

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Djalal Ayache et Abdelbasset Guerrida

Thème:

**Commande sans capteur de vitesse d'une
machine synchrone à aimants permanents
(MSAP)**

Soutenu publiquement

Le : 07/07/2019

Devant le jury :

Dr. Benyoucef El Akhdar

MCB

Président

UKM Ouargla

Dr. Bourek Yacine

MCA

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M^r. Taïbi Djamel

MAA

Co-Encadreur

UKM Ouargla

Dr. Laamayad Tahar

MCA

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2018/2019

Remerciements

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin dans la réalisation de ce travail par leurs amours, sacrifices et compétences.

*Je remercie particulièrement mes encadreurs **D.Taibi** et **Y.Bourek** pour tout ce qu'ils m'ont donné.*

*Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur **E.Benyoucef** pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de ce mémoire.*

*Je remercie le membre du jury **T.Laamyad**, qui m'a fait l'honneur de participer au jugement de ce travail.*

J'exprime ma reconnaissance à tous les enseignants de département génie électrique.

Je ne saurai oublier d'exprimer ma gratitude à mes amis pour leurs encouragements et leur soutien moral.

Dedicaces

Je dédie ce travail à :

✓ *A ma grande mère et mon grand-père qui je les respecte*

beaucoup.

✓ *A ma mère et mon père qui m'a donné le sens de la vie.*

✓ *A mes frères et sœur.*

✓ *A toute ma famille*

✓ *A tous mes Amis*

Djalal

Dedicaces

Je dédie ce travail à :

✓ *A ma mère et mon père qui m'a donné le sens de la vie.*

✓ *A mes frères et sœur.*

✓ *A toute ma famille Guerrida.*

✓ *A tous mes Amis de la university.*

Abd_elbasset

Glossaire

| | |
|--------------|--|
| MSAP | Machine synchrone à aimant permanent |
| MCC | Machine à courant continu |
| CC | Courant continu |
| MLI | Modulation par largeur d'impulsion |
| MLIST | Modulation par largeur d'impulsion sinus-triangulaire |
| PI | correcteur Proportionnel intégrale |
| P.I.D | action Proportionnel intégrale dérivée |
| f.e.m | Force électromotrice |
| FTBO | Fonction de transfert en boucle ouverte |
| FTBF | Fonction de transfert en boucle fermée |

Nomenclature

| Symbole | Signification | Unité |
|---------------|--|-------------------|
| $[V_s]$ | Vecteur tensions statoriques | V |
| $[i_s]$ | Vecteur courants statoriques | A |
| $[R_s]$ | Matrice résistance stator | Ohms |
| R_s | Résistance de l'enroulement statorique | Ohms |
| $[L_s]$ | Matrice inductance stator | H |
| L_s | Inductance propre d'une phase statorique | H |
| $[\phi_{sf}]$ | Vecteur flux engendré par l'aimant | W b |
| $[\phi_s]$ | Vecteur flux statoriques | W b |
| ω | Pulsation électrique | rad/s |
| ω_r | Vitesse de rotation de la machine | rad/s |
| C_{em} | Couple électromagnétique délivré par le moteur | N.m |
| C_r | Couple résistant | N.m |
| P | Puissance | Watts |
| p | Nombre de paires de pôles | |
| J | Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur | Kg.m ² |
| θ | Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé | |
| f | Coefficient de frottement visqueux | N.m.s/rad |

| Symbole | Signification | Unité |
|---|---|--------------|
| \bar{U}_s | Tension continue appliquée à l'onduleur | V |
| I | Courant statorique de ligne | A |
| ϕ | Flux | W b |
| P (θ) | Matrice de passage direct de <i>Park</i> | |
| P (θ) ⁻¹ | Matrice de passage inverse de <i>Park</i> | |
| [R] | Matrice de passage (α, β) au (d, q) | |
| [C] | Matrice de passage (a, b, c) au (α, β) | |
| [C] ⁻¹ | Matrice de passage (α, β) au (a, b, c) | |
| X _{abc} | Vecteur de la variable <i>X</i> dans le repère triphasé | |
| X _{$\alpha\beta$} | Vecteur diphasé qui correspond au vecteur <i>X</i> _{abc} | |
| X _{dqo} | Vecteur de la variable <i>X</i> dans le repère de <i>Park</i> | |
| L _{d, L} _q | Inductance des axes <i>d</i> et <i>q</i> | H |
| I _{d, I} _q | Courants des axes <i>d</i> et <i>q</i> | A |
| V _{d, V} _q | Tensions des axes <i>d</i> et <i>q</i> | V |
| ϕ_d, ϕ_q | Flux des axes <i>d</i> et <i>q</i> | W b |
| X ₀ | Composante homopolaire | |
| T _i | Interrupteurs de l'onduleur | |
| S _i | Commande logique des interrupteurs | |
| f _p | Fréquence de la porteuse | Hz |
| f _r | Fréquence de la référence | Hz |
| V _p | Tension de la porteuse | V |
| V _r | Tension de la référence | V |
| k _p | Gain proportionnel du régulateur PI | |
| k _i | Gain intégral du régulateur PI | |
| T _i | Constante de temps d'intégration PI | |
| s | Opérateur de Laplace | |
| A _d B _d C _d | matrices du système discret | |
| $\delta(\tau)$ | Fonction d'impulsion de Dirac | |
| w (k) | vecteur de bruit d'état | |
| v (k) | vecteur de bruit de mesure | |
| I | la matrice identité | |

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

- Fig I.1 :** Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor
- Fig I.2:** Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère d,q. triphasé
- Fig I.3:** Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)
- Fig I.4:** Modèle Simulink de la MSAP en absence d'un onduleur
- Fig I.5:** Résultats de simulation de la MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré

CHAPITRE II

- Fig II.1:** Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension
- Fig II.2:** Principe de la commande MLIST
- Fig II.3:** Principe de la commande vectorielle
- Fig II.4:** Modèle de la MSAP quand i_d est nul
- Fig II.5:** Description de couplage
- Fig II.6:** Schéma bloc de la commande vectorielle avec compensation des f.e.m
- Fig II.7:** Principe de découplage par compensation
- Fig II.8:** Structure générale : (machine-découplage par compensation)
- Fig II.9:** Boucle de régulation du courant i_q
- Fig II.10:** Boucle de régulation du courant i_d
- Fig II.11:** Boucle de régulation de vitesse
- Fig II.12:** Boucle de régulation de vitesse
- Fig II.13:** Modèle Simulink de la commande vectorielle de MSAP
- Fig II.14:** Couple et vitesse de MSAP
- Fig II.15:** Courant statorique i_d et i_q
- Fig II.16:** Couple et vitesse de MSAP
- Fig II.17:** Courant statorique i_d et i_q

CHAPITRE III

Fig III.1: Schéma fonctionnel du filtre de Kalman

Fig III.2: schéma de principe du filtre de Kalman étendu

Fig III.3: Représentation d'une commande sans capteur basé sur le filtre de Kalman étendu utilisé pour l'estimation de la vitesse de rotation et de la position et Cr

Fig III.4: Modèle Simulink de la commande vectorielle sans capteur mécanique par FKE de MSAP

Fig III.5: Résultats de simulation de l'observateur FKE à vide et en charge

Fig.III.6: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation

Fig III.7: Résultats de simulation pour varier la matrice R

Fig III.8: Résultats de simulation pour varier la matrice Q

Fig III. 9 : Résultats de simulation pour l'injection de bruit

Sommaire

Liste des symboles

Liste des figures

Introduction générale

Chapitre 01 : Généralité et modélisation de la MSAP

| | |
|---|----|
| I.1 Introduction | 15 |
| I.2 Présentation de la MSAP | 15 |
| I.2.1 Stator | 16 |
| I.2.2 Rotor..... | 16 |
| I.2.3 Aimants permanents utilisés pour la MSAP | 16 |
| I.3 Avantages et les inconvénients de la MSAP | 17 |
| I.3.1 Avantages de la MSAP..... | 17 |
| I.3.2 Inconvénients de la MSAP | 18 |
| I.4 Domaines d'application de MSAP | 18 |
| I.5 Modélisation de la MSAP | 18 |
| I.5.1 Hypothèses simplificatrices | 19 |
| I.5.2 Mise en équation de la MSAP en triphasé..... | 19 |
| A. Equations électriques | 19 |
| B. Equations mécaniques..... | 20 |
| C. Equation électromagnétique | 21 |
| I.5.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé | 21 |
| A. Principe de la transformation de <i>Park</i> | 21 |
| I.6 Modélisation de la MSAP dans le repère de <i>Park</i> | 24 |
| 1. Equations électriques..... | 24 |
| 2. Equations mécaniques | 24 |
| 3. Equation électromagnétique..... | 24 |
| I.7 Simulation de la MSAP en absence d'un onduleur..... | 24 |
| I.7.1 Interprétation des résultats..... | 14 |
| I.8 Conclusion..... | 14 |

Chapitre 02 : Commande vectorielle de la MSAP

| | |
|--|----|
| II.1 Introduction..... | 15 |
| II.2 Convertisseur statique continu-alternatif | 15 |
| II.2.1 Types d'onduleurs | 15 |
| II.2.2 Définition de l'onduleur..... | 16 |

| | |
|---|----|
| II.2.3 Association MSAP- onduleur de tension | 16 |
| II.2.4 Modulation de largeur d'impulsions (MLI) | 17 |
| II.2.5 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle) | 17 |
| II.2.6 Modélisation du convertisseur statique continu-alternatif et de sa commande | 18 |
| II.3 Commande vectorielle du MSAP | 19 |
| II.3.1 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP | 20 |
| II.3.2 Découplage par compensation | 21 |
| II.3.3 Avantages de la commande vectorielle | 23 |
| II.3.4 Inconvénients de la commande vectorielle | 23 |
| II.3.5 Description du système global | 23 |
| II.3.6 Calcul des régulateurs | 24 |
| II.3.7 Dimensionnement des régulateurs | 25 |
| II.4 Simulations la commande vectorielle de la MSAP | 29 |
| II.4.1. Test de pour suite | 29 |
| II.4.2 Test de régulation | 30 |
| II.4.3. Interprétation des résultats | 31 |
| II.5 Conclusion | 32 |
| Chapitre 03 : Commande sans capteur mécanique de la MSAP | |
| III.1 Introduction | 33 |
| III.2 Outils de la commande sans capteur mécanique de la MSAP | 33 |
| III.3 Filtre de Kalman | 33 |
| III.3.1 Filtre de Kalman Etendu | 34 |
| III.3.2 Algorithme du FKE | 34 |
| III.4. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP | 36 |
| III.4.1 Discrétisation du modèle de moteur synchrone à aimant | 37 |
| III.4.2 Détermination des matrices F et H | 38 |
| III.4.3 Stratégie et paramètres de réglage du filtre de Kalman | 38 |
| III.5. Simulation et Résultats de simulation d'une commande vectorielle sans capteur mécanique par filtre de Kalman | 39 |
| III.5.1. Test de suivi du profil de vitesse à vide et en charge (5N.m à t=0.1s) | 40 |
| III.5.2. Test pour l'inversion du sens de rotation (100 rad/s à -100 rad/s) en charge (Cr=5Nm à t=0.05s) et élimination de la charge (Cr=0Nm à t=0.15s) | 41 |
| III.5.3. Test de la variation des matrices de covariances des bruits d'états et de mesure | 41 |
| III.5.4. Test de l'injection du bruit | 43 |
| III.5.5. Interprétation | 44 |
| III.6. Conclusion | 45 |

Conclusion générale

Annexes

Références Bibliographiques

Introduction générale

Les actionneurs électriques sont de plus en plus présents dans tous les secteurs domestiques et industriels ainsi que dans les secteurs technologiques de pointe, les machines synchrones à aimants permanents, sont de plus en plus utilisées dans les systèmes embarqués à cause de l'absence de pertes au rotor et compte tenu de leur compacité. De plus, avec une diminution des coûts des aimants permanents, les MSAP sont utilisés dans les actionneurs électromécaniques [1].

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu; car elle présente un système non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents [2].

La commande vectorielle permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une similarité à la machine à courant continu qui concerne la linéarité et le découplage. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable est nécessaire [2]

Le filtre de Kalman étendu est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure. Leur principe de base est la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation [3].

L'objectif principal de ce travail est l'étude d'une commande sans capteur de vitesse d'une machine synchrone aimant permanent(MSAP) en fonctionnement moteur. Nous utilisons le filtre de Kalman pour estimer la position, la vitesse, le couple résistant du MSAP.

Le mémoire est structuré en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la définition de la MSAP et d'expliquer le principe fonctionnement de cette machine ainsi que différents types des MSAP. Dans ce chapitre nous

présentons aussi la modélisation de la MSAP lié au rotor.

Dans le deuxième chapitre nous mettons l'accent sur les performances de la commande vectorielle du MSAP alimenté par un onduleur de tension. Nous utilisons la commande vectorielle indirecte pour commander la vitesse de la MSAP.

Dans le troisième chapitre, nous expliquons comment estimer la position, la vitesse et le couple résistant de MSAP par le filtre de Kalman. Nous exposons une définition de ce filtre et son principe de fonctionnement, nous aborderons dans ce chapitre des modèles d'estimation basés sur l'observateur de Kalman étendu.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble des résultats obtenus.

I.1 Introduction

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50MW. A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde [5].

La machine synchrone à aimants permanents est de plus en plus utilisée dans le domaine de la vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent aux machines asynchrones et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie à aimants permanents, qu'elles soient à base d'alliage ou à terres rares [7].

Par définition, la machine synchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Elle comporte un induit fixe, le stator et un inducteur mobile, le rotor. Elle forme un système complexe si tous les phénomènes interviennent dans son fonctionnement sont pris en compte. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de tous ces phénomènes, car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile et d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent la base fondamentale du fonctionnement de la machine [4].

La modélisation de la machine synchrone est une phase primordiale pour élaborer une loi de commande. En effet la commande de la machine nécessite l'emploi de méthodes pour obtenir un modèle simple (biphasé) pour simuler la machine [7].

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), on définira les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent le fonctionnement de la MSAP. On va exploiter le modèle de Park afin d'opérer la synthèse de la simulation de cette machine en fonctionnement moteur.

I.2 Présentation de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans l'industrie grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. Les moteurs synchrones à aimants permanents ont trouvé de larges applications dues à leur densité de puissance élevée, haute efficacité, facilité de la commande, rapport élevé du couple à l'inertie et leur fiabilité élevée [4].

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone [8].

I.2.1 Stator

Le stator d'une machine synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer [8].

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée.

I.2.2 Rotor

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur [6].

I.2.3 Aimants permanents utilisés pour la MSAP

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient [6].

Leur classification globale en termes de placement des aimants est la suivante :

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux
- ✓ Aimant en surface (Surface Mounted) :

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses (Fig.I.1a). L'inductance de l'axe-d est égale à celle de l'axe-q. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant.

- ✓ Aimants insérés (Inset Magnet Type) :

Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplis du fer (voir Fig.I.1-b). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle de l'axe-q Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdale.

✓ Aimants enterrés (Interior Magnet Type) :

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (Fig.I.1-c) : le moteur sera à pôles saillants. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler.

✓ Aimants à concentration de flux (Flux Concentrating Type) :

Comme le montre la (Fig.I.1-d), les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de machine possède de l'effet de saillance.

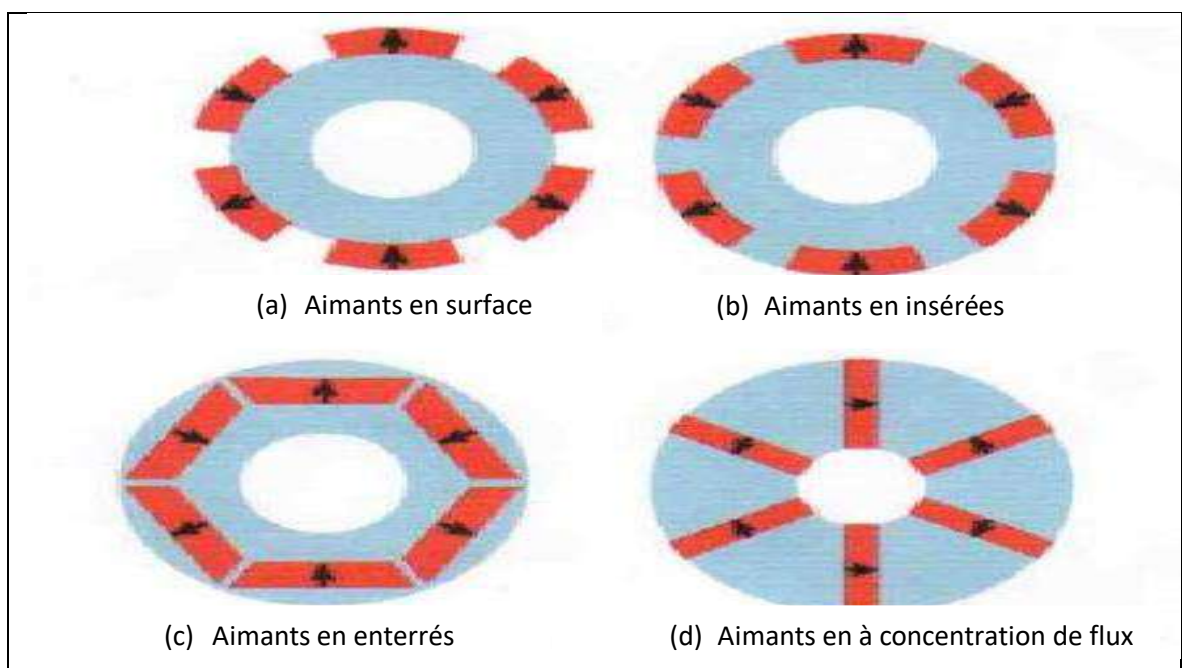


Fig.I.1: Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor.

