur mécanique par mode glissant

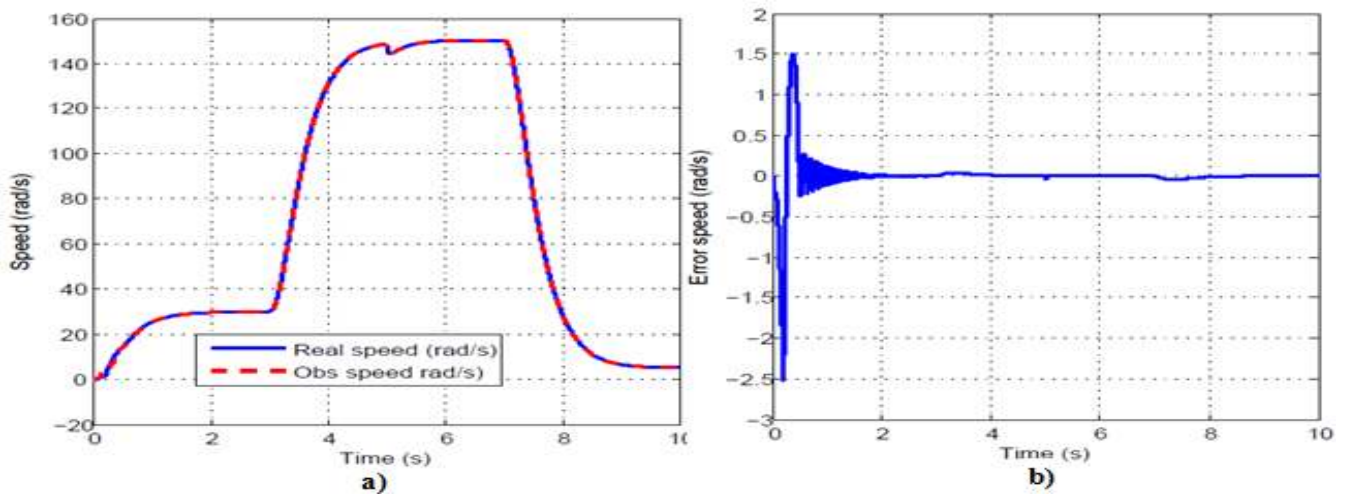


Figure 3.27 a) Vitesse réelle et estimée de la MSAP-PS, b) Erreur de la vitesse à +50 %

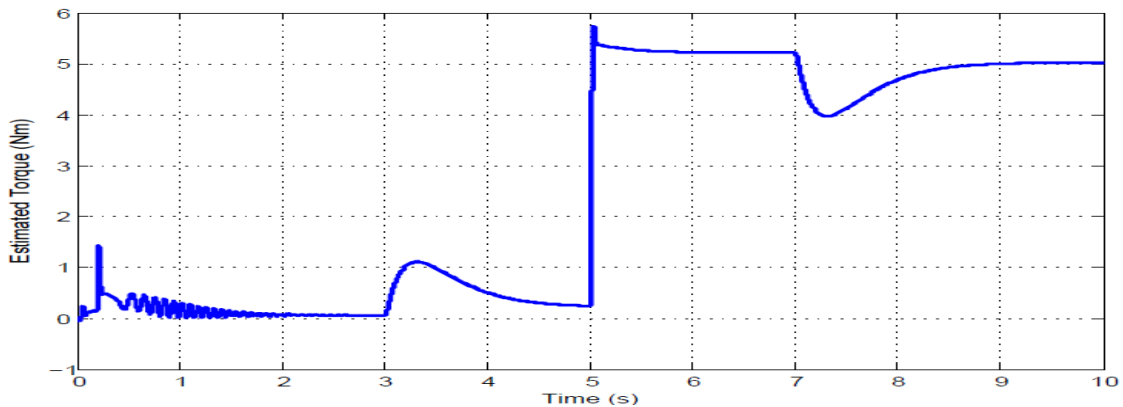


Figure 3.28 Couple électromagnétique estimé

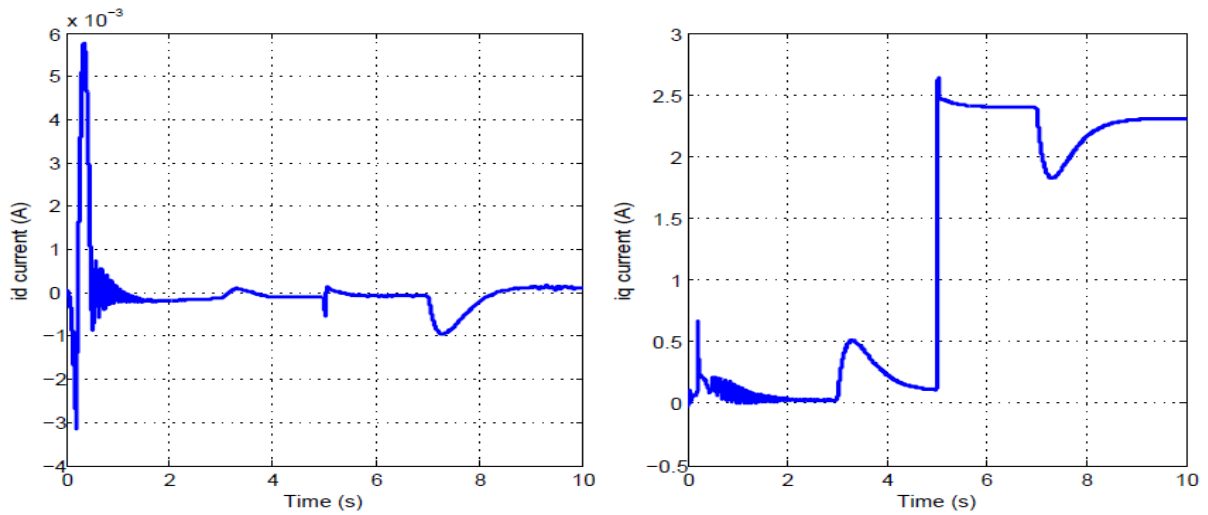


Figure 3.29 Les courants i_d i_q estimés

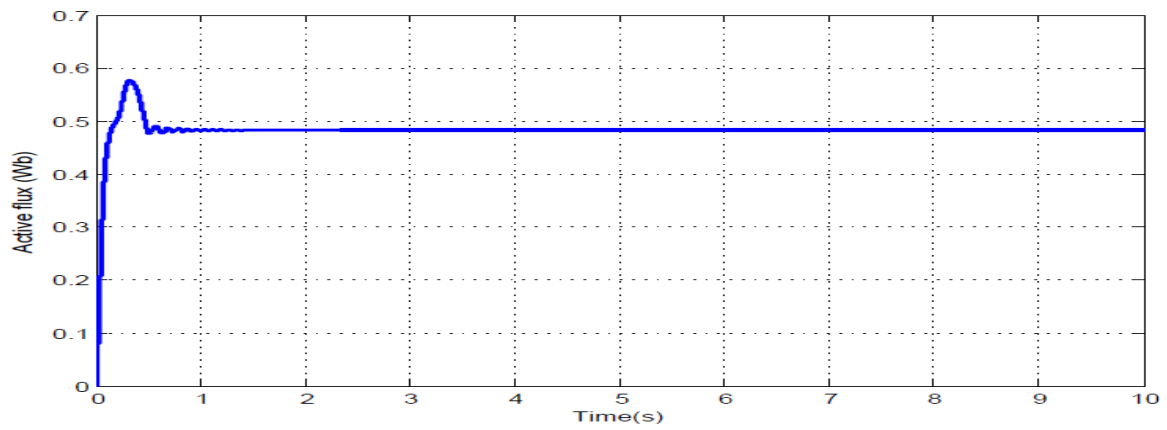


Figure 3.30 Flux actif estimé.

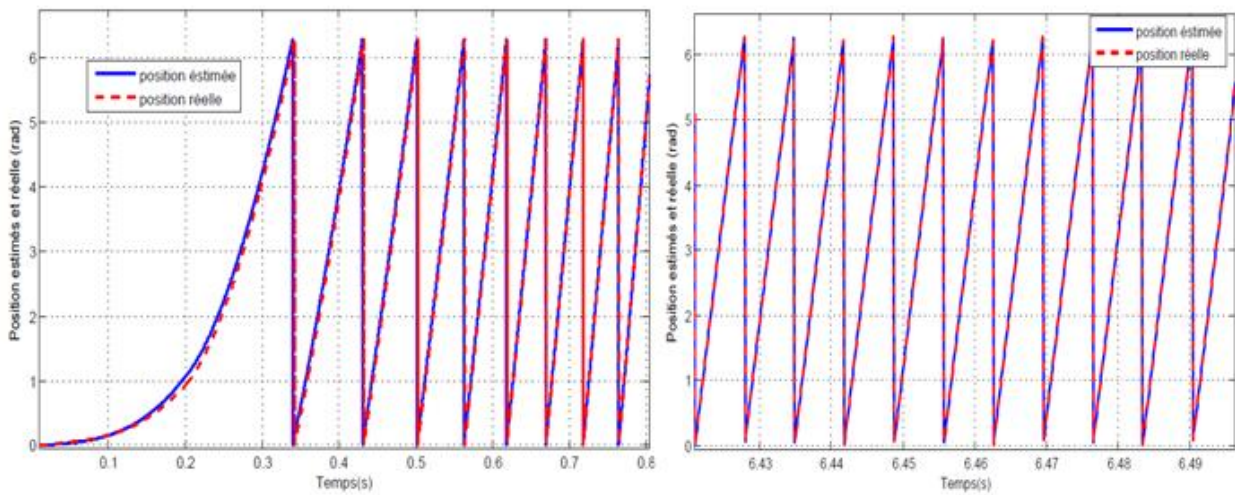


Figure 3.31 Les positions rotorique réelle et estimée.

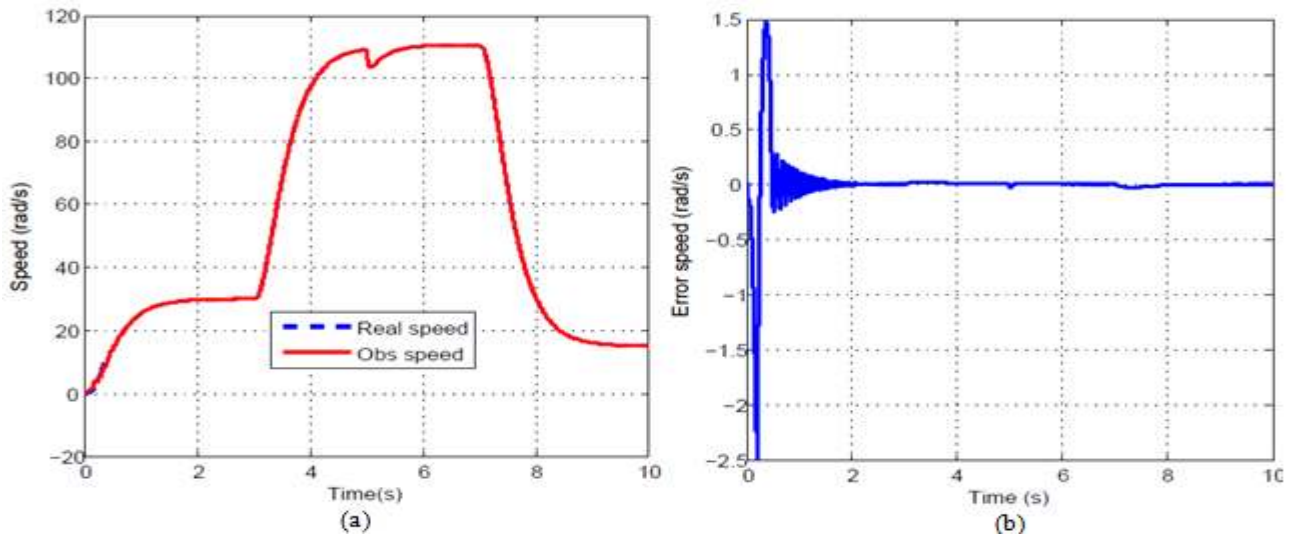


Figure 3.32 a) Les vitesses réelle et estimée à +50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à +50%R.

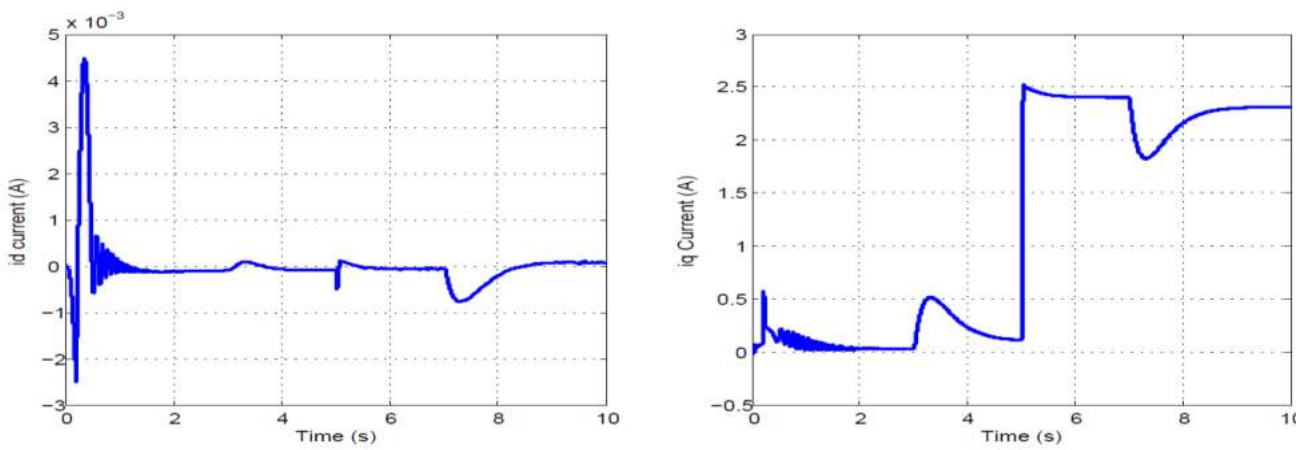


Figure 3.33 Les courants i_d , i_q estimés à +50%R

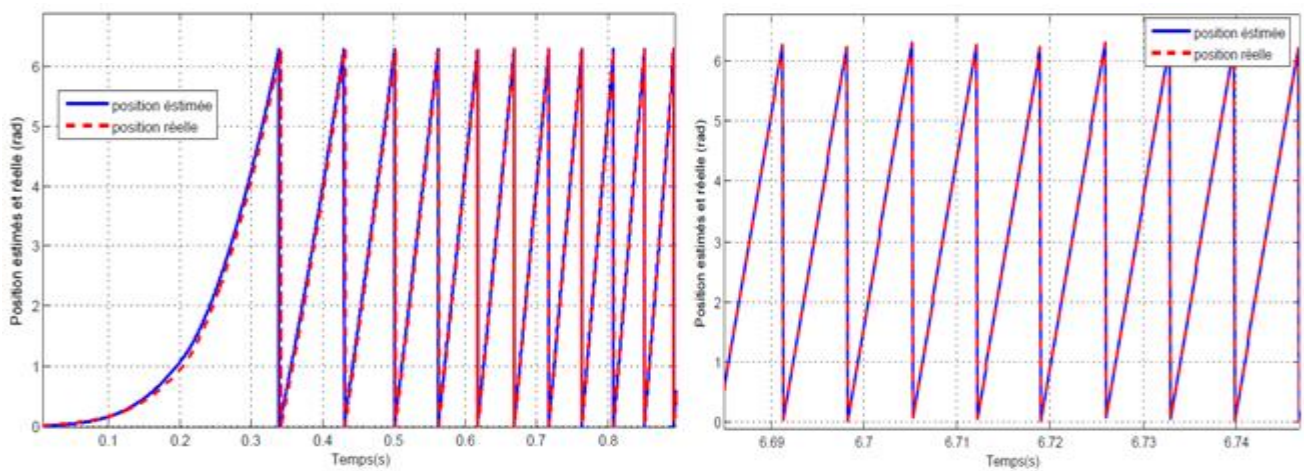


Figure 3.34 Les position rotorique réelle et estimée à +50%R.

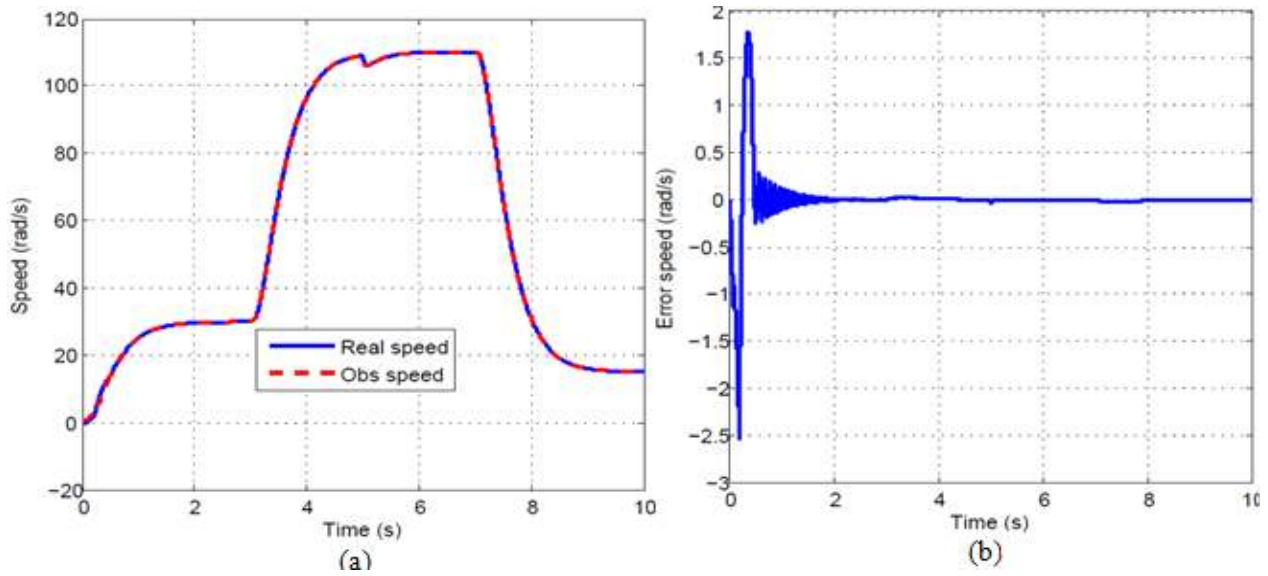


Figure 3.35 a) Les vitesses réelle et estimée à -50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à -50%R.

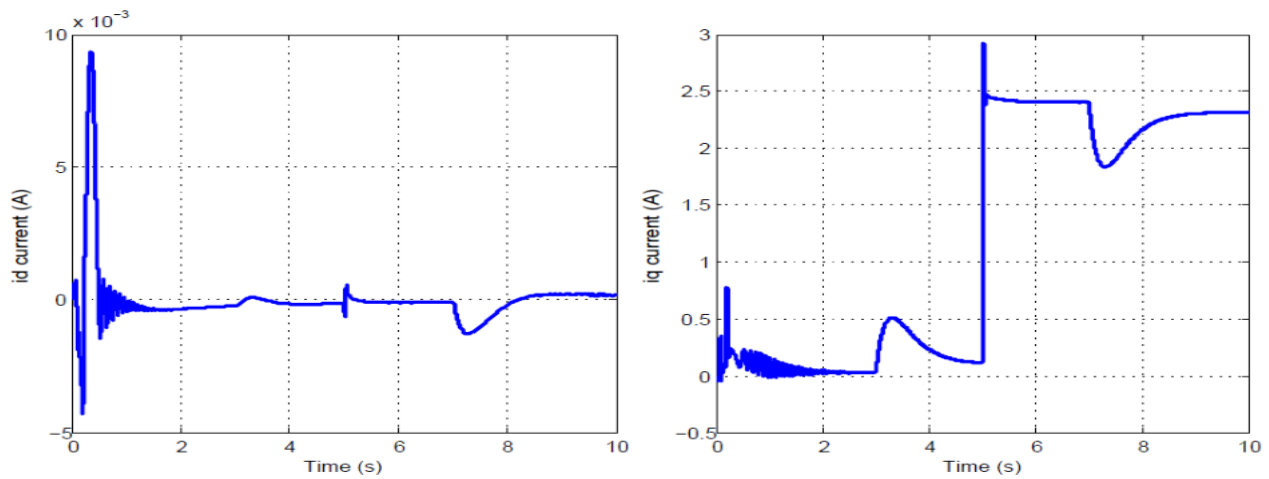


Figure 3.36 Les courants i_d , i_q estimés à -50%R

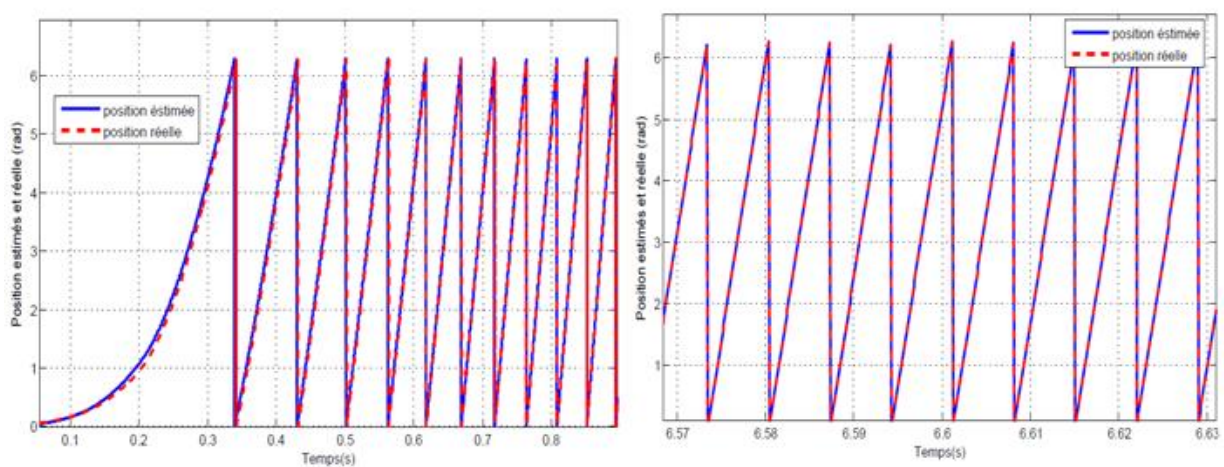


Figure 3.37 Les position rotorique réelle et estimée à -50%R.

Les résultats de simulations fournis par les figures de (3.27) à (3.37) confirment l'efficacité de cet observateur. On peut remarquer que les vitesses réelle et estimée parviennent à suivre la référence. Malgré une légère erreur d'estimation initiale, la vitesse estimée converge rapidement vers la valeur réelle et en plus elle ne pose pas de problème aux faibles vitesses. L'écart entre les deux vitesses reste par la suite toujours faible même lors des phases transitoires. Lors de l'application d'une perturbation (5N.m) de couple, la vitesse de rotation diminue à cet instant puis revient à sa valeur d'origine. Le couple électromagnétique estimé et les courants du stator i_d, i_q estimés sont illustré par la figure (3.28) et (3.29) respectivement, confirmant ainsi que le comportement dynamique du système associé à l'observateur à mode glissant d'ordre un est acceptable. La figure (3.30) montre aussi que le flux actif est maintenu à une valeur constante. La convergence de la position estimée vers la valeur réelle est illustrée par la figure (3.30). L'observateur a été aussi testé pour des variations paramétriques sur la résistance statorique de +50% et -50%. Les figures (3.32) à (3.37) présentent de bons résultats. Ils montrent la robustesse et la performance de l'observateur utilisé.

