



UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA DE BEJAIA

REPUBLIQUE ALGERIENNE DIMOCRATIQUE ET POLULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA DE BEJAIA

Faculté de la Technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire

En vue d'obtention du diplôme

Master 2

En électrotechnique

Option : Electromécanique

Thème :

*Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique
de la Machine Synchrone à Aimants Permanents*

Réaliser par :

Mr : SAHLI Omar

Mr.: CHALGHOUM A-kader

Encadré par :

Mr: AOUZELLAG DJAMEL

Mr: RAMLI AZIZ

Soutenue le 29 Juin devant le jury :

Président : MEZIANI

Examineur : AMIMER

Remerciement

Nous remerciant tout d'abord Dieu le tout puissant qui Nous éclairée le bon chemin.

Nous remercie vivement et chaleureusement Monsieur **AOUZELLAG Djamel** notre encadreur de ce mémoire, aussi et Monsieur **RAMLI Aziz** notre Co-encadreur, pour leurs aide et leurs conseils qui ont contribué à la réalisation de ce travail.

Nous remerciant les membres de jury d'avoir accepté de juger notre travail.

Nous remerciant tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*A mes très chers Parents pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé
de me conférer.*

"Que dieu puisse les garder éternellement heureux. Merci du fond du cœur".

A mes frères et ma sœur.

A toute la famille Chelghoum.

A tous mes amis de Sétif, TiziOuzou, Bouira et Béjaïa.

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant toutes mes années d'études.

Kader

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*À mon père et ma très chère maman, qui m'ont éclairés Le
chemin en me donnant la main tout au long de mes années
d'études*

<< Que dieu me les gardes >>.

À ma grand-mère.

À mes frères.

À ma sœur.

À toutes ma famille.

À tous mes amis de la promotion.

À tous mes amis sans exception.

Omar

Sommaire

SOMMAIRE

Nomenclature.....	I
Liste des figures.....	II
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Aimants permanents et leurs caractéristiques	3
I.2.1 Historique	3
I.2.2 Définition	3
I.2.3 Propriétés magnétiques	3
I.2.4 Différentes familles d'aimants	4
I.2.4.1 Aimants métalliques (ALNiCO).....	5
I.2.4.2 Aimants en ferrite	5
I.2.4.3 Aimants en terre rare	5
I.3 Machines synchrones à aimants permanents	6
I.3.1 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents.....	6
I.3.2 Classifications des machines synchrone à aimants permanents.....	6
I.3.2.1 Sens de l'aimantation.....	6
I.3.3 Alimentation de la machine synchrone à aimants permanents	11
I.3.3.1 Moteurs BDCM	11
I.3.3.2 Les MSAP.....	12
I.3.4 Avantages des machines synchrones à aimants permanents.....	12
I.3.5 Domaines d'applications	12
I.4 conclusion :	13
Chapitre II : Etat de L'art des méthodes de commande sans capteur mécanique de La MSAP	
II.1 Introduction	14
II.2 Etat de l'art de la commande sans capteur mécanique	14
II.2.1 Méthode MRAS	14
II.2.2 Observateur	16
II.2.2.1 Notion d'observabilité d'un système.....	17
II.2.2.2 Observateur Luenberger	18

II.2.2.3 Observateur à mode glissant	19
II.2.2.4 Observateur du Filtre de Kalman	20
II.3 Conclusion	27
Chapitre III : Modélisation mathématique et simulation de la MSAP avec la commande vectorielle	
III .1 Introduction	28
III.2 Modélisation de la MSAP	28
III.2.1 Hypothèses simplificatrices	28
III.2.2 Description de la MSAP triphasés	29
III.2.3 Modèle de la MSAP dans le repère triphasé abc	29
III.2.3.1 Equation électrique	29
III.2.3.2 Equation magnétique	30
III.2.3.3 Equation mécanique.....	30
III.2.4 Modèle biphasé de la MSAP dans le repère direct et quadratique.....	31
III.2.5 Equation finales des tensions.....	32
III.2.6 Expression du couple électromagnétique	33
III.2.7 Equation d'état de la MSAP	34
II.3 Modélisation de l'onduleur de tension	34
III.4 Stratégie de commande de la MSAP	35
III.4.1 Principe de la commande.....	35
III.4.2 Régulateur PI de vitesse	36
III.4.3 Régulation des courants.....	37
III.5 Résultats de simulation et interprétations.....	38
III.5 Conclusion.....	42
Chapitre IV : Application de la commande sans capteur mécanique à la MSAP.	
IV.1 Introduction.....	43
IV.2 L'Algorithme du Filtre Kalman Etendu.....	43
IV.3 commande sans capteur mécanique de la MSAP.....	46
IV.4 Résultats de simulation et interprétation.....	46
IV.4 Interprétations des résultats.....	52
IV.5 Conclusion.....	52
Conclusion générale.....	53
Annexe A	IV

Nomenclature

Nomenclature

$\varepsilon(t)$: Erreur d'estimation.

X_{ref} : Variable de référence.

X_{est} : Estimation de la variable.

V_s : Vecteur des tensions des phases statoriques [V].

I_s : Vecteur des courants des phases statoriques [A].

ω_{est} : Vitesse rotorique estimée.

$\underline{x}(t)$: Vecteur d'état.

$\underline{y}(t)$: Vecteur de sortie.

$\underline{u}(t)$: Vecteur d'entrées.

B : Matrice de control.

A : Matrice de système d'état.

C : Matrice de sortie.

\hat{x} : Estimation du vecteur d'état.

\hat{y} : Estimation du vecteur de sortie.

L : Matrice de gain de Luenberger.

$\underline{u}(t)$: Vecteur du processus de commande.

$\underline{v}(t)$: Vecteur du Bruit de mesure.

$\underline{\sigma}(t)$: Vecteur du Bruit d'état.

$Q(t)$: Matrice de covariance du bruit d'état.

$R(t)$: Matrice de covariance du bruit de mesure.

$\delta(t, j)$: Symbole de Kroncker.

$f(x)$: Vecteur du système d'état.

$h(x)$: Vecteur du système de sortie.

F : Matrice Jacobiennes.

H : Matrice de sortie.

K : Matrice du gain Filtre de Kalman.

P : Matrice de covariance d'état.

T_c : Période d'échantillonnages.

t : Temps.

k_i : Coefficient intégral du régulateur PI.

k_p : Coefficient proportionnel du régulateur PI.

d, q : Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.

$[V_{abc}]$: Vecteur des tensions statoriques.

$[i_{abc}]$: Vecteur des courant statoriques.

$[\psi_{abc}]$: Vecteur des flux statoriques.

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

$[\psi_{sr}]$: Vecteur des flux stator- rotor.

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

θ_r : Position angulaire électrique.

θ_m : Position angulaire mécanique.

ω_r : Pulsation angulaire électrique.

p : Nombre de paire de pôles.

ψ_m : Flux d'induction maximum de l'aimant permanent.

$P(\theta_r)$: Matrice de Park.

$[V_d V_q]$: Vecteur des tensions direct et quadratique.

$[i_d i_q]$: Vecteur des courants directs et quadratiques.

$[\psi_d \psi_q]$: Vecteur des flux direct et quadratique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie de parties tournantes.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

P_{js} : Représente la puissance dissipée par effet joule au stator.

P_{me} : L'énergie magnétique emmagasinée par la machine.

P_{tr} : Puissance transmise à l'arbre mécanique.

L_d, L_q : Inductance d'axes direct et quadratique.

Abréviation

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents.

FMM : Force magnétomotrice.

BDCM: Brushless Direct Current Machine.

PMSM: Permanent Magnet Synchronous Machine.

F-e-m: Force Electro-motrice.

OMG: Observateur à Mode Glissant.

FKE : Filtre Kalman Etendu.

MRAS : Système Adaptatif à modèle de référence.

Figure

Figures

Chapitre I : Généralités Sur Machine Synchrone à Aimant Permanent.

Figure I.1 Courbe de désaimantation.

Figure I.2 Moteur à rotor intérieur.

Figure I.3 Différent configuration rotorique.

Figure I.4 Moteur à rotor extérieur.

Figure I.5 Différent configuration d'une machine à flux Axial.

Chapitre II : Méthode de commande sans capteur mécanique de la Machine synchrone à aimants permanents.

Figure II.1 Schéma bloc de l'estimateur MRAS.

Figure II.2 Principe d'un observateur d'état.

Figure II.3 Schéma bloc de L'observateur Luenberger.

Figure II.4 Schéma principe de l'observateur par mode glissant.

Figure II.5 Schéma bloc du Filtre de Kalman.

Figure II.5 Organigramme du Filtre de Kalman.

Chapitre III : Modélisation et simulation de la Machine synchrone à aimants permanents de la commande vectorielle.

Figure III-1 Représentation symbolique de la machine synchrone.

Figure III-2 Modèle biphasé de la MSAP.

Figure III.3 Schéma de principe du convertisseur statique.

Figure III.4 Le schéma principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents.

Figure III-5 Schéma bloc d'un régulateur PI.

Figure III-6 Schéma bloc d'un régulateur PI.

Figure III-7 Régulation hystérésis des courants.

Figure III.8 Allure de la vitesse de la Machine synchrone à aimant permanent.

Figure III.9 Allure du couple électromagnétique de la MSAP.

Figure III.10 Allure du courant et de la tension d'une phase statorique.

Figure III .11 Zoom sur l'allure du courant et de la tension d'une phase statorique.

Figure III.12 Allure de la vitesse de la Machine synchrone à aimant permanent.

Figure III.13 Allure du couple électromagnétique de la MSAP.

Figure III.14 Allure du courant et de la tension d'une phase statorique.

Figure III.15 Un zoom sur l'allure du courant et de la tension d'une phase statorique.

Chapitre IV : Application de la commande sans capteur mécanique à la MSAP.

Figure IV.1 Diagramme du filtre de Kalman Etendu.

Figure IV.2 Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique de la MSAP.

Figure. IV.3 Allure de la vitesse mesurée et celle estimée.

Figure IV.4 Allure de la position mesurée et celle estimée.

Figure IV. 5 Allure de la tension et du courant d'une phase statorique.

Figure IV.6 Un zoom sur l'allure du courant et de la tension d'une phase statorique.

Figure. IV.7 Allure de la vitesse mesurée et celle estimée.

Figure IV.8 Allure de la position mesurée et celle estimée.

Figure IV.9 Allure de la tension et du courant d'une phase statorique.

Figure IV.10 Un zoom sur l'allure du courant et de la tension d'une phase statorique

Introduction Générale

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 MSAPs sont utilisés dans les actionneurs électromécaniques. Ce type de moteur est omniprésent dans les applications industrielles en raison de sa simplicité de commande, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée [1].

La commande vectorielle de la MSAP nécessite une électronique qui reste relativement complexe. L'électronique et les composants reliés à la mesure de la position sont très coûteux, cette position est obtenue à partir des capteurs mécaniques qui sont généralement sensibles aux perturbations et leur maintenance est coûteuse. L'élimination du capteur de position réduit considérablement le coût et élimine le besoin de la maintenance régulière des pièces mécaniques [2], et par conséquent, augmente la fiabilité, et le regain d'intérêt manifesté par les différents secteurs industriels. La commande vectorielle sans capteur mécanique des actionneurs synchrone est un créneau très porteur en vue d'accroître l'efficacité et la fiabilité de la conception des systèmes d'entraînement.

En effet, la position mécanique du rotor peut être reconstruite à partir des grandeurs accessibles du moteur telles que les courants et les tensions, les variables d'état peuvent être reconstituées par un observateur. Différentes méthodes d'entraînement sans capteur de position ont été proposées par plusieurs chercheurs.

Par conséquent, le but de notre travail est l'étude et simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Le premier chapitre traite des généralités sur les aimants permanents et les machines synchrones à aimants permanents.

Dans le second chapitre un état de l'art des méthodes numérique d'estimation de position et de la vitesse rotorique sont présentées avec des aspects comparatifs.

Le troisième chapitre s'intéresse à la modélisation mathématique et simulation numérique du control vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sous Matlab/Simulink.

L'application du filtre de Kalman pour l'estimation de la position ainsi que la vitesse rotorique vient en dernière partie de ce travail.

Généralités sur la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I.1 Introduction

Le développement conjugué des aimants, de l'électronique de puissance et de la micro-informatique a donné à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) les caractéristiques tant recherchées pour un actionneur électrique. Cette évolution technologique a permis à la MSAP de venir occuper la place de la machine à courant continu, et bien sur sans les inconvénients liés à la présence du système balais-collecteur. Par conséquent, le domaine d'application des machines synchrones à aimants permanents s'est considérablement étendu. Le moteur synchrone à aimants permanents s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement, dans les systèmes embarqués (par exemple en aéronautique et dans le domaine aérospatial) en raison de son rapport puissance/masse élevé. Dans la littérature, on rencontre des applications allant de l'ordre de centaine de Watt (servomoteurs) à plusieurs MW (systèmes de propulsion des navires) pour les machines synchrones à aimants permanents [1].