I.3 Avantages et les inconvénients de la MSAP

La MSAP à plusieurs avantages mais aussi elle a quelques inconvénients

I.3.1 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [11, 12] :

- ✓ Puissances massiques importantes et élevées.
- ✓ Absence de contacts glissants.
- ✓ Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine.
- ✓ Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ✓ Grande fiabilité.
- ✓ Fonctionnement en survitesse.

I.3.2 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- ✓ Coût élevé des aimants.
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ✓ Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

I.4 Domaines d'application de MSAP

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

- ✓ Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- ✓ Les automobiles électrique.
- ✓ Les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- ✓ Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- ✓ Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- ✓ Les servomoteurs,
- ✓ les applications robotiques,
- ✓ La production d'électricité,
- ✓ Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- ✓ Les machines-Outils,
- ✓ L'application de l'énergie de l'éolienne.

I.5 Modélisation de la MSAP

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine

synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [10] [14].

I.5.1 Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont [12, 13]:

- ✓ La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par courant de Foucault, ceci permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant.
- ✓ La distribution des forces électromotrices, le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale.
- ✓ La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire.

I.5.2 Mise en équation de la MSAP en triphasé

A. Equations électriques

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement : $[V_s]$ $[\varphi_s]$ $[I_s]$ La figure (I.2) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

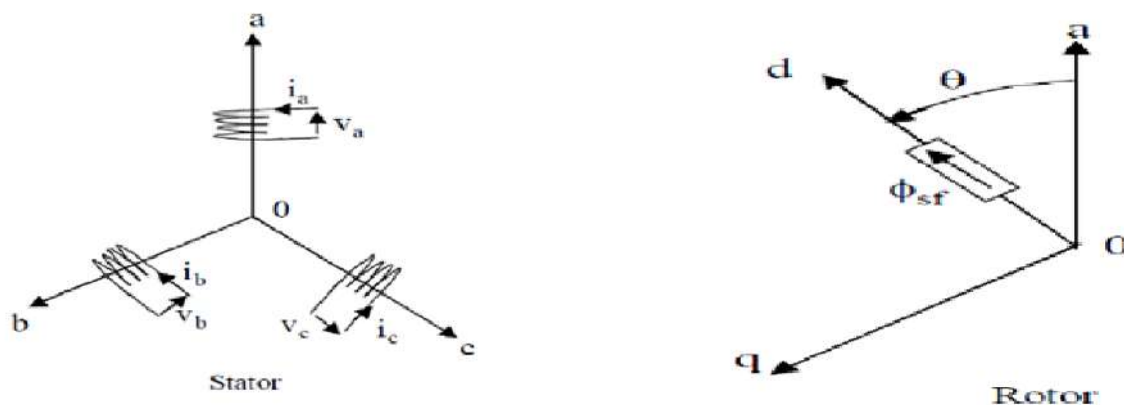


Fig.I.2 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère

A partir de la figure, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle:

$$[V_s] = [R_s] \times [i_s] + \frac{[d\varphi_s]}{[dt]} \quad (\text{I.1})$$

$$[\varphi_s] = [L_s] \times [i_s] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{I.2})$$

Avec:

$$[V_s] = [V_a V_b V_c]^T : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$[\mathbf{i}_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: Vecteur courants statoriques

$[\boldsymbol{\varphi}_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$: Vecteur flux statoriques

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{pmatrix} : \text{Matrice inductance du stator}$$

$$[\boldsymbol{\varphi}_s] = \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} : \text{Vecteur flux engendré par l'aimant.}$$

Où :

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta = \int \omega_r dt \quad (I.3)$$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

B. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.4)$$

Avec :

J : Et le moment d'inertie du moteur.

f : C'est le coefficient de frottement visqueux.

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

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

C. Equation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$[C_{em}] = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \times \frac{dL_s}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \times \frac{d\varphi_{sf}}{d\theta} \right] \quad (I.5)$$

I.5.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé

A. Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif, 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 et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application. La figure (I.3) présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park). [10,15, 16]

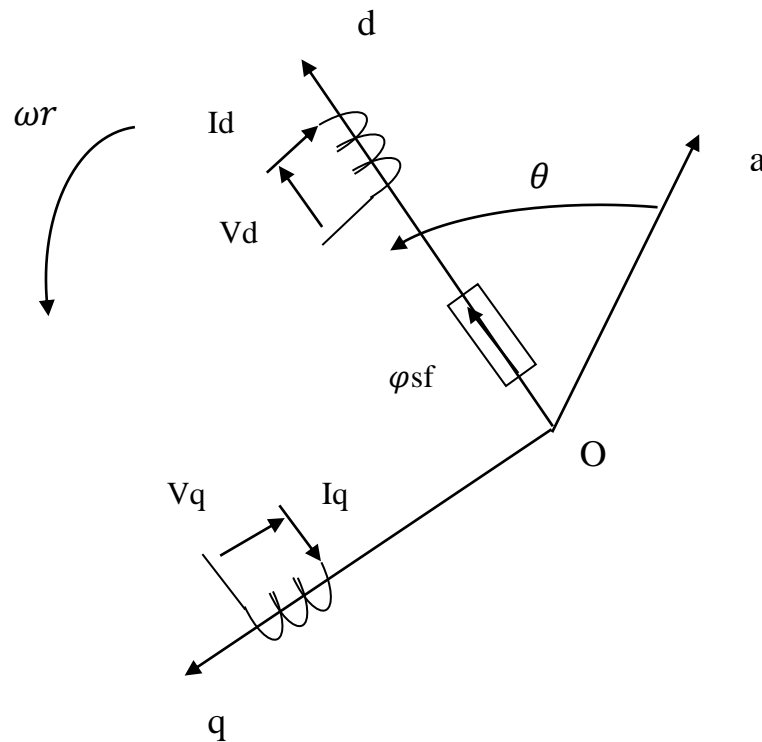


Fig.I.3:Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)

❖ Passage direct : triphasé au diphasé

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (d,q) est donnée p

$$\begin{bmatrix} X_{dqo} \end{bmatrix} = P(\theta) \times \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix}^T \quad (\text{I.6})$$

Avec :

$P(\theta)$: La matrice de passage direct de Park

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courant ou flux.

Alors:

$$\begin{bmatrix} U_d U_q U_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} U_a U_b U_c \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} I_d I_q I_o \end{bmatrix} = P(\theta) \times \begin{bmatrix} I_a I_b I_c \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \varphi_q \varphi_o \end{bmatrix} = P(\theta) \times \begin{bmatrix} \varphi_a \varphi_b \varphi_c \end{bmatrix}^T$$

X_o : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

❖ Passage inverse : diphasé au triphasé

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

$$\begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \times \begin{bmatrix} X_{dqo} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

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

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

❖ Passage direct : triphasé au diphasé

Si on pose $\theta = 0$ dans les équations (I.8) et (I.10), les matrices de *Park* deviennent les matrices de *Clarck* :

$$\left[X_{\alpha\beta o} \right] = [C] \times \left[X_{abc} \right] \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$\left[X_{\alpha\beta o} \right]$: représente le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .

$[C]$: La Matrice directe de *Clarck*, donnée par (I.11) :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I.11})$$

❖ Passage inverse : diphasé au triphasé

Le passage inverse de la transformation de *Clarck* est défini par les relations suivantes :

$$\left[X_{abc} \right] = [C]^{-1} \times \left[X_{\alpha\beta o} \right] \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$[C]^{-1}$: La matrice inverse de *Clarck*.

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I.13})$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de *Park* et *Clarck* afin de conserver l'amplitude pendant le passage entre les deux référentiels.

❖ Passage du repère (α, β) au repère (d, q)

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d, q) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$\left[X_{dq} \right] = [R] \times \left[X_{\alpha\beta} \right] \quad (\text{I.14})$$

Avec:

$$[R] = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

$[R]$: Matrice de passage (α, β) au (d, q)

I.6 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

1. Equations électriques

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s \times i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \times \varphi_q \\ V_q = R_s \times i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \times \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \times i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q \times i_q \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

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

2. Equations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - Cr - f \Omega \quad (\text{I.17})$$

3. Equation électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q \right] \quad (\text{I.18})$$

I.7 Simulation de la MSAP en absence d'un onduleur

Pour réaliser cette simulation nous considérons les équations (I.15), (I.16), (I.17) et (I.18). La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante.

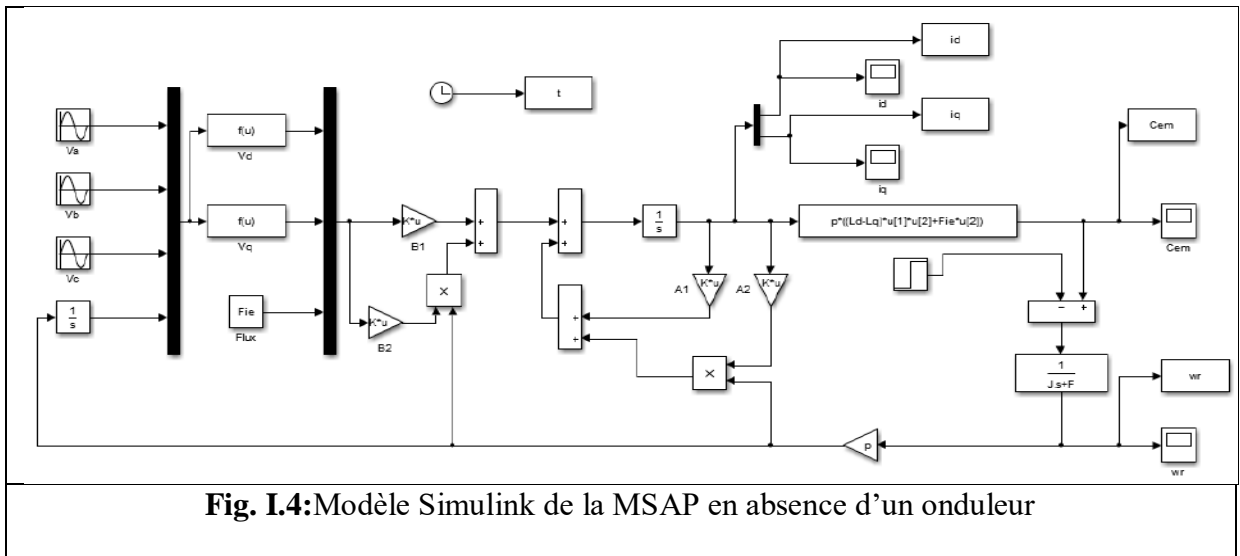


Fig. I.4:Modèle Simulink de la MSAP en absence d'un onduleur

❖ **Résultats en charge $C_r=5 \text{ N.m}$:**

On a simulé numériquement le fonctionnement de la machine synchrone (MSAP) alimentée directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation (couple résistant nul), en deuxième étape on applique à la MSAP un couple résistant de 5N.m après un certain temps de son démarrage à l'instant $t=0,1s$.

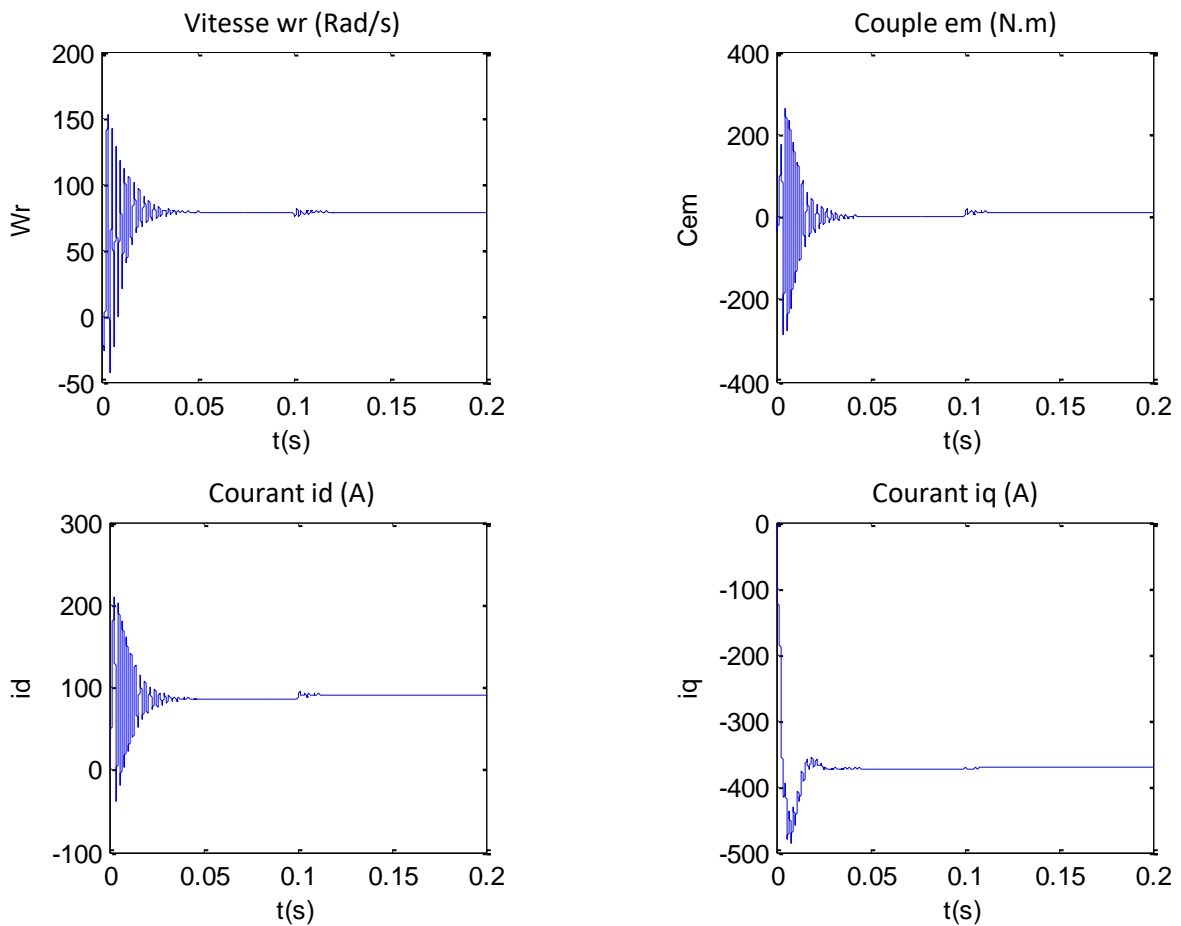


Fig.I.5:Résultats de simulation de la MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré

I.7.1 Interprétation des résultats

Pour la caractéristique $W_r=f(t)$, l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesses négatives très faible et de courte durée, sans enroulements d'excitation, ni amortisseurs. La vitesse atteint très rapidement le régime permanent ceci étant due à la faible inertie de la MSAP. Ce qui impose un temps de réponse très court. Lors de l'application d'une charge de 5 Nm, on voit que la vitesse prend de pics mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge.

L'allure de la courbe $C_e=f(t)$ présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de courte durée avant qu'elle s'annule. Après l'application de la charge (couple résistant), le couple électromagnétique gagne la valeur de couple de charge appliqué après un régime transitoire très court présenté par des pics qui diminuent en regagnant la valeur finale de couple résistant appliqué.

Pour les caractéristiques $I_d=f(t)$ et $I_q=f(t)$, au début du démarrage on voit des pics de courants assez importants qui sont présents et cela s'explique par la f.c.e.m qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ils se rétablissent à ses valeurs nominales permanentes après un temps assez court. L'application de la charge fait apparaître des oscillations à l'instant de l'application de la charge qui s'annulent rapidement pour que les courants atteignent des valeurs permanentes plus élevées leurs valeurs à vide.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle mathématique de la MSAP est obtenu dans le repère de *Park* moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérablement simplifiées pour nous permettre d'aborder aisément la commande qui est présentée dans le deuxième chapitre.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de *Park* de la machine synchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Pour des fins de commande, il est indispensable d'associer un onduleur de tension à l'alimentation de la machine. De ce fait, le chapitre suivant sera consacré à l'application de la commande vectorielle de la MSAP avec l'association d'un onduleur de tension pour l'alimentation de notre MSAP étudiée.

II.1 Introduction

La machine à courant continu (MCC) occupe encore une grande partie du marché de la variation de vitesse. Cette machine nécessite un entretien relativement lourd et possède un coût supérieur aux autres machines, telles les machines synchrones ou asynchrones.

La commande vectorielle permet au MSAP d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée [10].

La difficulté de commander une machine synchrone réside dans le fait que le modèle mathématique de *Park* est non linéaire multi-variable et fortement couplé. En 1971, des chercheurs allemands *Blaschke et Hass* ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé à deux composantes, l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu (MCC). La technique est connue sous le nom de commande vectorielle. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents selon la façon dont le couple électromagnétique est produit [14, 17].