4.2. Observateurs à MG d'ordre supérieur basé sur les FEM et sur le flux actif :

Depuis l'apparition de la théorie des modes glissants, le phénomène de réticence ou Chattering reste l'inconvénient majeur puisqu'il engendre plusieurs effets indésirables aussi bien sur la qualité des réponses que sur la régulation boucle fermée. Ce phénomène peut même provoquer l'instabilité du système en excitant les dynamiques de hautes fréquences négligées lors de la phase de modélisation [82][87]. Pour contourner ce problème, des chercheurs ont proposé un nouveau mode de glissement d'ordre supérieur permettant de réduire le phénomène de réticence, en conservant les propriétés de robustesse de performance et de convergence en temps fini.[82][88][89].

Dans ce qui suit un observateur à mode glissants d'ordre supérieur utilisant l'algorithme du super twisting et basé sur les FEM et sur le flux actif pour la MSAP à pole saillant modélisée dans le repère fixe (α, β) est proposé.

4.2.1 Algorithme du super twisting et synthèse de l'observateur:

L'algorithme de Super Twisting (ST) a été développé pour des systèmes de degré relatif égal à 1 par rapport à la surface de glissement. Cet algorithme a été appliqué au début pour des objectifs de commande. Son intérêt réside dans la réduction du chattering due à la continuité du signal de commande [82][90]. La forme générale du dérivateur super twisting (à mode glissant d'ordre 2) est donné par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = u_1 + \lambda_1 |e|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e) \\ \dot{u}_1 = \alpha_1 \text{sign}(e) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

avec $e = X - \hat{X}$, $\lambda_1, \alpha_1 > 0$ et u_1 sont respectivement les paramètres et la sortie du dérivateur, \dot{X} est la variable à estimer et

$$\text{sign}(e) = \begin{cases} 1 & \text{si } e > 0 \\ -1 & \text{si } e < 0 \\ \epsilon [-1 \ 1] & \text{si } e = 0 \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Par la suite, un observateur par modes glissants en appliquant l'algorithme dérivateur super twisting (III.28) peut être proposé:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_q} \hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{1}{L_q} \hat{e}_\alpha - \frac{1}{L_q} \frac{d\hat{\varphi}_a}{dt} \cos \hat{\theta}_r + \lambda_1 |\tilde{X}_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{X}_1) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_q} \hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{1}{L_q} \hat{e}_\beta - \frac{1}{L_q} \frac{d\hat{\varphi}_a}{dt} \sin \hat{\theta}_r + \lambda_2 |\tilde{X}_2|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{X}_2) \\ \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = -\frac{d\hat{\varphi}_a}{dt} P \hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - P \hat{\omega}_r \hat{e}_\beta + \alpha_1 \text{sign}(\tilde{X}_1) \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_a}{dt} P \hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r + P \hat{\omega}_r \hat{e}_\alpha + \alpha_2 \text{sign}(\tilde{X}_2) \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

La représentation (III.30) peut être décrit sous forme compacte comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}}_1 = \hat{X}_2 + \phi(u, Y) + \lambda |\tilde{X}_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{X}_1) \\ \dot{\hat{X}}_2 = F(t, \hat{X}_1, \hat{X}_2) + \alpha \text{sign}(\tilde{X}_1) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Avec :

$$\tilde{X}_1 = X_1 - \hat{X}_1, \tilde{X}_2 = X_2 - \hat{X}_2, \quad \lambda, \alpha \text{ sont les gains de l'observateur.}$$

$$\text{Tels que } \lambda = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{pmatrix} \text{ et } \alpha = \begin{pmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{pmatrix}$$

$$X_1 = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, X_2 = - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} e_\alpha + \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \cos \theta_r \\ \frac{1}{L_q} e_\beta + \frac{1}{L_q} \frac{d\varphi_a}{dt} \sin \theta_r \end{bmatrix}$$

$$\phi(U, Y) = -\frac{R}{L_q} X_1 + \frac{U}{L_q}$$

$$F(t, X_1, X_2) = \begin{bmatrix} -\frac{d\varphi_a}{dt} P\omega_r \sin \theta_r - P\omega_r e_\beta \\ \frac{d\varphi_a}{dt} P\omega_r \cos \theta_r + P\omega_r e_\alpha \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

4.2.2. Analyse de la stabilité:

Pour atteindre cet objectif, les dynamiques de l'erreur peuvent prendre la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{X}}_1 = \tilde{X}_2 - \lambda |\tilde{X}_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{X}_1) + \Delta\zeta_1 \\ \dot{\tilde{X}}_2 = \tilde{F}(t, X_1, X_2, \tilde{X}_2) - \alpha \text{sign}(\tilde{X}_1) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

$$\tilde{F}(t, X_1, X_2, \tilde{X}_2) = F(t, X_1, X_2) - F(t, \hat{X}_1, \hat{X}_2) + \Delta\zeta_2 \quad (\text{III.33})$$

Avec:

$\Delta\zeta_1$ et $\Delta\zeta_2$ des termes interconnectés considérés comme des perturbations décrivant l'occurrence de variations de paramètres.

Pour analyser la stabilité de l'observateur on prendra en considération que f_i représente la $i^{\text{ème}}$ composante de $\tilde{F}(t, X_1, X_2, \tilde{X}_2)$. Les états du système sont bornés; Par conséquent, il existe une constante f_i^+ vérifiant la relation d'ordre suivante :

$$|f_i| < f_i^+ \quad (\text{III.34})$$

Quelque soit X_1, X_2 et tel que $|\hat{X}_2| \leq 2 \sup |X_2|$.

Nous supposons aussi que le flux actif est constant, $\hat{\varphi}_a = \varphi_a = \text{constante}$

D'après les études théoriques dans le domaine, pour vérifier la stabilité de l'observateur ci-dessus, On s'appuiera sur l'hypothèse suivante et le théorème suivant pour atteindre l'objectif désiré.

Hypothèse 1

On supposera que l'incertitude $\Delta\zeta_1$ et sa dérivée sont bornées telle que : $\|\Delta\zeta_1\| < l_1$, $\frac{\|\Delta\zeta_1\|}{dt} < l_2$ et $\|\Delta\zeta_2\| < l_3$, avec l_1, l_2 des valeurs positives.

Théorème 1.

Supposant que la condition $|f_i| < f_i^+$ est atteinte pour le système (III.31) et que l'hypothèse 1 est satisfaite, donc les gains de l'observateur sont réglés selon les critères suivants :

$$\begin{cases} \alpha > f_i^+ \\ \lambda > \sqrt{\frac{2}{\alpha - f_i^+ + l_2^+}} \frac{(\alpha + f_i^+ + l_2^+)(1+p)}{1-p} \end{cases} \quad (III.35)$$

où p sont des valeurs constantes, pouvant être choisies dans l'intervalle, $0 < p < 1$.

En se basant sur ci dessus, après un temps fini, l'observateur donne par l'équation (III.23) garantit, (Pour la démonstration, voir la méthode utilisée dans [91]), la convergence des états estimés (\hat{X}_1, \hat{X}_2) , vers leurs valeurs réelles (X_1, X_2) au cours d'un temps t_0 tel que

$$t_0 \leq t, \quad (\hat{X}_1, \hat{X}_2) = (X_1, X_2) \quad (III.36)$$

La position et la vitesse seront enfin estimées comme suit:

$$\hat{\theta}_r = -\arctan2\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (III.37)$$

$$|\hat{\omega}_r| = \frac{1}{p\varphi_a} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad (III.38)$$

4.2.3. Résultats de simulation de l'observateurs d'ordre deux basé sur les FEM et sur le flux actif:

Cette approche proposée est simulée en utilisant le schéma bloc de la figure (3.26). Les paramètres de l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur sont : $\lambda_1 = \lambda_2 = 100$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 950$.

Les figures de (3.37) à (3.47) présentent les résultats obtenus en premier lieu avec des paramètres nominaux et en second lieu avec des variations des paramètres.

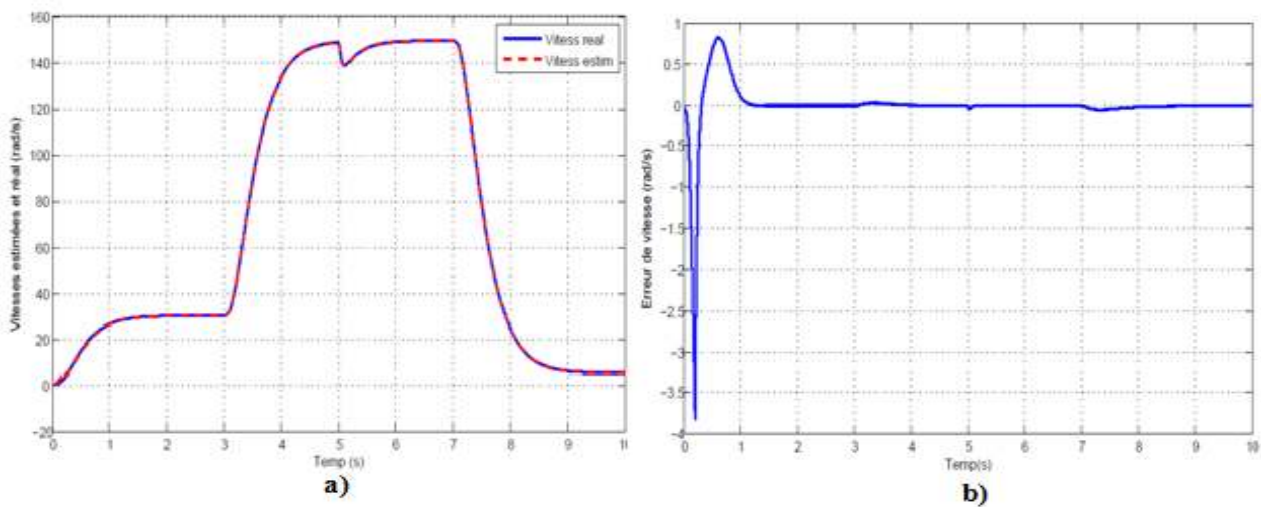


Figure 3.38 a) Les vitesses réelle et estimée, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse

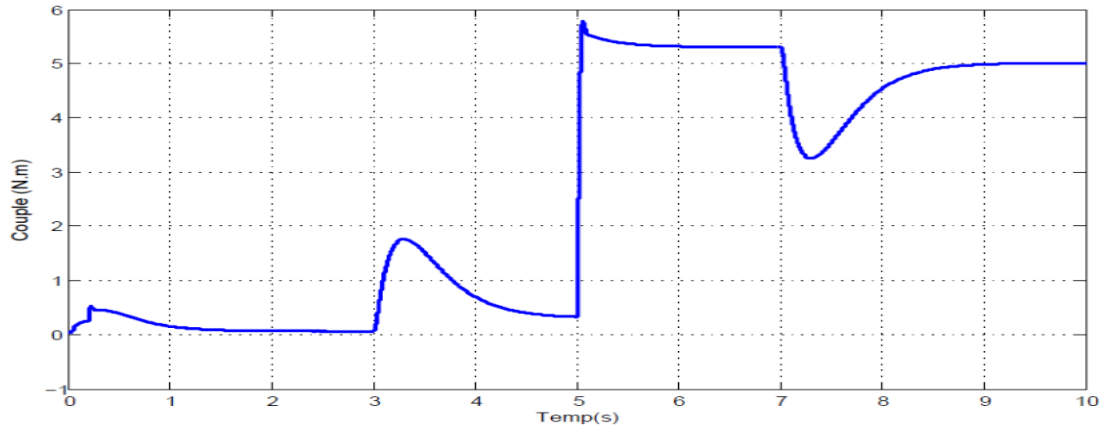


Figure 3.39 Le couple électromagnétique estimée.

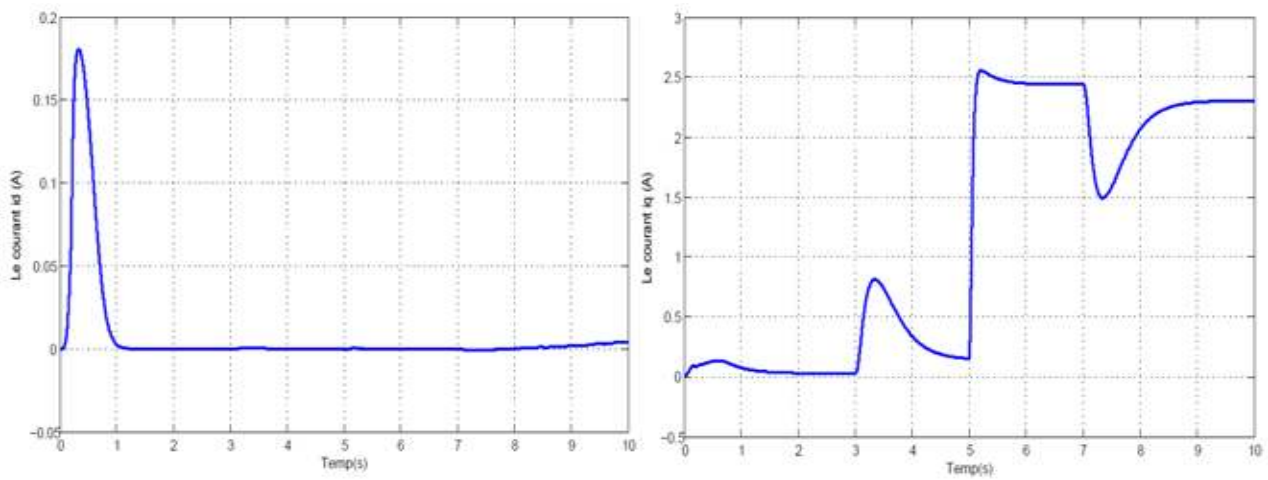


Figure 3.40 Les courants i_d , i_q estimés

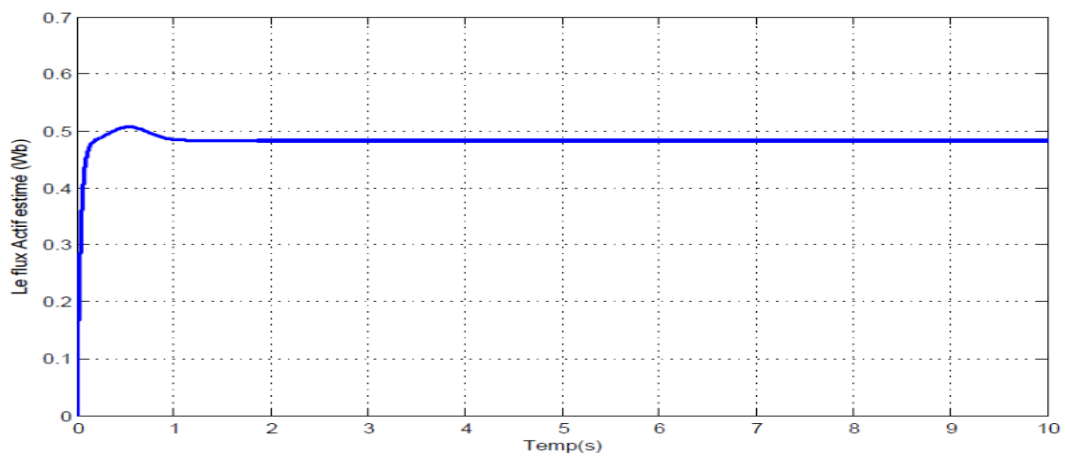


Figure 3.41 le Flux actif estimé (Wb)

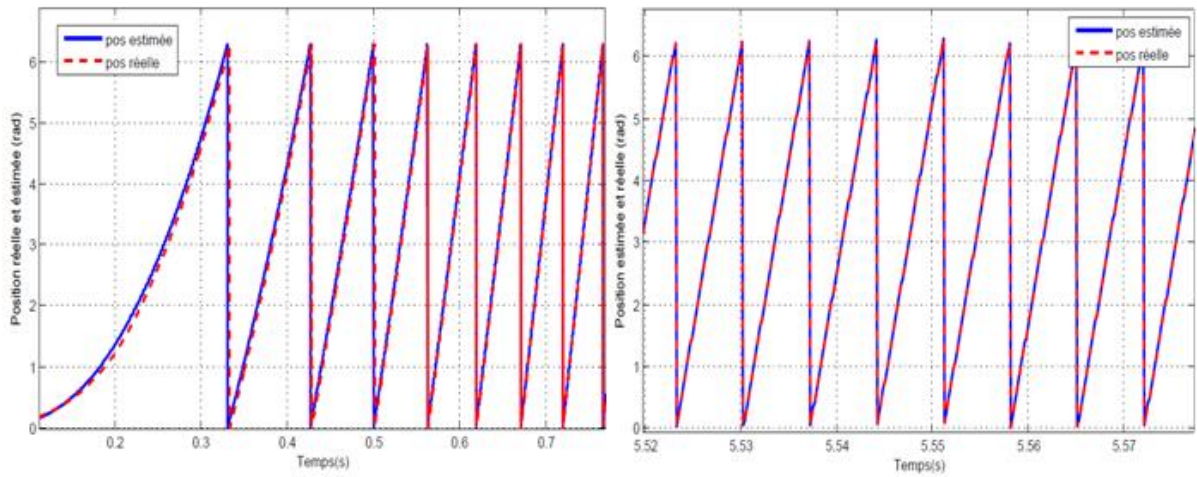


Figure 3.42 Les position rotorique réelle et estimée.

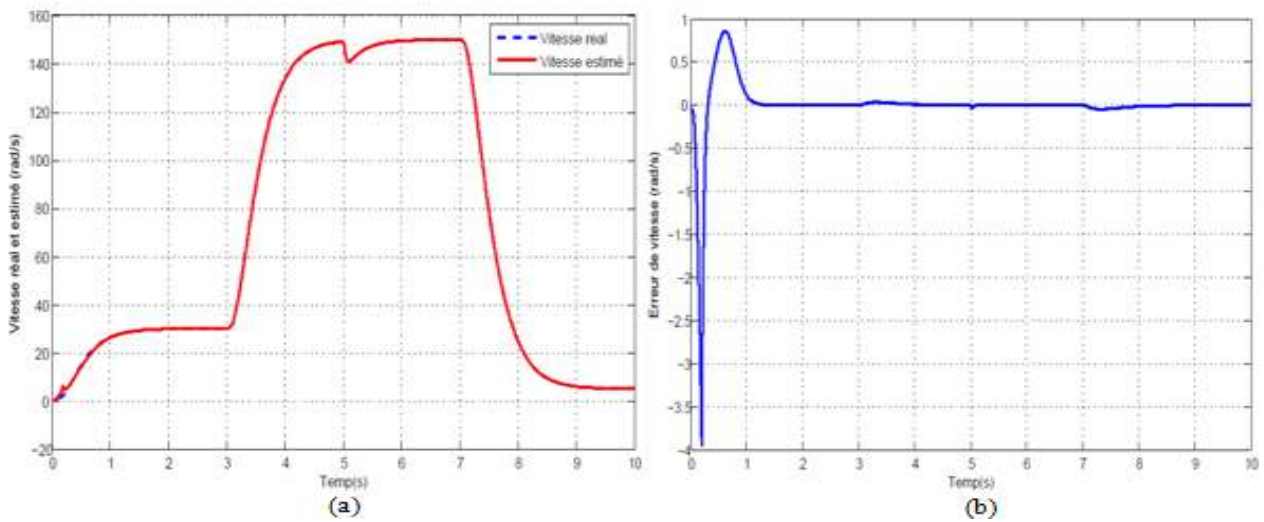


Figure 3.43 a) Les vitesses réelle et estimée à +50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à +50%R.

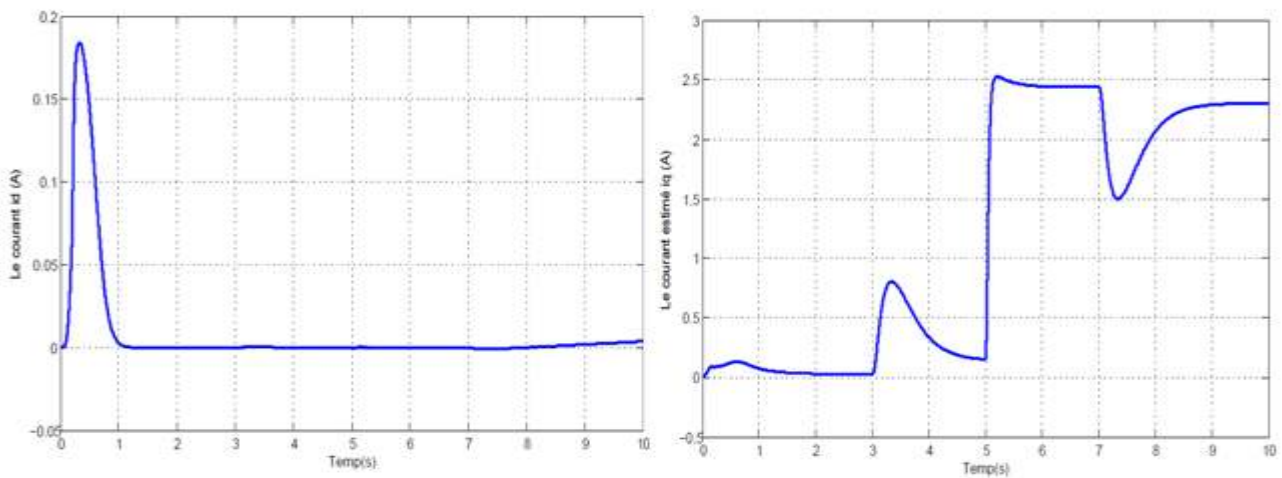


Figure 3.44 Les courants i_d , i_q estimés à +50%R..

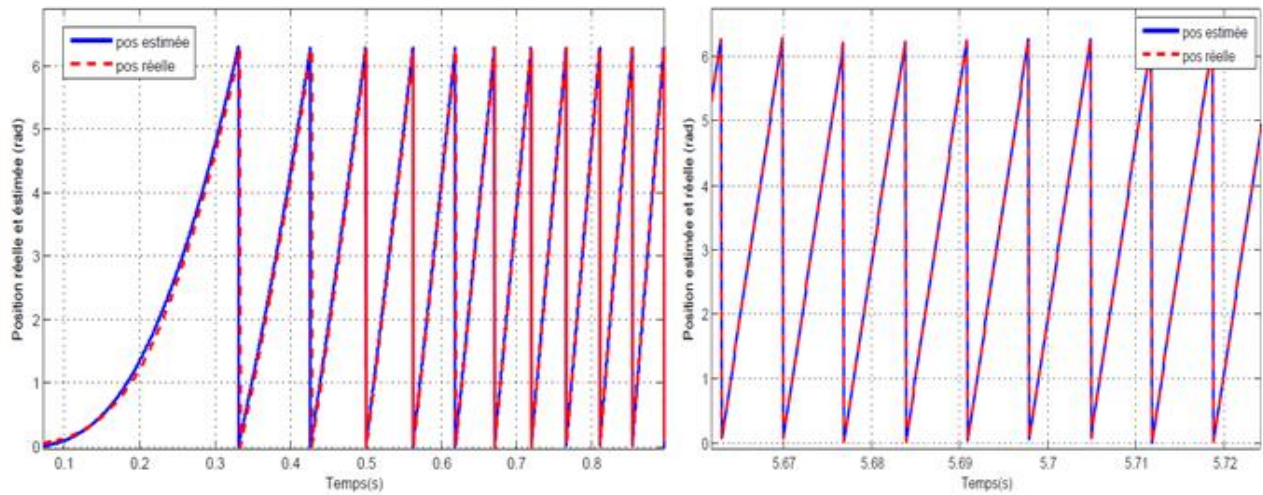


Figure 3.45 Les position rotorique réelle et estimée à +50%R.