Ce premier chapitre est consacré à la présentation des différents aimants permanents, leurs principales caractéristiques, et un aperçu sur les différents types de machine synchrone à aimants permanents [2].

I.2 Aimants permanents et leurs caractéristiques

I.2.1 Historique

Le mot aimant doit son origine au latin ADAMS qui signifie diamant, les aimants ont vu le jour aux environs de 600 ans avant J-C. Au début de ce siècle les aimants permanents ont connu un véritable essor surtout dans le domaine des machines électriques et bien entendu les machines synchrones à aimants permanents [3].

I.2.2 Définition

Un aimant permanent est un matériau magnétique dur (ferromagnétique) qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui varie obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieur [2].

I.2.3 Propriétés magnétiques

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'une machine.

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe désaimantation du deuxième quadrant du plan (B-H) comme le montre la figure (I-1). Cette courbe est caractérisée par :

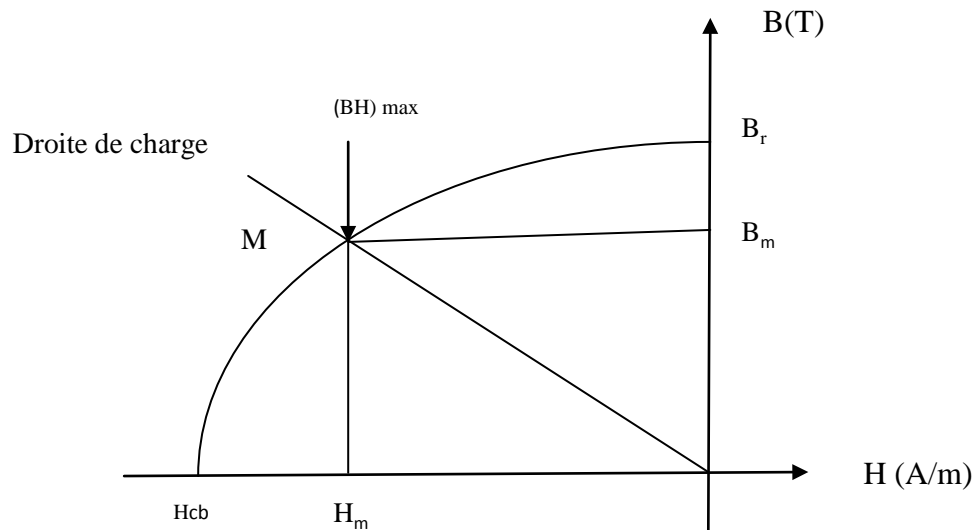


Figure. I.1. Courbe de désaimantation

- ✓ L'induction rémanente (B_r), c'est-à-dire l'induction résiduelle au circuit fermé, c'est une indication de la puissance potentielle de l'aimant.
- ✓ Le champ coercitif (H_{cb}), caractérise le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable.
- ✓ Le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$, ce produit est couramment appelé énergie spécifique de l'aimant ; cette énergie caractérise la qualité du matériau. En effet pour un entrefer donné, le volume d'aimant et d'autant plus faible, que l'énergie spécifique est élevée [3].

I.2.4 Différentes familles d'aimants

Les aimants ont beaucoup évolué ces cinquante dernières années, de nouveaux matériaux sont apparus, comme par exemple les terres rares (Nd-Fe-B-Co), ces nouveaux matériaux ont de très bonnes caractéristiques magnétiques, mais restent relativement coûteux, c'est pourquoi de nombreuses applications industrielles sont encore réalisées avec des ferrites [3].

I.2.4.1 Aimants métalliques (ALNiCO)

Ce sont des alliages à base d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Avec un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui pose de gros problèmes de désaimantation. Ces aimants ne peuvent être enlevés de leurs circuits magnétiques, sous peine de les désaimanter.

Les aimants (ALNICO) sont utilisés dans les instruments de mesures où leur grande stabilité thermique constitue un paramètre essentiel.

I.2.4.2 Aimants en ferrite

Les ferrites sont des composés d'oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ils sont obtenus par frittage. Ils sont beaucoup plus robustes et relativement peu coûteux.

Les ferrites trouvent l'essentiel de leurs applications dans les moteurs de faible puissance, utilisés dans l'industrie automobile.

I.2.4.3 Aimants à terre rare

Les aimants terre rares (Nd-Fe-B, Sm-Co), sont caractérisés par leur énergie spécifique élevée et paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé freine l'extension de ces nouveaux aimants.

Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les plasto-néodymes, c'est un mélange de Nd-Fe-B avec un liant plastique, cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécaniques [3].

Tableau I.1 Caractéristiques des différents aimants permanents

Type	(BH) max kJ/m ³	Br (T) À 25 C°	Hc (kA/m)	Tmax Opération
Nd-Fe-B	200 - 380	1.2 – 1.5	900-2000	140 - 220C°
Sm – Co5	140 - 200	1	2000	280 C°
Sm2 – Co17	180 - 240	1.05	2000	350 – 550C°
ALNICO	50 - 85	1.1 – 1.3	130	550C°
Ferrites Strontium	27 - 35	0.3 – 0.4	250	250C°
Ferrites Barium	8 - 30	0.2 – 0.4	170	100 – 240C°

I.3 Machines synchrones à aimants permanents

I.3.1 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine. Elles ont été adoptées dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les véhicules électriques, etc. Pour toutes

ces applications, les MSAP sont parfois préférables sur les autres machines traditionnelles, à titre d'illustration, quelques avantages des MSAP sont cités ci-dessous [2] :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes Joule au niveau du rotor ;
- L'absence des collecteurs et du système bagues/ balais simplifie la construction et l'entretien ;
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique ;
- Couple massique et volumique important.

I.3.2 Classifications des machines synchrones à aimants permanents

On peut classer les machines synchrones à aimants permanents selon trois critères :

- Sens de l'aimantation ;
- Structure rotor-stator (disposition du rotor par rapport au stator) ;
- Configuration rotorique (disposition des aimants dans le rotor).

I.3.2.1 Sens de l'aimantation

I.3.2.1.1 Machine synchrone à flux radial

Historiquement, la machine synchrone à flux radial est la première machine à aimants permanents apparue dans l'industrie [2]. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et des performances des aimants permanents, elle commence à supplanter la machine asynchrone. La première machine synchrone à flux radial avoir été développée est une machine dont le bobinage est réparti et des aimants placés en surface. Dans les applications, il est possible de la retrouver dans un turbo compresseur ou pour des applications dans le domaine de l'automobile.

Des études ont permis de mettre en avant l'augmentation significative du rendement et de la puissance massique par rapport aux machines asynchrones. A l'heure actuelle, cette structure sert fréquemment de moteur de référence dans l'optique d'une comparaison avec des moteurs innovants.

Il existe de nombreuses configurations rotor-stator dans les machines synchrones à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération les plus rapides possible. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à haute

énergie. Tandis que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur, du fait de son inertie, est préférable [4].

On distingue différents types de machine synchrone à aimants permanents principalement par leur rotor [5], pour les machines à aimantation radiales on distingue des machines à rotor intérieur et à rotor extérieur.

a) Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui de machines triphasées à induction, la figure (I.2) le schéma de principe du moteur à rotor intérieur [5].

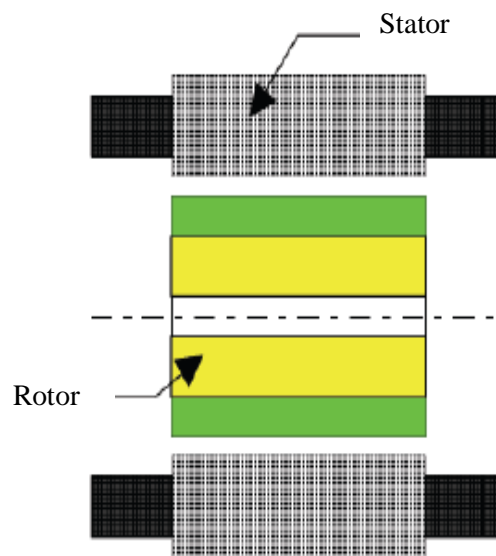
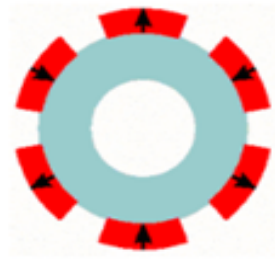


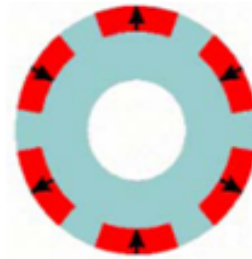
Figure I.2. Moteur à rotor intérieur

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé, néanmoins une difficulté de construction existe, il faut assurer le maintien des aimants, même à vitesse élevée.

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classées selon la configuration rotorique. En effet, on trouve des rotors avec aimants en surface, insérés, enterrés ou aimants à concentration de flux [6], la figure (I.3) représente les différentes configurations rotoriques.



(a) Aimants en surface



(b) Aimants Insérés



(c) Aimants enterrés



(d) Aimants à concentration de flux

Figure I.3 Différentes configurations rotorique

✚ Aimants en surface

Pour ce type de configuration, les aimants sont placés sur la surface du rotor, ils sont aimantés radialement, figure (I.3.a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée, le principal avantage de ce type configuration est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres configurations, par contre l'inconvénient de cette configuration réside dans l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant, de plus les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

Un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants de la désaimantation, de la réaction d'induit et des forces centrifuges, de plus la réactance synchrone de l'axe- quadratique (q) et de l'axe- direct (d) sont pratiquement les mêmes [7].

✚ Aimants insérés

Comme les machines avec aimants en surface, les aimants insérés sont aussi montés sur la surface du rotor, toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, figure (I.3.b), ce qui permet d'avoir une bonne tenue mécanique. Le fer entre aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple

des aimants, la réactance synchrone de l'axe quadratique est légèrement supérieure à celle dans l'axe direct [7].

Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.3.c), et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant, la réactance synchrone dans l'axe direct est plus petite que celles de l'axe quadratique. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grande vitesse [7].

Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor, est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, Par conséquent les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence, figure(I.3.d). L'avantage de cette configuration par rapport aux autres 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. Comme les machines à aimants enterrés, les machines à concentration de flux sont aussi bien protégées contre la désaimantation et les contraintes mécaniques, la réactance synchrone sur l'axe quadratique est plus grande que celle de l'axe direct [7].

b) Moteur à rotor extérieur

La figure (I.4), présente le schéma de principe du moteur à rotor extérieur.

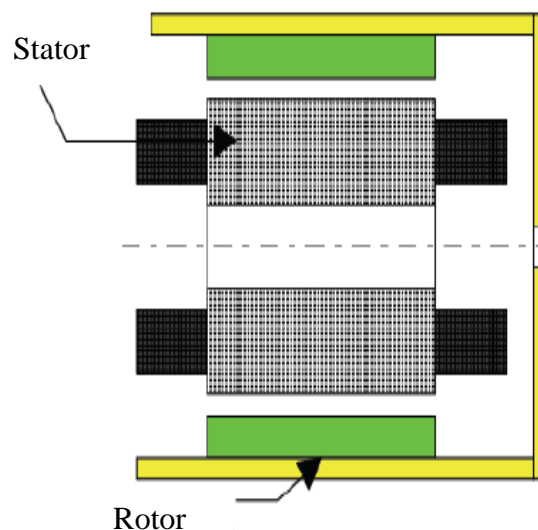


Figure I.4. Moteur à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section [7].

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa facilité de fabrication.

Cependant les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante car le mobile a une inertie importante de par sa position externe.

I.3.2.1.2 Machine synchrone à flux axial

Les moteurs discoïdes sont pourvus de disques fixes bobinés les bobines sont fixées en général sur un circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit une plaque métallique permet au champ de se refermer) et un disque mobile supporte les aimants permanents. L'avantage déterminant de la structure discoïde par rapport aux structures cylindriques provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante [5]. Ces moteurs sont de construction simple, donc de faible coût. Cette structure fait objet d'une attention particulière, son application touche particulièrement le domaine où la minimisation et la miniaturisation est de rigueur (moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournants, ventilateur), la figure (I.5) représente les différentes configurations d'une machine à flux axial.

Malgré sa puissance volumique élevée, on souligne toutefois l'existence de contraintes mécaniques liées aux poussées axiales et des contraintes thermiques dues à la difficulté d'évacuation des pertes joules statorique [5]. De ce fait, ces machines fonctionnent à des basses vitesses, afin d'éviter un échauffement excessif dû au courant de Foucault.