Les onduleurs tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. Ils sont utilisés pour générer des tensions alternatives de fréquence et amplitude variables. L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter les machines à courant alternatif par un système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables [18] [19].

Dans ce chapitre, on va présenter la commande vectorielle d'un MSAP alimenté par un onduleur de tension. Avant d'entamer cette étude, il est plus commode de rappeler le principe de cette technique de commande.

II.2 Convertisseur statique continu-alternatif

L'onduleur de nos jours très largement utilisé dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques et commandes.

II.2.1 Types d'onduleurs

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- ✓ Onduleurs de tension.
- ✓ Onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),

- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.) [20].

II.2.2 Définition de l'onduleur

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau. L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts [21].

II.2.3 Association MSAP- onduleur de tension

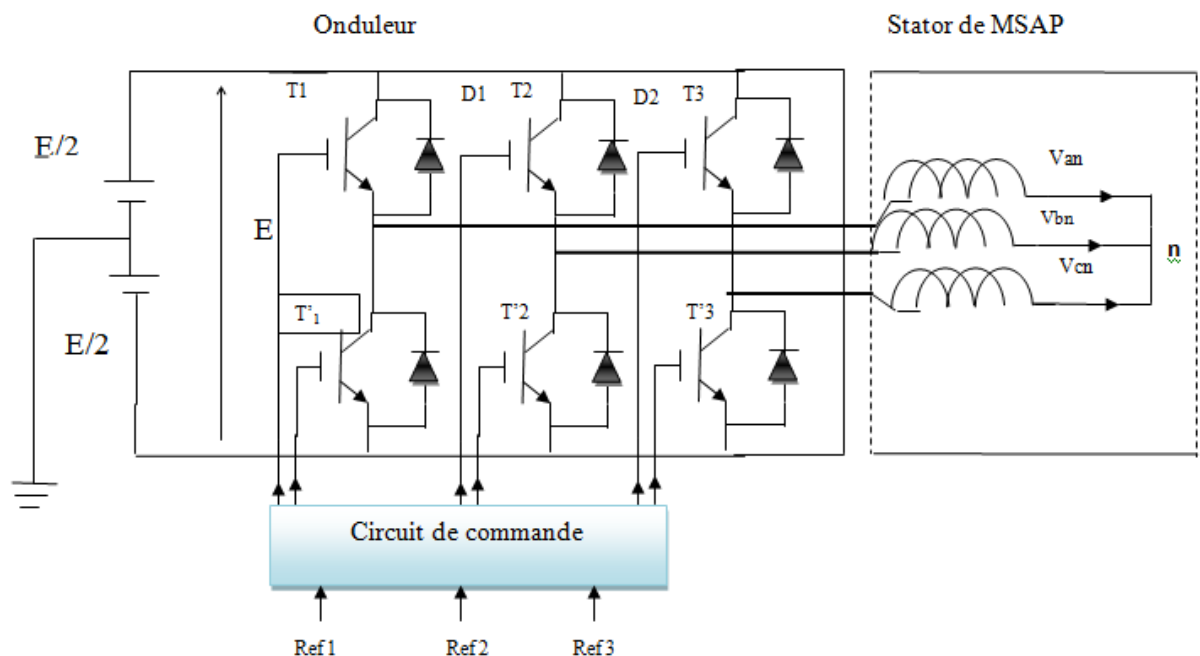


Fig. II.1: Schéma de l'association MSAP- onduleur de tension

Avec :

T_i avec $i = (a,b,c)$ sont des transistors.

Pour S_i

i sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

- ✓ Si $S_i = 1$, l'interrupteur T_i est passant et T_i' est ouvert.

- ✓ Si $S_i = 0$, l'interrupteur T_i est ouvert et T_i' est passant.

II.2.4 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées.

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande [22].

II.2.5 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle)

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

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

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [23, 24].

- ✓ Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad \tau = \frac{V_r}{V_p}$$

Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

τ : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.

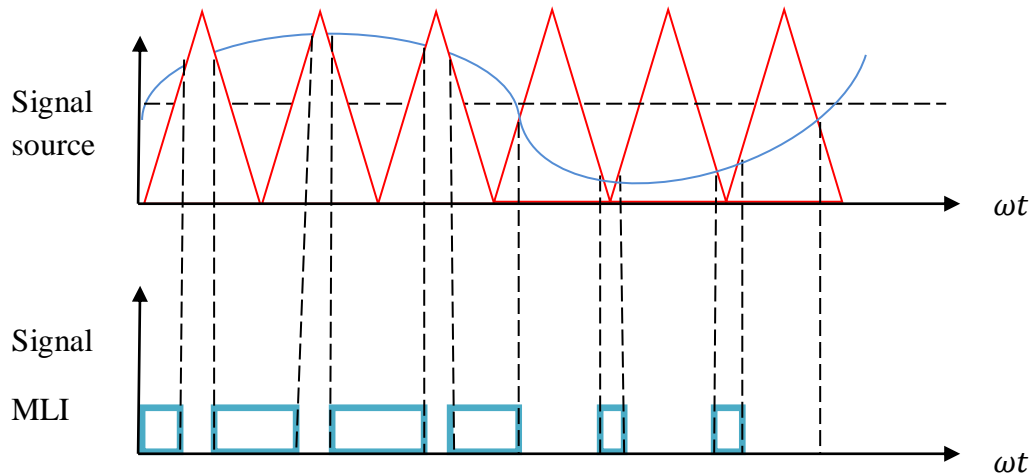


Fig II.2: Principe de la commande MLI

II.2.6 Modélisation du convertisseur statique continu-alternatif et de sa commande

Les tensions aux bornes de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (II.1)$$

Les tensions V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} forment un système de tension triphasées équilibrées, donc :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \quad (II.2)$$

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{ao} + V_{oN} \\ V_{bN} = V_{bo} + V_{oN} \\ V_{cN} = V_{co} + V_{oN} \end{cases} \quad (II.3)$$

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 3V_{oN} + V_{ao} + V_{bo} + V_{co} \quad (II.4)$$

De (II.4) on déduit:

$$V_{oN} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (II.5)$$

A partir de l'équation (II.4) et (II.5), on a :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Dans une branche d'onduleur, un interrupteur statique (k) peut prendre la valeur +1 ou 0 selon les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} V_{aref} \geq V_P &\Rightarrow [S_a] = 1 \quad \text{sinon} \quad [S_a] = 0 \\ V_{bref} \geq V_P &\Rightarrow [S_b] = 1 \quad \text{sinon} \quad [S_b] = 0 \\ V_{cref} \geq V_P &\Rightarrow [S_c] = 1 \quad \text{sinon} \quad [S_c] = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

V_{ref} : Amplitude de référence.

V_P : Amplitude de porteuse.

Et les branches V_{ko} peuvent être exprimées en fonction des switchs « S_k » par :

$$V_{ko} = S_k \left(\frac{E}{2} \right) \quad (\text{II.8})$$

Avec : $k = (a, b, c)$

D'où la matrice de connexion:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

II.3 Commande vectorielle du MSAP

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière idéale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Ce critère demande impose le contrôle simultané des courants i_d et i_q .

Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant i_d de manière que le couple soit proportionnel à i_q dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse ($L_d = L_q$), où le couple ne dépend que de la composante en quadrature $C_{em} = P\varphi_{sf}i_q$, la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ($i_d = 0$). Mais pour pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal [25,26, 27].

II.3.1 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

Les équations mathématiques du modèle de la MSAP montrent qu'il est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé.

La machine étudiée est à pôles lisses, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de *Park* est maintenu calé sur l'axe q ($i_s = i_q$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle (figure II.3) qui a pour effet la diminution des pertes joule.

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \varphi_{sf} \omega \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Et le couple déviant:

$$C_{em} = P \varphi_{sf} i_q \quad (\text{II.11})$$

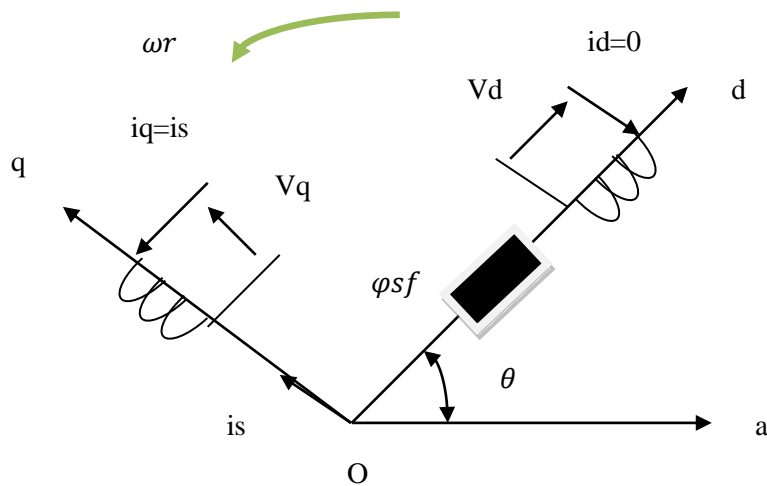


Fig. II.3: Principe de la commande vectorielle

La figure (II.5) représente le couplage entre l'axe «d» et «q» :

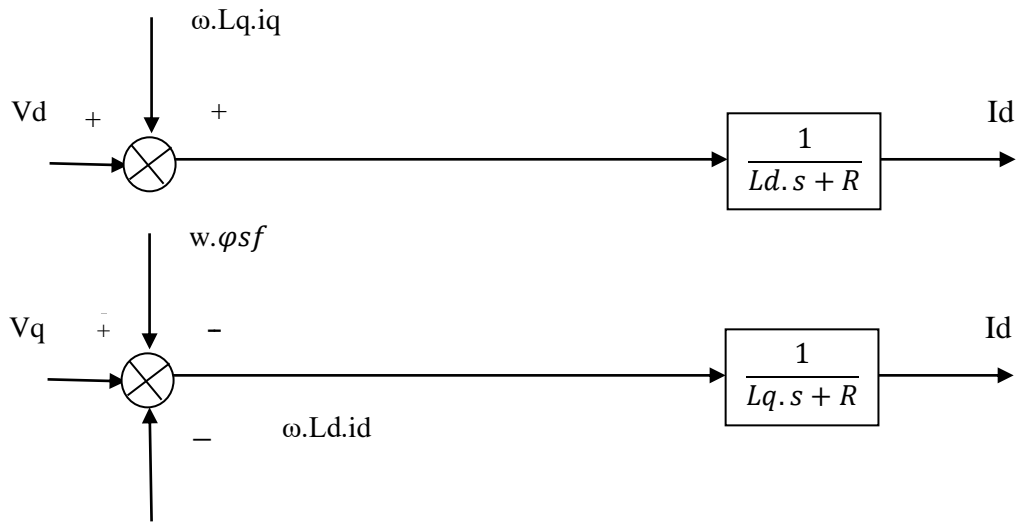


Fig.II.5:Description de couplage

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q», on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q .

Avec :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (II.13)$$

A partir de l'équation (II.12) et (II.13) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (II.14)$$

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + sL_d) \cdot I_d \\ V_{q1} = (R_s + sL_q) \cdot I_q \end{cases} \quad (II.15)$$

On a donc les courants « i_d » et « i_q » sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} , et i_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (II.16) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (II.16)$$

II.3.3 Avantages de la commande vectorielle

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

II.3.4 Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle.

II.3.5 Description du système global

La référence du courant direct i_{d_ref} est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse i_{q_ref} constitue la consigne de couple C_{em} . Les références des courants i_{d_ref} et i_{q_ref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine i_d et i_q .

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

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant i_{q_ref} . Par contre, le courant i_{d_ref} est imposé nul. Chaque axe découplé peut être représenté par un bloc de correction $C_i(s)$ avec ($i = d, q$).

La figure (II.8) représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents avec compensation dans le repère (d, q) :

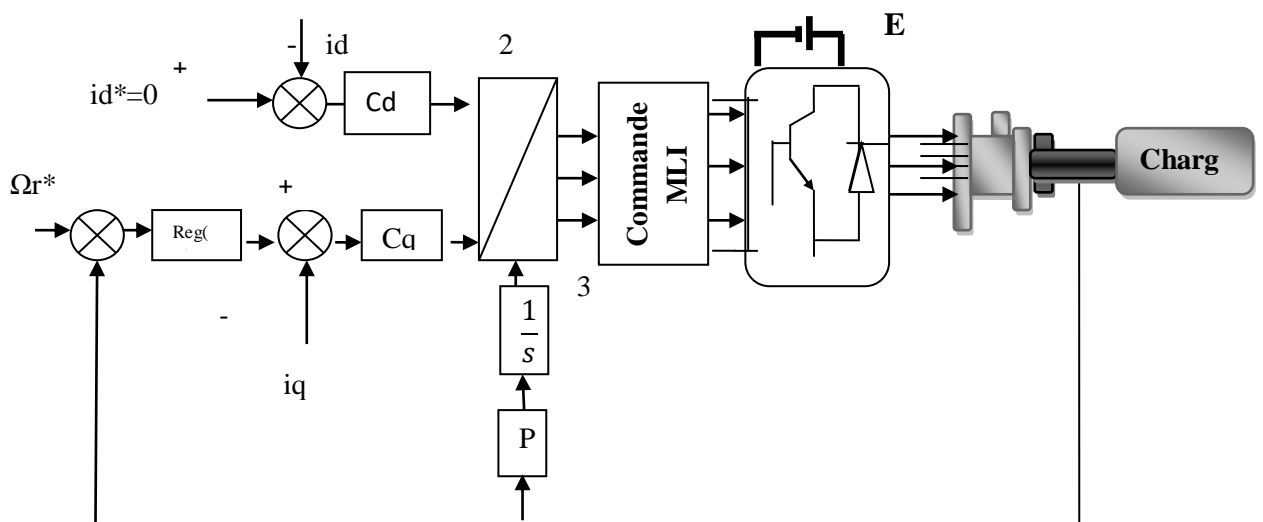


Fig II.6: Schéma bloc de la commande vectorielle avec compensation

II.3.6 Calcul des régulateurs

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivé). Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs [14, 16].

- Les courants statoriques sont régulés à partir des grandeurs de référence (désirées) par ces régulateurs classiques. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous [27] :

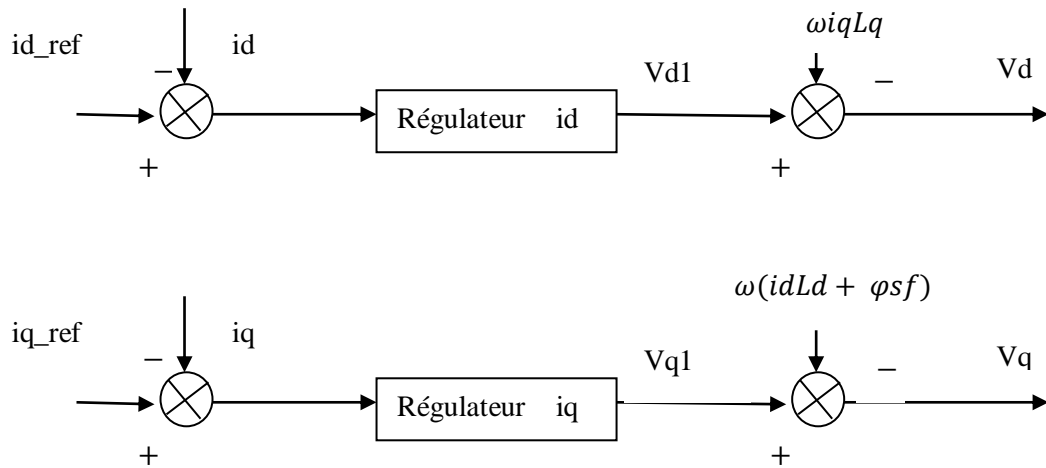


Fig. II.7:Principe de découplage par compensation

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (II.7) :

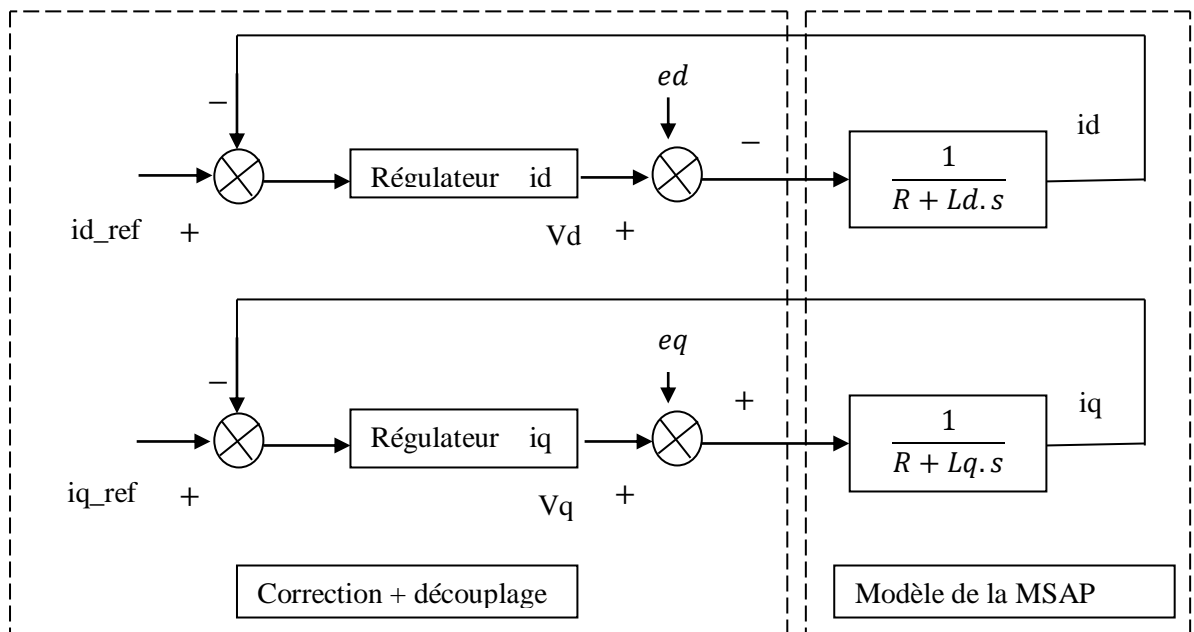


Fig. II.8:Structure générale : (machine-découplage par compensation)

II.3.7 Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes (d,q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

➤ Régulateur du courant i_q

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants i_d et i_q , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence i_{q_ref} , le courant i_d est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle.