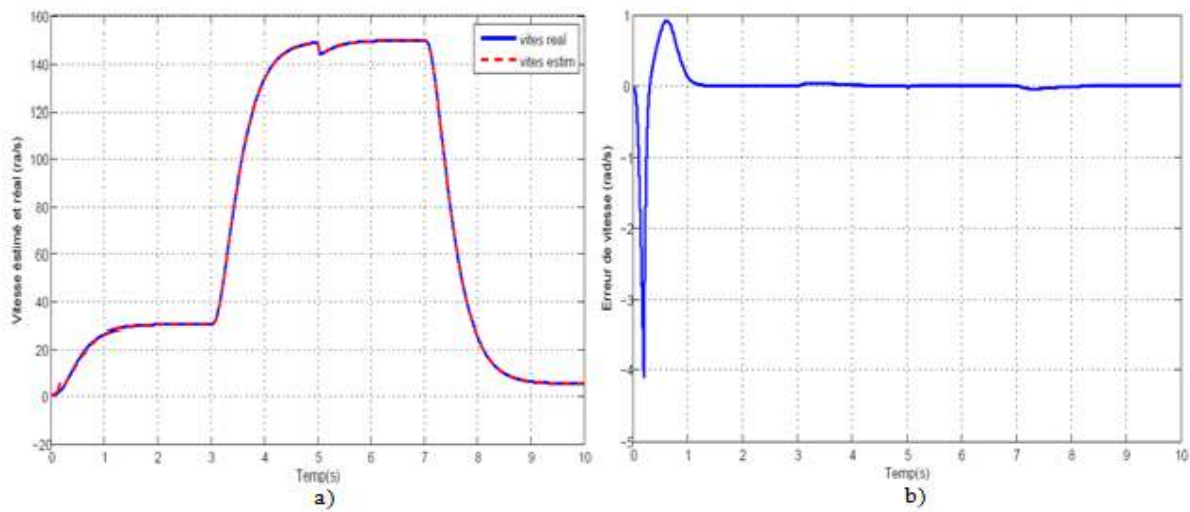


Figure 3.46 a) Les vitesses réelle et estimée à -50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à -50%R.

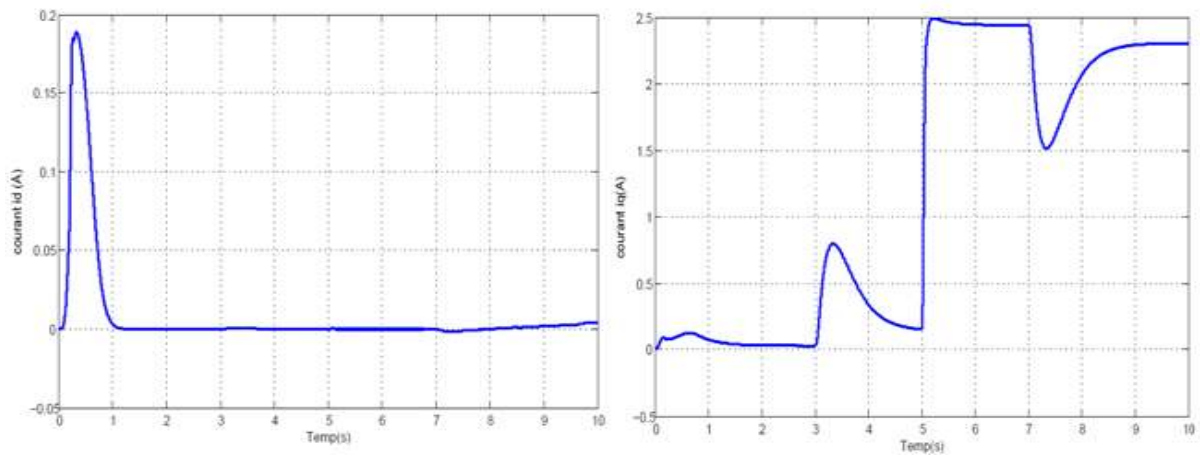


Figure 3.47 Les courants i_d , i_q estimés à -50%R

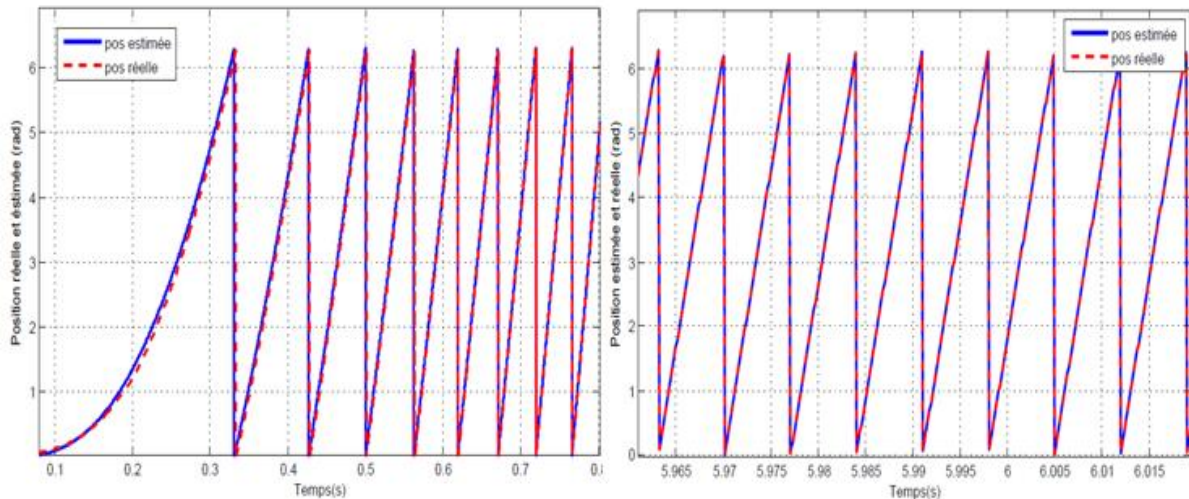


Figure 3.48 Les position rotorique réelle et estimée à -50%R.

Les performances de cet observateur sont présentées tout d'abord sur les figures (3.38) à (3.48). Les vitesses réelles et estimées malgré une légère erreur d'estimation initiale converge rapidement vers la référence même aux faibles vitesses. L'écart entre les deux vitesses reste faible même lors des phases transitoires. Suite a une perturbation due à l'application d'un couple (5N.m), la vitesse de rotation diminue à cet instant puis revient à sa valeur initiale. Ce test permet de confirmer la robustesse de la commande et de la bonne estimation de la vitesse en présence d'un couple de charge. Le couple électromagnétique estimé et les courants du stator i_d , i_q estimés sont illustré respectivement par les figure (3.39) et (3.40) et confirment que le comportement dynamique de la structure de commande globale est acceptable. La figure (3.41) montre que le flux actif reste toujours constant même en présence de perturbations. D'après la figure (3.42), on remarque que la position estimée converge rapidement vers la position réelle.

L'observateur a aussi été testé pour des variations sur la résistance statorique (de +50% à -50%). Les figures (3.43) à (3.48) présentent de bons résultats démontrant la robustesse et la performance du système de contrôle.

5 .Etude comparative des observateurs proposés:

Les performances globales des différents observateurs conçus et testés en boucle fermé est fourni par le tableau suivant:

	Observateurs			
	Observateur de Flux Actif	Observateur MRAS	Observateur MG d'ordre un	Observateur Super Twisting
Cas nominal	Robuste	Robuste	Robuste	Plus Robuste
+50% sur R	Robuste	Robuste	Robuste	Plus Robuste
-50% sur R	Robuste	Robuste	Robuste	Plus Robuste
Réglage des paramètres	Très Facile	Difficile	Facile	Facile
Stabilité d'observateur	Toujours stable	Stable avec conditions	Stable avec conditions	Stable
Estimation de position	Directe	Indirect	Direct	Direct

Tableau 3.1 Comparaison des résultats des observateurs proposés.

6 *.conclusion*

Dans ce chapitre, des estimateurs et des observateurs non linéaires unifiés de la MSAP à pôles lisses et saillants ont été proposés ; Dans la première partie, deux estimateurs différents pour estimer la position et la vitesse ont été conçu à titre de comparaison. Nous avons d'abord synthétisé un observateur basé sur le flux actif et la FEM et l'autre basé sur la technique MRAS. Les tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la MSAP-PS ont montres que l'observateur basé sur le flux actif et la FEM est robuste et n'est pas moins important que l'observateur MRAS. La deuxième partie de ce chapitre a présenté deux autre observateurs non linéaires par mode glissant respectivement d'ordre un et d'ordre supérieur et qui dans les deux cas présentent l'avantage théorique d'être robuste face aux incertitudes sur les paramètres du modèle. Les deux observateurs ont été exploités pour reconstruire les variables d'état non mesurables à partir des mesures disponibles. Pour notre cas, les deux observateurs sont basés sur l'estimation des FEM induites en utilisant le concept du flux actif. Les tests de robustesse et de performance de la structure de commande par simulation montrent que l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur est plus robuste que l'observateur à modes glissants d'ordre un. Un résumé des performances globales des différents observateurs conçus et testés en boucle fermé est fourni par le tableau (3.1)

CHAPITRE IV

*Commande non linéaire sans
capteur de la MSAP à pole
saillant*

1. Introduction :

La technique de Backstepping a été largement utilisée pour la mise au point de lois de commande pour des systèmes non Linéaires dont les paramètres peuvent être incertains. Cette technique développée par Kanellakopoulos en s'inspirant des travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovit et Sussmann (1989) d'autre part est à la base de nombreux travaux.

La technique du Backstepping est une méthode de calcul récursive dont l'occurrence a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales [92] [93].

Dans ce chapitre, nous présenterons en premier lieu, les concepts de base de la théorie de cette commande, puis son application à la machine synchrone à aimant permanent à pôles saillants.

Par la suite, nous l'utiliserons pour la convergence des erreurs de courants et de vitesse où l'effet intégrateur est notamment pris en compte. L'application sur le model de la machine synchrone à aimant permanent à pôles saillants basé sur le flux actif, permettra de confirmer sa validité.

2. Principe de la technique de Backstepping :

L'objectif est de trouver une loi de commande qui rend la dérivée d'une fonction de Lyapunov, choisie à priori, définie ou semi-définie négative. La principale difficulté réside alors dans le choix d'une fonction de Lyapunov convenable. La technique du Backstepping surmonte cette difficulté en construisant itérativement une fonction de Lyapunov adaptée au système, et permet de déduire la commande qui rend la dérivée de cette fonction définie ou semi-définie négative

La commande par Backstepping représente une alternative intéressante aux méthodes basées sur l'équivalence certaine puisqu'elle combine le choix de la fonction de la fonction de Lyapunov avec celui des lois de commande et d'adaptation. Cela lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système [92][94] [95] [96] [97] [98].

3. Synthèse récursive par Backstepping :

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3, \\ &\vdots\end{aligned}\tag{IV.1}$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_{n-1} &= f_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n, \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u,\end{aligned}$$

Avec

$$x = [x_1, x_2 \dots x_n]^t \in \mathfrak{R}^n, \quad u \in \mathfrak{R},$$

On considère que la sortie du système $y = x_1$ suit le signal de référence y_{ref} . Le système étant d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes.

Etape 1 :

Pour Entamer la procédure récursive par backstepping, nous considérerons, tout d'abord, le sous-système suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3\end{aligned}\tag{IV.2}$$

Où x_2 sera considérés comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref}\tag{IV.3}$$

On considère l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - (x_1)_d = x_1 - \alpha_0\tag{IV.4}$$

La dynamique de l'erreur de poursuite est fournit par

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1(x_1) + g(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0\tag{IV.5}$$

On choisit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2\tag{IV.6}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1[f_1(x_1) + g(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0]\tag{IV.7}$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative. Pour aboutir à ce choix il s'agit de garantir à tout instant l'égalité suivante

$$f_1(x_1) + g(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1\tag{IV.8}$$

Où $k_1 > 0$ est une constante de conception.

Considérons que $x_2 = \alpha_1$, la loi de commande pour le système (IV.7) sera par conséquent donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{IV.9})$$

Par ce choix on aboutit à :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{IV.10})$$

Assurant de ce fait la convergence de l'erreur vers la valeur nulle.

Etape 2 :

Dans cette étape on considérera que la nouvelle référence désirée sera exactement la variable de commande déduite pour le sous-système précédent (IV.7) tel que :

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (\text{IV.11})$$

Soit l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{IV.12})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{IV.13})$$

Pour le système (IV.12), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (IV.12), et rendra V_2 négative est:

$$x_3 = \alpha_2$$

Telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 e_2 \quad (\text{IV.16})$$

Où $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (IV.12) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{IV.17})$$

Où la dérivée de α_1 en utilisant le résultat obtenu à la première étape est fournit par

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g(x_1)[-k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \dot{g}(x_1)}{g^2(x_1)} \quad (\text{IV.18})$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV.19})$$

Etape n :

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (\text{IV.20})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{IV.21})$$

Sa dérivée est

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (\text{IV.22})$$

Pour le système (IV.20), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + \dots + e_n^2] \end{aligned} \quad (\text{IV.23})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_n = \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \quad (\text{IV.24})$$

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \quad (\text{IV.25})$$

De cette dernière étape, on déduit la loi de commande pour le système entier. Comme auparavant, un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n \quad (\text{IV.26})$$

Où $k_n > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (\text{IV.27})$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{IV.28})$$

Et de ce fait on aboutit à la convergence des erreurs de poursuite vers la valeur nulle au cours des différentes étapes pour l'établissement de la loi de commande.

4. Application de la commande Backstepping à la MSAP :

4.1 Synthèse de la loi de commande :

Pour la synthèse de la loi de commande selon la procédure décrite auparavant, la machine synchrone est décrite dans le repère $(d - q)$ par le modèle suivant qui est à notre sens le plus adapté à l'application de la commande Backstepping. On notera que ce modèle tient compte dans sa formulation du concept du flux actif

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega_r + \alpha i_q \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_q - \gamma\omega_r + \frac{1}{L_q}u_q - \beta i_d \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d}i_d + \beta' i_q + \frac{1}{L_d}u_d \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

Avec :

$$\alpha = \frac{3P}{2J} \varphi_a; \quad \beta = \frac{L_d}{L_q} P \omega_r; \quad \gamma = \frac{\varphi_f}{L_q} P; \quad \beta' = \frac{L_q}{L_d} P \omega_r$$

φ_a : le flux actif $(\varphi_a = \varphi_f + (L_d - L_q)i_d)$

La synthèse de la commande est divisée en plusieurs étapes. Une fonction de Lyapunov étendue est associée à chaque étape, afin de démontrer la stabilité et la convergence du système.

4.2 Synthèse du contrôleur de la vitesse

Etape 1:

Pour assurer la poursuite en vitesse, on définit l'erreur de poursuite suivant :

$$e_1 = \omega_{rref} - \omega_r \quad (IV.30)$$

Où ω_{rref} représente la vitesse de référence à poursuivre.

Par différentiation on obtient:

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (IV.31)$$

Du système (IV.29)

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega}_{rref} - \alpha i_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \quad (IV.32)$$

Par la suite, soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (IV.33)$$

Par différentiation on

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 \left(\dot{\omega}_{rref} - \alpha i_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \right) \end{aligned} \quad (IV.34)$$

Pour garantir la négativité de \dot{V} et donc la stabilité et la convergence de l'erreur vers 0, on effectue le choix suivant :

$$\dot{\omega}_{rref} - \alpha i_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r = -k_1 e_1 \quad (IV.35)$$

Tel que :

$$i_{qref} = \frac{1}{\alpha} \left(\dot{\omega}_{rref} + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r + k_1 e_1 \right) \quad (IV.36)$$

Alors on aboutit à

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \quad (IV.37)$$

Où k_1 est une constante positive déterminée selon le système en boucle fermée.

La stabilité de suivi en vitesse est garantie dès que la commande virtuelle i_{qref} atteint cette valeur puisque la dérivée de la fonction de Lyapunov candidate est négative.

Le courant i_{qref} déterminé par le contrôleur de la vitesse constitue aussi la référence et donc une commande virtuelle pour l'étape suivant.

4.3 Synthèse de la commande des courants

Etape2 :

Dans cette étape il s'agit de déterminer les contrôleurs des courants i_d et i_q pour la protection de la machine et du convertisseur d'alimentation et aussi pour maximiser le couple fournit par le moteur. Donc, on définit encore une fois les erreurs de poursuite suivantes

- Pour le courant i_d

$$e_2 = i_{dref} - i_d \quad (IV.38)$$

Pour maximiser le couple développé par la machine on impose la référence de courant suivante :

$$i_{dref} = 0 \quad (IV.39)$$

Cela se traduit au niveau de e_2 par :

$$e_2 = -i_d \quad (IV.40)$$

- Pour le courant i_q

$$\begin{aligned} e_3 &= i_{qref} - i_q \\ e_3 &= \frac{1}{\alpha} \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{rref} + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \right] - i_q \end{aligned} \quad (IV.41)$$

Par différentiation des erreurs e_2 et e_3 on a :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= -\dot{i}_d \\ \dot{e}_2 &= \frac{R}{L_d} i_d - \beta' i_q - \frac{1}{L_d} u_d \end{aligned} \quad (IV.42)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q \\ &= \frac{1}{\alpha} \left[k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\omega}_{rref} + \frac{f}{J} \dot{\omega}_r \right] + \frac{R}{L_q} i_q + \beta i_d + \gamma \omega_r - \frac{1}{L_q} u_q \\ &= \frac{1}{\alpha} \left[k_1 \dot{\omega}_{rref} + \ddot{\omega}_{rref} + \left[\frac{f}{J} - k_1 \right] \dot{\omega}_r \right] + \frac{R}{L_q} i_q + \beta i_d + \gamma \omega_r - \frac{1}{L_q} u_q \end{aligned} \quad (IV.43)$$

Soit la fonction de Lyapunov suivante étendu aux variables e_1 , e_2 et e_3 :

$$V_2 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_3^2 \quad (\text{IV.44})$$

Par différentiation de V_2 on a :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 \quad (\text{IV.45})$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1e_1^2 + e_2 \left[\frac{R}{L_d}i_d - \beta' i_q - \frac{1}{L_d}u_d \right] + e_3 \left[\frac{1}{\alpha} \left[k_1\dot{\omega}_{rref} + \ddot{\omega}_{rref} + \left[\frac{f}{J} - k_1 \right] \dot{\omega}_r \right] + \frac{R}{L_q}i_q + \beta i_d \right. \\ & \left. + \gamma\omega_r - \frac{1}{L_q}u_q \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 - k_3e_3^2 + e_2 \left[k_2e_2 + \frac{R}{L_d}i_d - \beta' i_q - \frac{1}{L_d}u_d \right] + e_3 \left[k_3e_3 + \frac{1}{\alpha} \left[k_1\dot{\omega}_{rref} + \right. \right. \\ & \left. \left. \ddot{\omega}_{rref} + \left[\frac{f}{J} - k_1 \right] \dot{\omega}_r \right] + \frac{R}{L_q}i_q + \beta i_d + \gamma\omega_r - \frac{1}{L_q}u_q \right] \quad (\text{IV.46}) \end{aligned}$$

Si les lois de commande des courants sont choisies comme suit :

$$u_{dref} = L_d \left[k_2e_2 + \frac{R}{L_d}i_d - \beta' i_q \right] \quad (\text{IV.47})$$

$$u_{qref} = L_q \left[k_3e_3 + \frac{1}{\alpha} \left[k_1\dot{\omega}_{rref} + \ddot{\omega}_{rref} + \left[\frac{f}{J} - k_1 \right] \dot{\omega}_r \right] + \frac{R}{L_q}i_q + \beta i_d + \gamma\omega_r \right] \quad (\text{IV.48})$$

La fonction de Lyapunov \dot{V}_2 devient négative ce qui correspond à :

$$\dot{V}_2 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 - k_3e_3^2 \leq 0 \quad (\text{IV.49})$$

Donc toutes les erreurs du système à contrôler convergent vers 0 et le système est stabilisé par la commande Backstepping.

5. Commande par Backstepping avec action intégrale :

Une action intégrale est introduite par beaucoup de chercheurs scientifiques actuellement. Elle est devenue l'une des méthodes de construction de lois de commande stabilisantes.

puisque l'absence d'intégrateur entraîne l'apparition d'erreurs statiques constantes non nulles, causées principalement par les perturbations à moyenne non nulle. Au lieu d'introduire des intégrateurs dans le modèle de la machine et procéder à l'application de la méthode conventionnelle du Backstepping sans action intégrale. Cette dernière est matérialisée au niveau de la commande permettant comme on le dit ci-dessus au contrôleur d'éliminer les perturbations externes à moyenne non nulle à l'entrée et/ou à la sortie de la machine et d'assurer une grande précision de la vitesse.

Cette technique de commande fournit des performances très élevées en régimes transitoires et en régimes permanents tout en augmentant la robustesse de la structure de contrôle par rapport aux incertitudes paramétriques de la machine [94][97][98].

5.1 Synthèse des nouvelles lois de commande :

1-Pour la boucle de vitesse :

L'action intégrale apparaît dans l'expression de l'erreur de régulation de vitesse suivante:

$$e'_1 = \omega_{rref} - \omega_r + k_{\omega_r} \int (\omega_{rref} - \omega_r) dt \quad (IV.50)$$

Avec

$k_{\omega_r} \int (\omega_{rref} - \omega_r) dt$ L'action intégrale ajouté à la commande *Backstepping*, et $k_{\omega_r} > 0$

Suivant les étapes de la commande *Backstepping* détaillées dans la section précédente, et dans le but d'assurer la stabilité de suivi en vitesse, l'introduction d'une action intégrale permet de donner les nouvelles commandes virtuelles suivantes :

$$i_{qref} = \frac{1}{\alpha} \left[k_1 e'_1 + \dot{\omega}_{rref} + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r + k_{\omega_r} (\omega_{rref} - \omega_r) \right] \quad (IV.51)$$

$$i_{dref} = 0 \quad (IV.52)$$

2-Pour les boucles de courant :

Les expressions des erreurs sont redéfinies comme suit :

$$e'_2 = -i_d - k_{i_d} \int (i_d) dt \quad (IV.53)$$

$$e'_3 = i_{qref} - i_q + k_{i_q} \int (i_{dref} - i_d) dt \quad (IV.54)$$

En suivant la même procédure appliquée auparavant on peut choisir les deux commandes u_{dref} et u_{qref} du système sous la forme suivant :

$$u_{dref} = \frac{L_d}{(1 + k_{i_d})} \left[k_2 e'_2 + (1 + k_{i_d}) \frac{R}{L_d} i_d - (1 + k_{i_d}) \beta' i_q \right] \quad (IV.55)$$

$$u_{qref} = L_q \left[k_3 e_3 + \frac{1}{\alpha} \left[k_1 \dot{\omega}_{rref} + \ddot{\omega}_{rref} + \left[\frac{f}{J} - k_1 \right] \dot{\omega}_r + k_{\omega_r} (\omega_{rref} - \omega_r) \right] + \alpha e_1 + \frac{R}{L_q} i_q + \beta i_d + \gamma \omega_r + k_{i_q} (i_{dref} - i_d) \right] \quad (IV.55)$$

Avec :

Où k_{i_d}, k_{i_q} sont des constantes positives.

6. Résultats de simulation du système commandé par Backstepping avec l'Observateur super twisting:

La commande par Backstepping est associée à l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur super twisting basé sur le flux actif. L'observateur super twisting a une convergence en temps fini, Ainsi le système en boucle fermée peuvent fonctionner avec succès sans aucun problème de stabilité car la stabilité de "observateur-contrôleur" est assuré lorsque le temps de convergence fini de l'observateur proposé est atteint [3].