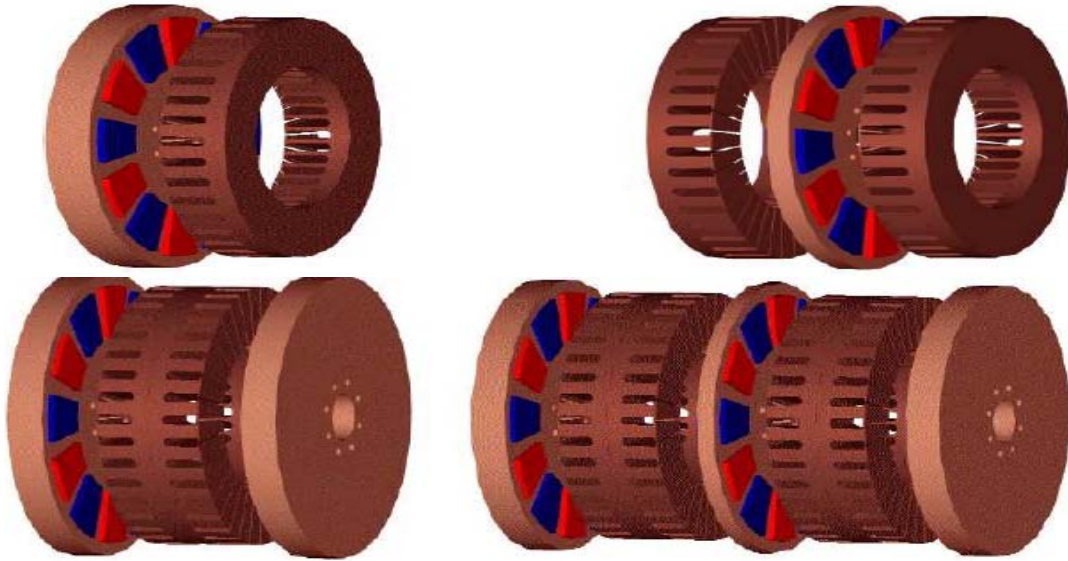


Figure. I .5 Différent configuration d'une machine à flux axial

I.3.3 Alimentation de la machine synchrone à aimants permanents

On distingue deux grandes familles pour les machines synchrones à aimants permanents [5] :

- Les machines synchrone à aimants permanents à forces électromotrices (f.é.m.), trapézoïdales, dites BDCM ;
- Les machines synchrones à aimants permanents à (f.é.m.), sinusoïdales, dites MSAP.

I.3.3.1 Moteurs BDCM

Dans ce type de moteur les phases sont alimentées par des courants en créneaux fonction de la position du rotor. Ce régime de fonctionnement est très proche de celui de la machine à courant continu sauf que les aimants tournent et la commutation dans les conducteurs statoriques est assurée par l'électronique [5]. Ce type de machine est très utilisé à cause de la simplicité de sa commande une seul boucle de courant suffit, donc peu coûteuse ; Cependant un simple retard de commutation peut causer un grand couple pulsatoire. Cela est l'inconvénient majeur qui fait que ce type de machine n'est pas utilisé pour les besoins en grandes performances.

Deux types de convertisseurs permettent d'assurer l'alimentation de cette machine avec des créneaux de courant : le commutateur de courant, plus adapté aux grandes puissances, et l'onduleur de tension contrôlé en courant.

I.3.3.2 Les MSAP

Ils sont alimentés par des courants sinusoïdaux, ce qui réduit l'ondulation du couple causée par la commutation, ils ont un fonctionnement plus proche de celui de la machine synchrone classique : le rotor bobiné est remplacé par un rotor à aimants permanents. Dans ce cas on cherche à avoir une (f.é.m.), sinusoïdale [2], ces machines présentent plusieurs avantages comparés aux (BDCM) comme : les capacités de contrôles du couple, rendement ainsi que le fonctionnement dans une large gamme de puissance, pour les entraînements de précision (robotique).

I.3.4 Avantages des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone à cage d'écurieil et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec les progrès actuels des aimants permanents, les moteurs synchrones à aimants sont de plus en plus utilisés dans les systèmes d'entraînements à vitesses variable à hautes performances [5]. Son choix dans ce domaine est attractif et concurrent par rapport à des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, on cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones ;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines [1].
- Compacité, occupe moins d'espace qu'un moteur asynchrone.
- Réduction de la consommation d'énergie.
- Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni charbons).

I.3.5 Domaines d'applications

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont utilisés dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watt (servomoteur) à plusieurs Mégawatt (système de propulsion des navires) ; dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable et la traction. Ils sont utilisés pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés les différents aimants permanents ainsi qu'un tour d'horizon des différents types de machines à aimants permanents. La pluralité des nuances d'aimants permanents disponible sur le marché, les diverses façons de les disposer dans la machine, et les différentes configurations rotor-stator nous mène à une multitude de structure de machine synchrone à aimants permanents.

Dans le but d'une commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique une étude sur les différentes méthodes de commande sans capteur mécanique fera l'objet du prochain chapitre.

Méthodes de
Commande sans
Capteur Mécanique de
la MSAP

II.1 Introduction

Des exigences nouvelles vis-à-vis de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents voient le jour, une recherche de la simplicité de conception est devenue un des critères les plus importants dans de nombreuses applications, cette demande mobilise particulièrement les chercheurs, on s'évertue surtout à se débarrasser du capteur mécanique.

On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteur mécanique, nous nous intéresserons, dans ce qui suit à celles qui peuvent s'utiliser dans le cadre d'une commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

Par conséquent, on présente dans ce chapitre les différentes méthodes de commande sans capteur mécanique et les difficultés rencontrées dans leur implantation, ainsi que leurs avantages et inconvénients, un intérêt particulier sera portée sur le filtre de Kalman [8].

II.2 Etat de l'art de la commande sans capteur mécanique

La commande vectorielle des MSAP nécessite une information précise sur la position du rotor. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur mécanique (de position ou de vitesse) placé sur l'arbre de la machine. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Premièrement, il augmente le volume et le coût global du système. De plus, il nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille. De plus, l'installation de ce capteur requiert un câblage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et diminue, par conséquent, la fiabilité du système. Tenant compte de toutes ces limites qui présentent le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, plusieurs travaux ont été effectués et différentes méthodes sont présentées pour un fonctionnement de la machine sans capteur mécanique (synchrone ou asynchrone) [8].

II.2.1 Méthode MRAS

Dans les années 1950, les systèmes adaptatifs ont connus un développement théorique et pratique relativement important pour minimiser l'erreur d'estimation. Le mécanisme d'adaptation agit sur certains paramètres du système ajustable, selon une stratégie fixée par ce dernier. Les spécifications de la méthode MRAS résident dans le choix du modèle choisi par l'opérateur, sa structure est composée des deux modèles : un modèle de référence, et un modèle adaptatif où s'ajustent les paramètres, cette méthode autorise une grande rapidité d'implantation et conduit à des réalisations simples [9, 10, 11].

Le schéma de principe de l'estimation de la vitesse rotorique en utilisant la méthode MRAS peut être représenté par la figure(II.1).

La variable X_{ref} est comparée avec l'estimation X_{est} , leur différence est utilisée dans un mécanisme d'adaptation (régulateur PI) dont la sortie est la vitesse de rotation de la machine.

Cette sortie est ajustée jusqu'à ce que la différence entre les deux modèles soit nulle [12].

L'estimation de la vitesse (en continu) est donc de la forme suivante :

$$\begin{cases} \varepsilon(t) = X_{ref} - X_{est} \\ \omega_{est}(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \int_{t_1}^{t_2} \varepsilon(t) dt \end{cases} \quad (II.1)$$

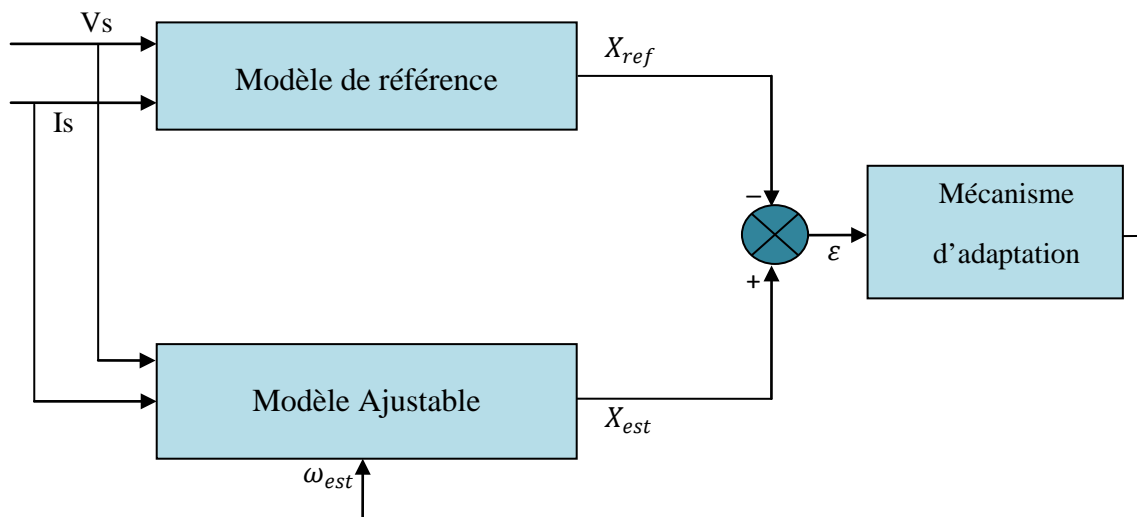


Figure II.1. Schéma bloc de l'estimateur MRAS

D'après le travail qui a été fait dans [12], la méthode MRAS a été appliquée à la MSAP pour l'estimation de la vitesse rotorique et du courant, elle permet une estimation de la vitesse rotorique ; réalisée à partir des courants et tensions mesurés dans un référentiel lié au rotor. Cette méthode est assez robuste vis-à-vis des variations paramétriques du moteur. Une autre technique proposée dans [13, 14], consiste à estimer la vitesse en utilisant la puissance réactive du stator. L'avantage de cette méthode est l'indépendance vis-à-vis de la variation de la résistance statorique de la machine au cours du fonctionnement. Ces auteurs ont confirmé la simplicité et la robustesse de cette méthode. Le travail proposé dans [15] fait l'objet d'une étude sur la commande sans capteur de vitesse ou de position d'une machine synchrone dans

le but de garder les performances obtenues à travers un capteur mécanique, en utilisant une estimation de la vitesse du rotor à partir de la méthode MRAS. Il conclut que l'utilisation de la méthode MRAS est beaucoup plus simple avec un temps d'exécution plus rapide. Par contre les variables d'état estimées du système sont moins précises parce qu'il n'y a aucune correction des estimations avec des mesures, moindre robustesse à faible vitesse.

II.2.2 Observateur

Un observateur est un moyen de mesure " informatique " qui permet de retrouver tous les états d'un système industriel en disposant du minimum d'informations sur ces états. Ce minimum d'informations est obtenu à l'aide d'un capteur. Un observateur permet donc d'optimiser le nombre de capteurs dans une application industrielle ; d'où son intérêt économique dans l'industrie [16, 17, 18].

L'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

La figure (II.2) donne le principe d'un observateur d'état, on peut mettre en œuvre toutes sortes d'observateur, la principale différence se situe uniquement dans la synthèse de la matrice du gain.

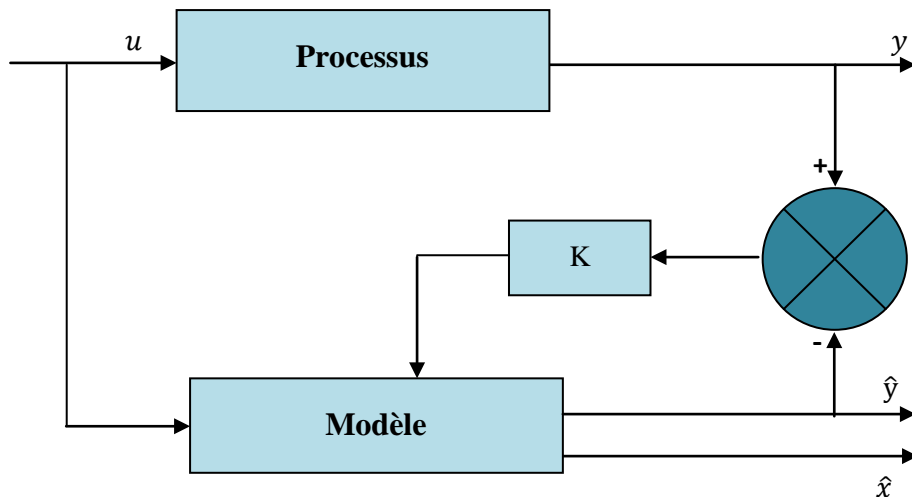


Figure II.2. Principe d'un observateur d'état

On a les équations d'état.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$x(t)$: Vecteur d'état ;

$u(t)$: Vecteur d'entrées ;

$y(t)$: Vecteur de sortie ;

B : Matrice de control ;

C : Matrice de sortie ;

A : Matrice de système d'état ;

\hat{y} : Estimation du vecteur de sortie ;

\hat{x} : Estimation du vecteur d'état.

II.2.2.1 Notion d'observabilité d'un système

Le point faible des observateurs est l'inobservabilité de l'état dans certaines conditions, il est donc nécessaire de rappeler ce fait avant de commencer une étude traitant de l'estimation.