Sachant que :

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s.L_q} \quad (\text{II.17})$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est : $\frac{1 + s.T_1}{s.T_2}$, on aboutit au schéma de la figure (II.9) :

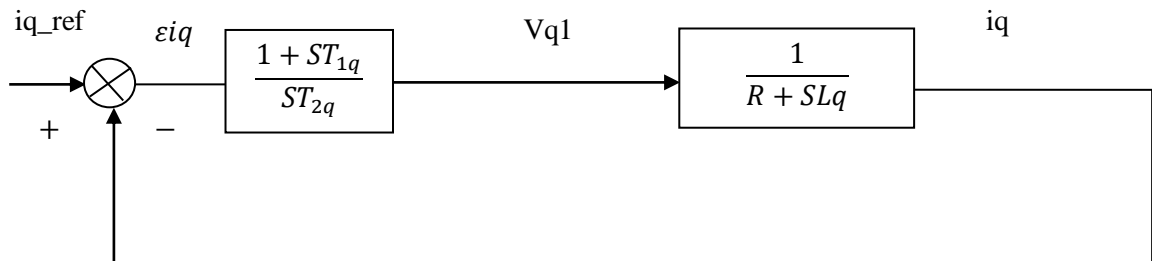


Fig.II.9: Boucle de régulation du courant i_q

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (II.9) est :

$$FTBO = \frac{1 + s T_{1q}}{s T_{2q} (R_s + s L_q)} \quad (\text{II.18})$$

$$FTBO = \frac{1 + s.T_{1q}}{s T_{2q} . R_s (1 + s . \frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{II.19})$$

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

$$1 + s T_{q1} = 1 + s \frac{L_q}{R_s} \quad \text{Ce qui se traduit par la condition :}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \quad (\text{II.20})$$

Avec:

$\frac{L_q}{R_s}$ Constante de temps électrique.

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (II.20) dans l'équation (II.18), on trouve :

$$FTBO = \frac{1}{s.R_s.T_{2q}} \quad (\text{II.21})$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II.22})$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + s.R_s.T_{2q}}$$

De la forme :

$$\frac{1}{1 + s.\tau_q} \quad (\text{II.23})$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{II.24})$$

En imposant le temps de référence :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{II.25})$$

On a:

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.26})$$

T_r : Temps de réponse imposé.

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

$$k_i = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{II.27})$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

➤ Régulateur du courant i_d

Pour la régulation du courant i_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q .

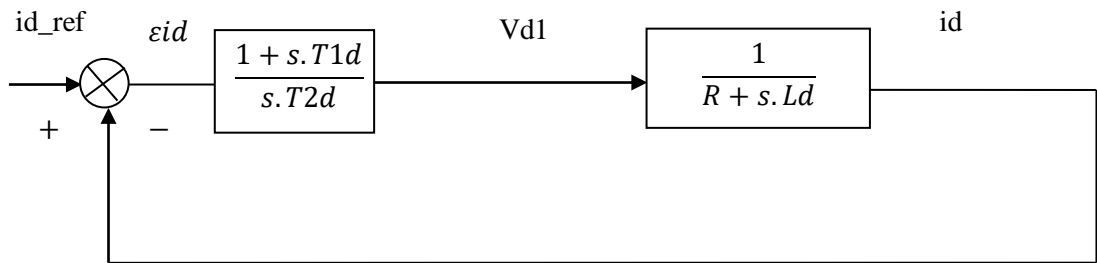


Fig.II.10: Boucle de régulation du courant i_d

$$FTBO = \frac{1 + ST_{1d}}{ST_{2d}R_s(1 + S\frac{L_d}{R_s})} \tag{II.29}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + SR_sT_{2d}} \tag{II.30}$$

$$\frac{L}{R_s} = T_{1d} = \tau_d \tag{II.31}$$

On impose:

$$T_r = 3\tau_d \tag{II.32}$$

$$\tau_d = R_s T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \tag{II.33}$$

On remplace l'équation (II.32) dans (II.33) on obtient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{II.34}$$

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

➤ **Régulateur de vitesse**

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

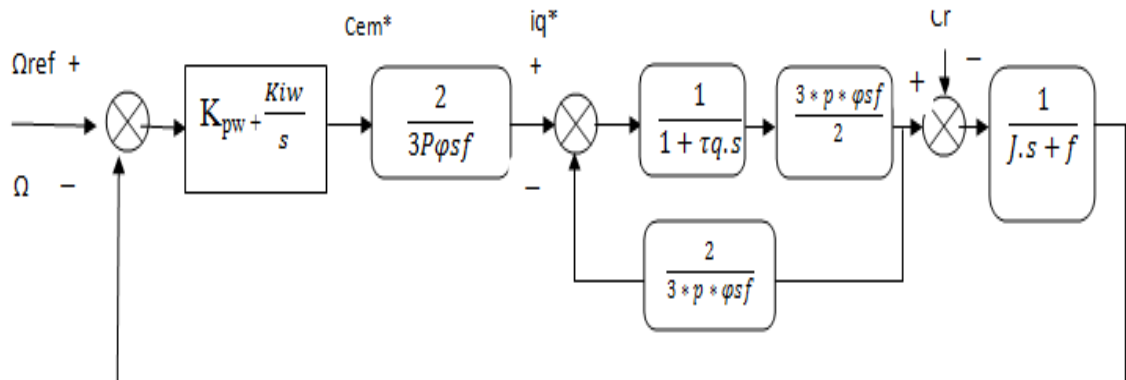


Fig.II.11: Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la figure (II.11) peut être simplifié par la figure (II.12) :

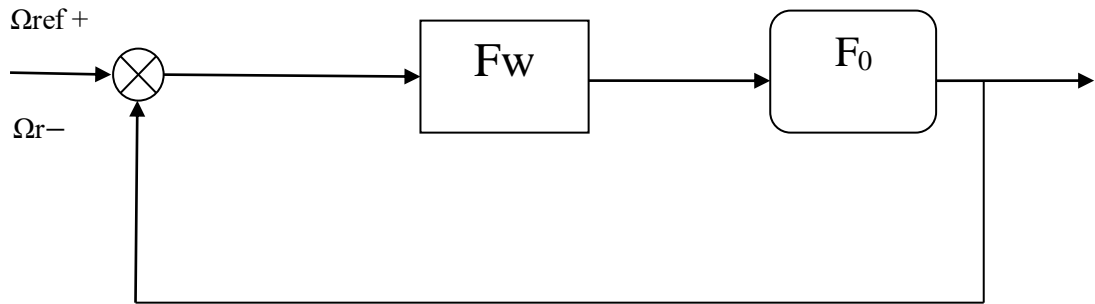


Fig.II.12:Boucle de régulation de vitesse

$F_{\omega}(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse.

$$F_{\omega}(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (\text{II.35})$$

$$\text{ou : } \begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

La FTBF est donnée par :

$$F_{BF}(s) = \frac{F_{\omega}(s)F_o(s)}{1 + F_{\omega}(s)F_o(s)} \quad (\text{II.37})$$

Après les calculs on trouve :

$$F_{BF}(s) = \frac{p\varphi_{sf}(k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\varphi_{sf}k_{p\omega} + f)s + p\varphi_{sf}k_{i\omega}} \quad (\text{II.38})$$

Si on néglige $(J\tau_q)$, $(f\tau_q)$ devant J , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$P(s) = Js^2 + (f + p\varphi_{sf}k_{p\omega})s + p\varphi_{sf}k_{i\omega} \quad (\text{II.39})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués : $s_1, s_2 = \rho(1 \pm j)$ il devient alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho.s + 2\rho^2 \quad (\text{II.40})$$

Par identification terme à terme entre l'équation (II.39) et (II.40) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\rho - f}{p\psi_{sf}} \\ k_{i\omega} = \frac{2\rho^2 J}{p\psi_{sf}} \end{cases} \quad (II.41)$$

Où : $\rho = \xi \omega n$

ωn : Pulsation propre du système.

ξ : Facteur d'amortissement.

II.4 Simulations la commande vectorielle de la MSAP

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de cette commande. Nous avons simulé le système dans des différents cas de fonctionnement tels que :

- Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.
- Inversion du sens de vitesse.

Le schéma blocs de la simulation sous Simulink/matlab est donné par la figure suivante :

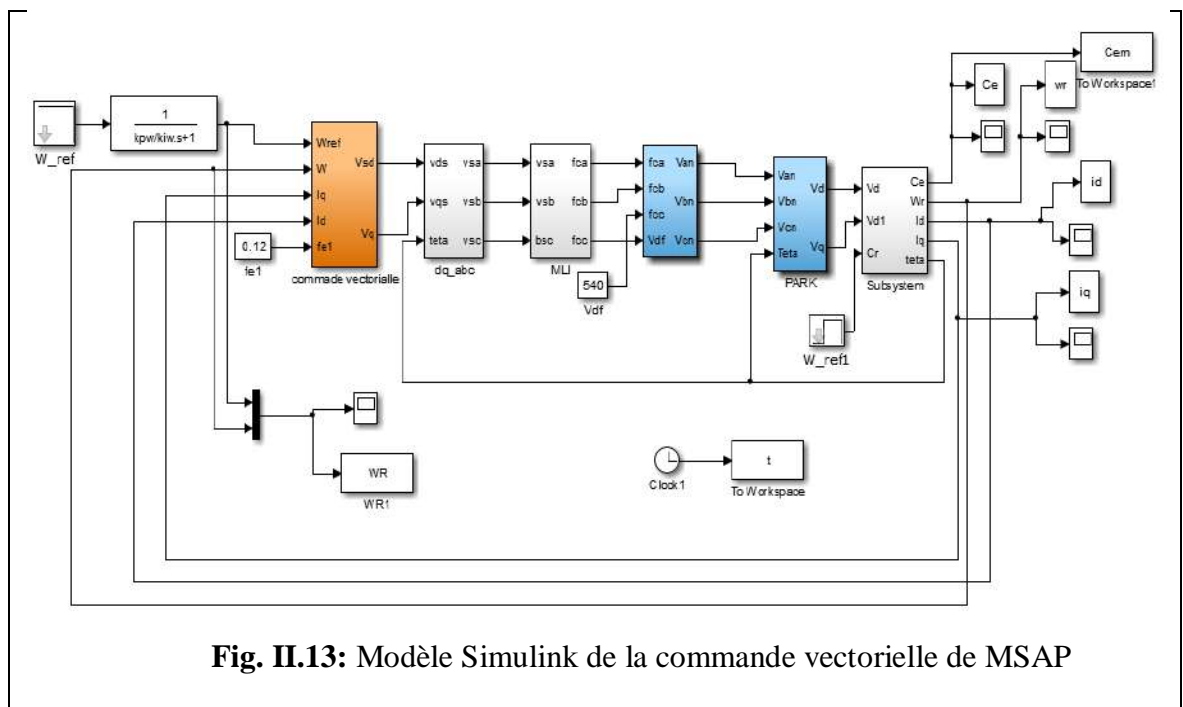


Fig. II.13: Modèle Simulink de la commande vectorielle de MSAP

II.4.1. Test de pour suite

La commande est simulée sans application d'un couple résistant. Les résultats montrent parfaitement le principe de la commande où i_d est nul et i_q pour suit le couple.

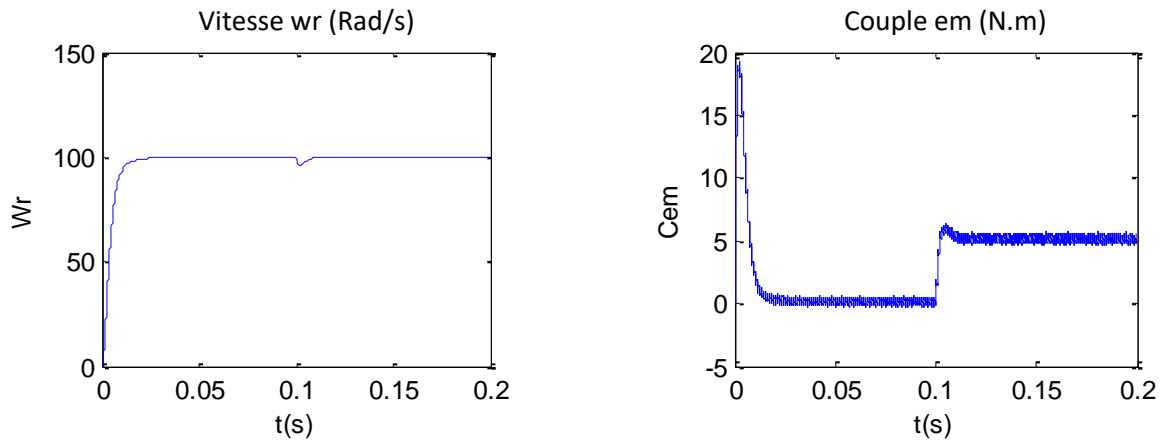


Fig.II.14:Couple et vitesse de MSAP

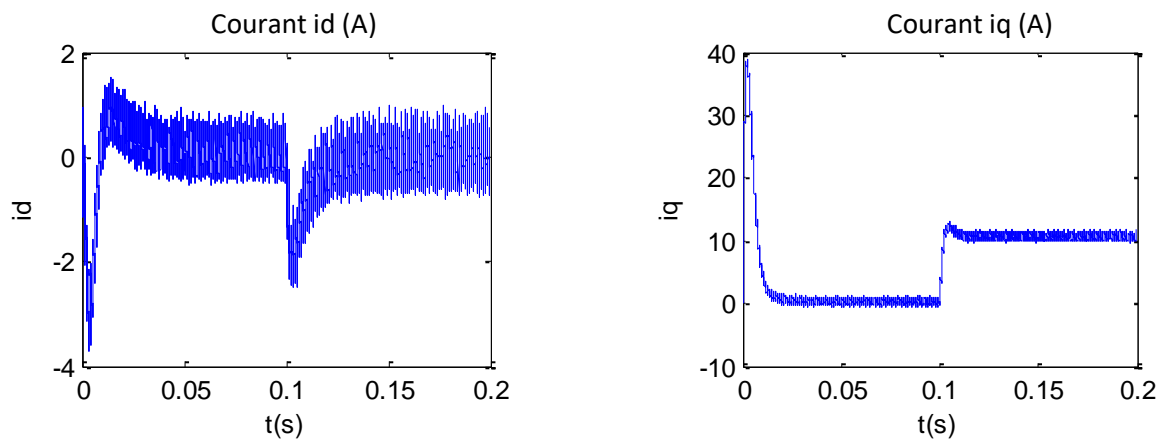


Fig.II.15:Courant statorique id et iq

II.4.2 Test de régulation

- Ce test est fait effectué comme suit :
- -On applique un échelon de vitesse de référence au démarrage $\omega = 100$ (rad/sec)
- -On inverse le sens de rotation de la machine à $t = 0.1$ (sec) en appliquant -100 rad/s
- Les deux sont réalisés avec l'application de la charge $C_r = 5$ N*m à $t = 0.05$ (s) pour le fonctionnement normal et $C_r = 0$ N*m à $t = 0.15$ (s) pour le fonctionnement en inversant le sens de rotation.
- **Paramètre de vitesse**

| Parameters | |
|------------|---|
| Time (s): | <input type="text" value="[0 0.1]"/> |
| Amplitude: | <input type="text" value="[100 -100]"/> |

➤ Paramètre du couple

| Parameters | |
|------------|-------------|
| Time (s): | [0.05 0.15] |
| Amplitude: | [5 0] |