Les résultats de simulation de la commande par Backstepping sans capteur basé sur un observateur à modes glissants d'ordre supérieur conçu en utilisant le flux actif sont présentés ci-dessous. Le schéma bloc de commande est représenté sur la figure (4.1). Le but de la simulation est d'analyser les performances de l'ensemble commande de la machine synchrone associé à un observateur en utilisant le modèle de la MSAP-PS dans le repère (α, β) , basé sur le flux actif. Les paramètres de l'observateur modes glissants d'ordre supérieur sont choisis tels que:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = 100, \quad \alpha_1 = \alpha_2 = 2000.$$

Les paramètres de la commande sont choisis tels que:

$$k_1 = 100, \quad k_2 = 15000, \quad k_3 = 15000.$$

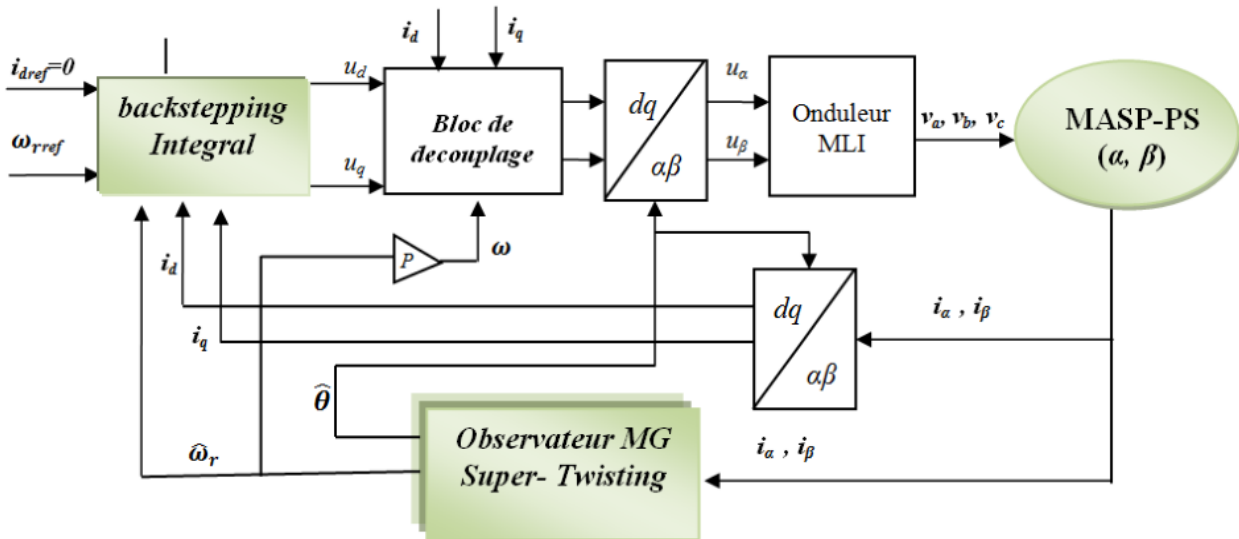


Figure 4.1 Schéma block de la commande sans capteur “ commande backstepping + observateur ”

6.1. Résultats de la commande par Backstepping classique :

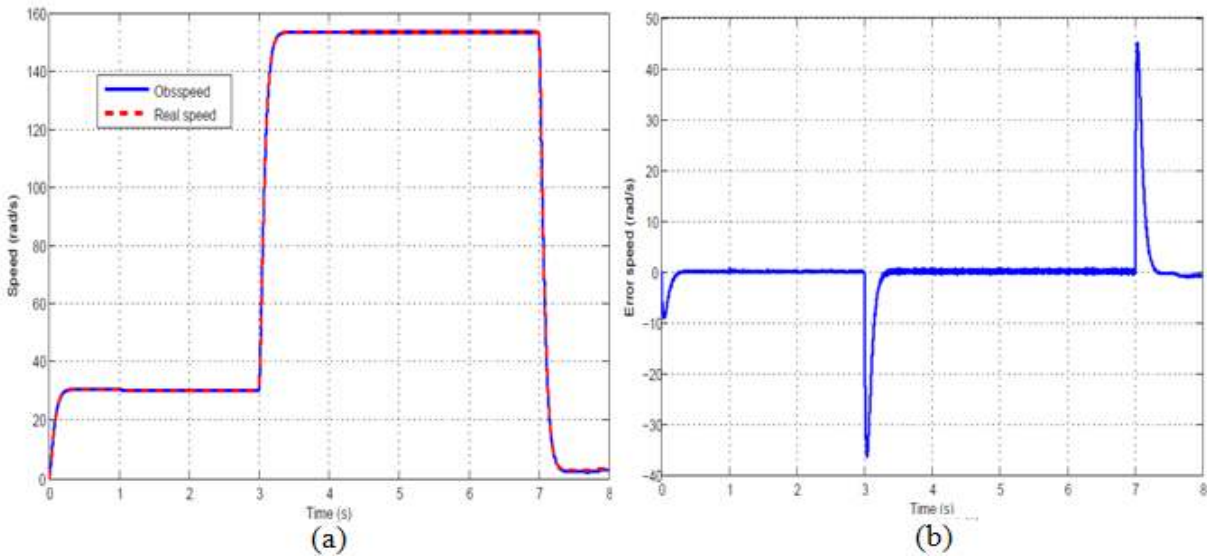


Figure 4.2 a) Vitesse de la MSAP-PS b) Erreur de vitesse

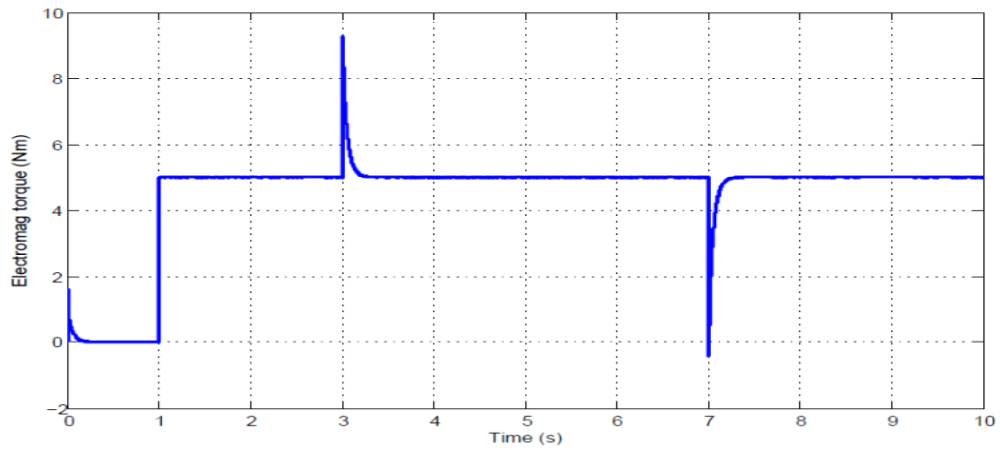


Figure 4.3 Couple électromagnétique.

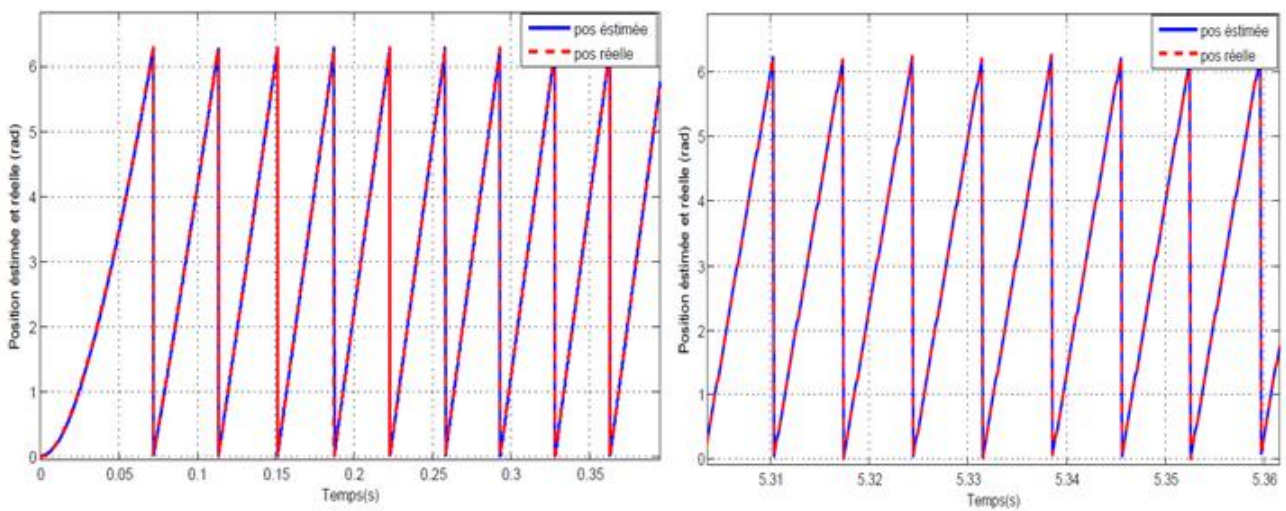


Figure 4.4 Les positions rotorique réelle et estimée.

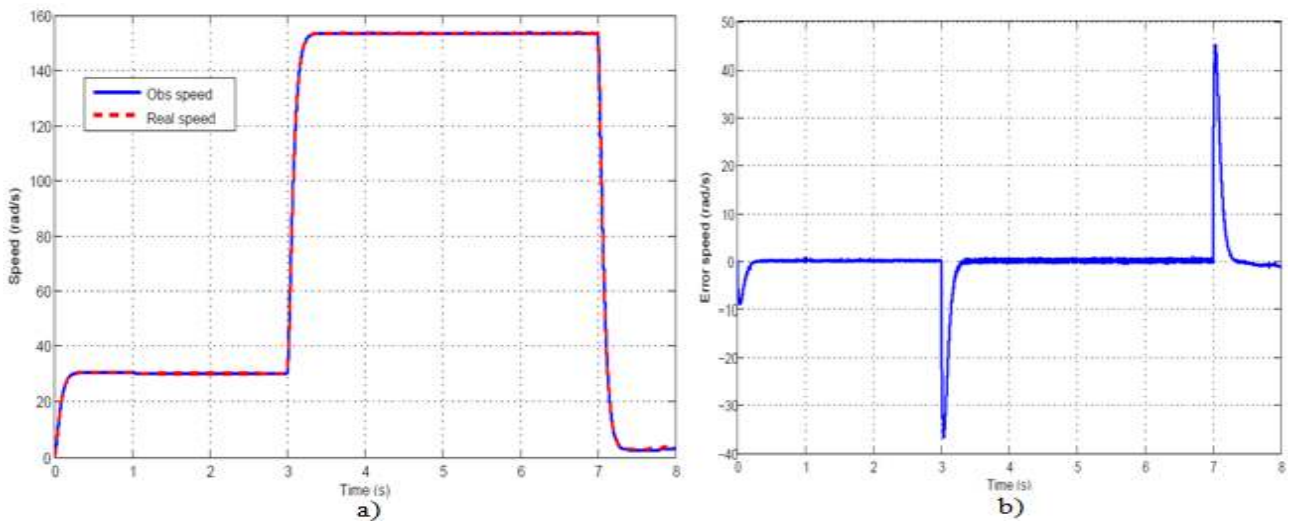


Figure 4.5 a) Les vitesses réelle et estimée à +50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à +50%R.

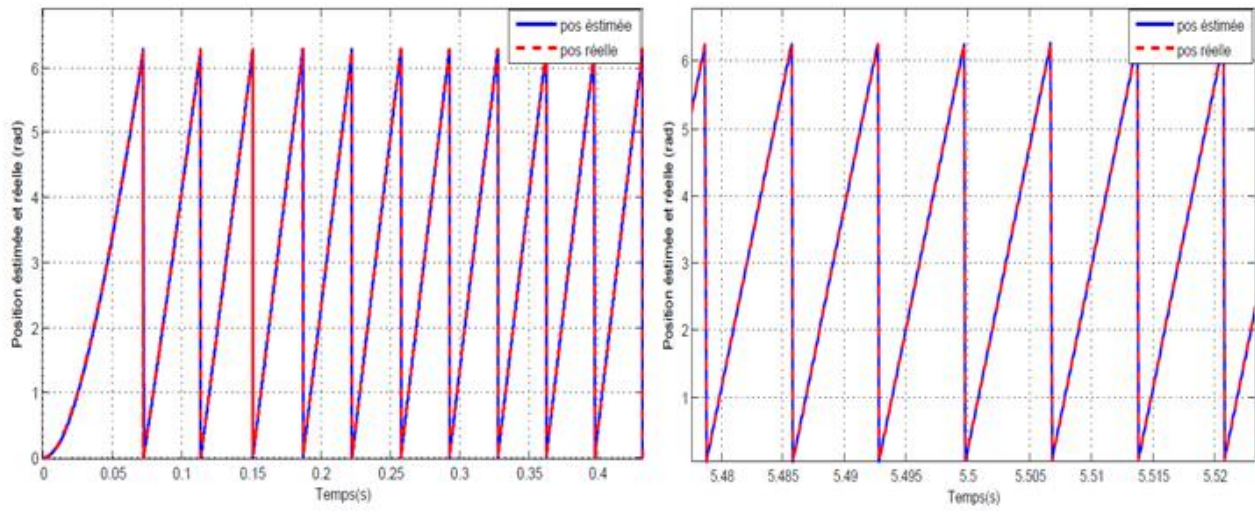


Figure 4.6 Les position rotorique réelle et estimée à +50%R.

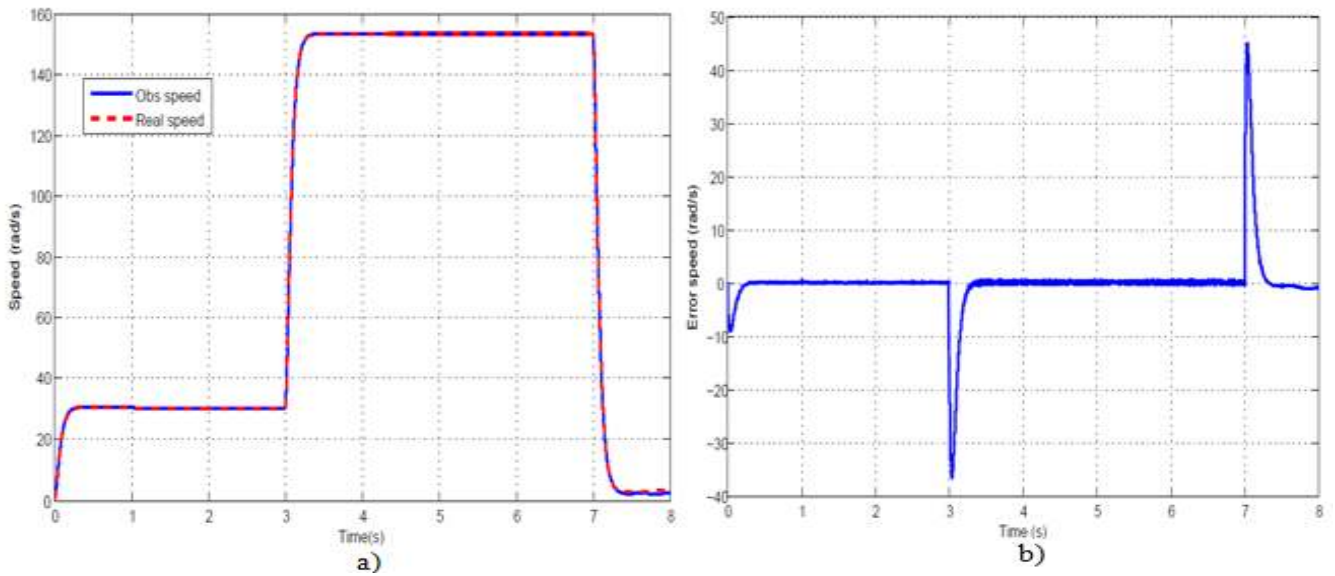


Figure 4.7 a) Les vitesses réelle et estimée à -50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à -50%R.

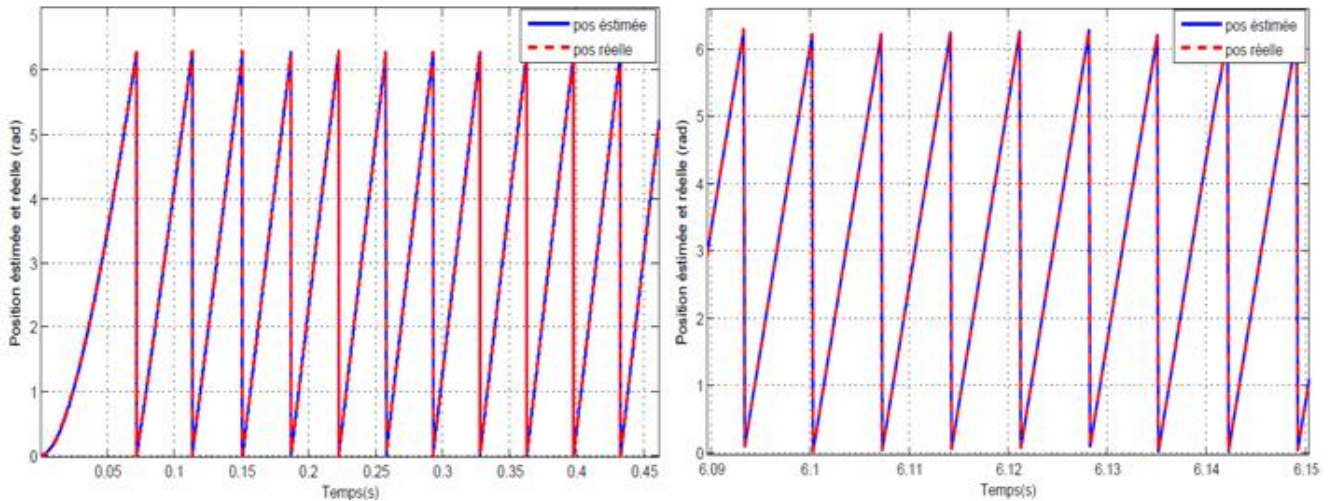


Figure 4.8 Les position rotorique réelle et estimée à -50%R.

Encore une fois, les résultats de simulation signifie que le système répond bien et donne des bonne performance. La vitesse estimée et celle mesurée sont présentés par la figure (4.2-a) tandis que la figure (4.2-b) illustre l'erreur d'estimation de la vitesse. Nous pouvons remarquer que la vitesse réelle suit la vitesse estimée avec une erreur de poursuite acceptable. Cette erreur augmente au moment de l'application du couple (5N.m) et pour une vitesse faible. La figures (4. 6) montre que la position estimée converge rapidement vers la position réelle.

Le couple électromagnétique estimé confirme le bon comportement dynamique du système de contrôle avec le nouveau modèle de MSAP-PS basé sur le flux actif.

Les figures (4.5) et (4.8) montrent des résultats de simulation de la commande proposé pour des variations de $\pm 50\%$ sur la valeur de la résistance statorique. On remarque que ces résultats sont similaires à ceux obtenus dans le cas nominal. Les figures confirment la bonne performance de l'ensemble "commande par Backstepping et observateur " en boucle fermée en termes de suivi de trajectoire et rejet de perturbation

6.2. Résultats de la commande par Backstepping avec action intégrale :

Dans cette partie nous avons ajouté une action intégrale dans l'algorithme de la commande Backstepping classique, et d'une façon similaire nous utilisons le schéma de la figure (4.1).

Les résultats de simulation de la commande par Backstepping intégrale associée à l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur sont présentés ci-dessous.

Les paramètres de l'observateur modes glissants d'ordre supérieur sont choisis de la manière suivante: $\lambda_1 = \lambda_2 = 100$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 2000$.

Les paramètres de la commande sont choisis de la manière suivante:

$$k_1 = 100, k_2 = 15000, k_3 = 15000, k_{\omega_r} = 10, k_{i_d} = 0.1, k_{i_q} = 100$$

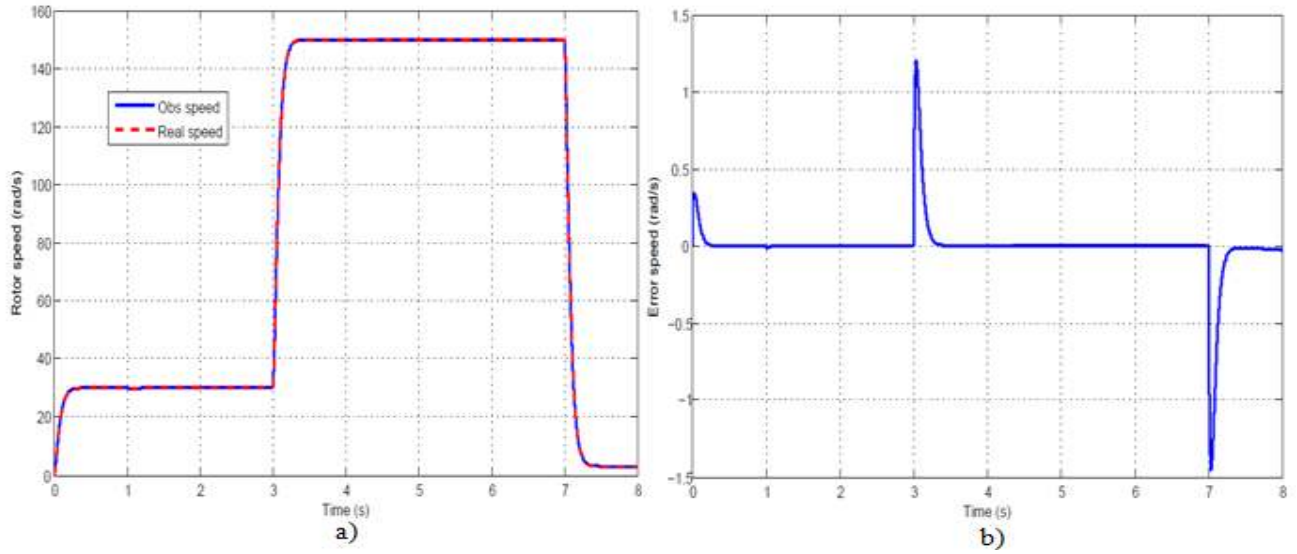


Figure 4.9 a) Les vitesses réelle et estimée b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse.

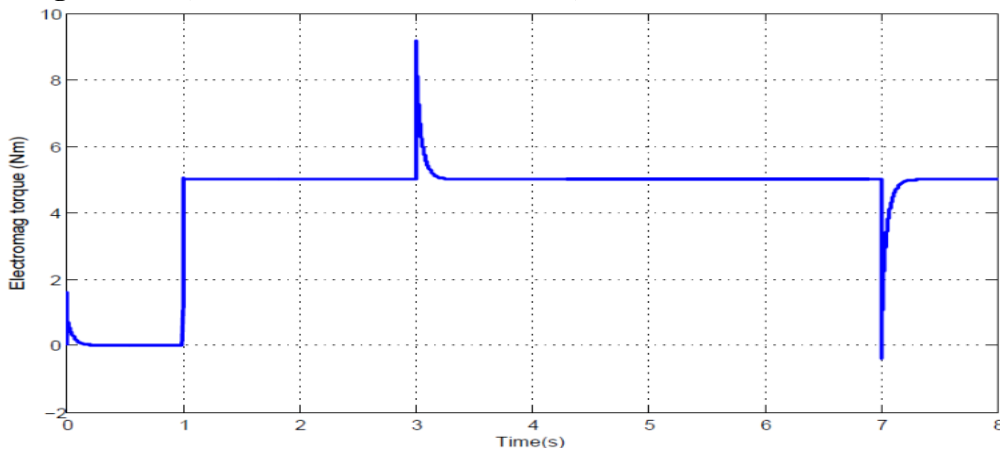


Figure 4.10 Couple électromagnétique ,

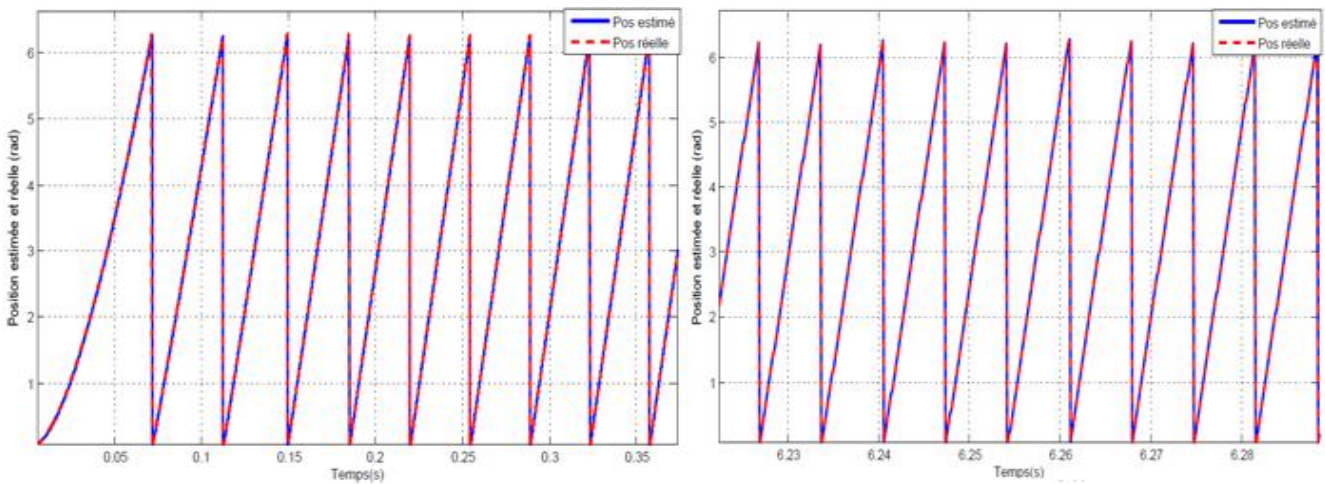


Figure 4.11 Les positions rotorique réelle et estimée.