Soit le système d'équation (II.2), il existe un critère simple appelé critère de Kalman, pour savoir si le système est observable.

Le système (II .2) observable si et seulement si :

$$\text{Rang} \begin{pmatrix} C \\ C \times A \\ \vdots \\ C \times A^{n-1} \end{pmatrix} = n \quad (\text{II.3})$$

L'observabilité du système (II.1) ne dépend pas de l'entrée (u), on dira donc que la paire (A, C) est observable si le critère (II.3) est vérifié [19].

Dans le cas d'un système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Le problème d'observabilité se complique, dans la mesure où contrairement au cas linéaire, l'observabilité dans ce cas dépend de l'entrée appliquée.

Une bonne synthèse sur la question est donnée dans [20].

II.2.2.2 Observateur Luenberger

On peut représenter cet observateur par la figure (II. 3).

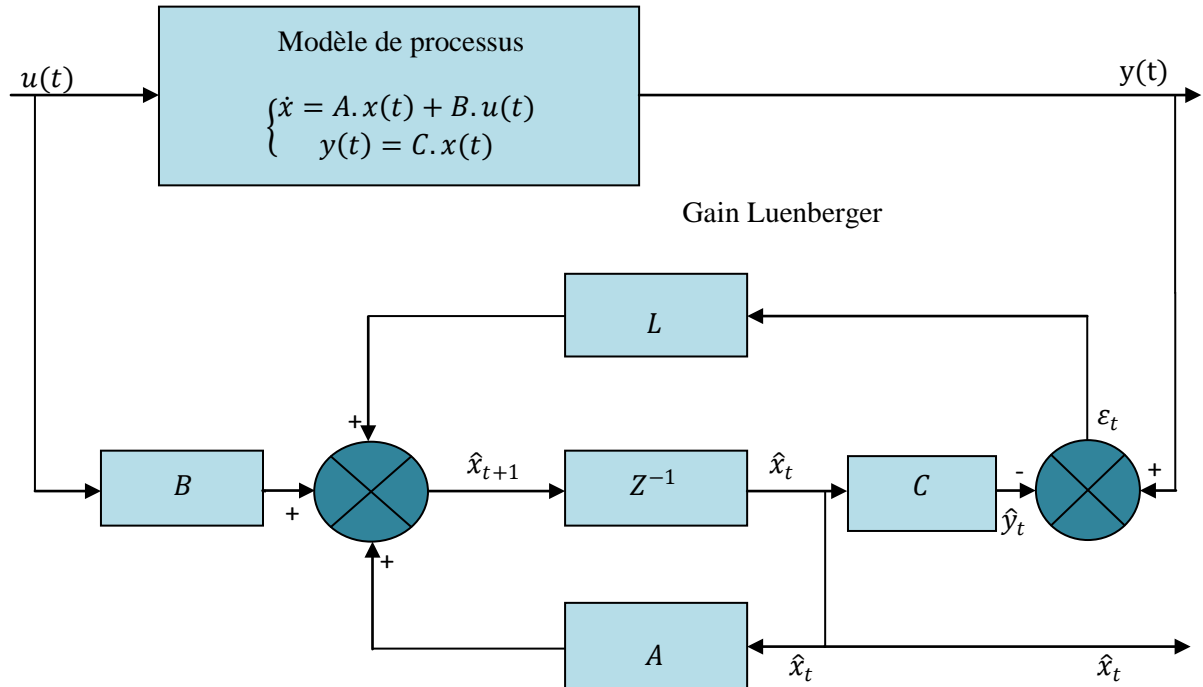


Figure II. 3. Schéma bloc de l'observateur de Luenberger

La classe du système considéré est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x(t) + B.u(t) \\ y(t) = C.x(t) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

L'équation dynamique de l'observateur est :

$$\hat{\dot{x}} = A.\hat{x}(t) + B.u(t) + L.(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (\text{II.6})$$

Généralement les grandeurs nécessaires à la commande d'un système sont difficiles à mesurer et ce pour des raisons économiques ou technologiques. Pour remédier à ce problème, Luenberger a proposé son observateur pour les systèmes linéaires [21].

Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées en plus, l'observateur de Luenberger prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone dans le cas d'un système observable.

L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité, comme il a été mentionné dans [22]. A partir d'un choix judicieux des gains de Luenberger, il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du moteur, c'est pour cette raison que cet observateur est utilisé pour estimer la vitesse du rotor de MSAP.

L'auteur utilise dans [23] un observateur de Luenberger est utilisé pour estimer la vitesse et la position, nécessaires pour une commande de la machine, il a constaté que ce type d'observateur est sensible à la variation paramétrique. Dans [24] un observateur de Luenberger est utilisée en combinaison avec une commande MRAS pour réaliser une commande sans capteur de vitesse. Le rôle de l'observateur est d'estimer la vitesse, alors que le rôle de la MRAS est d'éliminer l'effet de la variation des paramètres.

II.2.2.3 Observateur à mode glissant

On peut représenter cet observateur par la figure (II. 4).

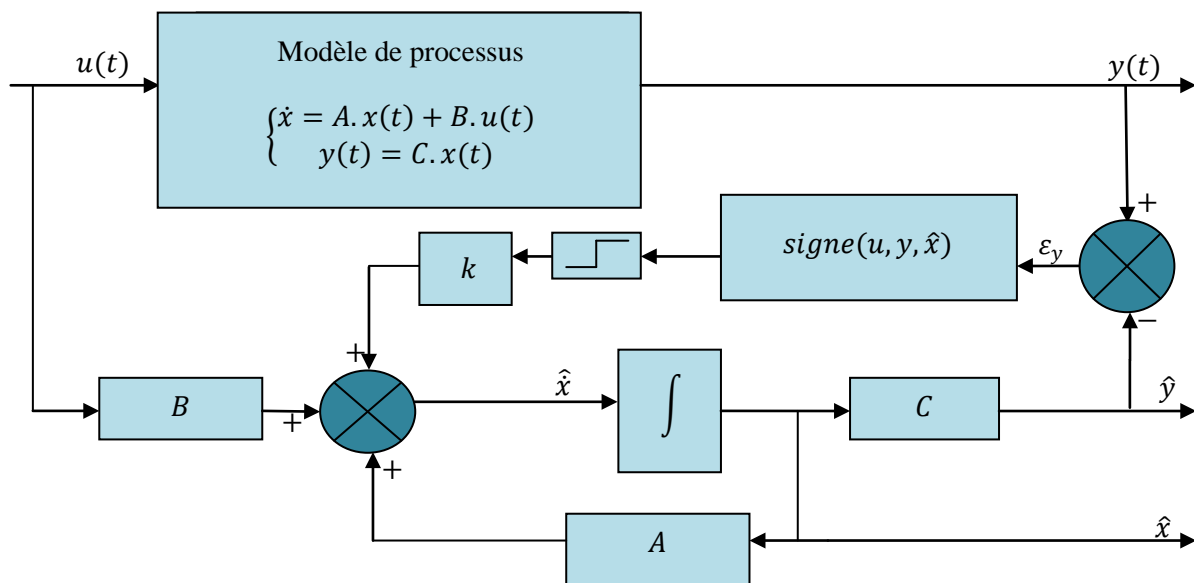


Figure II. 4. Schéma principe de l'observateur par mode glissant

L'observateur par mode glissant connaît des développements importants au début des années 1950. Il estime les variables d'état du système à partir de la mesure des tensions et des courants de phase. Ce type d'observateur utilise le modèle du système, il repose sur l'utilisation d'une commutation à haute fréquence permettant de forcer la trajectoire des variables estimées à rester dans la surface de glissement.

La synthèse de l'observateur à mode glissant (OMG), est basée sur la comparaison entre les variables observées et celles mesurées. La conception de l'OMG consiste à faire converger vers zéro l'erreur entre les sorties mesurées du système et celles estimées. Le principal inconvénient de ce type de commande est le phénomène dit de chattering qui est caractérisé par des oscillations à haute fréquence autour de la surface de glissement.

La difficulté pratique principale de cette technique réside dans le choix du gain de correction k pour assurer une erreur d'estimation nulle. L'observateur par mode glissant est caractérisé par sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du moteur et un choix de la surface de commutation est assez libre. Pour cela, ce type d'observateur est largement utilisé pour estimer la vitesse du moteur dans le but d'une commande sans capteur mécanique [25, 26].

II.2.2.4 Observateur du Filtre de Kalman

II.2.2.4.1 Historique

Rudolf Emil Kalman, né le 19 mai 1930 à Budapest réalisa des études scientifiques (électroniques et automatiques) et présente son travail en 1957 sur le comportement des solutions des équations récurrentes du seconde degré. En 1958 Alor qu'il travaillait à l'institut de recherche pour des études avancées à Baltimore, il eut l'idée originale d'employer le formalisme des équations d'état de Wiener, ce qui lui permet de construire l'estimateur que nous connaisant aujourd'hui.

Dans un premier temps, ses condisciples restèrent sceptiques, il publia donc ses résultats dans une revue de mécanique, mieux encore son second article fut rejeté, la revue affirmant que ses résultats étaient bien faux, or les travaux présentés dans cet article étaient bien correct et une douzaine de thèses débutèrent dès les années suivantes sur le sujet.

En 1960, alors que Kalman visitait la NASA, un des responsable F.Schmidt vit la possibilité d'appliquer les résultats de Kalman pour le projet APOLLO pour l'estimation et la commandes de la trajectoire, Schmidt travailla sur le sujet et on peut dire que ce fut la première réelle implantation du filtre de Kalman.

L'application du filtre de Kalman pour l'estimation de la position d'un objet nécessite assez souvent la linéarisation des équations du système non linéaire, c'est ce que l'on appelle aujourd'hui le Filtre Kalman étendu [27].

II.2.2.4.2 Définitions

Le filtre de Kalman permet d'estimer de manière récursive le signal noyé dans le bruit. Il est plus approprié au calculateur.

Ce filtre est basé sur le fait qu'un processus aléatoire peut être modélisé comme étant la sortie d'un système linéaire gouverné par un bruit blanc.

Au lieu de décrire les systèmes linéaires qui génèrent les messages en termes de réponse impulsionnelle, l'approche Kalman amène une description par des équations différentielles dont la solution est le signal recherché. L'estimation donnée par Kalman est solution d'une équation différentielle dont les coefficients sont déterminés par les propriétés statistiques des processus [28].

II.2.2.4.3 Algorithme du filtre de Kalman

➤ **Notation**

Lettre minuscules : Scalaire

Lettre soulignées : Vecteur

Lettre majuscules : Matrice

➤ **Formulation**

Soit un signal $\underline{x}(t)$ représenté dans l'espace d'état par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}}(t) = f[\underline{x}(t)] + B.\underline{u}(t) + \underline{\sigma}(t) \\ \underline{y}(t) = h.[\underline{x}(t)] + \underline{v}(t) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Où

$\underline{u}(t)$: Vecteur du processus commande ;

$\underline{v}(t)$: Vecteur du bruit de mesure ;

$\underline{\sigma}(t)$:Vecteur du bruit d'état.

Dans la version la plus simple du Filtre de Kalman, les bruits d'états et de mesure sont supposés avoir les propriétés statistiques suivantes :

- Espérance mathématique nulle

$$E\{\underline{\sigma}(t)\} = 0 ;$$

$$E\{\underline{v}(t)\} = 0 ;$$

- Absence de corrélation entre les bruits

$$E\{\underline{\sigma}(t). \underline{v}^T(I)\} = 0 ;$$

C'est-à-dire que $\underline{\sigma}(t), \underline{v}(t)$ sont indépendants

- Autocorrélation

$$\begin{cases} E\{\underline{v}(t). \underline{\sigma}^T(t)\} = R(t) \times \delta(t, j) \\ E\{\underline{x}(0). \underline{v}^T\} = 0 \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} E\{\underline{\sigma}(t). \underline{v}^T(I)\} = Q(t) \times \delta(t, j). \\ E\{\underline{x}(0). \underline{\sigma}(t)\} = 0 \end{cases}$$

Avec :

$Q(t)$:Matrice de covariance du bruit d'état ;

$R(t)$:Matrice de covariance du bruit de mesure ;

$\delta(t, j)$:Symbole de Kroncker.

L'estimation du vecteur d'état a pour objective d'estimer le vecteur d'état $\underline{x}(t)$ compte tenu des informations disponible à l'instant n , postérieur, antérieur ou identique à l'instant t .

On note pour ces cas une telle estimation par $\hat{\underline{x}}(t/n)$, c'est-à-dire l'estimation à l'instant t compte tenu des informations disponible à l'instant n .