Les figures suivantes montrent les résultats obtenus

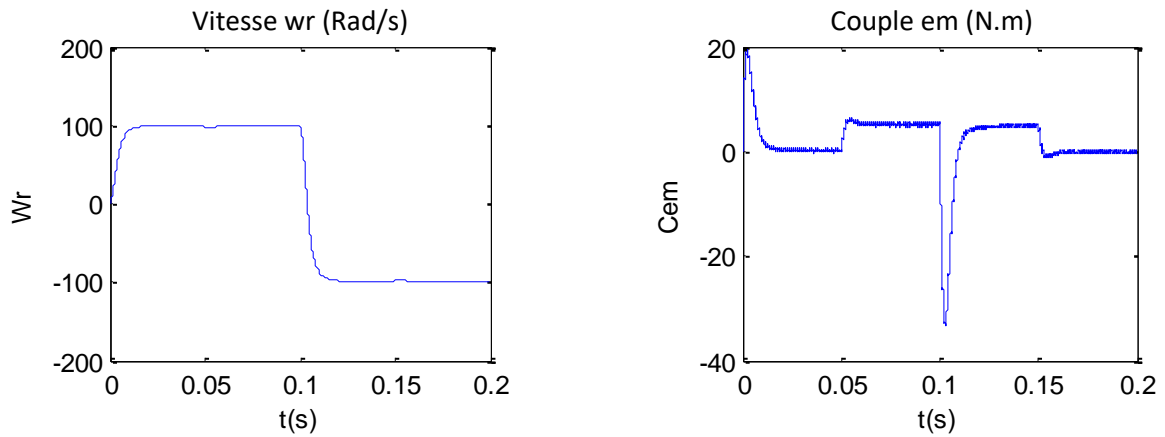


Fig.II.16:Couple et vitesse de MSAP

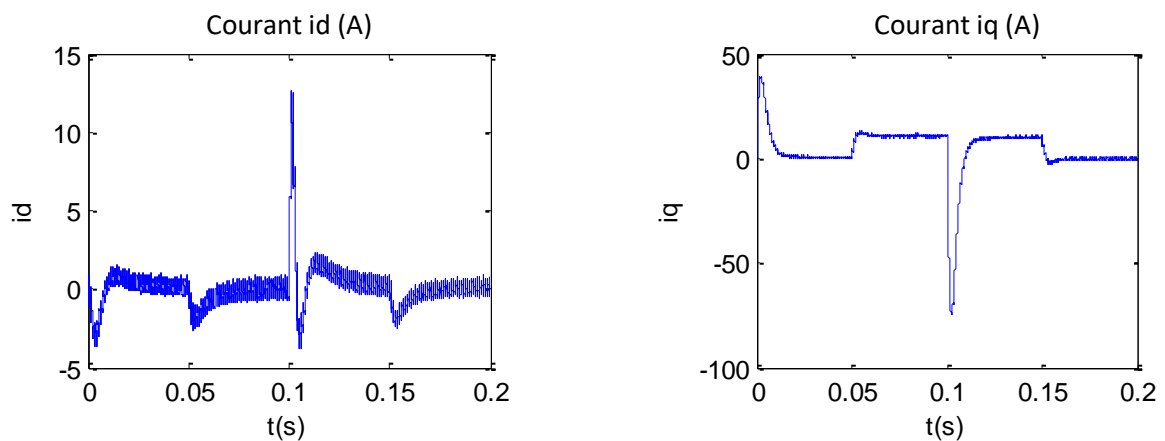


Fig.II.17:Courant statorique id et iq

II.4.3. Interprétation des résultats

La figure (II.16), montre l'évolution de la vitesse rotorique après l'application d'un profil de couple de charge. Nous pouvons remarquer que la vitesse diminue puis regagne sa valeur initiale.

Dans la figure (II.17), on constate que le courant i_q augmente pendant la phase de démarrage puis diminue pour atteindre une valeur constante.

En régime permanent et après l'application du couple de charge, le courant i_q est proportionnel au couple électromagnétique. Par ailleurs, le courant i_d est maintenu égal à zéro et il suit la consigne pendant tout le cycle de fonctionnement.

D'après cette figure, on remarque que les courants i_d et i_q sont bien réglés, par conséquent la commande est robuste vis - à- vis des variations brusques de la charge. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux des aimants traduit par l'évolution des courants directs et en quadrature.

II.5 Conclusion

Cette étude a permis d'appliquer la conception d'une régulation de vitesse du MSAP par le principe de la commande vectorielle.

L'application de la commande vectorielle à la MSAP nous a permis non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi d'améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes " d " et " q " ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) nous a permis aussi d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage. Une solution de ce problème sera proposée dans le chapitre prochain.

III.1 Introduction

La connaissance de la position du rotor est importante pour la commande afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine. Mais pour des raisons économiques, de sûreté de fonctionnement et de robustesse, de multiples études se sont orientées vers l'estimation de la position du rotor à partir des grandeurs accessibles au lieu d'une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position. De ce fait, une solution généralement adoptée est l'usage des méthodes d'estimations [25, 26].

Dans ce chapitre, nous intéresserons à l'utilisation de l'une des techniques d'estimation de la vitesse rotorique basée essentiellement sur le principe du filtre de Kalman.

III.2 Outils de la commande sans capteur mécanique de la MSAP

La commande sans capteur mécanique consiste à remplacer le capteur de position et de vitesse de la MSAP par une méthode d'estimation à partir des mesures accessibles (courants et/ou tensions). Les capteurs physiques ont un coût (achat, installation, maintenance) élevé, et peuvent présenter des problèmes de fiabilité.

Le remplacement de ces capteurs par des capteurs dit logiciels peut se révéler avantageux d'un point de vue industriel, que ce soit pour répondre au problème de coût ou à celui de fiabilité et de commande.

La commande sans capteur des MSAP est un problème industriel posé depuis les années 90. Le filtre de Kalman étendu est une solution de plus en plus adoptée en pratique et dans de nombreux travaux académiques. En effet, cet observateur est simple de réglage et apporte une robustesse envers les bruits de mesures et les perturbations. Toutefois, le filtre de Kalman étendu, a plusieurs inconvénients tels que l'augmentation du coût de calcul et l'instabilité numérique du filtre si aucune précaution n'est prise lors du développement de l'estimateur [27].

III.3 Filtre de Kalman

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système uniquement à partir des données accessibles, c'est-à-dire les entrées et les sorties mesurées. Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système. L'observateur fait deux phases; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction [28].

L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et

➤ Etape de prediction

Les états et les paramètres sont tout d'abord prédits d'après l'équation d'état du système :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$w(k)$: vecteur de bruit d'état.

$v(k)$: vecteur de bruit de mesure.

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$. On cherche alors à déterminer sa variance. Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (\text{III.2})$$

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \quad (\text{III.3})$$

➤ Etape de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée Y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{Y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

1. Calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k) \cdot (H(k)P(k+1/k) \cdot H(k)^T + R)^{-1} \quad (\text{III.4})$$

$$H(k) = \left. \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad (\text{III.5})$$

2. Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (\text{III.6})$$

3. Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - H \hat{x}(k+1/k)) \quad (\text{III.7})$$

La figure (III.2) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu.

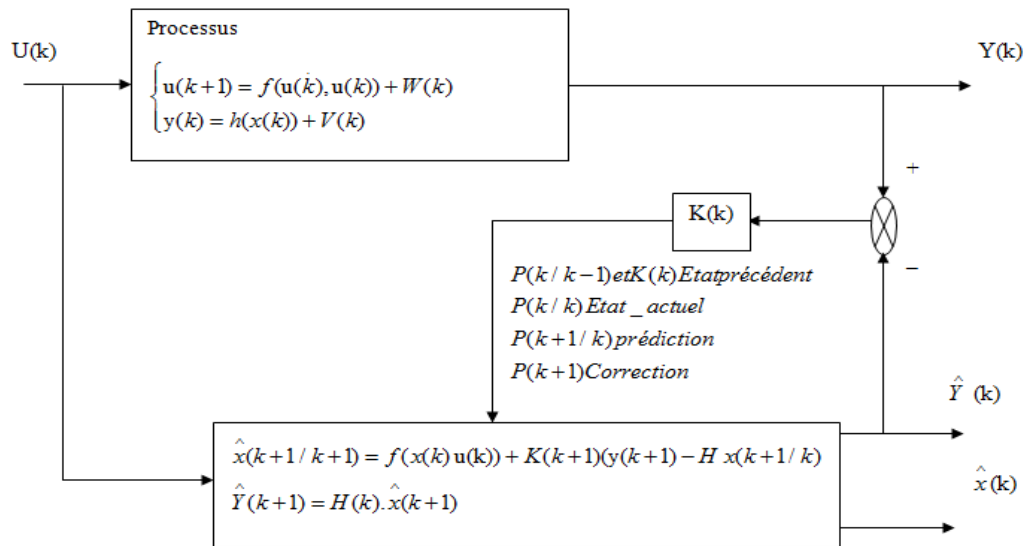


Fig.III.2:schéma de principe du filtre de Kalman étendu

III.4. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP

Le moteur synchrone à aimant peut être modélé par les 4 équations suivantes :

$$\begin{cases} L_d \frac{d}{dt} I_d = V_d - R_s I_d + p\Omega L_q I_q \\ L_q \frac{d}{dt} I_q = V_q - R_s I_q - p\Omega(L_d I_d + \phi_f) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (III.8)$$

Le système peut être modélé :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \\ Cr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\Omega(\frac{L_q}{L_d}) & 0 & 0 & 0 \\ -p\Omega(\frac{L_d}{L_q}) & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{p\phi_f}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -F/J & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \\ Cr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

où :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \\ Cr \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

III.4.1 Discrétisation du modèle de moteur synchrone à aimant

Le modèle correspondant de temps discret est donné par :

$$\begin{cases} X_{(k+1)} = A_d \cdot X_{(k)} + B_d \cdot u_{(k)} & \text{(III.11)} \\ y_{(k+1)} = C_d \cdot X_{(k)} & \text{(III.12)} \end{cases}$$

La conversion se fait par l'approximation suivante :

$$\begin{cases} A_d = e^{At} = I + ATs & \text{(Où I est la matrice identique)} & \text{(III.13)} \\ B_d = \int_0^t e^{A\xi} B d\xi = B.Ts & & \text{(III.14)} \end{cases}$$

$$C_d = C \quad \text{(III.15)}$$

Nous supposons que temps T_s est très petit comparé à la dynamique de système. Le modèle discret du moteur d'étape est donné :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \\ Cr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-Ts \frac{R_s}{L_d} & p\Omega Ts \left(\frac{L_q}{L_d}\right) & 0 & 0 & 0 \\ -p\Omega Ts \left(\frac{L_d}{L_q}\right) & 1-Ts \frac{R_s}{L_q} & -pTs \frac{\phi_f}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1-Ts \frac{f}{J} & 0 & -Ts \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & pTs & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \\ Cr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Ts \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & Ts \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \text{(III.16)}$$

Le système dynamique non linéaire du moteur est représenté par :

$$f = \begin{bmatrix} \left(1-Ts \frac{R_s}{L_d}\right) I_d + \left(p\Omega Ts \frac{L_q}{L_d}\right) I_q + Ts \frac{1}{L_d} V_d \\ \left(-p\Omega Ts \frac{L_d}{L_q}\right) I_d + \left(1-Ts \frac{R_s}{L_q}\right) I_q - \left(Ts \frac{\phi_f}{L_q}\right) p\Omega + \left(Ts \frac{1}{L_q}\right) V_q \\ pTs \frac{L_d - L_q}{J} I_d I_q + pTs \frac{\phi}{J} I_q + \left(1-Ts \frac{f}{J}\right) \Omega - \left(Ts \frac{1}{J}\right) Cr \\ p\Omega \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.17)}$$

III.4.2 Détermination des matrices F et H

Les matrices de linéarisation F et H nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement. Elles sont données comme suit :

$$\frac{\partial F}{\partial t} = \begin{bmatrix} 1-Ts \frac{R_s}{L_d} & p\Omega Ts \frac{L_q}{L_d} & p\Omega Ts \frac{L_q}{L_d} I_q & 0 & 0 \\ -p\Omega Ts \frac{L_d}{L_q} & 1-Ts \frac{R_s}{L_q} & -\frac{T_s}{L_q} p(L_d I_d + \phi_f) & 0 & 0 \\ pTs \frac{L_d - L_q}{J} I_q & pTs \left(\frac{L_d - L_q}{J} + \frac{\phi_f}{J} \right) & 1-Ts \frac{f}{J} & 0 & -T \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & pTs & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

$$h = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

$$\frac{\partial H}{\partial X} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

III.4.3 Stratégie et paramètres de réglage du filtre de Kalman

Les deux paramètres de réglage du filtre de Kalman sont les matrices de variance Q et R. Via ces matrices passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leurs buts est respectivement de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les capteurs de mesure. Dans ce travail, ces deux matrices seront obtenues après plusieurs tests de simulation en fixant la matrice R à une matrice diagonale et le réglage de la dynamique du filtre s'effectue via les degrés de liberté a_1, a_2, \dots, a_n de la matrice Q.

$$R = \begin{pmatrix} R1 & 0 \\ 0 & R2 \end{pmatrix} \quad (III.21)$$

$$Q = \begin{bmatrix} a1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_n \end{bmatrix} \quad (III.22)$$

Le schéma synoptique de la figure (III.3) représente une commande sans capteur basé sur le filtre de Kalman étendu, utilisé pour l'estimation de la vitesse de rotation, la position et le couple résistant.

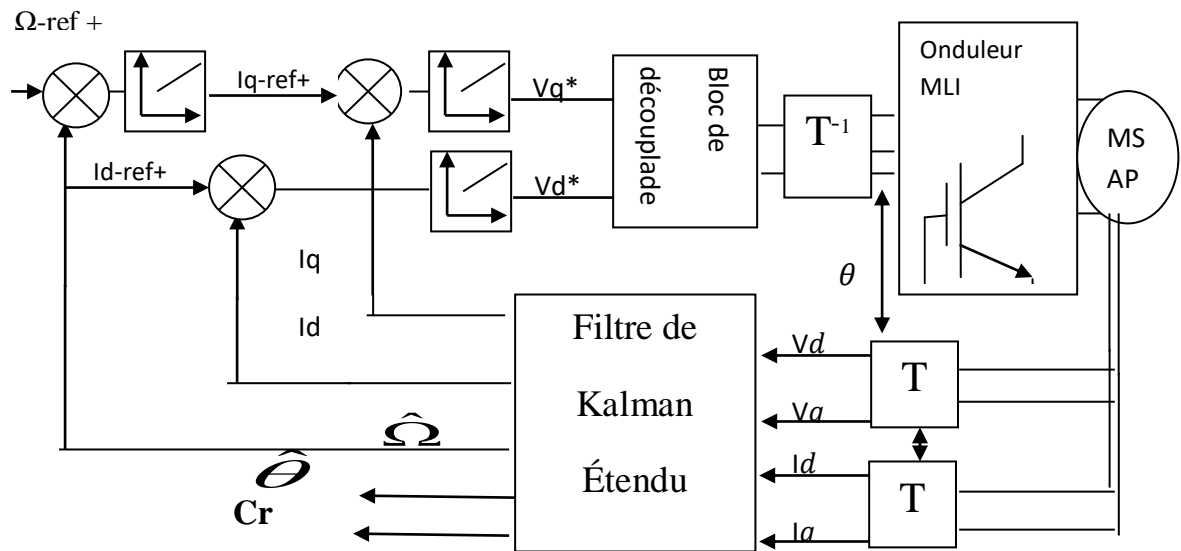


Fig. III.3: Représentation d'une commande sans capteur basé sur le filtre de Kalman étendu utilisé pour l'estimation de la vitesse de rotation et de la position et Cr

III.5. Simulation et Résultats de simulation d'une commande vectorielle sans capteur mécanique par filtre de Kalman

Le schéma bloc sous Simulink/matlab de la figure suivante présente la commande vectorielle d'un MSAP avec l'insertion du filtre de Kalman. Les entrées et les sorties de ce filtre sont bien illustrés sur cette même figure.