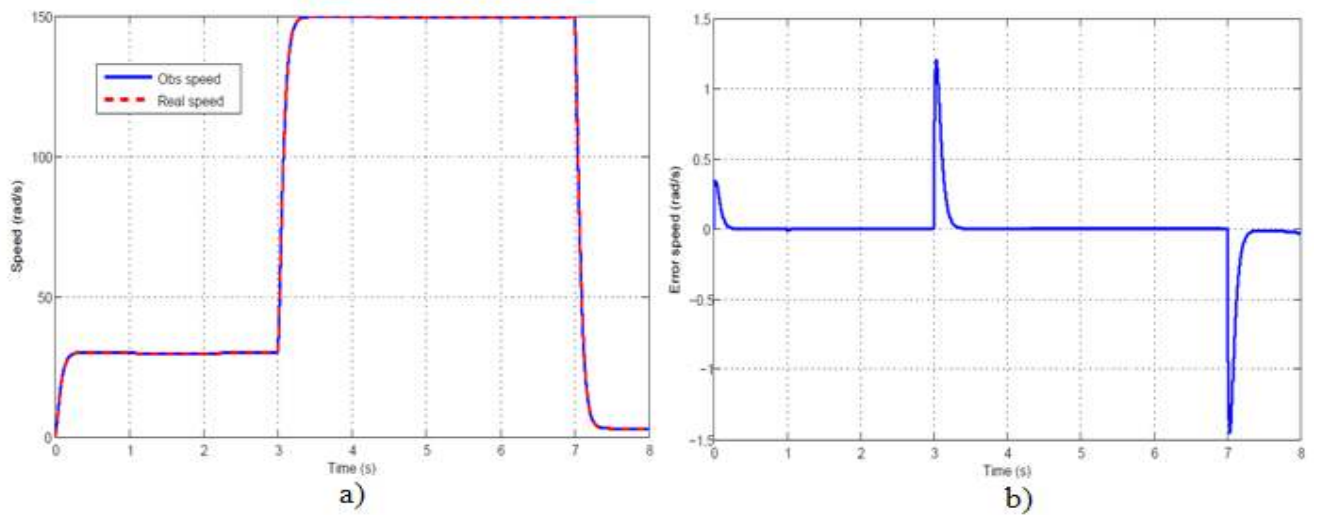


Figure 4.12 Les vitesses réelle et estimée à +50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à +50%R.

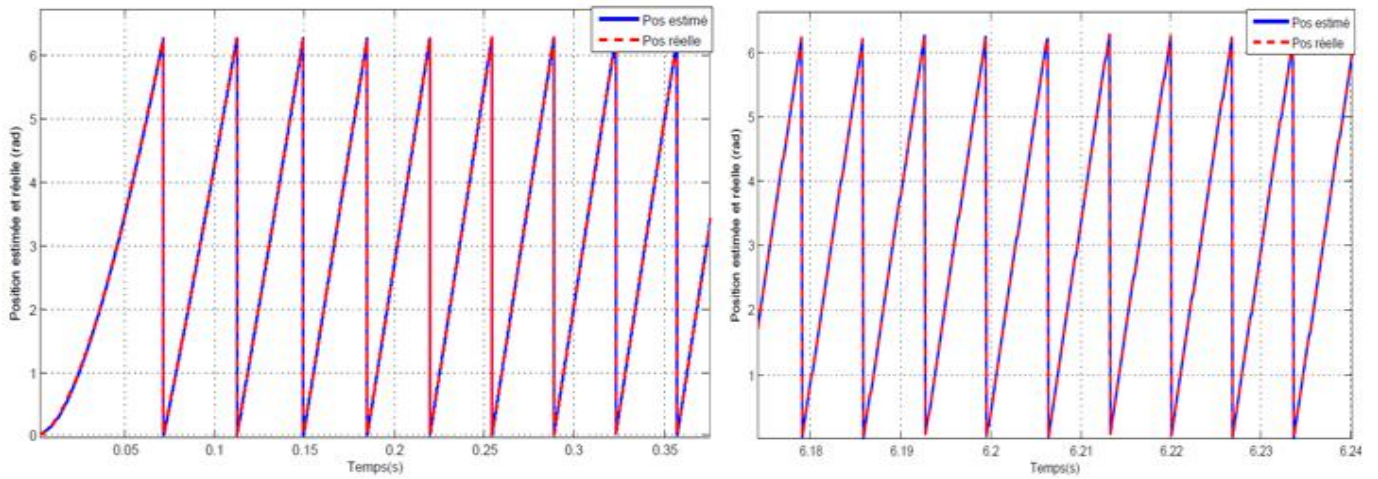


Figure 4.13 Les position rotorique réelle et estimée à +50%R.

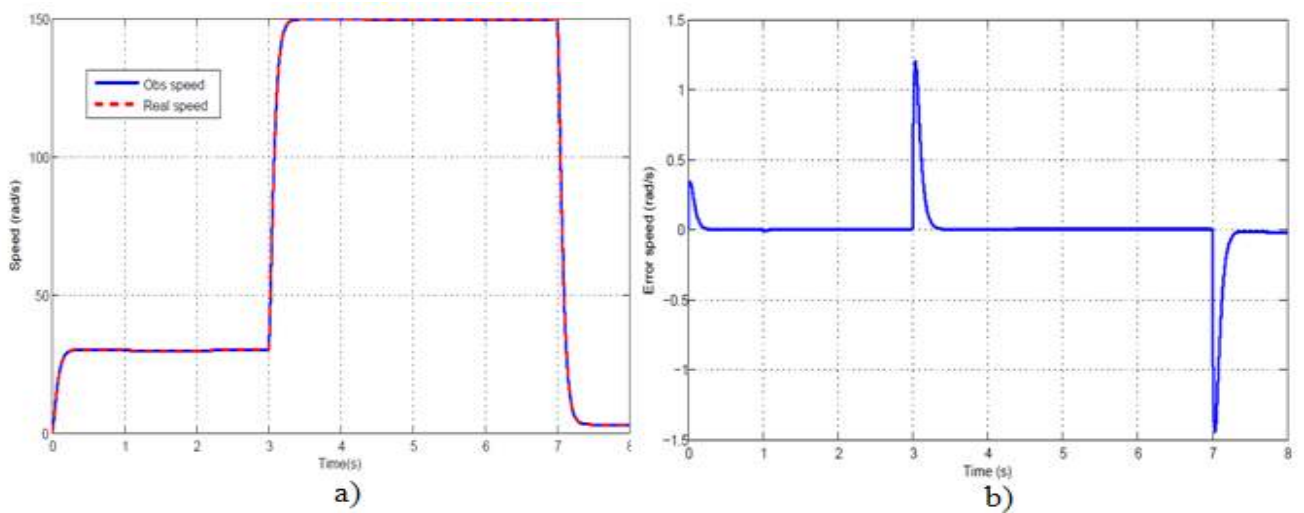


Figure 4.14 : a) Les vitesses réelle et estimée à -50%R, b) L'erreur sur l'estimation de la vitesse à -50%R.

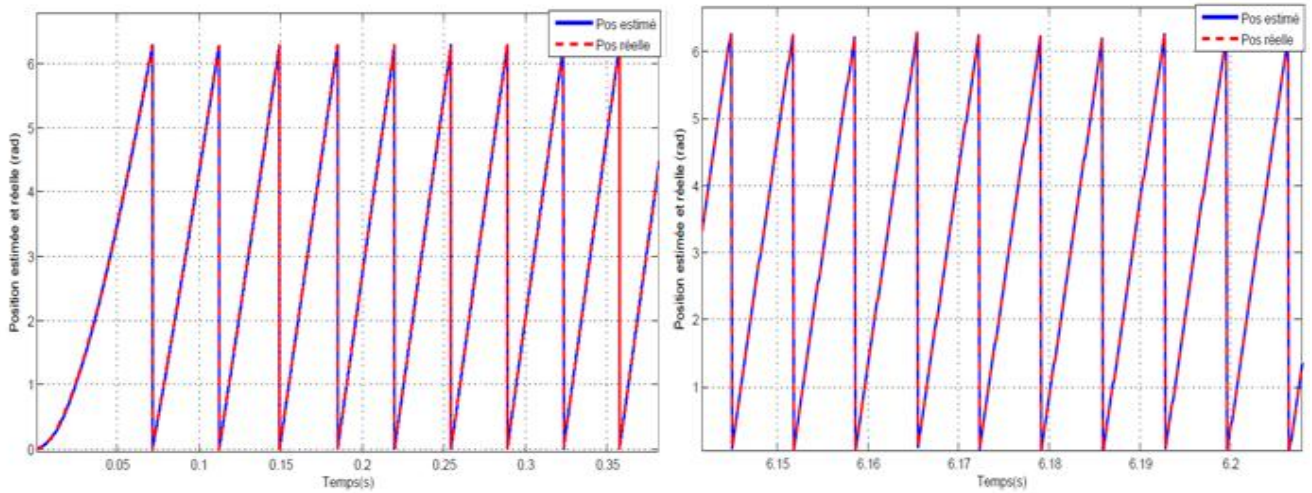


Figure 4.15 Les position rotorique réelle et estimée à -50%R.

Les figures (4.9) et (4.15) présente les résultats de simulation de la commande de type backstepping avec action intégrale. D'après les figure (4.2), Nous remarquons que la réponse de vitesse est meilleure que celle remarquée sans présence de l'action intégrale, où l'erreur est presque nul. Egalement, nous constatons la bonne estimation de la position exposée par les figures (4. 6). Les figures (4.5) et (4.8) montrent des résultats de simulation de la commande proposé pour des variations de $\pm 50\%$ sur la valeur de la résistance statorique. Les figures confirment la bonne performance de la commande Backstepping intégral. Finalement les résultats de simulation montrent clairement la supériorité du Backstepping intégral sur la Backstepping sans intégral.

7. Conclusion

La commande par Backstepping et Backstepping intégral sont utilisées dans ce chapitre pour remplacer le régulateur traditionnel PI. Premièrement nous avons présenté les lois de commande Backstepping, sans et avec action intégral, sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimant permanent à pole saillant. Ces deux commandes, associées à l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur, donnent d'excellents résultats et démontrent des qualités de robustesse appréciable. Les réponses en présence de charge et de variations paramétriques ont été également analysées. On conclut que les réponses avec régulateur backstepping intégral sont plus rapides et plus robustes. De plus, les tests effectués en présence de variations des paramètres du moteur montrent aussi que le système contrôlé par backstepping est très peu sensible aux variations de la résistance statorique, ce qui confirme la supériorité de la commande par backstepping intégral. Comparé aux résultats de simulation de la commande sans capteur utilisant régulateurs PI, présenté dans le chapitre précédent montre que la commande par backstepping intégral permet une meilleur dynamique que la commande par le régulateur PI.

CHAPITRE V

Validation Expérimentale

1. Introduction

L'objectif de toute notre étude est de réaliser la commande sans capteur mécanique unifiée de la machine synchrone à aimants permanents. Dans les chapitres précédents nous avons fait l'étude des observateurs et nous avons élaboré des commandes sans capteur unifiées des machines synchrones à aimants permanents:

- Commande sans capteur unifiées avec régulateur classique (PI) + observateur
- Commande sans capteur unifiées avec un contrôle de backstepping + observateur

La validation par simulation des commandes proposées a permis d'analyser le comportement dynamique (l'erreur statique, l'erreur de poursuite, le temps de montée, le temps de réponse, ...etc.), de montrer l'efficacité et la robustesse de la structure de contrôle,

Il est clair qu'en simulation, certains phénomènes physiques ainsi que certaines contraintes technologiques comme les erreurs de mesures, le temps d'échantillonnage, les bruits de mesures ...etc. , ne peuvent être pris en compte.

Pour cela, l'implémentation en temps réel d'une commande sur un banc d'essais, constitue une tâche très importante puisqu'elle permet de valider et montrer réellement son efficacité et sa robustesse. Elle permet également de mettre en exergue certaines contraintes physiques négligées lors de l'implémentation numérique. D'où l'intérêt de l'aspect expérimental qui représente une partie importante de la thèse.

Dans cette partie dédiée à l'expérimentation de notre commande, nous avons réalisé la commande Backstepping de la machine synchrone à aimant permanent avec capteur de vitesse et ensuite la Commande par Backstepping intégrale de la machine synchrone à aimant permanent sans capteur basé sur un observateur à modes glissants d'ordre supérieur.

2. Description du banc expérimental:

L'expérimentation a été effectuée au laboratoire des Systèmes Propulsion - Induction Electromagnétiques. La figure ci-dessous donne le schéma général du banc d'essai utilisé. Ce banc d'essai est constitué de:

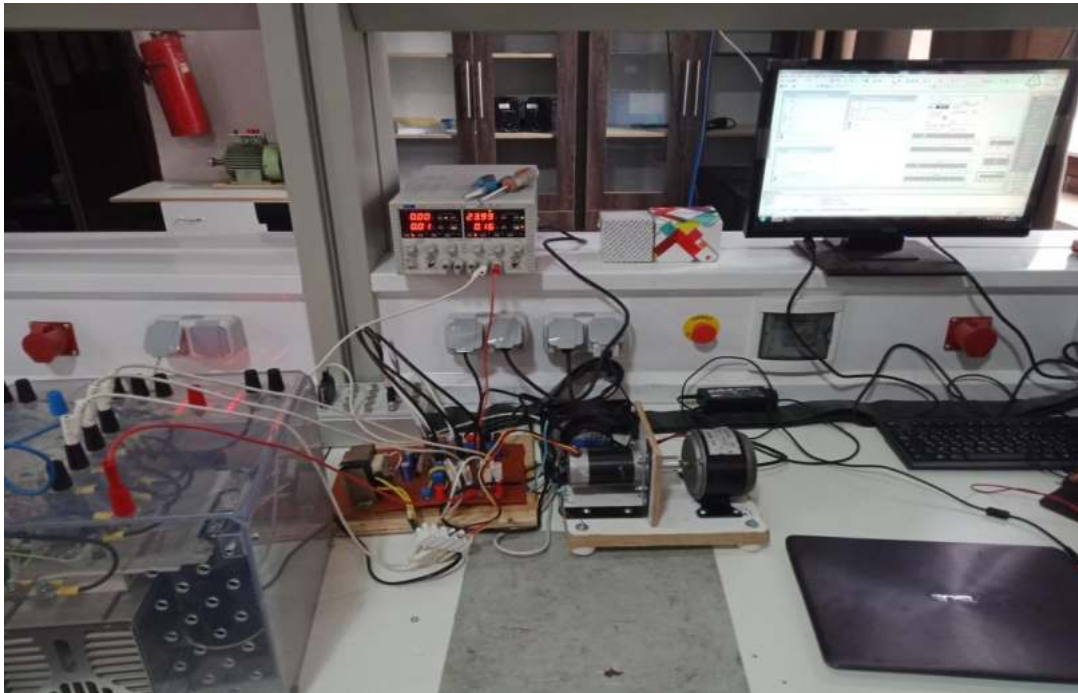


Figure 5.1 Schéma général du banc d'essai

2.1. Système informatique

Le système informatique est constitué des entités suivantes:

- Un ordinateur (PC) ;
- Une carte de commande temps réel DSPACE DS1104 ;
- Une interface de connexion entre le banc d'essais et le système de commande.
- Une carte permettant de commander l'onduleur de tension en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) et d'imposer les tensions aux bornes de la machine,
- Une carte permettant la mesure des deux courants,

2.2. L'ensemble électromécanique

L'ensemble électromécanique constitué d'une machine synchrone à aimants permanents MSAP à pôles saillant dont la plaque signalétique est donnée dans l'annexe A .

- Un convertisseur de puissance (onduleur de tension transistors IGBT:).
- La machine est accouplée à une charge mécanique constituée d'une génératrice électrique.
- Une alimentation stabilisée permettant d'ajuster le niveau de tension sur le bus continu

2.3. Équipements de mesures:

L'ensemble de mesure comporte :

- Une carte d'acquisition associée aux capteurs de courant LEM-LA 25-NP et de tension LEM-LV 25-P à effet Hall pour la mesure des courants et tensions statoriques ;

-Un capteur de vitesse a effet hall inséré dans le moteur et dont les signaux sont envoyés directement sur le port parallèle de la carte CP1104.

2.4. Le dispositif de commande

La carte DSpace est conçue pour développer des systèmes de commande numérique en temps réel. Elle permet en ligne, de faire l'acquisition des différentes mesures, d'implémenter des algorithmes et de transmettre des signaux de commande. Elle se connecte directement sur la carte du PC par la liaison bus extensible.

La carte DSpace 1104 est une carte de prototypage temps réel. Elle est également disponible en format Compact PCI et PCI Express. elle comprend :

- Le matériel temps réel : Carte DS1104 R&D Controller Board
- Le logiciel d'implémentation : Real-Time Interface
- Le logiciel d'expérimentation : ControlDesk

Elle est basée sur le Digital Signal Processor (DSP) d'une fréquence de 60MHz qui constitue l'unité principale de traitement. Elle est ainsi idéalement adaptée aux algorithmes numériques les plus complexes. Les avantages majeurs de la carte DS1104 sont :

- Système compact
- Se branche directement à un PC tour (idéal pour des salles de travaux pratiques)
- Excellent rapport performance/prix
- Idéal pour les petites applications de contrôle
- Grande facilité d'utilisation grâce à la suite logicielle dSPACE (RTI et ControlDesk)

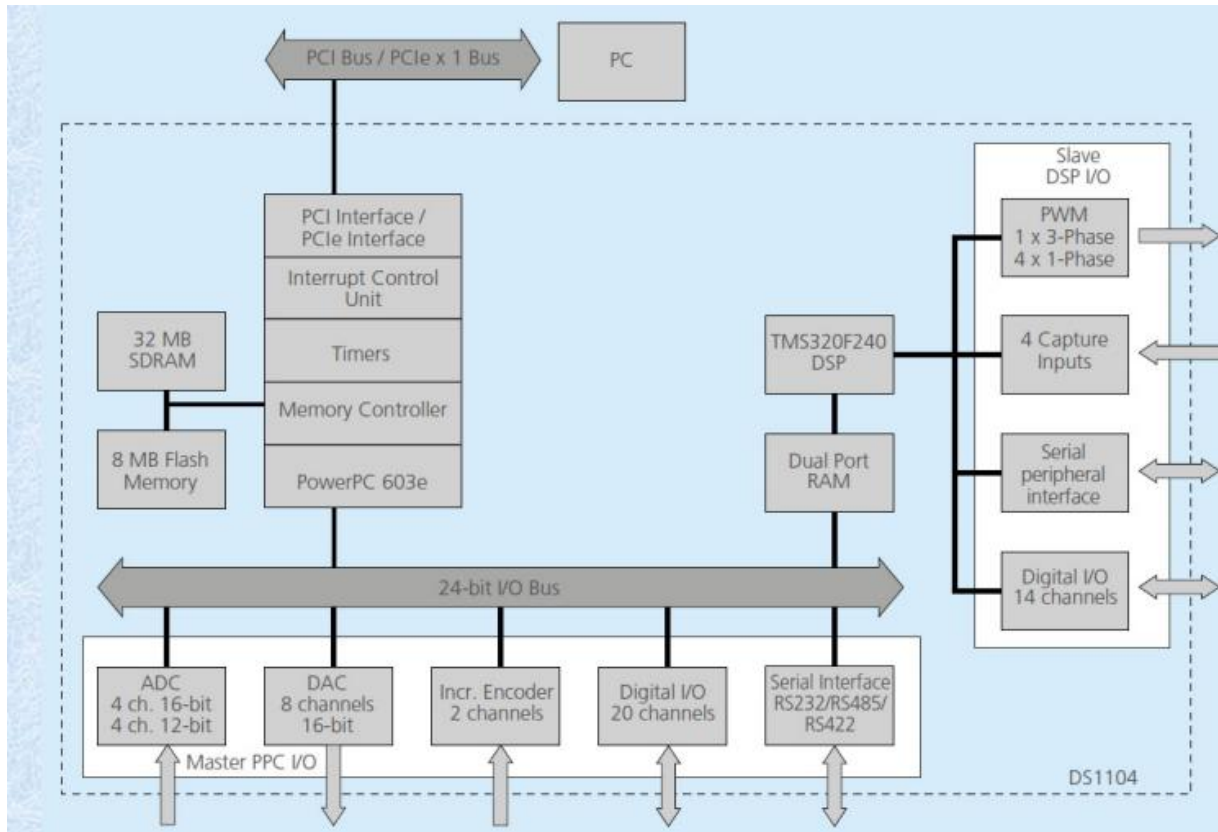


Figure 5.2 Schéma de la carte DS1104

3. Validation expérimentale

Cette partie a pour but de valider la faisabilité de la méthode proposée sur un banc d'essai expérimental. Nous avons réalisé deux commandes, la première est la commande Backstepping avec capteur de la MSAP en boucle fermée et la deuxième est la Commande par Backstepping intégrale sans capteur basée sur un observateur à modes glissants d'ordre supérieur.

3.1 Commande Backstepping intégrale de la MSAP avec capteur mécanique

Le schéma Simulink utilisé sur la plate-forme d'essai pour expérimenter cette commande est donné par la figure (5.3).