On définit aussi une telle estimation par la valeur moyenne du vecteur d'état compte tenu des mesures, $\underline{y}(1, \dots, n)$, cette moyenne est définie par l'espérance mathématique conditionnelle noté :

$$\hat{\underline{x}}(t/n) = E \left\{ \frac{\underline{x}(t)}{\underline{y}(1, \dots, n)} \right\} = E \left\{ \frac{\underline{x}(t)}{\underline{y}(n)} \right\} \quad (\text{II.8})$$

Notre objectif est d'avoir une estimation récursive du vecteur d'état qui, à partir d'une estimation à l'instant t nous fournisse, si une mesure est disponible à l'instant $t + 1$, une nouvelle estimation, compte tenu de cette dernière mesure (Prédiction ou extrapolation), nous adopterons un estimateur linéaire de la forme :

$$\hat{\underline{x}}(t/t) = \hat{\underline{x}}(t/t - 1) + K(t) \left[\underline{y}(t) - H(t) \cdot \hat{\underline{x}}(t/t - 1) \right] \quad (\text{II.9})$$

La quantité $[\underline{y}(t) - H(t) \cdot \hat{\underline{x}}(t/t - 1)]$ apparaît ainsi comme une prédiction de la mesure, et pour que cette linéarité soit assurée, il est nécessaire que $K(t)$ soit indépendant des mesure.

La relation (II.9) exprime le fait que la nouvelle estimation du vecteur d'état à l'instant t est égale à l'estimation à l'instant $(t - 1)$ mise à jour avec un certain poids.

Cette mise à jour tient compte de l'écart entre la mesure effective et la mesure prédite. L'optimalité de recherche du filtre vient du fait que le poids $K(t)$ à accorder à cette mise à jour résulte de la minimisation de l'erreur, au sens des moindres carrés, entre l'état et son estimation. Le gain $K(t)$ est ainsi appelé Gain du Filtre de Kalman.

Soit :

$$\underline{e}(t) = \underline{x}(t) - \hat{\underline{x}}(t/t) \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$\underline{e}(t)$: Erreur d'estimation ;

Le Filtre de Kalman est décrit mathématiquement par l'ensemble des équations (II.11-16) [18, 17, 19].

La matrice de covariance de l'erreur est :

$$P(t) = E \{ [\underline{x}(t) - \hat{\underline{x}}(t)]. [\underline{x}(t) - \hat{\underline{x}}(t)] \} \quad (\text{II.11})$$

✚ Equation du modèle

$$X_{k/k-1} = X_{k-1/k-1} + \left[f(X_{k-1/k-1}) + B \cdot v_{k-1} \right] \cdot T_c \quad (\text{II.12})$$

Avec :

T_c : Temps d'échantillonnage.

✚ Equation du Filtre

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + K_k \left[y_k - H_k \cdot \hat{x}_{k-1} \right] \quad (\text{II.13})$$

✚ Equation de la matrice d'erreur à priori de covariance.

$$P_{k/k-1} = P_{k-1/k-1} + \left(F_{k-1} \cdot P_{k-1/k-1} + P_{k-1/k-1} \cdot F'_{k-1} \right) \cdot T_c + Q_d \quad (\text{II.14})$$

✚ Expression du gain

$$K_k = P_{k-1} \cdot H_k^T \left[H_k \cdot P_{k-1} \cdot H_k^T + R_k \right]^{-1} \quad (\text{II.15})$$

✚ Equation de la matrice d'erreur à posteriori de covariance

$$P_k = P_{k-1} - K_k \cdot H_k \cdot P_{k-1} \quad (\text{II.16})$$

Ces quantités peuvent être déterminées dans l'ordre ou elles sont écrites, on a besoin pour ce faire de la connaissance de $P(0,0)$ que notons $P(0)$, pour pouvoir utiliser l'ensemble des équations récurrentes du Filtre de Kalman, on doit choisir les conditions initiales $\underline{x}(0)$ et $P(0)$, car au démarrage du Filtre les seules informations que l'on pourrait espérer au mieux et la valeur moyenne du vecteur d'état, la figure suivant (II.5) représente schéma bloc de L'algorithme de Kalman.

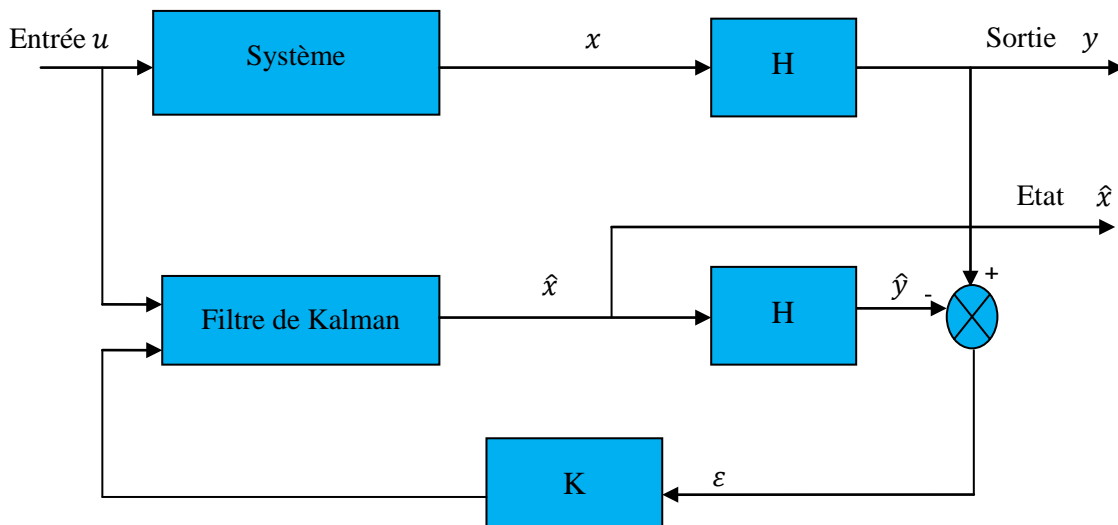


Figure II.5 Schéma bloc du Filtre de Kalman

II.2.2.4.5 Avantages et inconvénients

➤ Avantages

L'approche permet de traiter d'une manière relativement objective le cas des bruits dont on est capable de caractériser les propriétés statistique (même si le caractère optimal est perdu par la linéarisation).

- Ce filtre permet en effet de linéariser localement le problème et donc d'appliquer les équations du filtre de Kalman classique ;
- Il prend en considération les bruits de mesure et les bruits d'état ;
- Utilisation d'une mise à jour qui tient compte de l'écart entre la mesure effective et la mesure prédite qui permet une minimisation de l'erreur ;
- La force de ce filtre est sa capacité de prédiction des paramètres et de rectification des erreurs, non seulement des capteurs, mais aussi du modèle lui-même ;
- L'outil Kalman fournit un vecteur contenant les paramètres estimés, mais aussi une matrice de covariance de l'erreur, cette matrice nous renseigne donc sur la précision de l'estimation, ce qui peut être utile dans de nombreuses applications. Un autre atout du filtre de Kalman est que la convergence de cette erreur est garantie.

➤ Inconvénients

Le premier défaut est son temps d'exécution relativement élevé. En effet, de nouvelles matrices coûteuses rentrent en jeu (les matrices des dérivés partielles des équations d'états et de mesures modélisant le système), ce qui peut être une limite à son utilisation, surtout dans des systèmes embarqués très restreint au niveau de la puissance de calcul.

Une autre limite importante d'une telle méthode est que le filtre de Kalman permet de prendre en compte uniquement un modèle de bruit Gaussien. Le bruit peut en général être modélisé de façon Gaussienne, mais dans certains cas, un autre type de bruit est requis (notamment en traitement d'images où l'on utilise fréquemment des bruits de Poisson). Cette restriction limite donc l'utilisation du filtre de Kalman [30].

Le filtre de Kalman est donc une méthode d'estimation intéressante, mais qui n'est utilisable que lorsque l'on peut décrire assez précisément notre système. S'il est impossible de trouver une modélisation correcte du système, la figure suivant (II.6) représente l'organigramme du filtre de Kalman.

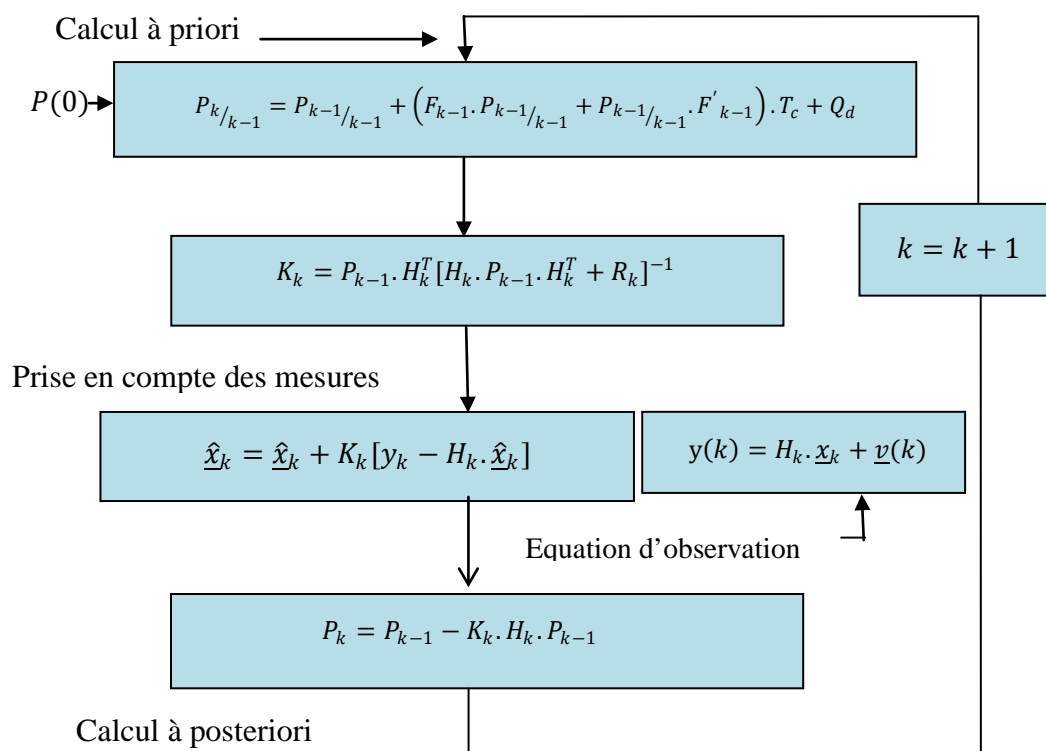


Figure II. 6. Organigramme du filtre de Kalman

II.3. Conclusion

Les différentes techniques de commande sans capteur mécanique les plus utilisées, qui peuvent être appliquées à la MSAP, ont été abordé dans cette partie. La méthode MRAS, l'observateur de Luenberger, l'observateur mode glissant ainsi que le filtre de Kalman ont été décrit mathématiquement, en faisant apparaître leurs avantages et inconvénients.

Dans la suite de ce travail, on présente la commande vectorielle de la MSAP avec une simulation numérique sous Matlab/Simulink.

Modélisation et Simulation de la MSAP avec la Commande Vectorielle

III.1 Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Le moteur synchrone à aimants permanents est beaucoup utilisée à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui de la machine asynchrone et du moteur synchrone classique. On peut modéliser la machine synchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développe dans ce chapitre les modèles suivants:

- ✓ Le modèle en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Il est utilisé essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- ✓ Le modèle issu de la transformation de Park, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents [29].

III.2 Modélisation de la MSAP

La mise en équation de la machine synchrone avec les hypothèses retenues étant classique, on ne mentionnera que les points qui nous semblent essentiels et les choix qui nous sont propres par rapport à ce qui se fait habituellement.

III.2.1 Hypothèses simplificatrices

On donne dans cette section, la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents en vue de la commande vectorielle sans capteur mécanique sous les hypothèses suivantes [30, 31, 32] :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale ;
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ;
- La machine est à rotor lisse ;
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé ;
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées ;
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés ;
- Les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau sont négligés.

III.2.2 Description de la MSAP triphasés

La machine synchrone à aimants permanents comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p pair de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à 120° . Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables [32].