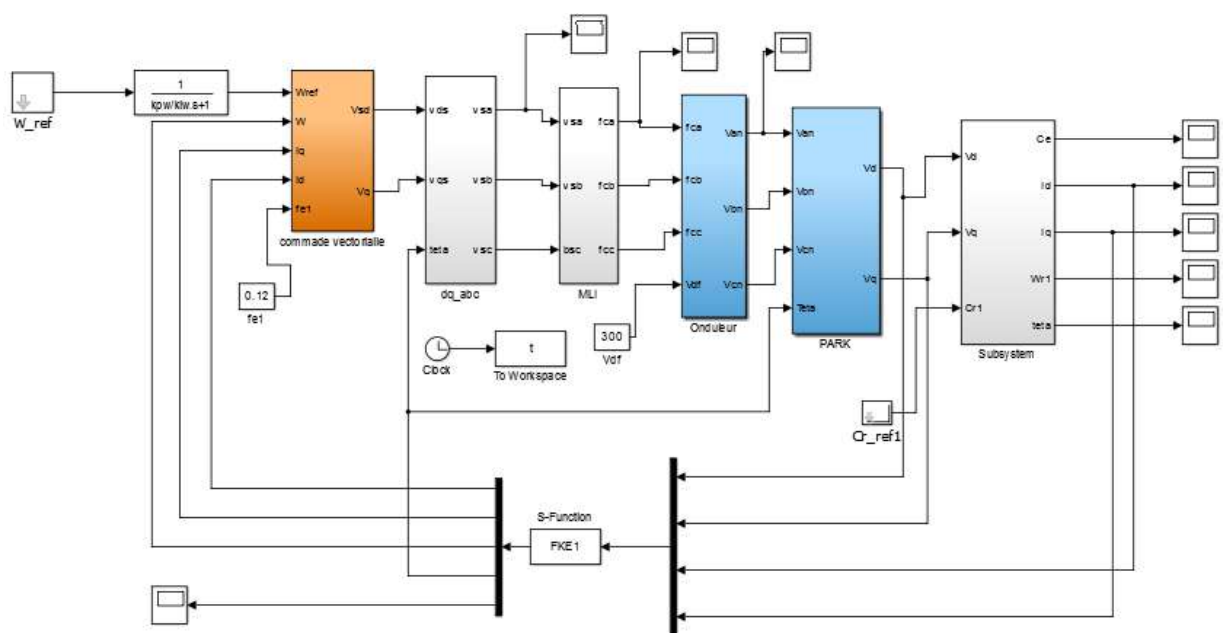


Fig.III.4: Modèle Simulink de la commande vectorielle sans capteur mécanique par FKE de MSAP

Pour tous les résultats de simulations nous avons considéré la légende suivante :

— estimer
— mesuré

Les figures suivantes présentent les résultats concernant les paramètres suivants : La vitesse, le couple résistant, la position et le courant de phase

III.5.1. Test de suivi du profil de vitesse à vide et en charge (5N.m à $t=0.1s$)

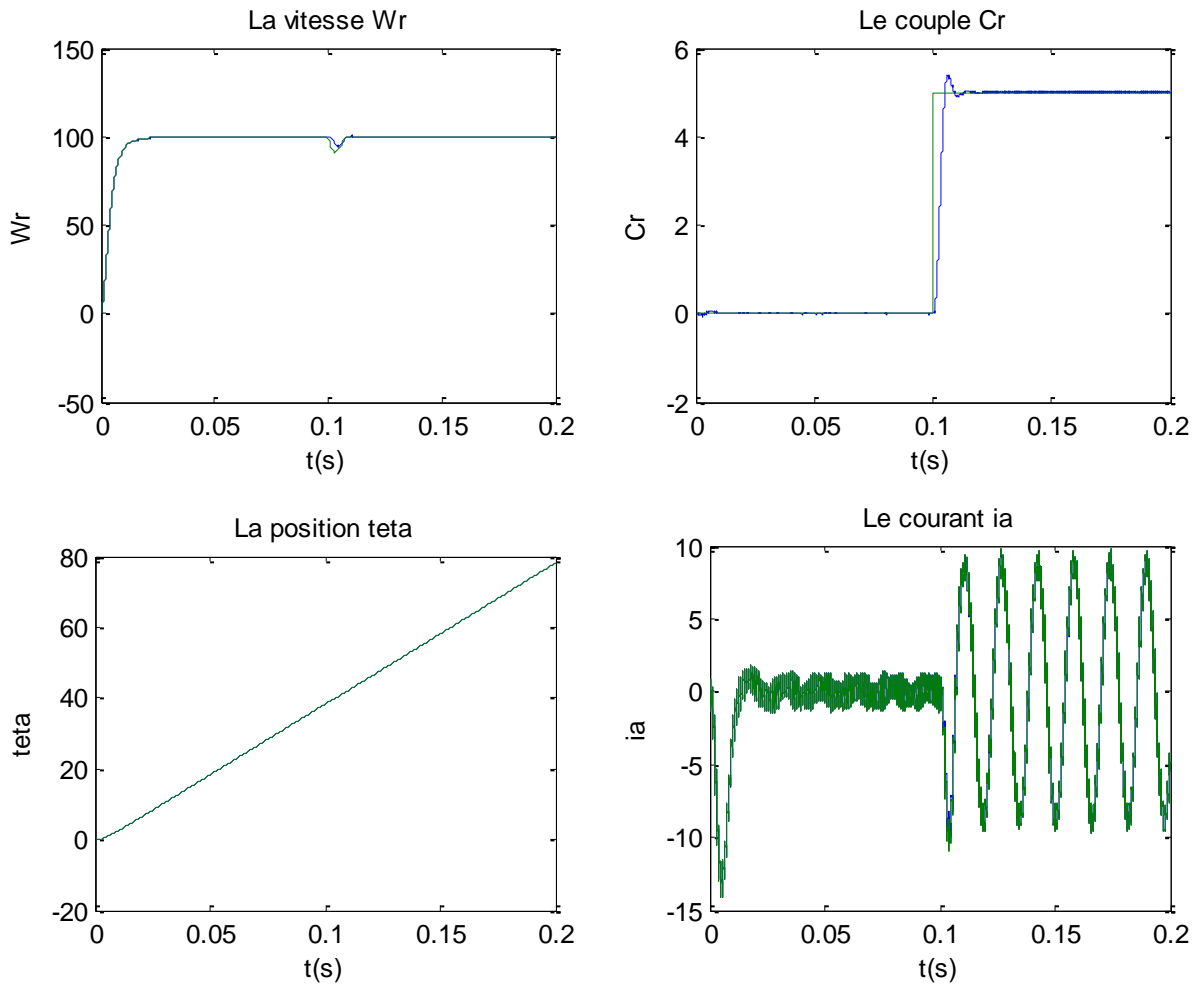


Fig III.5:Résultats de simulation de l'observateur FKE à vide et en charge

III.5.2. Test pour l'inversion du sens de rotation (100 rad/s à -100 rad/s) en charge ($C_r=5\text{Nm}$ à $t=0.05\text{s}$) et élimination de la charge ($C_r=0\text{Nm}$ à $t=0.15\text{s}$)

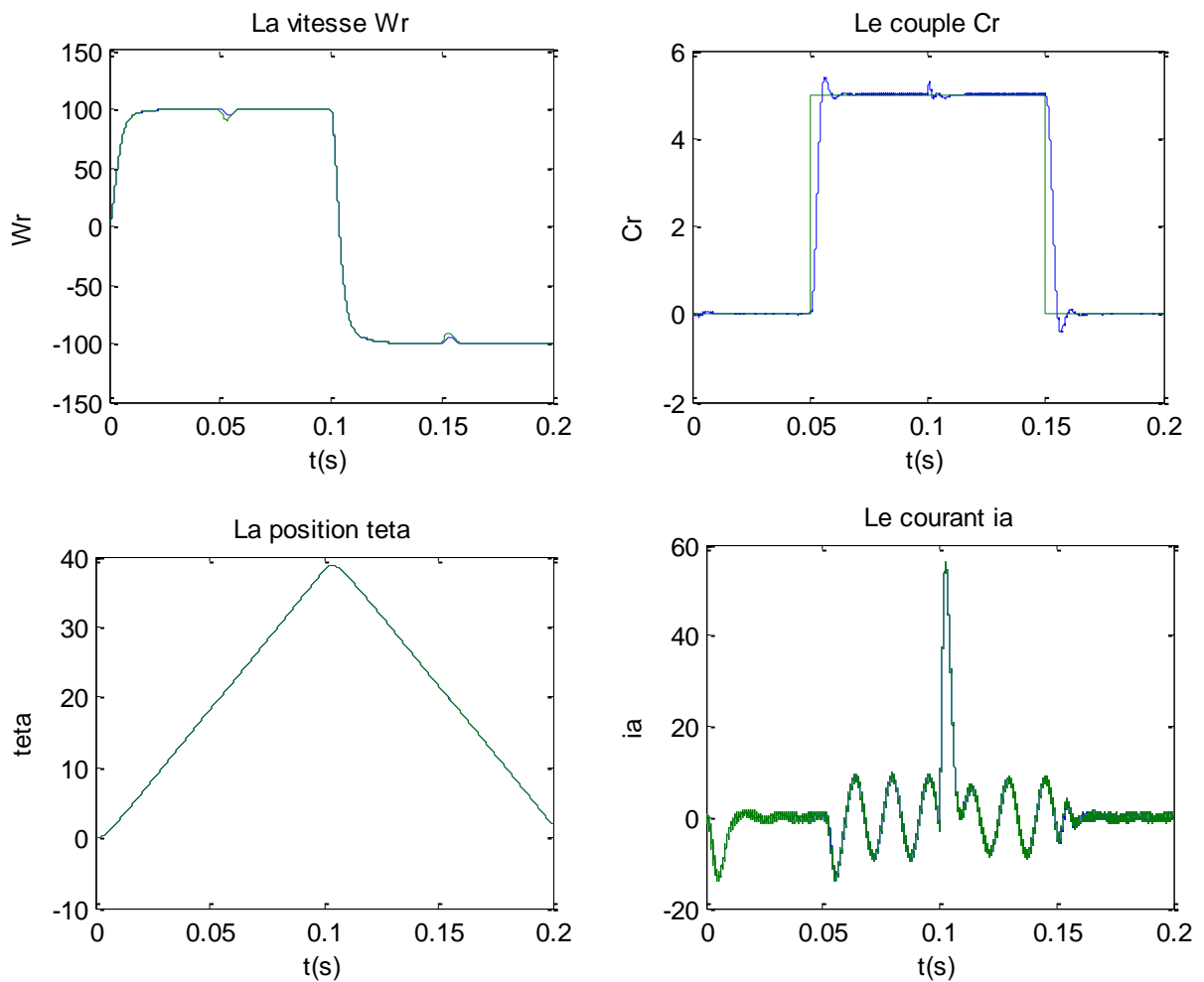
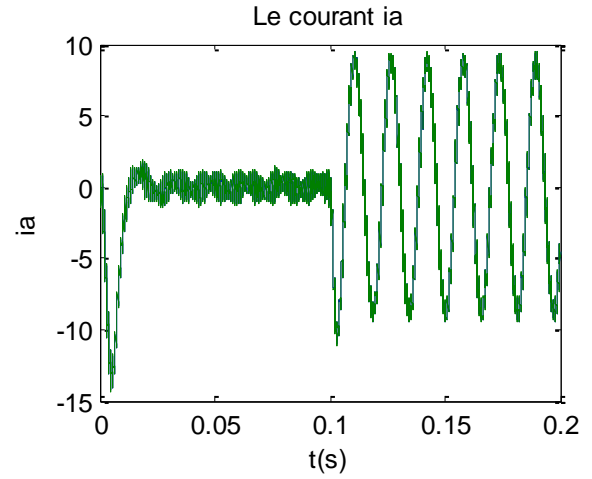
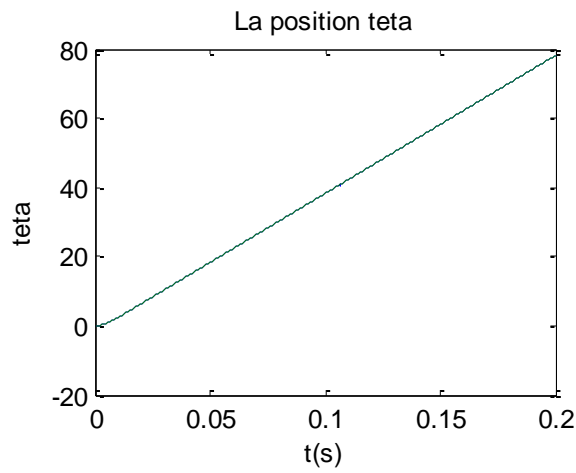
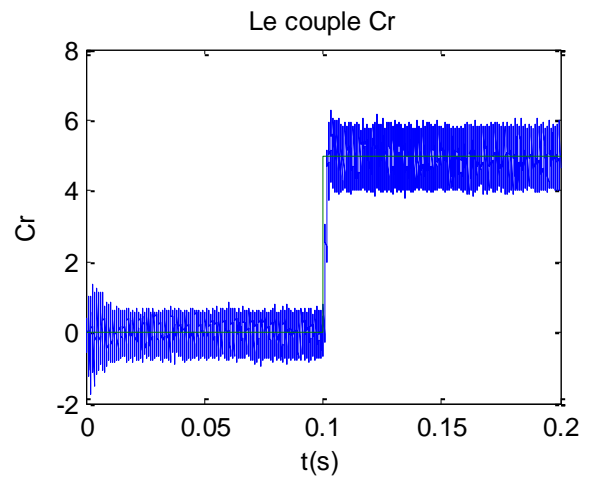
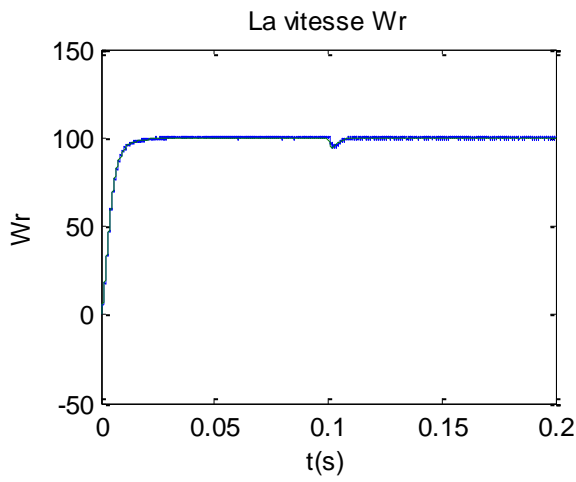


Fig.III.6:Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation

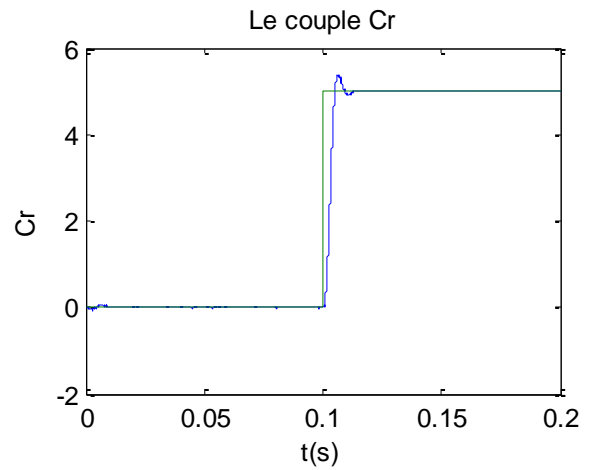
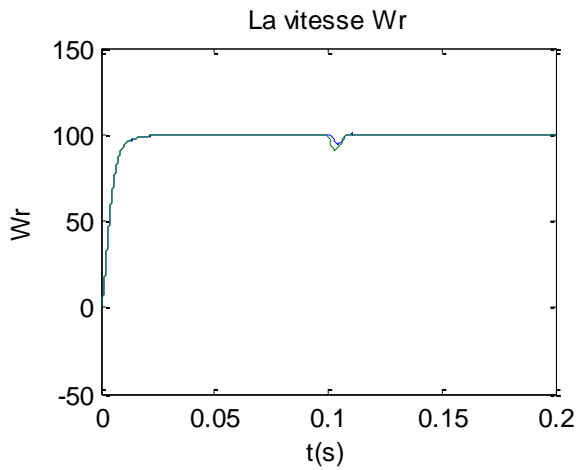
III.5.3. Test de la variation des matrices de covariances des bruits d'états et de mesure

2/ En première étape, on fixe les matrices Q et P et on fait varier la matrice R

a) $Q=[1e2 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 1e2 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1e2 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 1e4 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1e4]$
 $P=1e0*\text{eye}(5)$; $R=1e4*\text{eye}(2)$



b) $Q=[1e2 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 1e2 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1e2 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 1e4 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1e4]$
 $P=1e0*eye(5); \ R=1e8*eye(2)$