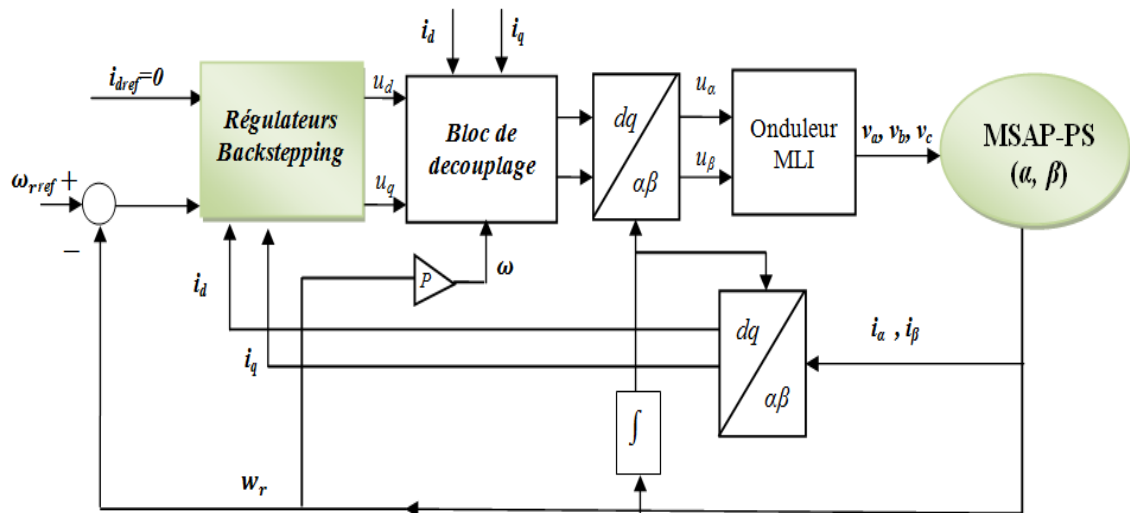


Figure 5.3 Schéma bloc de la commande Backstepping de la MSAP-PS

Dans un but de comparaison, tout d'abord nous allons présenter les résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink de la commande Backstepping intégral de la MSAP avec capteur dont les paramètres sont donnés en annexe avant d'exposer les résultats expérimentaux. Les résultats de simulation sont donnés comme suit:

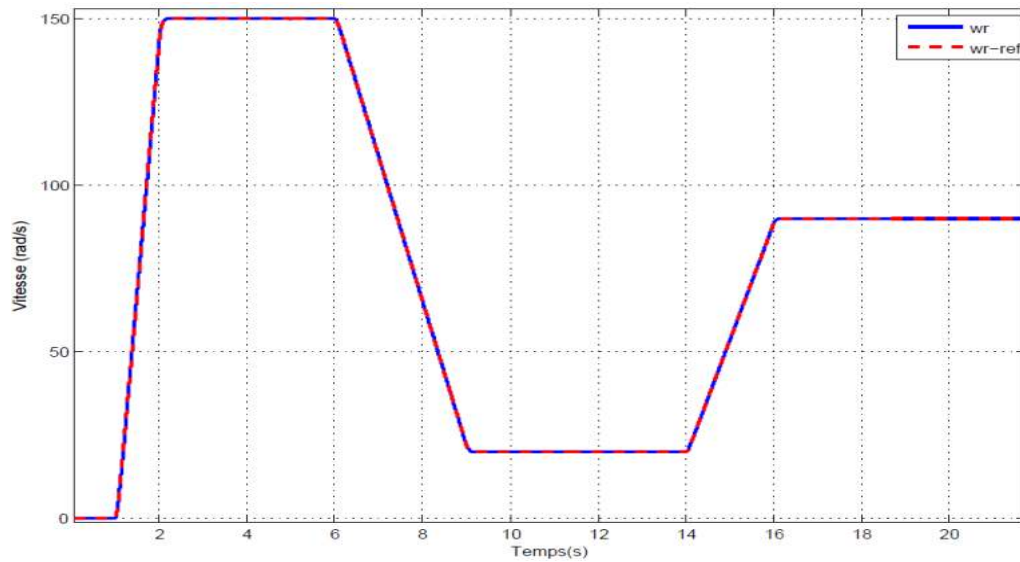


Figure 5.4 La vitesses de la MSAP-PS

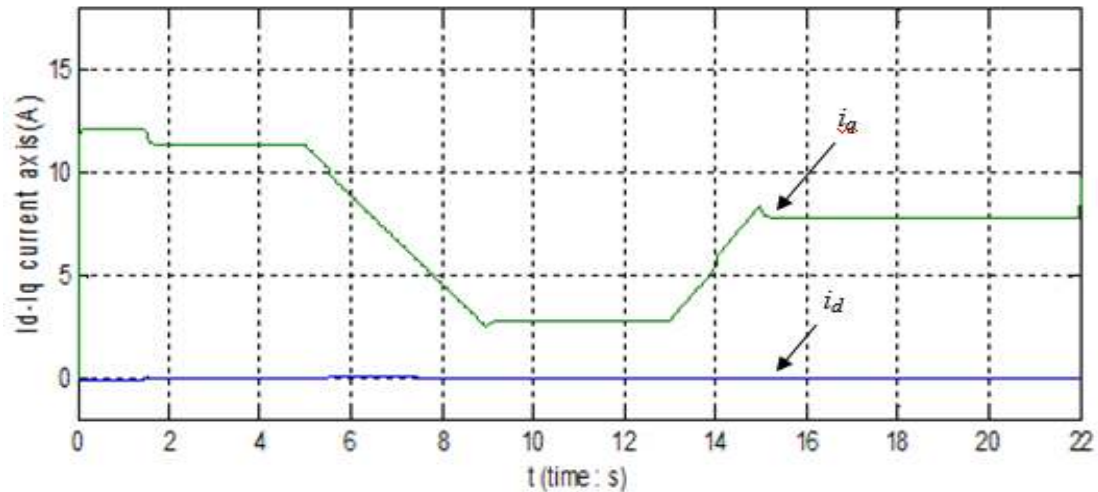


Figure 5.5 Les courants statoriques i_d i_q de la MSAP-PS

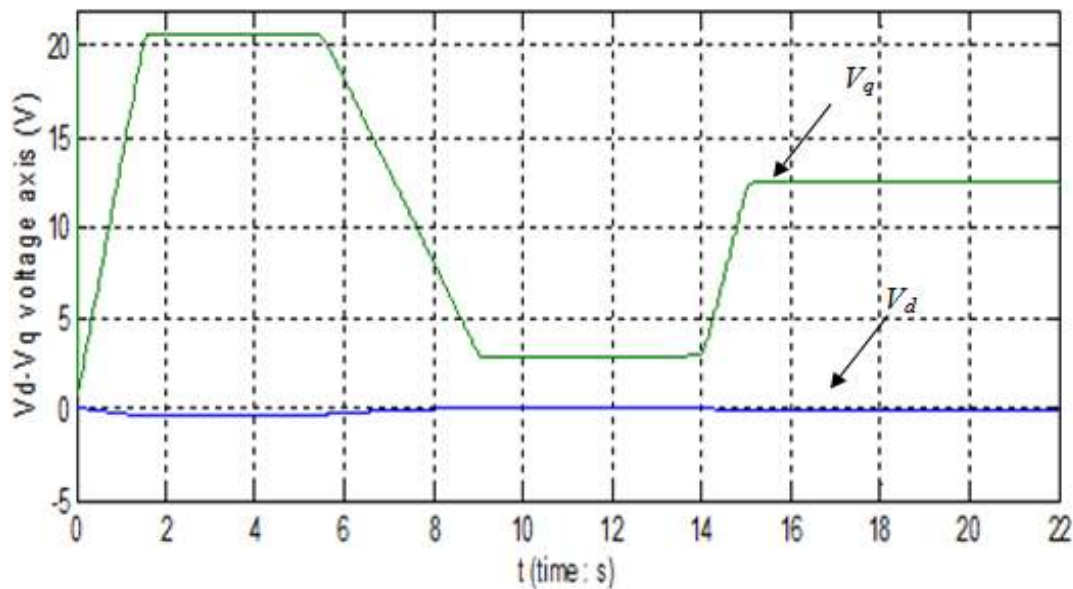


Figure 5.6 Les tension statorique v_d v_q de la MSAP-PS

Nous avons présenté sur les figure (5.4) , (5.5) et (5.6) la vitesse, les deux courants statorique i_d , i_q , les deux tensions statorique V_d , V_q de commande de la MSAP-PS.

Les résultats obtenus a partir du nouveau modèle sont globalement satisfaisants, les réponses sont rapides et stables.

Pour les mêmes paramètres du moteur, nous exposons les résultats expérimentaux de la commande Backstepping intégral de la MSAP avec capteur comme suit:

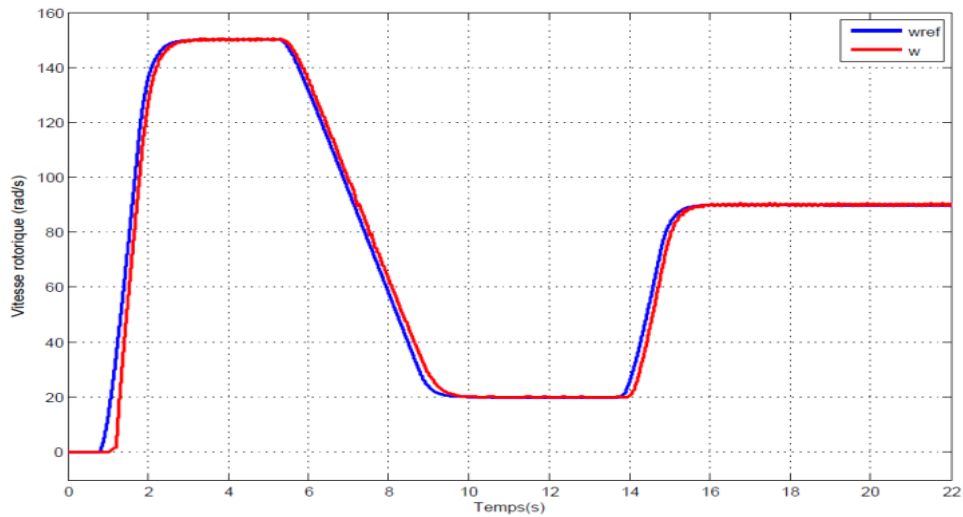


Figure 5.7: La vitesses de la MSAP-PS (Expérimentale)

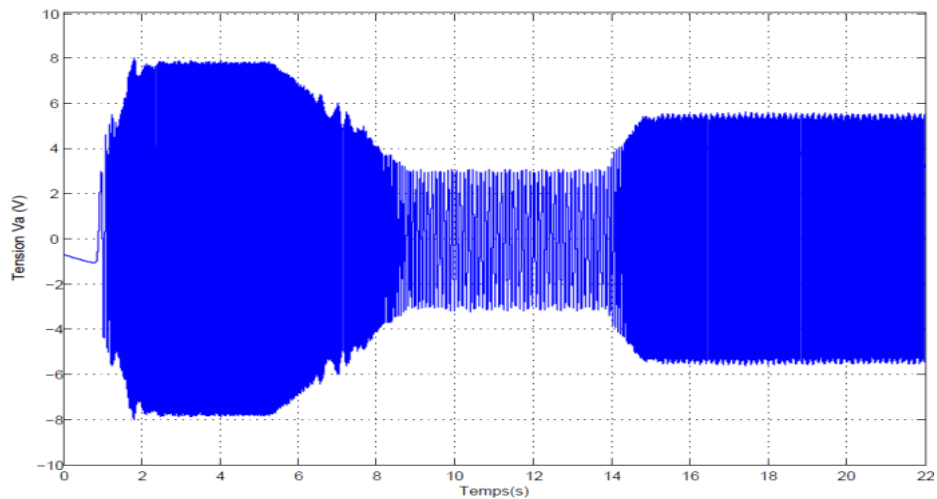


Figure 5.8 Tension de phases statoriques Va de la MSAP-PS (Expérimentale)

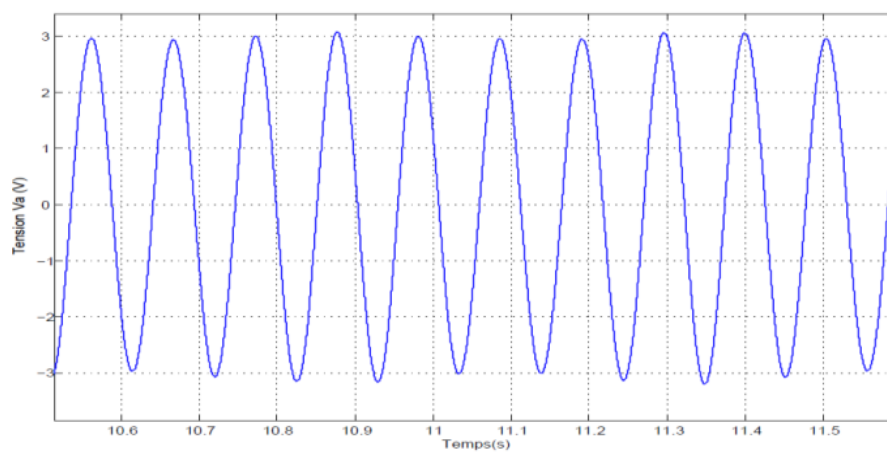


Figure 5.9 Zoom de la tension de phase Va de la MSAP-PS (Expérimentale)

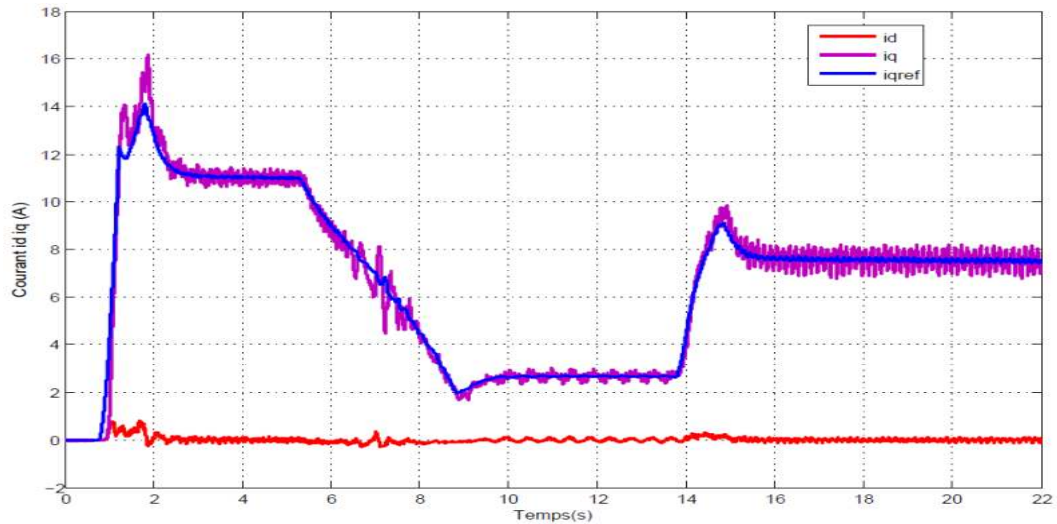


Figure 5.10 Les courants statoriques i_d i_q de la MSAP-PS (Expérimentale)

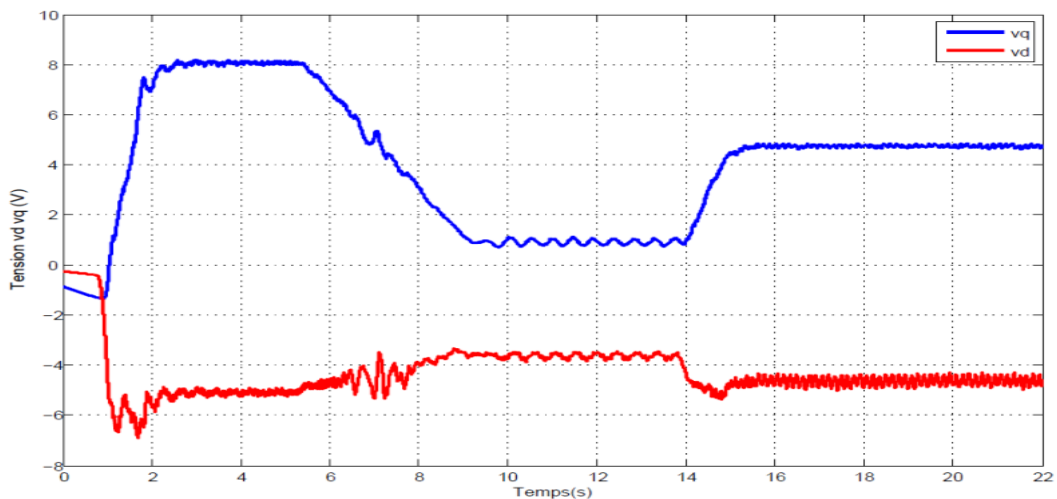


Figure 5.11 Les tension statorique v_d v_q de la MSAP-PS (Expérimentale)

D'après la figure (5.7), Nous pouvons remarquer que la poursuite de vitesse s'effectue d'une manière très acceptable et la vitesse réelle converge vers sa référence. Les figure (5.8) et (5.9) représentent les allures de la tension V_a , où on voit que la tension V_a est bien sinusoïdale. Les figures (5.10) et (5.11) représentent le comportement des courants i_d i_q et des tensions statoriques v_d v_q de la MSAP. On remarque que l'observateur proposé est cohérent avec le comportement attendu des courants i_d et i_q et des tensions. Ils peuvent présenter une validation supplémentaire de la méthode proposée. L'analyse des résultats expérimentaux de la commande avec capteur, montre la faisabilité de la méthode proposée.

3.2 Commande par Backstepping intégrale sans capteur basé sur un observateur

La simulation de la commande Backstepping intégral de la MSAP sans capteur mécanique associées à l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur présenté dans le chapitre quatre donne les résultats suivantes:

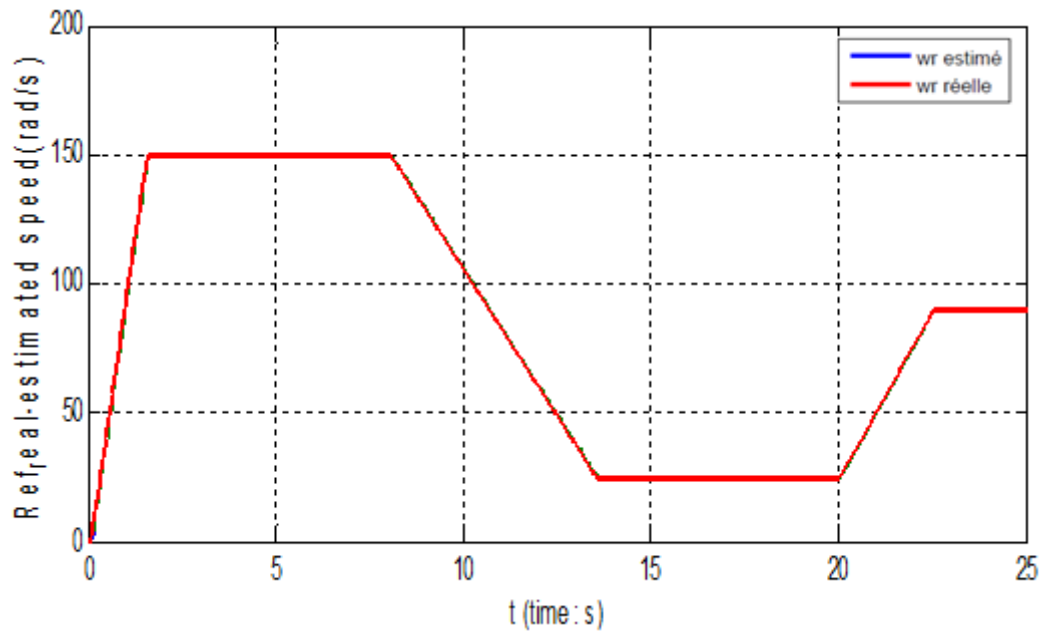


Figure 5.12 Les vitesses réelle et estimée

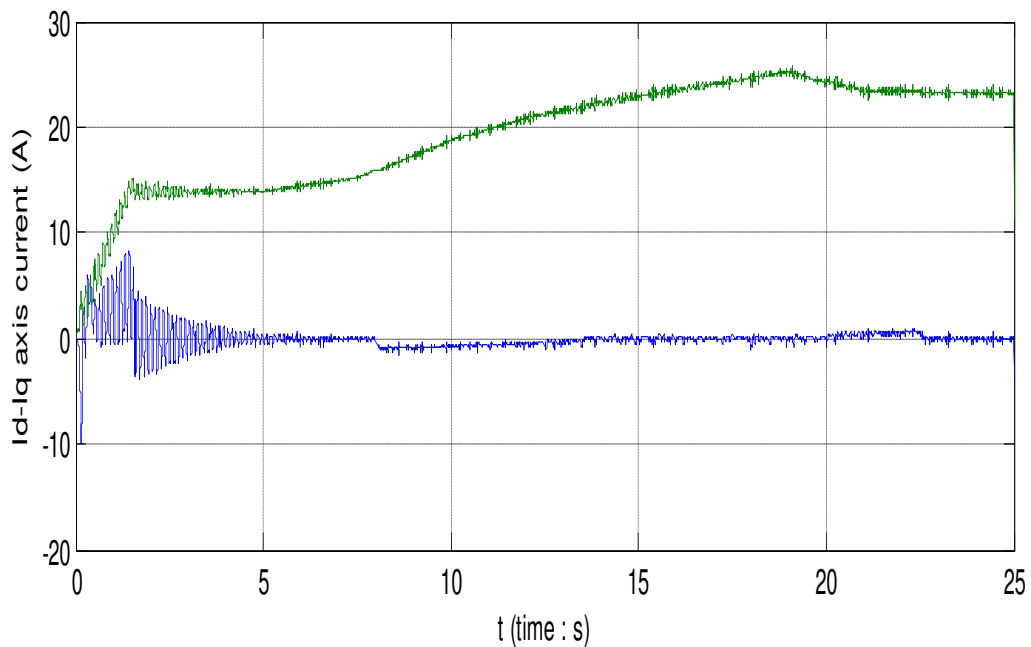


Figure 5.13 Les courants statorique i_d i_q de la MSAP-PS

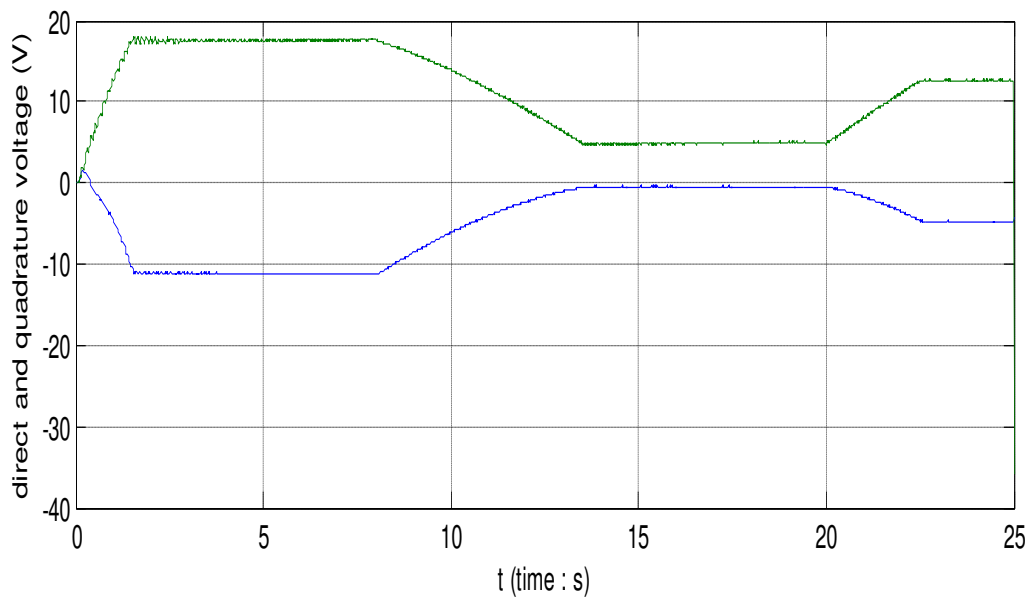


Figure 5.14 Les tension statorique v_d v_q de la MSAP-PS

Les résultats expérimentaux de la commande Backstepping intégral de la MSAP sans capteur mécanique associées à l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur présenté dans le chapitre quatre sont données comme suite:

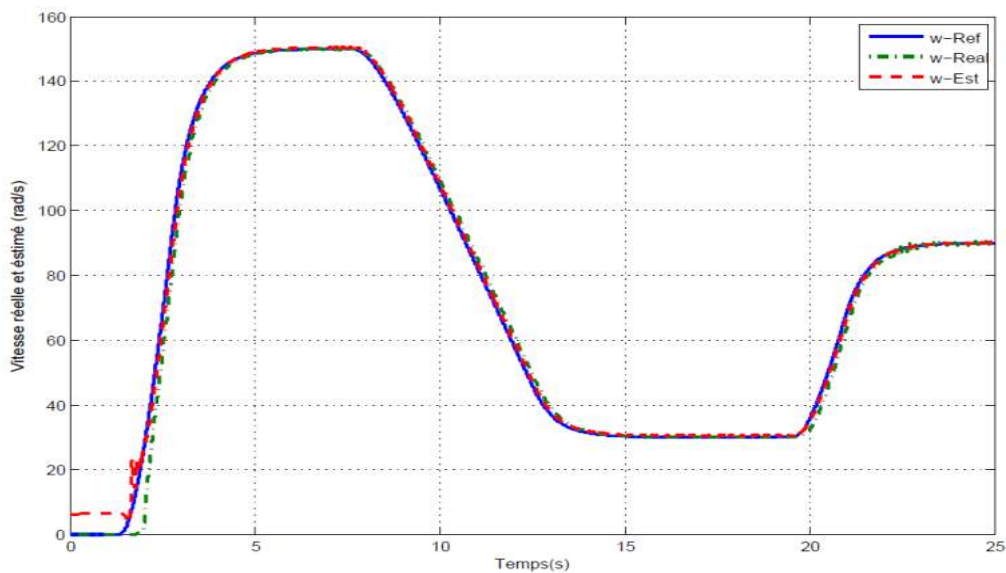


Figure 5.15 Les vitesses réelle et estimée de la MSAP-PS (Expérimentale)