III.2.3 Modèle de la MSAP dans le repère triphasé abc

Le modèle de La machine est représentée dans figure III.1 par ses trois enroulements statoriques [33];

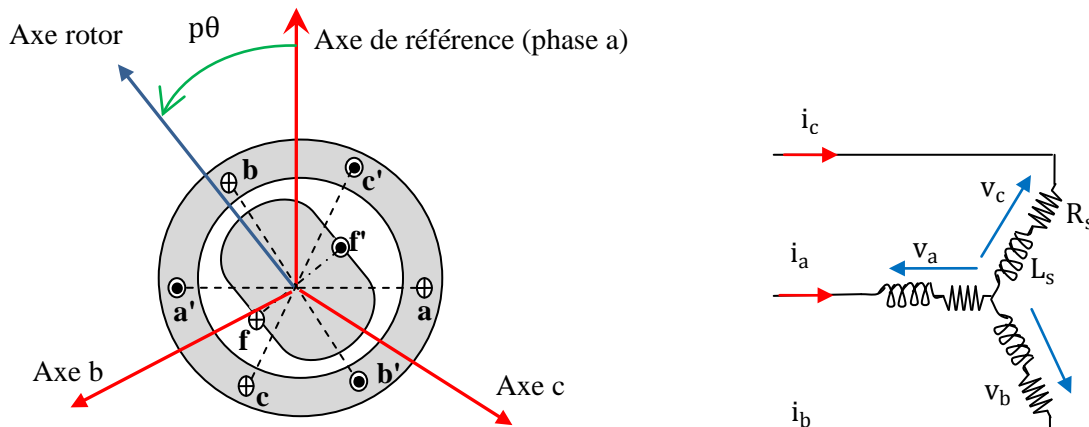


Figure III-1 Représentation symbolique de la machine synchrone

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

III.2.3.1 Equation électrique

L'équation des tensions statorique sous forme matricielle est donnée par :

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \psi_{abc} = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$[V_{abc}]$: Vecteur des tensions statoriques ;

$[i_{abc}]$: Vecteur des courant statoriques ;

$[\psi_{abc}]$: Vecteur des flux statoriques ;

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

III.2.3.2 Equation magnétique

L'équation des flux statoriques (équation magnétique) peuvent être exprimée sous forme matricielle comme suit :

$$[\psi_{abc}] = [L_{ss}][i_{abc}] + [\psi_{sr}] \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$$

$$[\psi_{sr}] = [\psi_{ar} \psi_{br} \psi_{cr}]^T$$

$[\psi_{sr}]$: Vecteur des flux stator-rotor;

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$$\psi_{sr} = \psi_m \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

θ_r : Position angulaire électrique ;

p : Nombre de paire de pôles ;

θ_m : Position angulaire mécanique ;

ψ_m : Flux d'induction maximum des aimants permanents.

La substitution de (II.2) dans (II.1) donne :

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + [\psi_{sr}] \quad (\text{III.4})$$

On remarque que le système (II.4) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce modèle, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser une transformation vers un système biphasé.

III.2.3.3 Equation mécanique

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega \quad (\text{III.5})$$

C_{em} : Couple électromagnétique [N.m];

C_r : Couple résistant [N.m] ;

J : Moment d'Inertie de la partie tournante ;

f : Coefficient de frottement visqueux ;

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

II.2.4 Modèle biphasé de la MSAP

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de Concordia ou de Park permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a , b , et c . Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a , b , et c et représente la composante homopolaire, en se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park au rotor, [31].

X un système triphasé quelconque (a , b , c) on associe un système biphasé (d , q , o), comme le montre la figure (III.2).

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{III.6})$$

La matrice de transformation $P(\theta_r)$ est donnée par :

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

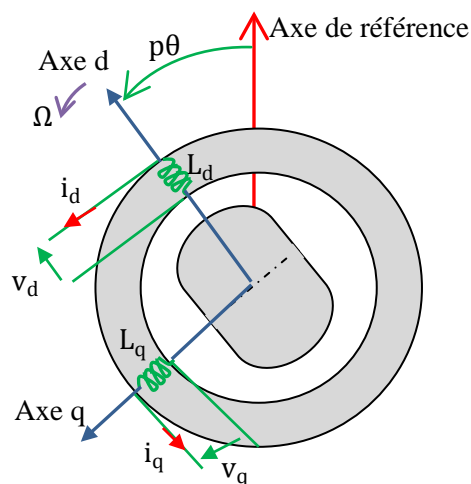


Figure III-2 Modèle biphasé de la MSAP

En appliquant la transformation (III.6) au système (III.1), on aura :

$$[V_{dq}] = [P(\theta_r)][V_{abc}] = [P(\theta_r)][R_s][i_{abc}] + [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} [\psi_{abc}] \quad (\text{III.8})$$

On peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[V_{dq}] = [R_s][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\psi_{dq}] + \omega_r [\psi'_{dq}] \quad (\text{III.9})$$

Où :

$$[V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \quad [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [\psi_{dq}] = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, \quad [\psi'_{dq}] = \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix}$$

Et la transformation (III.7) appliquée à (III.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{md} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\psi_{md} = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_m$$

$[V_d V_q]$: Vecteur des tensions direct et quadratique ;

$[i_d i_q]$: Vecteur des courants direct et quadratique;

$[\psi_d \psi_q]$: Vecteur des flux direct et quadratique.

III.2.5 Equations finales des tensions

Les expressions finales utilisées dans le modèle sont obtenues à partir de toutes les expressions précédemment présentées dans un repère de Park liée au rotor par :

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (\text{III.11})$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_{md} \quad (\text{III.12})$$

III.2.6 Expression du couple électromagnétique

Pour définir la nouvelle expression du couple dans le nouveau référentiel, nous effectuons le bilan énergétique du MSAP.

La puissance fournie à la machine [36] est donnée par l'expression suivante:

$$[V_d i_d + V_q i_q] = [R_s i_d^2 + R_s i_q^2] + \left[\frac{1}{2} L_d \left(\frac{d}{dt} i_d^2 \right) + \frac{1}{2} L_q \left(\frac{d}{dt} i_q^2 \right) \right] + [\omega_r \psi_d i_q - \omega_r \psi_q i_d] \quad (\text{III.13})$$

$$P_a = P_{js} + P_{me} + P_{tr} \quad (\text{III.14})$$

Cela signifie que la quantité d'énergie électrique consommée par la machine est convertie en énergie magnétique et mécanique. Le terme P_{js} représente la puissance dissipée par effet joule au stator. L'énergie magnétique emmagasinée par la machine est définie par le terme P_{me} et le terme P_{tr} représente la puissance transmise au système mécanique du moteur [32].

Avec :

$$P_{js} = (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) \quad (\text{III.15})$$

$$P_{ms} = \left(\frac{1}{2} L_d \left(\frac{d}{dt} i_d^2 \right) + \frac{1}{2} L_q \left(\frac{d}{dt} i_q^2 \right) \right) \quad (\text{III.16})$$

$$P_{tr} = (\omega_r \psi_d i_q - \omega_r \psi_q i_d) = \omega_r (\psi_{md} i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (\text{III.17})$$

L'expression du couple en fonction des courant statoriques ($(i_d i_q)$) et du flux d'induction maximum des aimants permanents (ψ_{md}) de la MSAP est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p(\psi_{md} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{III.18})$$

Pour une machine à pôles lisses ($L_d = L_q$) l'équation (II.18) devient :

$$C_{em} = p \cdot \psi_{md} \cdot i_q \quad (\text{III.19})$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_{md} \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

III.2.7 Equation d'état de la MSAP

En prenant comme Modèle variables d'état les deux composantes du courant sur les axes d et q pour vecteur d'entrée, les équations (III.11) à (III.12) permettent d'obtenir l'équation d'état avec i_d i_q Ω θ comme variables :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_d}{dt} &= \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \hat{\omega}_r \cdot \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} &= \frac{V_q}{L_q} - \frac{R\hat{i}_q}{L_q} - \hat{\omega}_r \cdot \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d - \frac{\psi_{md}}{L_q} \cdot \hat{\omega}_r \\ \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} &= 0 \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} &= \hat{\omega}_r \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

II.3 Modélisation de l'onduleur de tension

La figure (III-3) représente un convertisseur à six interrupteurs commandés, il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un IGBT et d'une diode en antiparallèle. Il permet un fonctionnement à fréquence fixe ou variable. Les tensions e_1 , e_2 et e_3 représentent les forces contre électromotrices de la MSAP. Les éléments (R, L) représentent la résistance et l'inductance d'une phase statorique de la machine [34].

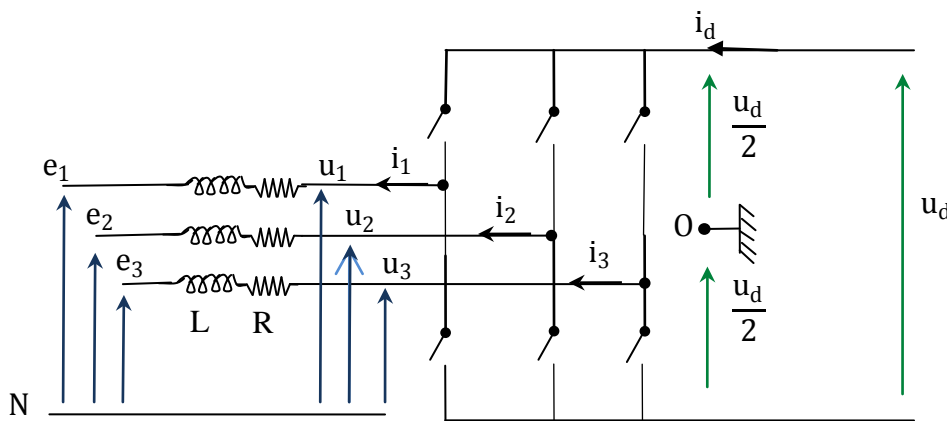


Figure III-3 Schéma de principe du convertisseur statique

Les équations électriques relatives au schéma s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} e_1 - u_1 = L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 \\ e_2 - u_2 = L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 \\ e_3 - u_3 = L \frac{di_3}{dt} + Ri_3 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

F_j désigne la fonction de commutation relative à l'interrupteur haut de chaque bras du convertisseur ($j=1, 2, 3$), elle est obtenue à la sortie des régulateur à hystérésis (MLI à hystérésis) ou par la MLI triangulo-sinusoidale.

En exprimant les tensions de phase par rapport au point milieu O et en considérant un système triphasé équilibré, on aboutit au modèle mathématique du convertisseur décrit par l'équation [33].

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \frac{u_d}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

III.4 Stratégie de commande de la MSAP

III.4.1. Principe de la commande

En reprenant l'équation (III-19), on constate que lorsque le courant i_d est nul, le couple devient proportionnel au courant i_q , en effet Cela permet d'envisager une commande en couple de la machine par un asservissement à zéro du courant direct. Le courant quadratique de référence i_q est obtenu par la boucle de régulation de la vitesse de rotation de la génératrice (par un régulateur PI dont les paramètres sont donnés en (annexe A). Il s'agit d'un pilotage vectoriel de la MSAP qui nécessite la connaissance de la position du vecteur flux rotorique. Elle peut être obtenue grâce à la mesure de la position angulaire du rotor à l'aide d'un capteur de position, ou à partir d'une estimation analytique.

Le schéma de la figure (III-4) donne le principe de la commande adoptée pour la machine synchrone à aimants permanents.

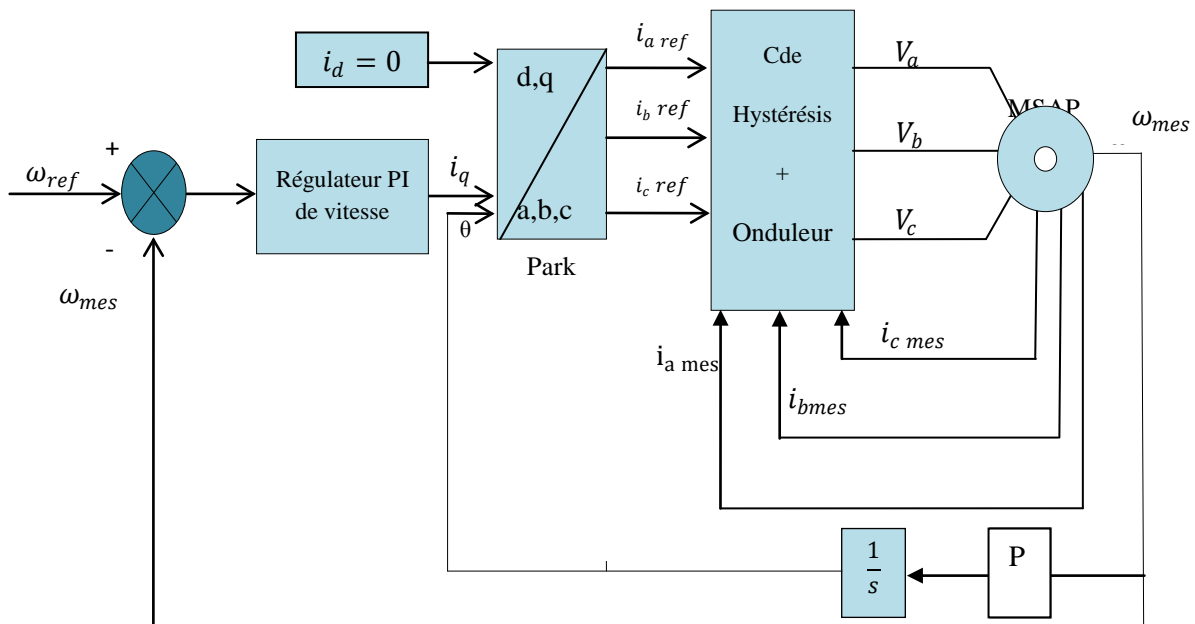


Figure III.4 le schéma principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III.4.2 Régulateur PI de vitesse

✓ Structure du régulateur

La fonction de transfert d'un régulateur PI classique est donnée par l'expression suivante :

$$C(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad (\text{III-24})$$

K_p : Gain proportionnel du correcteur ;

K_i : Gain intégral du correcteur (s , est l'opérateur de Laplace).