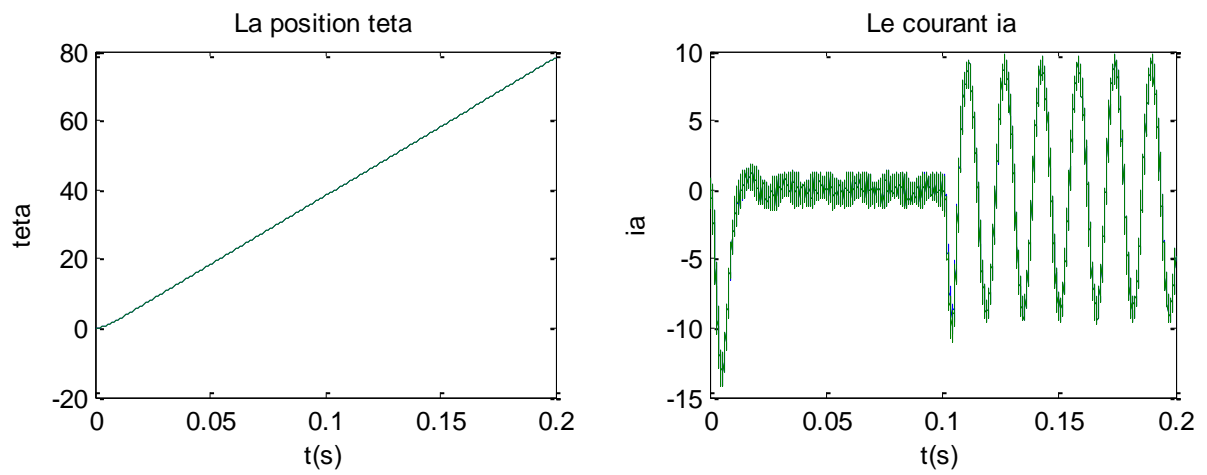
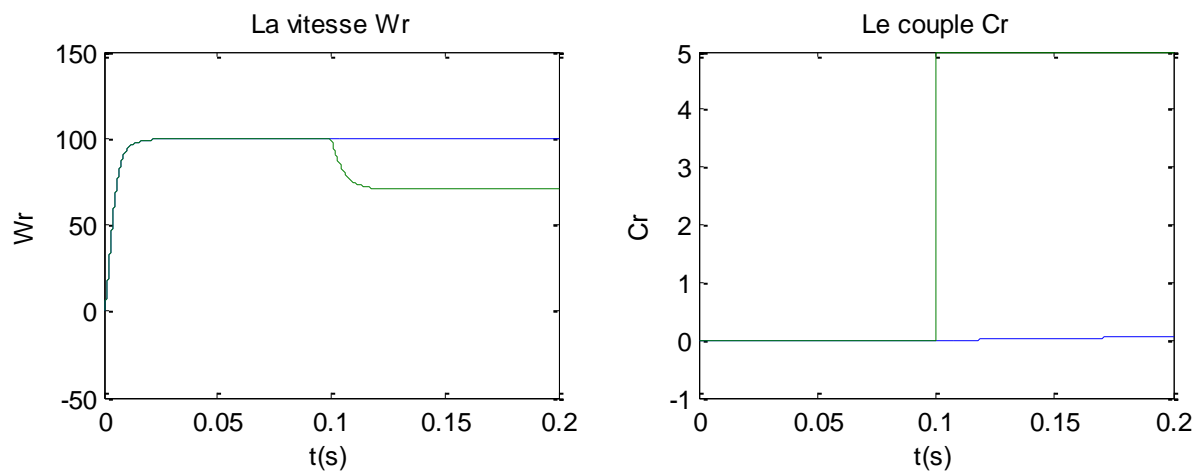
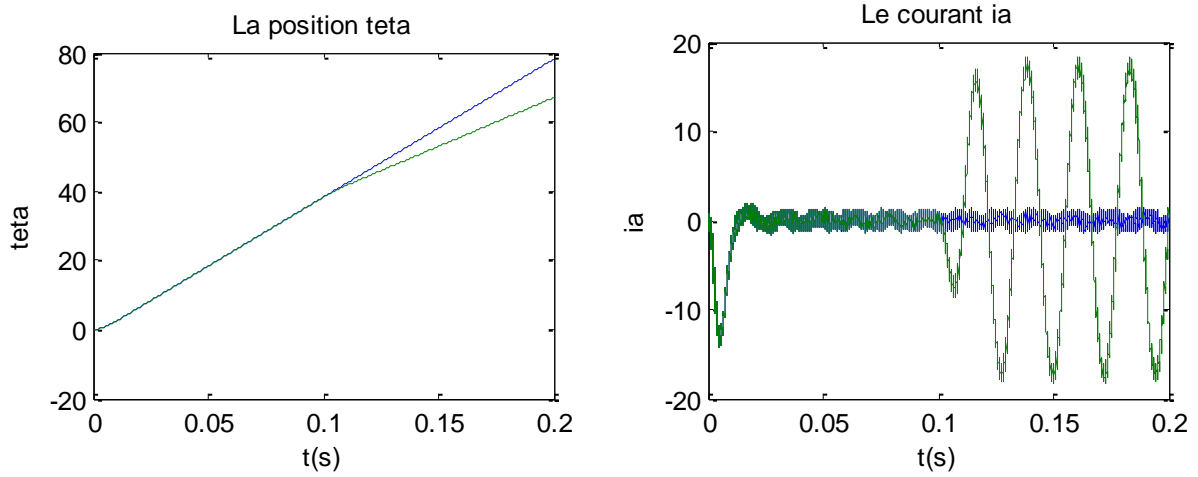


Fig.III. 7. Résultats de simulation pour varier le matrice R

2/ En deuxième étape, on fixe les matrices R et P et on fait varier la matrice Q

a) $Q = [1e-3 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 1e-3 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1e-5 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 1e-4 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1e-4];$
 $P = 1e0 * eye(5); \ R = 1e8 * eye(2)$





b) $Q = [1e2 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 1e2 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1e2 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 1e5 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1e5]$
 $P = 1e0 * eye(5); R = 1e8 * eye(2)$

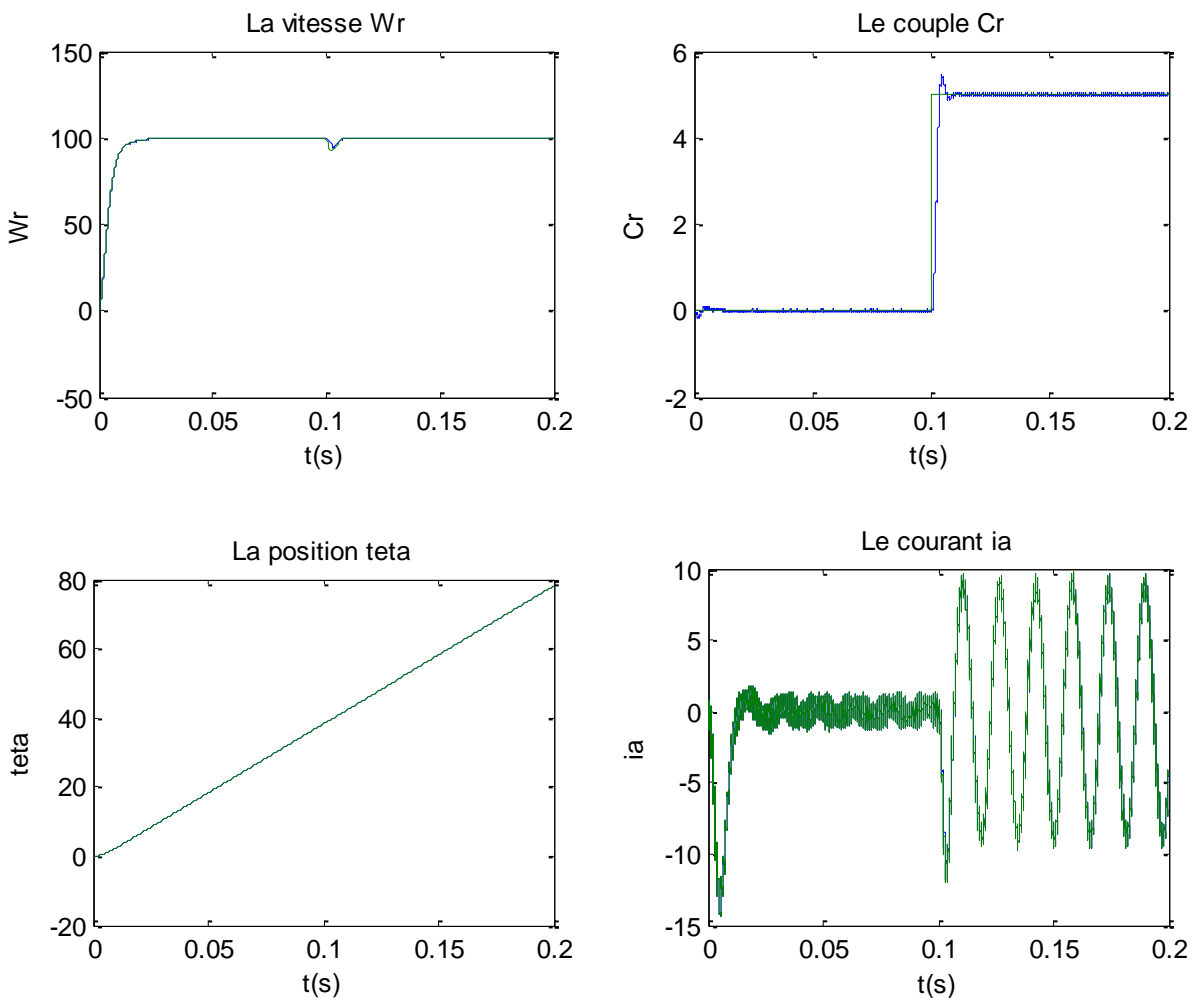


Fig.III.8. Résultats de simulation pour varier la matrice Q

III.5.4. Test de l'injection du bruit

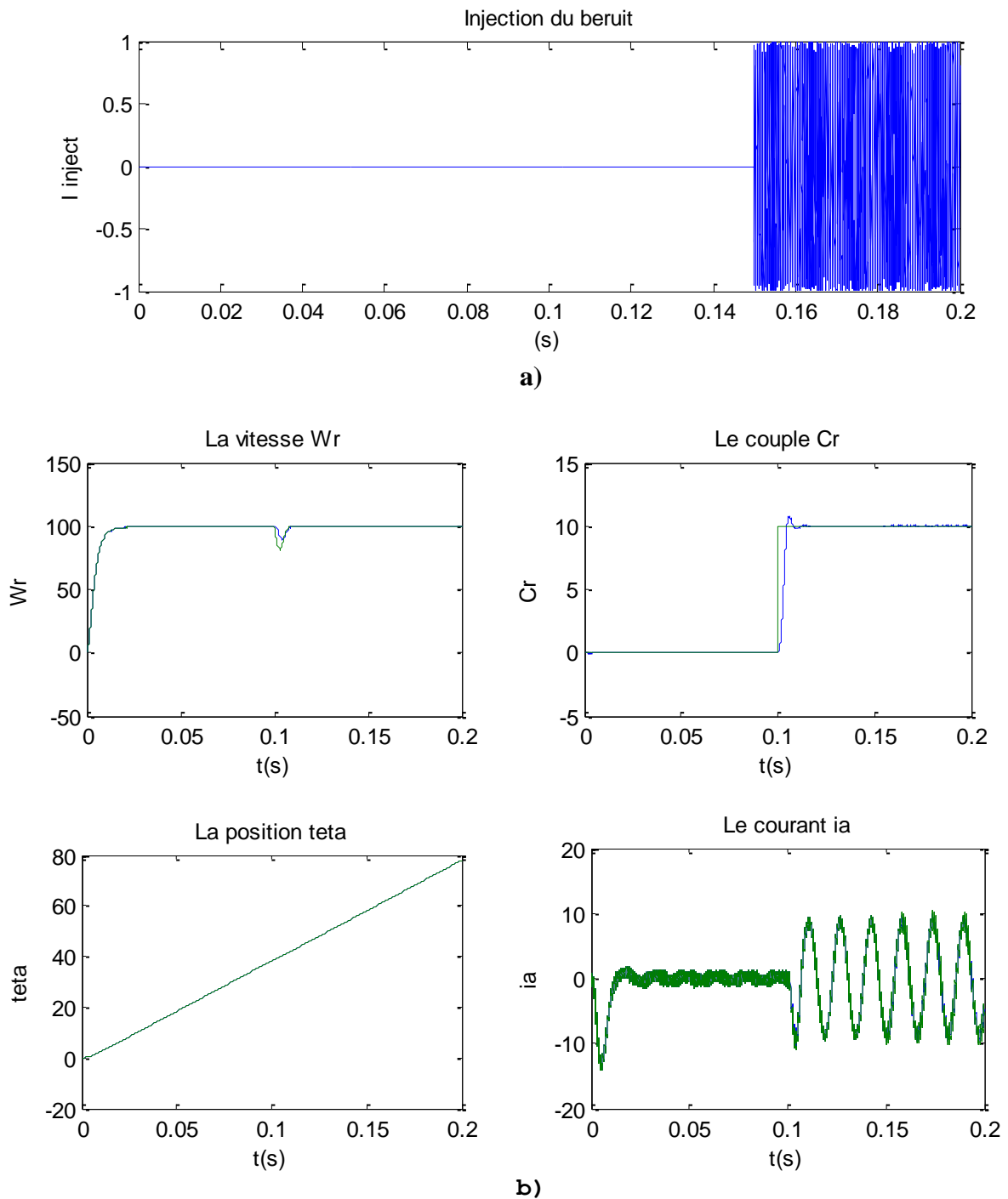


Fig.III. 9. Résultats de simulation pour l'injection de bruit

III.5.5 Interprétation

Pour vérifier la robustesse du filtre de Kalman étendu vis-à-vis la variation de la charge. On appliqué un couple de charge à l'instant $t=0.1s$ (Fig. III.5). D'après ce résultat on constate que l'algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis la variation du couple de charge (5Nm), du fait que l'estimation de la vitesse de rotation se fait toujours d'une façon satisfaisante en transitoire et en permanent.

La Figure (III-6) présente la vitesse estimée par filtre de Kalman étendu, lors d'application d'une référence de vitesse de $\pm 100 \text{ rad/s}$. D'après ces résultats, on constate que l'observateur par filtre de Kalman étendu montre bien encore une robustesse vis à vis la variation brusque de la vitesse de référence, puisque l'estimation de la vitesse mécanique se fait toujours d'une façon satisfaisante.

Les (Figure III-7) et (III-8) montrent la vitesse estimée et réelle par EKF pour différentes valeurs des éléments des matrices de covariance du bruit d'état et de mesure. D'après ces résultats on peut dire que une forte valeur de R_k indique un bon filtrage de vecteur de mesure. Par contre, une faible valeur cause une grande incertitude de la mesure.

La figure (III-9-a) montre le bruit injecté aux courants statorique, pour tester la robustesse de l'observateur aux bruits de mesure. Nous injectons pour cela un bruit blanc, gaussien de moyenne nulle d'une variance de $3A$ sur les deux variables mesurées en gardant les mêmes matrices de covariances. Le but de l'injection du bruit est d'observer les caractéristiques de filtrage par filtre de Kalman. Comme montré dans (Figure III-9-b), la vitesse estimée n'est pas trop affectée par le bruit injecté. Le filtrage du bruit peut être augmenté en augmentant la covariance de bruit de mesure tout en gardant la stabilité du système

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté un algorithme assez complexe en faisant appel à des opérations matricielles. La commande en poursuite de la vitesse de la MSAP a été réalisée en utilisant l'observateur d'état de Kalman étendu pour estimer la vitesse, la position et le couple résistant. La synthèse de l'observateur a été effectuée en considérant que la vitesse de rotation évolue lentement par rapport aux grandeurs électriques. L'estimation a priori du vecteur d'état et le gain de Kalman exploite le modèle échantillonné de MSAP linéarisé.

Les résultats de simulation ont montré que l'observateur de Kalman étendu a été implanté avec succès dans la structure de commande en poursuite sans capteur de la machine MSAP.

Les résultats obtenus par simulation ont prouvé l'efficacité du filtre de Kalman étendu pour l'estimation de vecteur d'état qu'on a considéré.

Conclusion générale

1/ Travail accompli

Dans ce travail, nous avons présenté en première étape de notre travail, la modélisation et la commande de la (MSAP) en fonctionnement moteur. On a présenté un rappel théorique de la modélisation de cette machine et de l'onduleur de tension contrôlé par commande MLI.

En seconde étape de notre travail, on a présenté la commande vectorielle où les performances de cette commande sont établies par simulation numérique et les résultats de simulation ont été visualisés et commentés. Pour illustrer l'importance de la commande vectorielle dans le fonctionnement de la MSAP étudié on a introduit des régulateurs PI classique dans la structure de la commande pour montrer la robustesse de cette technique de commande pour différentes contraintes. Les résultats de simulations obtenus montrent un bon comportement de la machine.

Dans la dernière étape de notre travail, on a introduit le filtre de Kalman dans le système global de la commande vectorielle pour la régulation de vitesse. Les performances dynamiques obtenues par le réglage de la vitesse de la MSAP sont très satisfaisantes. Durant cette partie du travail, on a basé sur l'introduction de différents bruits dans les courants statoriques.

Les résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel MATLAB.

2/ Problème rencontrés

Durant la réalisation de la simulation en introduisant le filtre de Kalman, nous avons rencontré quelques difficultés comme le choix des matrices de covariance de bruit d'état et de mesure.

3/ Perspectives

- Introduction de la saturation et des pertes fer dans le modèle de Park par introduction de la caractéristique de magnétisation du moteur.
- Remplacer les régulateurs classiques de type PI, au sein de la commande vectorielle, par un régulateur flou ou par un régulateur neuronal.
- L'utilisation de la technique SVM avec des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés dans cette technique.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande vectorielle sans capteur mécanique par utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapides (DSP).

Finalement, il est intéressant d'appliquer les techniques d'observations sur d'autres moteurs synchrones (à rotor bobiné, à réluctance variable).