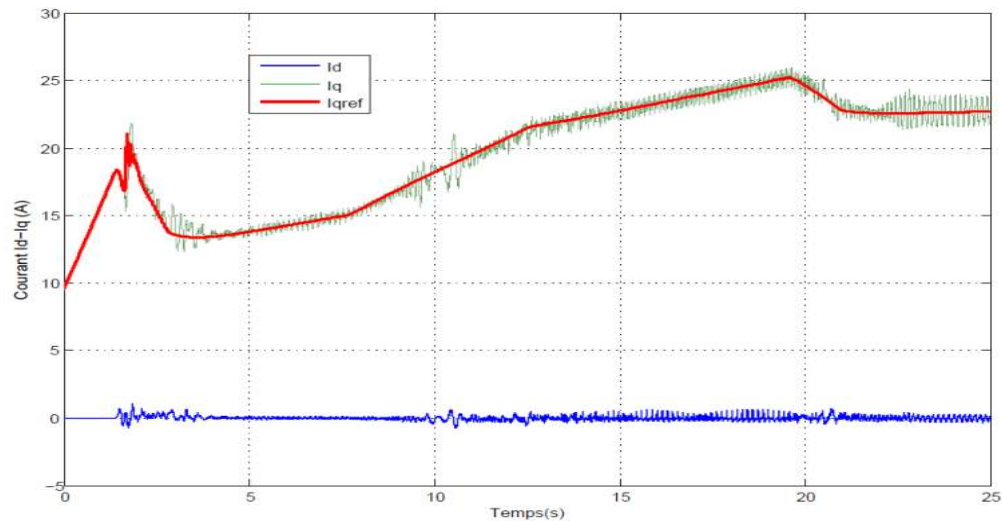


Figure 5.16 Les courants statorique i_d i_q de la MSAP-PS (Expérimentale)

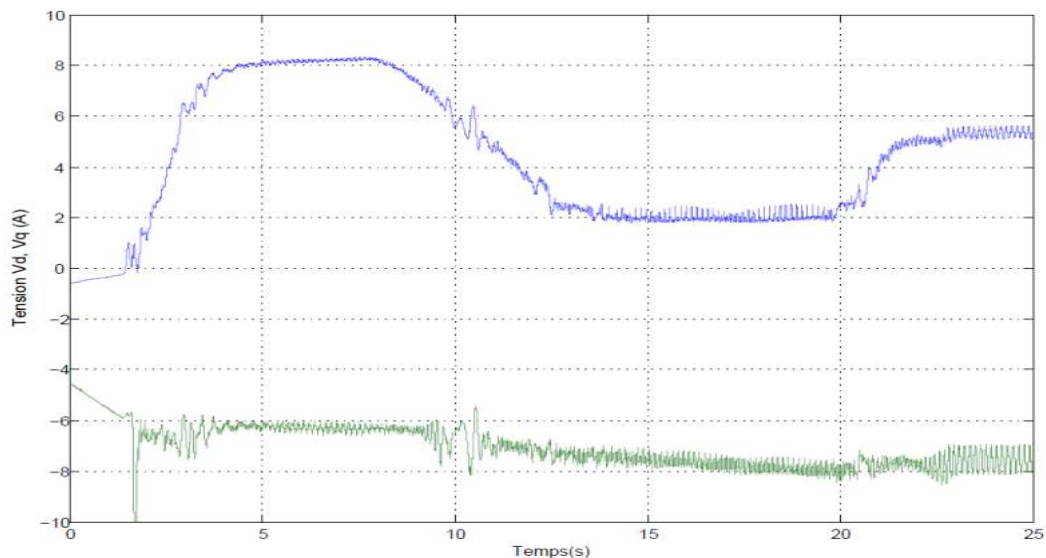


Figure 5.17 Les tensions statorique v_d v_q de la MSAP-PS (Expérimentale)

Les figures (5.12), (5.13) et (5.14) représentent la vitesse estimées et réelle, les courant statorique (i_d , i_q) et les tension statorique V_d V_q . Ces résultats sont obtenus par simulation de l'ensemble (commande +observateur), on remarque que ils sont satisfaisants.

Les résultats expérimentaux de la commande par Backstepping intégrale associée à l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur sont présentés dans Les figures (5.15), (5.16) et (5.17). D'après la figure (5.15) On remarque une bonne poursuite d'observation pour la vitesse avec des erreurs assez importantes pour d'observation lors de régime transitoire. Après la stabilité du système les repenses des vitesses expérimentaux (estimées et réelles) sont les mêmes que celles des simulations (figures (5.12)).

La figure (5.16) donne l'allure du courants statoriques i_d et i_q obtenu expérimentalement. On remarque que le comportement des courant statorique n'est pas différente de ceux obtenus en simulation présenter sur la figure (5.13). Ces résultats confirment que le comportement dynamique de la structure de commande globale est acceptable.

La figure (5.17) présente les deux tension statoriques V_d et V_q . Si l'on compare les tension présenter dans la figure (5.14) trouvé par simulation avec ces résultats expérimentaux, nous remarquons que les amplitudes des tensions par simulation sont presque le double des amplitudes des tensions obtenus expérimentalement.

Finalement, et d'après cette validation expérimentale on peut conclure que la commande sans capteur par Backstepping intégrale associée à l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur est robuste et montre des résultats intéressants en fonctionnement en boucle fermée.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la faisabilité de la commande Backstepping intégrale associée à l'observateur à modes glissants d'ordre supérieur basé sur le flux actif sur un banc d'essai expérimental. La validation se fait en deux étapes, la première est la commande Backstepping avec capteur de la MSAP en boucle fermée, et la deuxième est la Commande par Backstepping intégrale sans capteur. Nous avons alors présenté quelques résultats expérimentaux obtenus. Ces résultats concordent avec ceux obtenus par simulation et sont quasi similaires, ce qui montre que l'étude théorique et de simulation sont tout à fait bonnes et validées.

Conclusion générale et Perspectives

Ce travail de thèse est dédié à l'étude de la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents. Pour le mener à terme, nous avons développé plusieurs axes en combinant des études théoriques et des applications en relation avec ce thème qui demeure à ce jour un domaine de recherche ouvert.

La machine synchrone est utilisée, dans des applications aussi diverses que : le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse constante, la traction etc. grâce à la mise au point d'aimant permanent de grande qualité. Cela a permis de réduire les pertes par effet joule et augmenter le rendement réduisant ainsi les coûts et augmentant la robustesse. Toutefois cette machine reste un challenge idéal en commande à cause de son modèle multivariable, non linéaire et dont les paramètres peuvent varier en cours d'opération.

Dans ce contexte, une amélioration du modèle mathématique de la machine synchrone dans le repère fixe (α, β) basé sur le concept appelé le flux actif est proposé. Ce modèle permet d'unifier la modélisation et l'analyse de l'observabilité de la MSAP en permettant de traiter la machine à pôles saillant comme une machine équivalente à la machine à pôles lisses. Une validation de ce modèle a été effectuée en simulation en boucle ouverte et fermée par l'application de la commande vectorielle. L'objectif est de faciliter la conception d'observateurs et d'estimateurs de la vitesse et de la position de la MSAP dans le cadre de la commande sans capteur.

Un nouvel observateur basé sur le flux actif de structure très simple a été proposé et implémenté et dont les résultats ont été comparés à ceux d'un observateur MRAS. Ensuite, deux observateurs non linéaires par mode glissant basés sur le concept de flux actif ont été également développés. Le premier, un observateur par mode glissant d'ordre un et le second, un observateur par modes glissants d'ordre supérieur utilisant la technique de super-twisting. Enfin, des tests de simulation ont été effectués sur chaque observateur avec des tests de robustesse par variation de la résistance pour confirmer leurs efficacités.

L'utilisation de ces observateurs s'avèrent avantageuses aussi bien pour les machines synchrone à aimants permanents à pôles lisses ou saillants. Ainsi, de très bonnes performances et une robustesse intéressante du système sensorless vis à vis des différentes perturbations sont atteintes sur une large gamme de vitesse.

Pour clore notre thèse, nous avons présenté deux lois de commande par Backstepping la première classique et la seconde avec intégral sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimant permanent. En se basant sur le flux actif. L'application de la technique du Backstepping en simulation et sur un banc d'essai expérimental confirme l'efficacité du nouveau modèle et de l'observateur dédié à la commande sans capteur.

Malgré les bonnes performances obtenues, certains problèmes restent à résoudre tel que l'occurrence d'un biais surtout en présence du couple de charge, l'amélioration des performances des observateurs basé sur le concept du flux actif, l'amélioration des résultats Obtenues par les observateurs à mode glissant d'ordre un et d'ordre deux super-twisting en boucle fermée.

Enfin, dans un souci de continuité et d'amélioration, nous suggérons de poursuivre ce travail en adoptant:

- Les stratégies de control à maximum de couple et à puissance constante
- Utilisation de l'intelligence artificielle pour améliorer la robustesse des observateurs
- Utilisation de commandes robustes basées sur des contrôleurs intelligents

ANNEXES

Annexe A

1. Paramètres du MSAP et de la charge

Le moteur synchrone à aimants permanents utilisé dans nos expérimentations est une machine à pôles saillant dont les paramètres sont donnés

<i>Description / Unités</i>	<i>Symboles / Valeurs</i>
Puissance nominale (W)	$P_n = 220$
Couple nominal (Nm)	$C_n = 5$
Tension nominale (V)	$V_n = 24$
Courant nominal (A)	$I_n = 13.6$
Resistance statorique (Ω)	$R = 0.0675$
Inductance statorique L_d (H)	$L = 0.00012$
Inductance statorique L_q (mH)	$L = 0.0008$
Nombre de paire de pôles	$P = 3$
Inertie du moteur (Kg.m^2)	$J = 0.0016$
Flux nominal (Wb)	$\Phi_f = 0.0441$
Frottement visqueux (Nm/s)	$f = 0.00038818$

2. Transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements fictifs équivalents (Fig. I), du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes (d,q), telque:

θ_p : angle de rotation de (d,q) par rapport au stator.

$$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$$

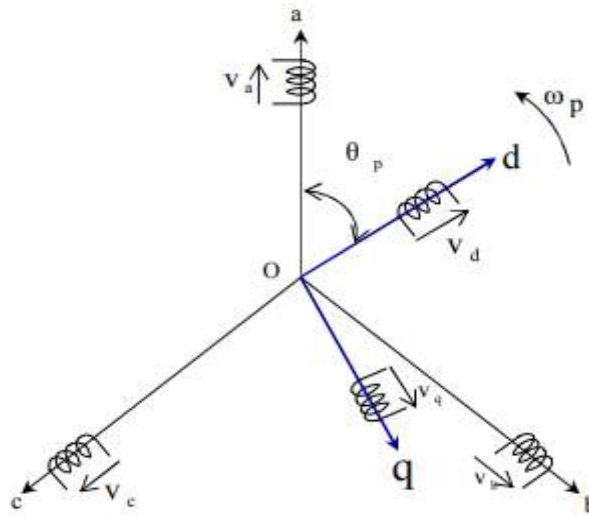


Figure .1 Représentation des tensions triphasées et leurs équivalences de systèmes de tensions diphasées tournant (dq0)

a) *Passage direct : triphasé au diphasé* : L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{A.1})$$

Par conséquent, l'expression de matrice de Park est donné par la relation suivante:

$$[P(\theta_p)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_p) & \cos(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_p + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_p) & -\sin(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_p + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [p(\theta)]^{-1}[X_{dq0}] \quad (\text{A.3})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $[p(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

(A.4)

Annexe B

1. La commande vectorielle:

L'objectif principal de par orientation du flux rotorique de la MSAP est d'orienter le flux rotorique suivant l'axe d . Cette stratégie consiste à maintenir l'axe d constamment aligné sur le vecteur flux de l'aimant.

1. 1. Découplage des courants :

On peut remarquer dans les équations de la machine l'existence des termes couplé qui induisent une forte interaction entre les deux axes. Par la transformation de Laplace nous obtenir les expressions suivantes :

$$u_d = (R + L_d s)i_d - \omega_r L_q i_q \quad (\text{B.1})$$

$$u_q = (R + L_q s)i_q + P\omega_r L_d i_d + P\omega_r \varphi_f \quad (\text{B.2})$$

Le découplage qui basé sur l'introduction des termes de compensation des FME permet d'obtenir deux systèmes linéaires, du premier ordre :

$$\begin{cases} u_{d1} = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_{q1} = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{cases} u_{d2} = -L_q P\omega_r i_q \\ u_{q2} = P\omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

u_{d2} et u_{q2} sont les deux nouvelle entrées pour le système découplé.

1.2.1 Régulation des courants :

La méthode de commande par orientation du flux rotorique permet de contrôler les grandeurs réelles des courants suivant l'axe direct et en quadrature. La comparaison de ces grandeurs avec celles de référence, nous permet d'avoir les tensions de référence nécessaires pour la commande de l'onduleur de puissance.

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation du courant i_d et i_q par des régulateurs PI est donné par la figure suivante :

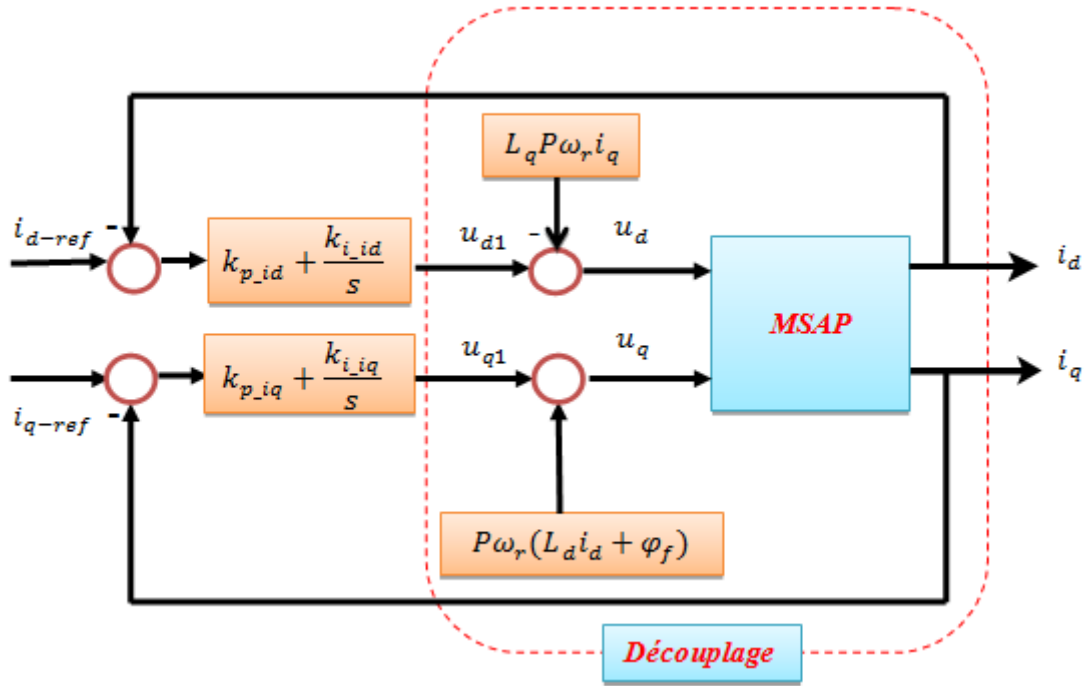


Figure .2 Boucle de régulation du courant

1.2 .2 Boucle de régulation des courants

Pour réaliser le contrôle des courants direct et en quadrature par le régulateur PI, on détermine tous d’abord les paramètres du ce régulateur.

La fonction de transfert du régulateur PI prend la forme générale suivante :

$$C(s) = k_{id} \frac{1 + \tau_{id} * s}{\tau_{id} * s} \tag{B.5}$$

Pour concevoir un PI réel, un filtre passe-bas doit donc être ajouté :

$$C(s) = k_{id} \frac{1 + \tau_{id} * s}{\tau_{id} * s(1 + \tau_f * s)} = k_{id} \frac{1 + \tau_{id} * s}{\tau_{id} * s} \frac{1}{1 + (\tau_f * s)} \tag{B.6}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant selon l’axe *d* est :

$$G_d(s) = k_{id} \frac{1 + \tau_{id} * s}{\tau_{id} * s} \frac{1}{1 + (\tau_f * s)} \frac{1}{R} \frac{1}{1 + (\tau_d * s)} \tag{B.7}$$

On compense le pôle dominant : $\tau_{id} = \tau_d$

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant selon l'axe d devient :

$$G_d(s) = \frac{k_{id}}{(\tau_{id} * s)} \frac{1}{1 + (\tau_f * s)} \frac{1}{R} \quad (\text{B. 8})$$

Alors on peut déduire la fonction de transfert du courant selon l'axe d en boucle fermée :

$$\frac{i_d(s)}{i_{d-ref}(s)} = \frac{k_{id}}{R\tau_{id} * \tau_f} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{\tau_f}s + \frac{k_{id}}{R\tau_{id} * \tau_f}} \quad (\text{B. 9})$$

La forme normalisée de la fonction de transfert du deuxième ordre est :

$$\frac{i_d(s)}{i_{d-ref}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{B. 10})$$

L'identification des différents coefficients des deux fonctions de transfert donne:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{id}}{R\tau_{id} * \tau_f}} \quad , \quad \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R\tau_{id}}{k_{id}\tau_f}} \quad (\text{B. 11})$$

Généralement dans le cas d'un modèle du second ordre, le temps de réponse t_r est estimé selon des approximations analytiques à $t_r = \frac{3}{\xi\omega_n}$ pour $\xi \leq 0.7$, et $t_r = \frac{6\xi}{\omega_n}$ pour $\xi \geq 0.1$. Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 0.07$ (cas optimal) nous avons $\omega_n t_r = 4.29 \text{ rad}$, t_r est principalement déterminé par ω_n . De plus, pour des réponses rapides, ω_n doit être grand. Pour un temps de réponse $= 3\text{ms}$, nous obtenons les relations suivantes :

$$k_{id} = \frac{R\tau_{id}}{2\xi} \omega_n \quad \text{et} \quad \tau_f = \frac{1}{2\xi\omega_n}$$

1.2.3 Régulation de la vitesse rotorique :

La figure suivante montre le système de régulation de vitesse:

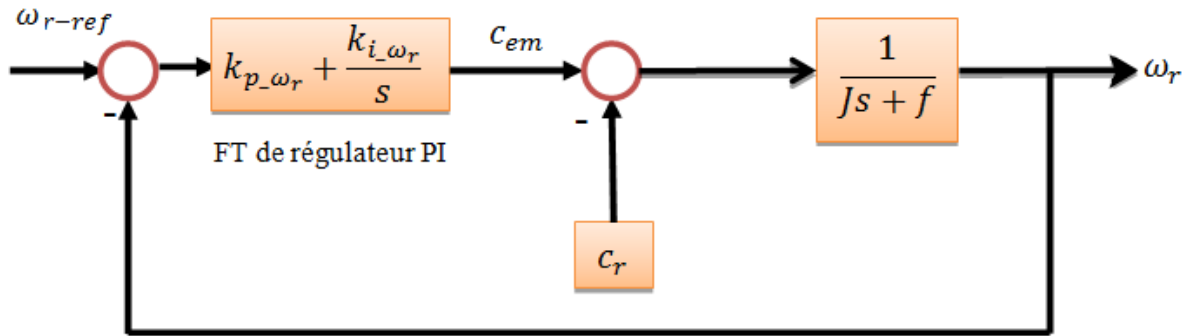


Figure .3 Boucle de régulation de la vitesse rotorique

Nous avons :

$$\omega_r = \frac{1}{Js + f}(c_{em} - c_r) \quad (\text{B. 12})$$

Dans le cas d'utilisation d'un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors :

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_{r-ref}(s)} = (\tau s + 1) \frac{1}{\frac{J}{k_{i-\omega_r}} s^2 + \left(\frac{f + k_{p-\omega_r}}{k_{i-\omega_r}}\right) s + 1} \quad (\text{B. 13})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre :

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{B. 14})$$

L'identification des deux fonctions de transfert permet de trouver les relations suivant :

$$\frac{J}{k_{i-\omega_r}} = \frac{1}{\omega_n^2} ; \quad \frac{f + k_{p-\omega_r}}{k_{i-\omega_r}} = \frac{2\xi}{\omega_n}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ nous avons $\omega_n t_{rep(5\%)} = 4.75$ alors ; les paramètres du régulateur de vitesse sont les suivants :

$$\begin{cases} k_{i-\omega_r} = J \left(\frac{4.75}{t_{rep(5\%)}} \right)^2 \\ k_{p-\omega_r} = \frac{J 9.5}{t_{rep(5\%)}} - f \end{cases} \quad (\text{B. 15})$$

Annexe C

1. Etude de stabilité de l'observateur MRAS

La théorie de l'hyper-stabilité introduite par Popov's permet de résoudre les problèmes de stabilité dans notre système . Pour considérer le système est hyperstable, le bloc de contre réaction doit satisfaire l'inégalité de Popov's:

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon]^T [W] dt \geq -\chi^2 \quad \text{pour } t_1 \geq 0 \quad (\text{C. 1})$$

χ : Constante positive.

l'estimation de la vitesse rotorique est donnée par :

$$\hat{\omega}_r = A_2([\varepsilon]) + \int_0^{t_1} A_1[\varepsilon] dt \quad (\text{C. 2})$$

A_1 et A_2 : Sont les fonctions non linéaires de " ε_d et ε_q

En remplaçant l'expression de [W] dans (C. 1) :

$$\int_0^{t_1} \left\{ \left[\varepsilon_d \left(\frac{L_q}{L_d} i_q \right) \right] - \left[\varepsilon_q \left(\frac{L_d}{L_q} + \frac{\varphi_s f}{L_q} \right) \right] \right\} [\omega_r - \hat{\omega}_r] dt \geq -\chi^2 \quad (\text{C. 3})$$

D'après l'équation (C.2) la théorie de Popov's devient :

$$\int_0^{t_1} \left\{ \left[\varepsilon_d \left(\frac{L_q}{L_d} i_q \right) \right] - \left[\varepsilon_q \left(\frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{\varphi_s f}{L_q} \right) \right] \right\} \left\{ \omega_r A_2([\varepsilon]) - \int_0^{t_0} A_1[\varepsilon] dt \right\} dt \geq -\chi^2 \quad (\text{C. 4})$$

$$\int_0^{t_0} K[pf(t)] f(t) dt \geq -\frac{1}{2} Kf(0)^2 \quad (\text{C. 5})$$

Avec $K \geq 0$ En comparant les équations précédant en trouve les expressions de A_1 et A_2 comme suit :

$$A_1 = K_1 \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\varphi_s f}{L_q} \varepsilon_q \right] \quad (\text{C. 6})$$

$$A_2 = K_2 \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\varphi_s f}{L_q} \varepsilon_q \right] \quad (\text{C. 7})$$

K_1 et K_2 : sont des gains d'adaptation (constantes positives).

A partir de la structure générale de la mécanisme d'adaptation l'estimation de la vitesse de rotation $\hat{\omega}_r$ est une fonction de l'erreur ε .