L'expression (III-24) peut se mettre aussi sous la forme suivante :

$$C(s) = K_p \frac{1+T_i s}{T_i s} \tag{III-25}$$

Tel que : $T_i = \frac{K_p}{K_i}$ est la constante de temps du régulateur

Le schéma bloc du correcteur PI correspondant aux deux expressions (III-24) et (III-25) est donné sur la figure (III-5).

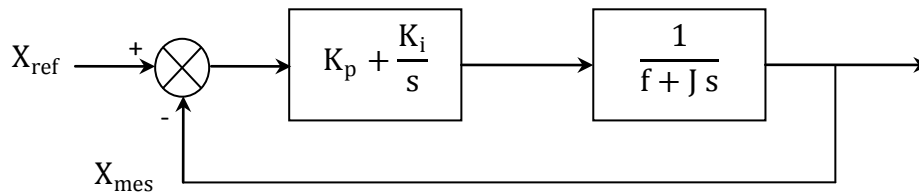


Figure III-5 Schéma bloc d'un régulateur PI

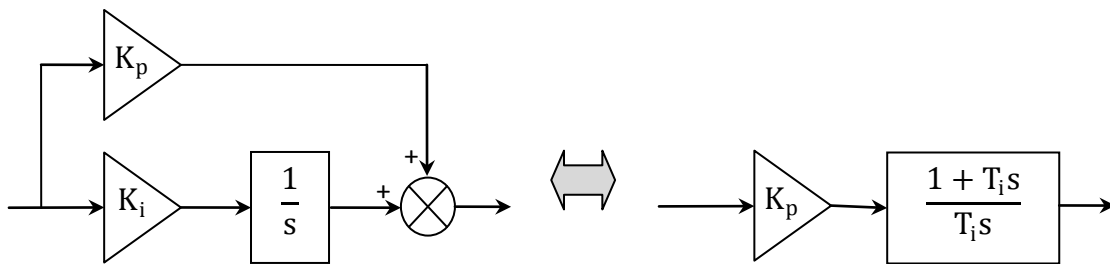


Figure III-6 Schéma bloc d'un régulateur PI

Afin de calculer les régulateurs de vitesse, on a considéré une fonction de transfert de second ordre. En effet, la fonction de transfert en boucle fermée relative au schéma de la figure (III.5) est exprimé par :

$$H(s) = \frac{1+T_i s}{1+T_i \frac{1+kK_p}{kK_p} s + \frac{T_i \tau}{kK_p} s^2} \tag{III.26}$$

Le dominateur de la fonction de transfert H(s) (de second ordre) est de la forme :

$$D(s) = 1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} S + \frac{1}{\omega_n^2} S^2 \tag{III.27}$$

Tel que : ζ est le coefficient d'amortissement, ω_n est la pulsation propre.

$$\begin{cases} K_i = \frac{\tau \omega_n^2}{k} \\ K_p = \frac{2\zeta K_i}{\omega_n} - \frac{1}{k} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Les paramètres ζ et ω_n sont choisis pour avoir une réponse stable, rapide et précise, en effet:

Pour $\zeta = 0.7$, on a $t_r \omega_n = 3$ (t_r est le temps de réponse choisi), alors, $\omega_n = t_r/3$.

Les paramètres du PI sont présentés dans l'Annexe A.

III.4.3 Régulation des courants

Pour la régulation des courants, on a fait appel aux régulateurs à hystérésis, ils maintiennent l'onde du courant dans une fourchette définie au préalable autour de la valeur de référence. Si le courant atteint les limites de la bande, on aura en sortie un signal logique (1 ou -1) pour l'interrupteur haut d'un bras du convertisseur (figure III-3). C'est-à-dire, pour $j=1,2,3$

$$\begin{cases} F_j = 1 \text{ si } i_{mj} < i_{mj}^* - \Delta i \\ F_j = -1 \text{ si } i_{mj} > i_{mj}^* + \Delta i \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Tel que Δi est la bande d'hystérésis définie dans le régulateur.

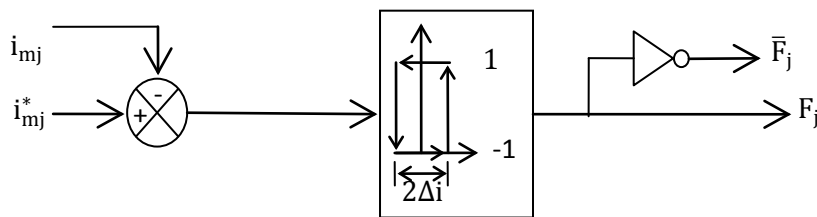


Figure III-7 Régulation hystérésis des courants

III.5 Résultats de simulation et interprétations

Une simulation de la commande vectorielle de la MSAP sous Matlab Simulink est effectuée, les paramètres de la machine sont donnés en (annexe A). La vitesse nominale (750tr/mn).

En première partie de simulation :

1- On fixe la vitesse de la machine à (750tr/mn), la machine démarre avec un couple résistant de 5 N.m, à l'instant $t=2$ s, on augmente le couple à une valeur de 7 N.m et à l'instant $t=4$ s, on réduit le couple à une valeur de 4 N.m. Afin de voir, l'effet de la variation de couple de charge, les résultats de simulation sont représentés ci- dessous.

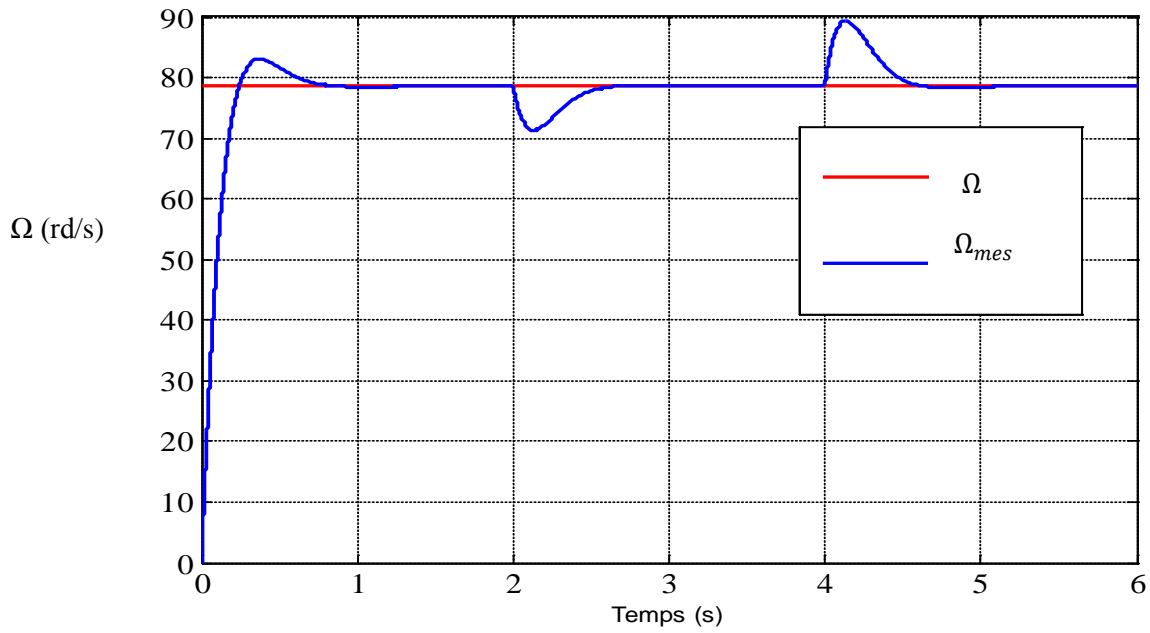


Figure III.8 Allure de la vitesse de la Machine synchrone à aimant permanent

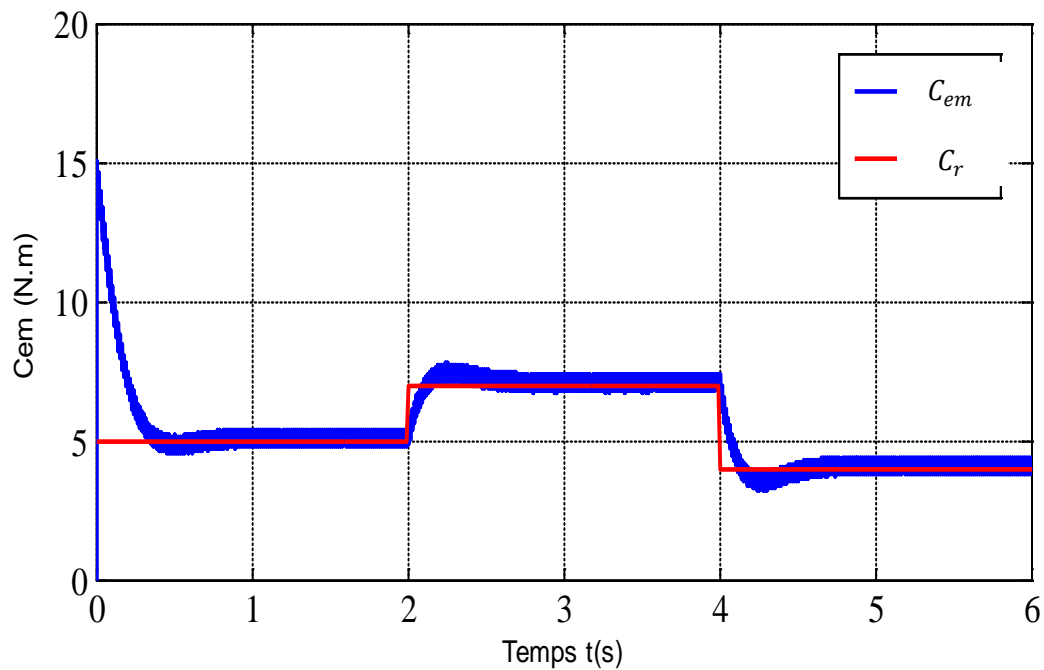


Figure III.9 Allure du couple électromagnétique de la MSAP

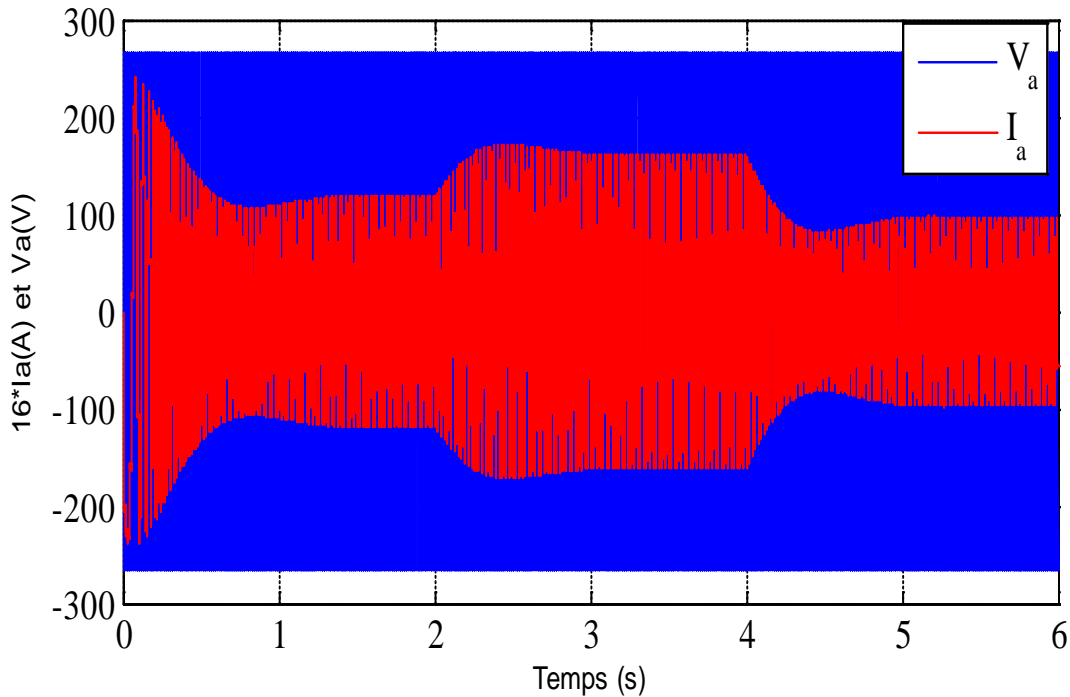


Figure III.10 Allure du courant et de la tension d'une phase statorique

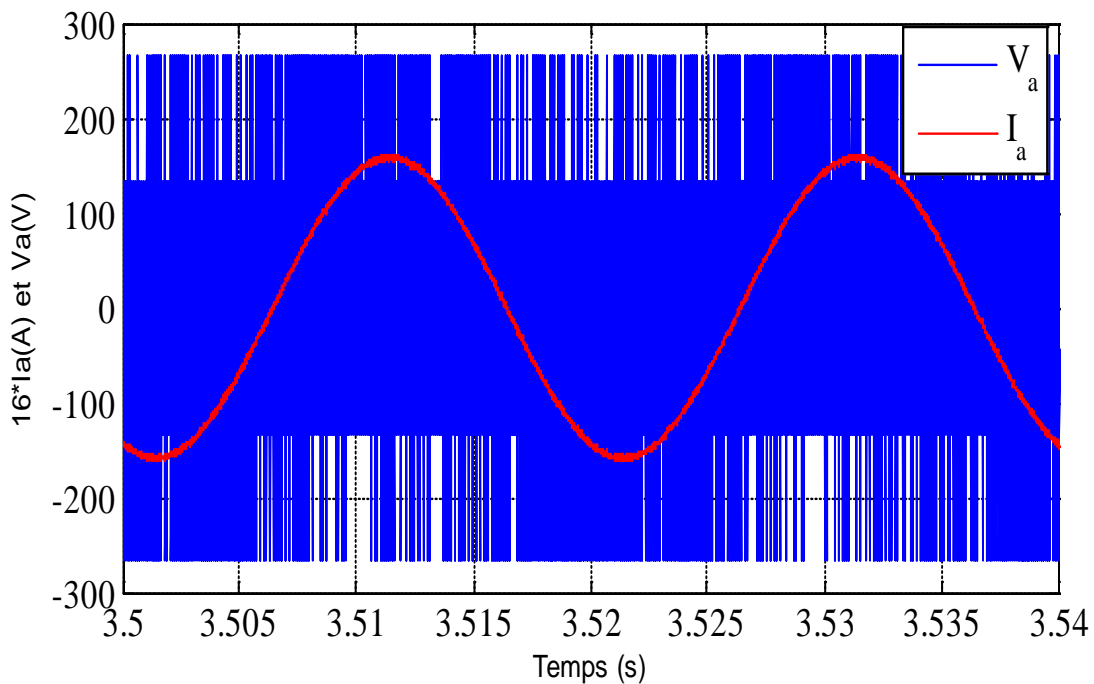


Figure III .11 Zoom sur l'allure du courant et de la tension d'une phase statorique