Annexe A

Paramètres du MSAP [29]:

| | |
|---|--------------------------------|
| Puissance nominale (P_n) | 1 kW |
| Vitesse nominale (ω_r) | 749.61 tr/min |
| Couple Résistant Nominal | 10 N.m |
| Tension nominale (V_n) | 220 V |
| Résistance statorique (R) | 0.6 Ohms |
| Nombre de paires de pôles (P) | 4 paires pôles |
| Flux des aimants (ϕ_{sf}) | 0.12Wb |
| Fréquence nominale (F) | 50 Hz |
| Inertie du moteur (J) | 0.0011 N.m.s ² /rad |
| Inductance statorique direct (L_d) | 1.4e-3H |
| Inductance statorique quadratique (L_q) | 2.8e-3H |
| Coefficient de frottement (f) | 0.0014 Kg.m ² |
| Courant nominal | ???? A |

Annexe B

Régulateur PI

Le régulateur de vitesse :

$$K_p_\omega = (4J)/(3T_q)^2 * 3T_q$$

$$K_i_\omega = (4J)/(3T_q)^2$$

Courant Id et Iq

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases}$$

Annexe C

Les matrices covariances :

- Matrice covariances de bruit d'état :

$$Q = \begin{bmatrix} 1e2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1e2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1e2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1e4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1e4 \end{bmatrix}$$

- Matrice covariances de prédiction d'état :

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- Matrice covariance de bruit de mesure :

$$R = \begin{bmatrix} 1e8 & 0 \\ 0 & 1e8 \end{bmatrix}$$

Annexe D

Différents blocs Simulink utilisés dans ce travail:

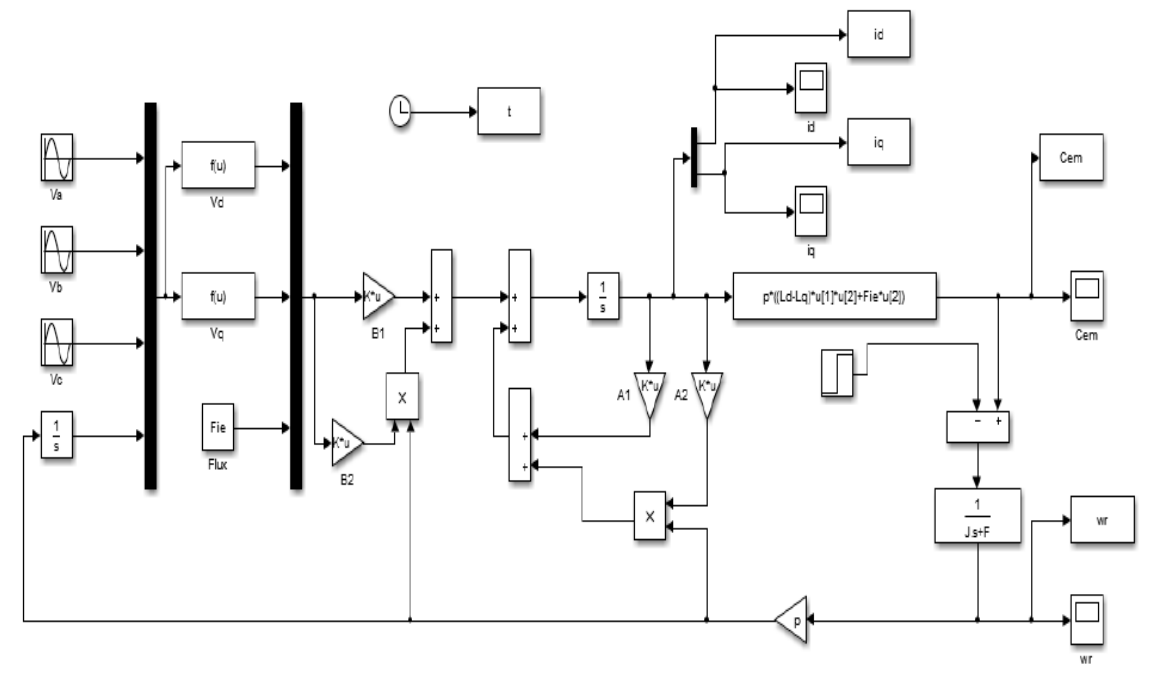
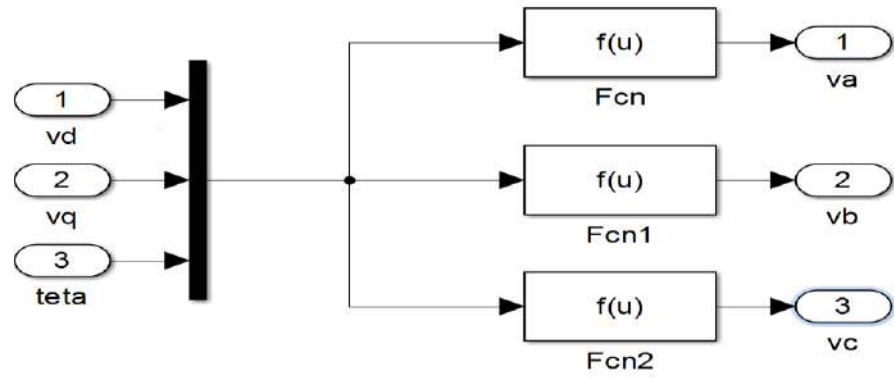


Schéma bloc de la MSAP



Transformation (dq) vers (abc)

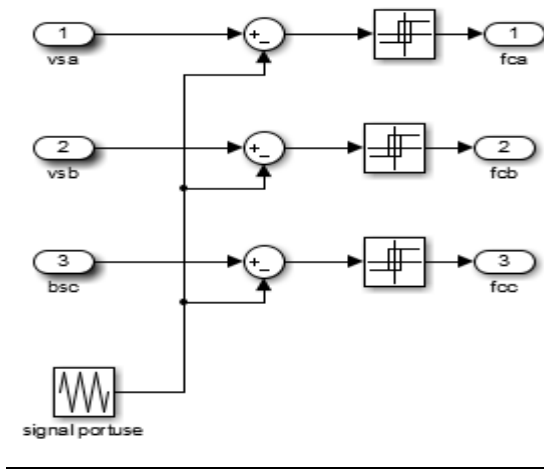


Schéma bloc de la commande MLI

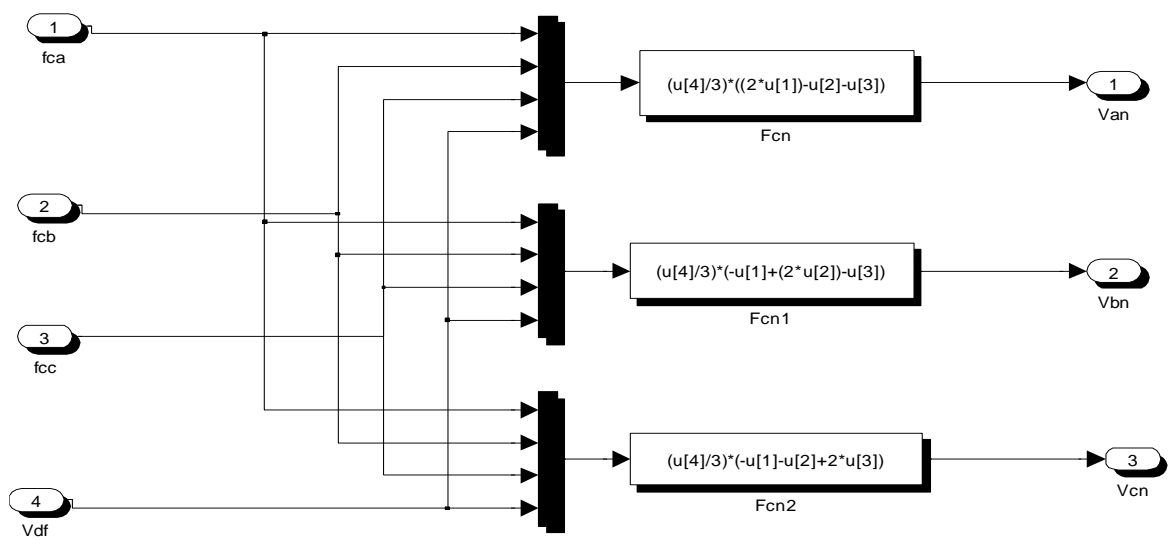


Schéma bloc de l'onduleur

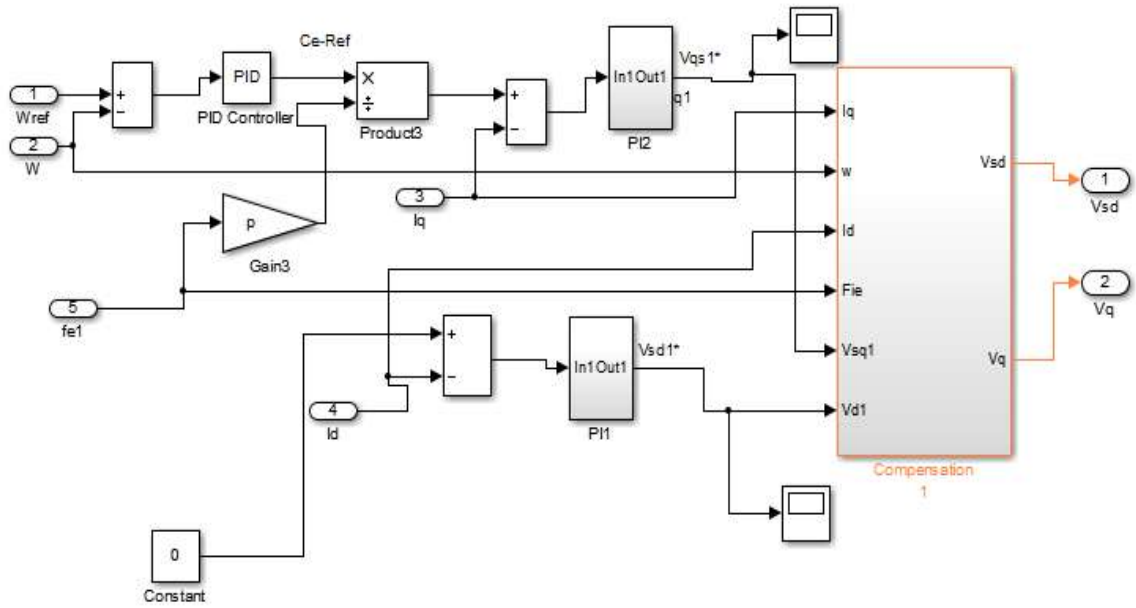
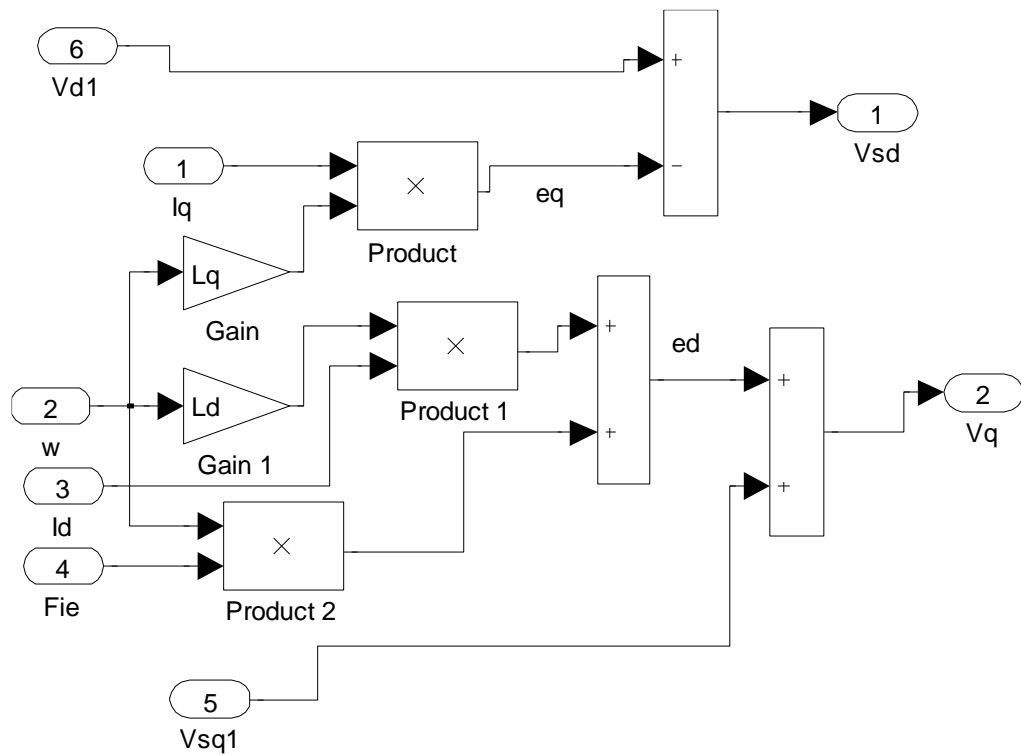


Schéma bloc de régulation de la vitesse et des courants Id, Iq



Bloc de découplage par compensation

- [1] : O.SAHLI , A.CHALGHOUM ''Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique de la Machine Synchrone à Aimants Permanents'', Mémoire de Master ; Université Aberrahmane Mira de Bejaia,2013.
- [2] : H. AID, W. AINA ''synthèse de lois de commande non-linéaire pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimant permanent'', Mémoire de Master ; Université de Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, 2013.
- [3]: M. Barut, O. Bogosyan, M. Gokasan, "An EKF Based Reduced Order Estimator for The Sensor less Control of IM's", .IEEE Trans.power Electron, 2003.
- [4] : S. ISSAOUNI ''Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents'', Mémoire de Magister, ENP, EL-HARRACH, ALGER, 2011.
- [5] : Z. Dou'' Commande par mode glissant d'une machine synchrone sans capteur mécanique'', Mémoire de Master ; Université de EL-OUED,2018
- [6] : Z. Boubaker '' Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire'', Mémoire de Magister ; Université de BATNA, 2008
- [7] : I. Belaid ''Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone'', Mémoire de Master ; Université de BEJAIA, 2014
- [8] : N. Bounasla ''Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents'', Mémoire de Magister ; Université de SETIF, 2014
- [9] : A. Hamichi ''Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent'', Mémoire de Master ; Université de BEJAIA, 2015
- [10] : F. BENCHABANE '' Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering'', Mémoire De Magistère ; Université de BISKRA, 2005
- [11] : K. Azeddine "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Québec, Canada, 2000.
- [12] : M. Sebaa "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [13] : A. Ameer "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Mémoire de magister, Batna, 2005.
- [14]: J. Chiasson "Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines", Livre; Wiley-Interscience a John Wiley and Sons, INC Publication, 2005.
- [15] : G.O.Cimuca "Système inertiel des stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure D'arts et Métiers Centre de Lille, France, 2005.

- [16] : S. Rezgui "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [17] : B. Hamici "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimentée en courant", Mémoire de magister, ENP, Alger, 1995.
- [18] : G. Grellet, G. Clerc "Actionneurs électriques : Principes, modèles et commandes", Livre ; Eyrolles, Paris, France, 2000.
- [19]: L. Kirsane "Commande non linéaire de la machine induction aspect expérimental", Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
- [20] : A. Benbrahim "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [21] : P. Lopez, A.S. Nouri "Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants, Mathématiques et Applications", Livre ; Volume 55, DOI: 10.1007/3- 540-34480-22, springerlink, 2006.
- [22] : N. M. Babak "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), France ; 2001.
- [23] : A. Maasoum "Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro- Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [24] : L. Bouras, M. Kadjoudj, N. Golea "Contrôle directe du couple basé sur la modulation vectorielle avec régulation à hystérésis appliqué la machine à induction", PCSE, pp319-324, O.E.Bouaghi, 05 May 2005.
- [25] : M.S. Merzoug "Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Mémoire de magister, Batna, 2007.
- [26] : P. Chandana Perera, F. Blaabjerg, J. Pedersen, and P. Thøgersen, "A sensorless, stable v/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 3, pp. 783–791, 2003.
- [27]: P. Jansen and R. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 31, pp. 240–247, 1995.
- [28] : A. Zgorski, "Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2013.
- [29] : F.Abdelsamad "Commande Modélisation des machine électrique", Livre ; 2005.

ملخص

لقد أصبحت المحركات التزامنية ذات المغناطيس الدائم تستخدم على نطاق واسع في الصناعة بسبب أداؤها الأفضل من محركات التيار المتناوب الأخرى . الهدف من هذا العمل هو تحقيق التحكم بدون ملتقطات في ناقل الحركة لوضعية محور المحرك / أو سرعة المحرك المغناطيس المتزامن الدائم ، والذي يمنح المحرك مرونة كبيرة في الاستخدام ومن ناحية أخرى ، فإن المحرك سيكون أقل ضخامة ويحسن موثوقيته . لقد استغلينا مراقب كالمان الموسع لتقدير سرعة الدوران وموضعه وكذلك معرفة شدة التيارين I_d و I_q المستخدمين في بنية التحكم في ناقل الحركة . تظهر النتائج التي تم الحصول عليها قدرة كبيرة للمراقب المستخدم لتقدير هذه الكميات .

كلمات مفتاحية : المحركات التزامنية ذات المغناطيس الدائم ، التحكم بدون ملتقطات في ناقل الحركة ، مراقب كالمان الموسع .

Résumé

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisés dans l'industrie grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. L'objectif de ce travail consiste à réaliser une commande vectorielle sans capteurs de la position et/ou de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, ce qui offre au moteur une grande souplesse d'utilisation et d'autre part, le moteur sera moins encombrant et sa fiabilité s'améliore. Nous avons exploité l'observateur basé sur le filtre de Kalman étendu pour estimer la vitesse et la position du rotor ainsi que les courants statorique I_d et I_q utilisés dans la structure de la commande vectorielle. Les résultats obtenus montrent une grande aptitude du filtre utilisé pour l'estimation de ces grandeurs.

Mots Clés: Moteur synchrone à aimant permanent , commande vectorielle sans capteur , Filtre de Kalman étendu.

Abstract

Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) are becoming more used in the industry because of their better performance than other AC motors. The objective of this work is to realize a vector control without sensors of the position and / or the speed of the permanent magnet synchronous machine, which gives the motor a great flexibility of use and on the other hand, the motor will be less bulky and its reliability improves. We exploited the extended Kalman filter observer to estimate the rotor speed and position as well as the stator currents I_d and I_q used in

the vector control structure. The obtained results show a great aptitude of the filter used for the estimation of these quantities.

Key Words: Permanent Magnet Synchronous Motor, sensorless control, extended Kalman filter.