Afin d'estimer la vitesse rotorique en utilisant un régulateur de type PI pour améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation.

l'estimation de la vitesse rotorique ω_r devient :

$$\hat{\omega}_r = K_{i\omega_r-est} \int_0^{t_1} \left(\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\varphi_s f}{L_q} \varepsilon_q \right) dt + K_{p\omega_r-est} \left(\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\varphi_s f}{L_q} \varepsilon_q \right) + \hat{\omega}_r(0) \quad (C. 8)$$

$K_{i\omega_r-est}$ et $K_{p\omega_r-est}$ sont les gains(intégral et proportionnel) du régulateur PI. En utilise cette régulateur pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse estimée.

La position électrique estimée du rotor est obtenue par l'intégration de la vitesse estimée du rotor.

$$\hat{\theta}_r = \int_0^t \hat{\omega}_r dt + \theta_{r0} \quad (C. 9)$$

θ_{r0} : La condition initial sur la position électrique estimée.

le mécanisme d'adaptation est déduit en utilisant le théorème de Popov's (critère d'hyper stabilité; Cette loi assure la stabilité du notre système.

$\hat{\omega}_r$ et ω_r sont variant dans le temps, donc peut considère chacun de se deux paramètres $\hat{\omega}_r$ et ω_r comme une entrée .

La linéarisation des équations statoriques pour une petite variation autour d'un point de fonctionnement permet d'étudier la réponse dynamique de l'estimation de la vitesse rotorique.

Les variations de l'erreur donnent par :

$$\Delta\varepsilon(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon(t - \Delta T) \quad (C. 10)$$

L'utilisation de la commande vectorielle qui est présenter dans le deuxième chapitre permet d' obtenir des meilleurs performances. Cette commande consiste à annuler le courant

statorique suivant l'axe direct. A partir de cette propriété on peut calculer la fonction de transfert qui relie $\Delta\varepsilon_\omega$ avec $\Delta\hat{\omega}_r$:

$$\left. \frac{\Delta\varepsilon_\omega}{\Delta\hat{\omega}_r} \right|_{\Delta\omega_r=0} = G_{p-\hat{\omega}_r} = \frac{K_L^2(p + T_d) + K_L i_q \omega_r}{(p + T_d)(p + T_q) + \omega_r^2} \quad (\text{C. 11})$$

avec $K_L = \frac{K_e}{L_q}$, $T_d = \frac{1}{\tau_d}$; $T_q = \frac{1}{\tau_q}$

Le schéma suivant représente la réponse dynamique de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS :

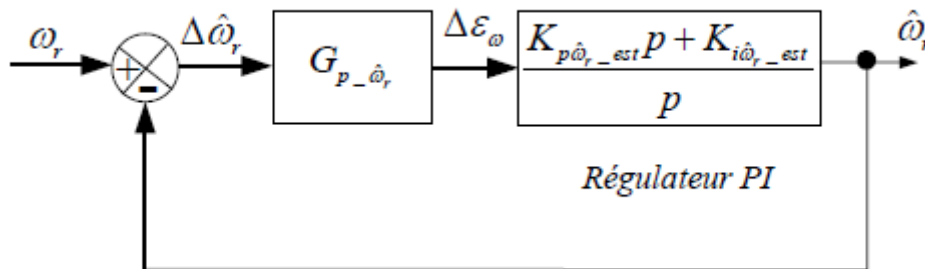


Figure .4 Schéma-bloc en boucle fermée de l'estimation de vitesse rotorique

A partir de la figure .4 nous obtenons la fonction de transfert reliant $\hat{\omega}_r$ et ω_r :

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\Delta\hat{\omega}_r} = G_{p-\hat{\omega}_r} = \frac{K_{p\hat{\omega}_r-est}P + K_{i\hat{\omega}_r-est}}{P} \quad (\text{C. 12})$$

Le choix des valeurs de $K_{p\hat{\omega}_r-est}$ et $K_{i\hat{\omega}_r-est}$ a été déterminé afin d'obtenir une stabilité globale du système.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. Koteich, Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique, Thèse de Doctorat. Université Paris Saclay. 2016.
- [2] G.Sturtzer ,E.Smigiel , Modélisation et commande des moteur triphasé- Commande vectorielle des moteurs synchrones - Commande numérique par contrôleurs DSP - Électrotechnique - NiveauC, Collection Ellipses.
- [3] M. Moustafa Ezzat ,Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents ,Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France institut national des sciences appliqué de Lyon. May 20112008.
- [4] A. kaddouri, Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une Machine synchrone à aimants permanents, Thèse de Doctorat (Ph.D). Université laval Québec. Novembre 2000.
- [5] G. Bisheimer, M.O. Sonnaillon, C.H. De Angelo, J.A. Solsona, G.O. Garcia, Full speed range permanent magnet synchronous motor control without mechanical sensors, Published in IET Electric Power Applications pp. 1–10, 2008.
- [6] G. Bisheimer, M.O. Sonnaillon, C.H. De Angelo, J.A. Solsona, G.O. Garcia, Permanent Magnet Motor Control in Full Speed Range without Mechanical Sensors, *IEEE, EPE-PEMC*, Portoro2, Slovenia, 2006.
- [7] Z. Chen,, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, , An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors, *IEEE transactions on industrial electronics*, VOL. 50, NO. 2, pp. 1–8, April 2003.
- [8] A. Zemouche, Sur l'observation de l'état des systèmes dynamiques non linéaires, Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur Strasbourg I. Mars 2007.
- [9] J; Moreno, G. E. Pérez, S. I.Rojas , Global Observability Analysis of Induction Motors under Sensorless Conditions, *15th Triennial World Congress, Barcelona, Spain*, pp. 1–6, 2002.
- [10] M. Ghanes, J. D. Leon, A. Glumineau, Observability Study and Observer-Based Interconnected Form for Sensorless Induction Motor, *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision & Control, San Diego, CA, USA*, , pp. 1–8, December 13-15, 2006.

- [11] M. Ghanes, observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, Novembre 2005.
- [12] A. Dib, Observation et Commande de la machine asynchrone, Thèse de Doctorat, Université de CAEN Basse-Normandie, Décembre 2012.
- [13] P. Vaclavek, P. Blaha, Synchronous Machine Drive Observability Analysis for Sensorless Control Design, 16th *IEEE* International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control Singapore, pp. 1–5, October 2007.
- [14] D. Zaltni, M. N. Abdelkrim, M. Ghanes, J. P. Barbot, A. Arias, Observability Analysis of PMSM, International Conference on Signals, Circuits and Systems, pp. 1 –6, 2009.
- [15] G. Zhu, A. Kaddouri, L.-A. Dessaint, O. Akhrif, A Nonlinear State Observer for the Sensorless Control of a Permanent-Magnet AC Machine, *IEEE* transactions on industrial electronics, vol. 48, no. 6, pp. 1098–1108, December 2001.
- [16] B. N. Mobarakeh, Commande vectorielle sans capteur mécanique Des machines synchrones a aimants méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres, Thèse de Doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine, Décembre 2001.
- [17] R. Delpoux, Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lille, Novembre 2012.
- [18] M. A. Hamida, J. D. Leon, A. Glumineau, R. Boisliveau, An Adaptive Interconnected Observer for Sensorless Control of PM Synchronous Motors With Online Parameter Identification, *IEEE* transactions on industrial electronics, vol. 60, no. 2, pp. 739 – 748, February 2013.
- [19] F. Abry, A. Zgorski, X. Lin-Shi, and J.-M. Retif, Sensorless position control for spmsm at zero speed and acceleration, in Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, pp. 1–9, Aug 2011.

- [20] A. Zgorski, B. Bayon, G. Scorletti, X. Lin-Shi, Lpv observer forpmsm with systematic gain design via convex optimization, and its extension for standstill estimation of the position without saliency, in *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, *IEEE Symposium on*, pp. 1–6, Sept 2012.
- [21] D. Zaltni, M. Ghanes, J. P. Barbot, Abdelkrim, Synchronous Motor Observability Study and an Improved Zero-speed Position Estimation Design, In *Decision and Control (CDC)*, 2010 49th *IEEE Conference on*, pages 5074–5079, 2010.
- [22] P. Vaclavek , P. Blaha, I. Herman, AC Drive Observability Analysis, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3047 – 3059, August 2013.
- [23] R. Hermann, A. J. Krener, “Nonlinear Controllability and Observability ,” *IEEE transactions on automatic control*, vol. AC-22, no. 5, pp. 728 –740, 1977.
- [24] O. Scaglione, M. Markovic, Y. Perriard, Extension of the local observability down to zero speed of bldc motor state-space models using iron b-h local hysteresis, in *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011 International Conference on, pp. 1–4, Aug 2011.
- [25] Z. Chen , M. Tomita , Shinji Ichikawa , Shinji Doki, and Shigeru Okuma , Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force, *IEEE journal* , pp. 1814 – 1819, 2000.
- [26] S. Koonlaboon, S. Sangwongwanich, Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on A Fictitious Permanent-Magnet Flux Model, *IEEE , Industry Applications Conference* , , pp. 311 – 318, 2005.
- [27] I. Boldea, M.C. Paicu, G.D. Andreescu, Active flux concept for motion sensorless unified AC drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2612–2618, 2008.
- [28] M. Koteich, G. Due, A. Maloum, G. A unified model for low-cost high-performance AC drives: the Equivalent Flux concept, *IEEE International Conference on Electrical, Electronics, Computer Engineering and their Applications (EECEA)* , pp. 71–76, Beirut, Lebanon, 2016.

- [29] I. Boldea, M. C. Paicu, G.-D. Andreescu, and F. Blaabjerg, "Active Flux" DTFC-SVM Sensorless Control of IPMSM, *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 24, no. 2, pp. 314–322, June 2009.
- [30] Q. Yuan, Z. ping Yang, F. Lin ,H. Sun, "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Stator Flux Estimation" *Journal of computers*, *Journal of computers*, vol. 8, no. 1 pp. 108- 112, January 2013.
- [31] I. Boldea, G. D. Andreescu, C. Rossi , "Active Flux Based Motion-Sensorless Vector Control of DC-Excited Synchronous Machines, *Journal of IEEE*, Journal 2009.
- [32] M.C. Paicu I. Boldea, G.-D. Andreescu F. Blaabjerg, "Very low speed performance of active flux based sensorless control: interior permanent magnet synchronous motor vector control versus direct torque and flux control, *IET Electr Power Appl*, Vol. 3, pp.551- 561, 2009,
- [33] M.C. Paicu I. BoldeaG.-D. Andreescu F. Blaabjerg, "Active Flux" Orientation Vector Sensorless Control of IPMSM, *IEEE transactions on energy conversion*, Vol. 24, , no. 19, pp. 1- 6, August 2008,
- [34] I. Boldea, M.C.Paicu, G.-D. Andreescu, F.Blaabjerg "Active Flux" DTFC-SVM Sensorless Control of IPMSM" *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 24, no. 2 , pp. 314-322. June 2009.
- [35] M. C. Paicu, L. Tutelea, G. D. Andreescu, I. Boldea, "Active Flux Sensorless Vector Control of IPMSM for wide Speed range, *The 14th National Conference of Electrical Drives*, pp. 181-188. September 2008.
- [36] F. Boussekra, A. Makouf, "Sensorless Speed Control of IPMSM Using Sliding Mode Observer Based on Active Flux Concept, *AMSE Journals, Advances in Modelling and Analysis A*, vol. 93, N1-4, pp. 1-9, December, 2020.
- [37] A. Khlaief, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), Thèse de Doctorat, université de Tunis et Aix-Marseille Université (AMU), Juillet 2012.

- [38] M. Oueder, Synthèse D'observateurs pour les systèmes non linéaires, Thèse de Doctorat, Université de Caen/Basse-Normandie, juillet 2012.
- [39] J. Jang, S. K. Sul, J. I. Ha, K. Ide, et M. Sawamura, Sensorless Drive of Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor by High-Frequency Signal Injection Based on Magnetic Saliency, *IEEE transactions on industry applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1031- 1039, July/August 2003.
- [40] J. Jang, J. Ik Ha, M. Ohto, K. Ide, et S. K. Sul, Analysis of Permanent-Magnet Machine for Sensorless Control Based on High-Frequency Signal Injection, *IEEE transactions on industry applications*, vol. 40, no. 6, pp. 1595- 1604, November/December 2004.
- [41] J. Pando-Acedo, E. R. Cadaval, M. Isabel M. Montero et F. B. Gonzalez, Improvements on a Sensorless Scheme for a Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Using Very Low Voltage Injection, *Energies Journal*, pp.1 – 17, May 2020.
- [42] A. Jebai, Commande sans capteur des moteurs synchrones a aimants permanents par injection de signaux, Thèse de Doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, Mars 2013.
- [43] W. Zine, HF signal injection and Machine Learning for the sensorless control of IPMSM-based EV drives, Thèse de Doctorat, Université Cergy-Pontoise, France, Octobre 2017.
- [44] G. Foo, M. Rahman, Sensorless Sliding-Mode MTPA Control of an IPM Synchronous Motor Drive Using a Sliding-Mode Observer and HF Signal Injection, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, pp.1270-1278, 2010.
- [45] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, C. Staines, J. Balcells, Sensorless Direct Torque Control of a Surface Mounted PMSM using High Frequency Injection, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp.2332-2337, 2006.
- [46] S. Medjmadj, D. Diallo, M. Mostefai, C. Delpha et A. Arias, PMSM Drive Position Estimation: Contribution to the High-Frequency Injection Voltage, *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 30, pp. 1 – 9, 2014.

- [47] Z. Xingming, W. Xuhui, Z. Feng, G. Xinhua, Z. Peng, Wide-Speed-Range Sensorless Control of Interior PMSM Based on MRAS, *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1 – 5, December 2010.
- [48] J. Kang, X. Zeng, Y. Wu, D. Hu, Study of position sensorless control of PMSM based on MRAS”, *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1 – 4, May 2009.
- [49] A. Mishra, V. Mahajan, P. Agarwal, S. P. Srivastava ,MRAS based estimation of speed in sensorless PMSM drive, *IEEE Fifth Power India Conference*, pp. 1 – 5, March 2013.
- [50] A. Ameer, B. Mokhtari, N. Essounbouli, L. Mokrani, Speed Sensorless Direct Torque Control of a PMSM Drive using Space Vector Modulation Based MRAS and Stator Resistance Estimator”, *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol 6, No 6, 2012.
- [51] H. Xu, J. Xie, A Vector-control System Based on the Improved MRAS for PMSM, *IEEE International Workshop on Intelligent Systems and Applications*, Wuhan, China, pp. 1 – 5, June 2009.
- [52] A. Mishra, V. Mahajan, P. Agarwal, S.P. Srivastava, Fuzzy logic based speed and current control of vector controlled PMSM drive, *IEEE 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, Allahabad, India, pp. 1 – 5, April 2013.
- [53] H.K. Hoai, S.C Chen, C.F. Chang, Realization of the Neural Fuzzy Controller for the Sensorless PMSM Drive Control System, *Electronics* , no 9., <https://doi.org/10.3390/electronics9091371>, April 2020.
- [54] T.D. Batzel, K.Y. Lee, An approach to sensorless operation of the permanent-magnet synchronous motor using diagonally recurrent neural networks, *IEEE Transactions on Energy Conversion* pp. 100 - 106, February 2003 .
- [55] M. Comanescu; T. D. Batzel, Full order EMF observer for PMSM — design, analysis and performance under improper speed signal, *IEEE International Systems Conference*, San Diego, CA, USA , pp. 100 - 106, April 2010 .
- [56] Y. Li; M. Yang; J. Long; B. Ren; D. Xu, Design of Full-order Observer for PMSM Based on Current Prediction Model, *IEEE ,22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Harbin, China, December 2019.
- [57] J. Solsona, M. I. Valla, C. Muravchik, A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 43, no. 4, pp. 492 - 497, August 1996 .

- [58] P. Ramana, K. A. Mary , M. S. Kalavathi , J. H. Kumar, Design of Non-Linear Reduced and Full Order Observers for an Inverter Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *Indian Journal of Science and Technology* , pp. 1 - 8, 2016.
- [59] Z. Zheng, Y. Li , M. Fadel, Sensorless control of PMSM based on extended kalman filter, *IEEE European Conference on Power Electronics and Applications* Aalborg, Denmark, January 2008.
- [60] M. S. Termizi, J. M. Lazi, Z. Ibrahim, M. H. N. Talib, M. J. A. Aziz, S. M. Ayob, Sensorless PMSM drives using Extended Kalman Filter (EKF), *Energy Conversion (CENCON) IEEE Conference on*, pp. 145-150, 2017.
- [61] R. Dhaouadi , N. Mohan, L. Norum , Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, pp. 491–497, Jul 1991.
- [62] D. Janiszewski, Extended Kalman Filter Estimation of Mechanical State Variables of a Drive with Permanent Magnet Synchronous Motor, *Studies in Automation and Information Technology* Vol. 28/29, pp. 79-90, 2004.
- [63] G. B. Mariani, N. Voyer, Robustness Evaluation of a Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor with a Kalman Filter & a Luenberger Observer, *Electric Drives Production Conference (EDPC) 8th International*, pp. 1-6, 2018.
- [64] K. Kyslan, V. Šlapák, V. Petro, A. Marcinek, F. Ďurovský, Speed Sensorless Control of PMSM with Unscented Kalman Filter and Initial Rotor Alignment", *Electrical Drives & Power Electronics (EDPE) International Conference on*, pp. 373-378, 2019.
- [65] Z. Shang, R. Zhao, J. Wu, Sensorless Control Method of PMSM Based on Extended Kalman Filter, *IEEE 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*, October 2006.
- [66] G. Faten, S. Lassaâd, Speed Sensorless IFOC of PMSM Based On Adaptive Luenberger Observer, *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering* vol. 4, no.8, pp. 1256 - 1262, 2010.
- [67] P. Bernard, L. Praly, Estimation of Position and Resistance of a Sensorless PMSM: A Nonlinear Luenberger Approach for a Nonobservable System, *Automatic Control IEEE Transactions on*, vol. 66, no. 2, pp. 481-496, 2021.

- [68] K. Nabti, K. Abed, H. Benalla, Sensorless direct torque control of rushless AC machine using luenberger observer, *JATIT Journal of Theoretical and Applied Information Technology* pp. 481-496 , 2008.
- [69] Z. Qiao, T. Shi, Y. Wang, Y. Yan, C. Xia, X. He, New Sliding-Mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 710 - 719, 2012.
- [70] T. Gao, Y. Zhou, J. Huang, W. Wang, G. Chen, A sliding-mode observer design for the unknown disturbance estimation of a PMSM, *Control and Decision Conference (CCDC) Chinese*, pp. 5851-5855, 2015.
- [71] A. Fezzani, S. Drid, A. Makouf, L. C. Alaoui, M. Ouriagli, Speed Sensoless Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Second-Order Sliding-Mode Observer, *Serbian journal of electrical engineering* vol. 11, no. 3, pp. 419-433, October 2014.
- [72] K. S. Kommuri, K. C. Veluvolu, M. Defoort, Y. C. Soh, Higher-Order Sliding Mode Observer for Speed and Position Estimation in PMSM, *Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering*, pp. 1 - 12, 2014.
- [73] L. Zhao, J. Huang, H. Liu, B. Li, W. Kong, Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , pp. 5280 - 5289, January 2014.
- [74] H. Lu, M. Jiang, X. Guo , Q. Chen, , Sensorless Position Control of SPMLSM based on High-Gain Observer, *journal of computers*, vol. 8, no. 3, pp. 661 - 668, march 2013.
- [75] L. Zhao, J. H., He Liu, B. Li, W. Kong, A Two-Stage Sliding-Mode High-Gain Observer to Reduce Uncertainties and Disturbances Effects for Sensorless Control in Automotive Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , pp. 5929 - 5940, June 2015.
- [76] B. N. Mobarakeh , Farid Meibody-Tabar, François-Michel Sargos, Back EMF Estimation-Based Sensorless Control of PMSM: Robustness With Respect to Measurement Errors and Inverter Irregularities, *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 43, no. 2, pp. 485 - 494, march 2007.
- [77] F.J. Lin, Y.C. Hung, J.M. Chen, C.M. eh, Sensorless IPMSM Drive System Using Saliency Back-EMF-Based Intelligent Torque Observer With MTPA Control, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, May 2014.

- [78] L. Wang, R. Lorenz , Rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor using saliency-tracking self-sensing method, *IEEE In Industry Applications Conference*, vol .1, pp 445–450, 2000.
- [79] J.K. Seok, J. K. Lee, D.C. Lee, Sensorless Speed Control of Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Rotor-Position-Tracking PI Controller, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, april 2006.
- [80] J. Holtz, Sensorless control of induction machines - with or without signal injection ? *IEEE Transactions Industrial Electronics, on*, vol.53, no.1; pp.7–30, 2005.
- [81] Q. Yuan, Z. Yang, L. Cui, T. Hu, F. Lin, A Position Estimation Method Based on Modified Integrator of PMSM Sensorless Control for High-Speed Vehicles , Springer-Verlag Berlin Heidelberg, pp.9-182, 2012.
- [82] V. Bregeault, Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants, Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Nantes, Décembre 2010.
- [83] M. Ezzat, J. d. Leon, N. Gonzalez, A. Glumineau , Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor by using Sliding Mode Observer, *IEEE*, 11th International Workshop on Variable Structure Systems Mexico City, Mexico, pp. 227- 232, June 2010.
- [84] M. Comanescu, Cascaded EMF and Speed Sliding Mode Observer for the Nonsalient PMSM, *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, USA, pp. 792- 797, December 2010.
- [85] T. Boukhobza , J.P. Barbot, Step by step sliding mode observer for implicit triangular observer form, *IFAC Nonlinear Control Systems Design*, Enscheda, The Netherlands, pp. 231- 236, 1998.
- [86] M. C. S. Alaoui, Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur, Thèse de Doctorat, Université sidi Mohammed Ben Abdallah, Fès, 2009.
- [87] M. K. Khan, K. B. Goh, S. K. Spurgeon, Second order sliding mode control of a diesel engine, *Asian Journal of Control*, Vol. 5, no. 4, pp. 614-619, December 2003.
- [88] K. Kumari , A. Chalang, B. Bandyopadhyay , Implementation of Super-Twisting Control on Higher Order Perturbed Integrator System using Higher Order Sliding Mode Observer, *IFAC (International Federation of Automatic Control) Hosting by Elsevier*, pp. 873–878. 2016

- [89] W. B. Lin, H.K. Chiang, Super-Twisting Algorithm Second-Order Sliding Mode Control for a Synchronous Reluctance Motor Speed Drive, *Hindawi, Mathematical Problems in Engineering*, pp. 1–9. 2013.
- [90] L. Sidhom, Sur les différentiateurs en temps réel : Algorithmes et applications, Thèse de Doctorat, L'institut national des sciences appliquées de Lyon, INSA Lyon, May 2012.
- [91] J.Davila, L.Fridman, A. Levant, Second-order sliding-mode observer for mechanical systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, no.11, pp. 1785–1789,2005.
- [92] A. R. Ben askeur, Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires Thèse pour l'obtention du grade de Philosophie Doctor (Ph-D.), l'université Laval, Québec, Février 2000.
- [93] Y. Bouteraa, Commande distribuée et synchronisation de robots industriels coopératifs. l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax et Université e d'Orléans, 2005.
- [94] M. R. Benayache, Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application à un système hydraulique, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, Décembre 2009.
- [95] L. N. Paquin, Application du backstepping à une colonne de flottation, Thèse pour l'obtention du grade de maître ès sciences (MSc.),Université de Laval, Juillet 2000.
- [96] N.l Ezziani, Commande Adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mecanique, Thèse pour l'obtention du grade Docteur de l'Université , Université de Reims Champagne Ardenne, Avril 2010
- [97] M. A. Hamida, M. Ezzat, A. Glumineau, J. D. Leon, R. Boisliveau , Commande par Backstepping avec action intégrale pour la MSAP : Tests expérimentaux , Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA2012) Grenoble, France. Juillet 2012, pp. 973–978, 2012.
- [98] M. A. Hamidaa, A. Glumineau , J. Leon, Robust integral backstepping control for sensorless IPM synchronous motor controller, *International Journal of Systems Control*, pp. 1734–1757, 2012.