Les deux figures (III.8) et (III.9) représentent respectivement l'évolution de la vitesse de la MSAP, avec un temps de repense de 0.8 seconde, et du couple électromagnétique de la machine. La vitesse de rotation est fixée à 750 tr/mn, on augmente le couple résistant à l'instant $t=2s$ et on le réduit à l'instant $t=4s$. On remarque une diminution de la vitesse dans le

premier cas et une augmentation dans le second cas d'environ 10% suivis d'un rétablissement au bout de 1s.

Les figures (III.10) et (III.11) représentent l'onde du courant et de la tension d'une phase statorique, on remarque qu'ils sont pratiquement en phase, ce qui donne un facteur de puissance proche de l'unité.

2- En fixe la couple de charge à 7N.m et on fait varier la vitesse selon trois échelons différents dans le temps. On démarre la machine avec une vitesse nominale (750 tr/min) à l'instant $t=2s$, on diminue la vitesse à $\frac{1}{2}$ de la vitesse nominale et à l'instant $t=4s$ on diminue encor la vitesse a $\frac{1}{4}$ de la vitesse nominale, afin de voir l'effet de la variation de vitesse de la machine.

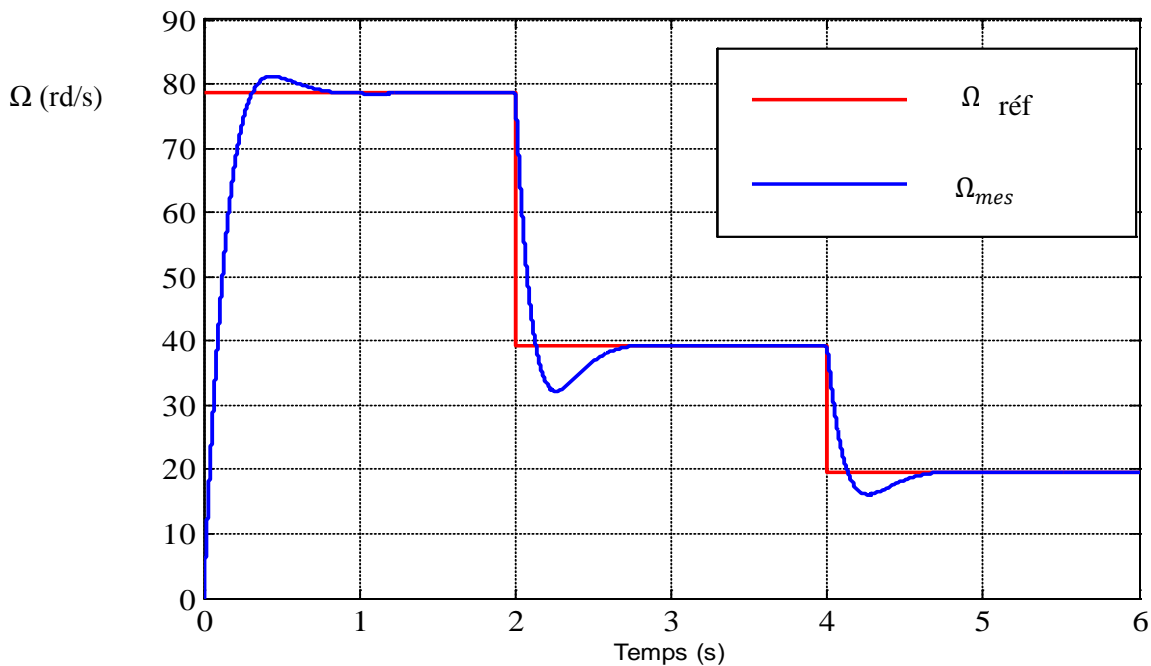


Figure III.12 Allure de la vitesse de la Machine synchrone à aimant permanent

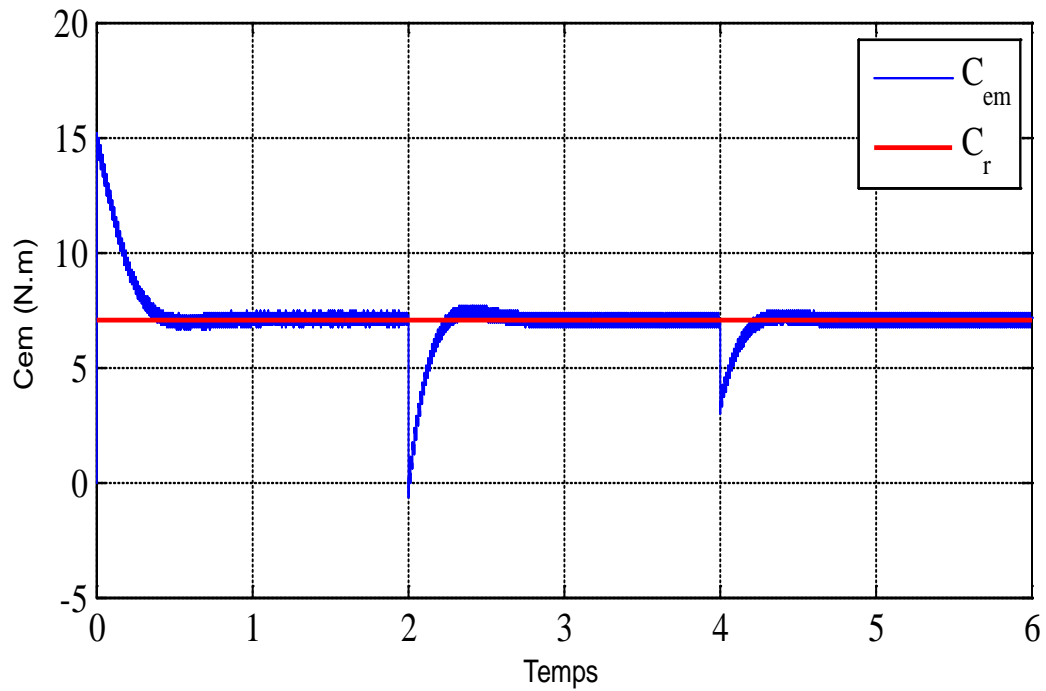


Figure III.13 Allure du couple électromagnétique de la MSAP

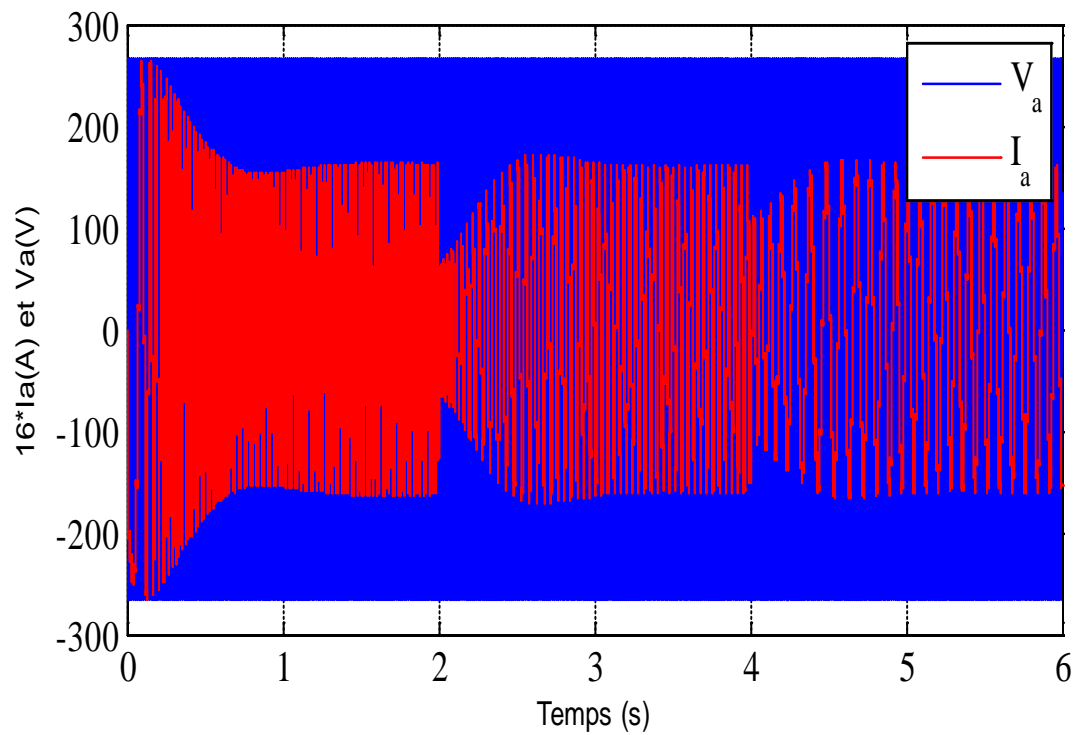


Figure III.14 Allure du courant et de la tension d'une phase statorique

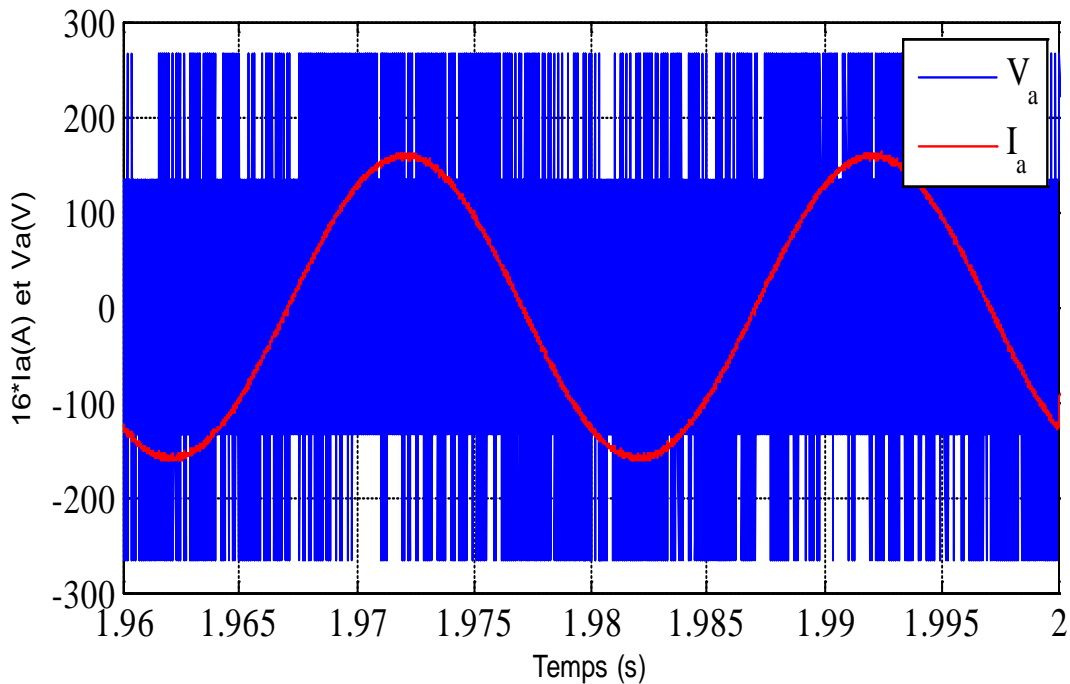


Figure III.15 Un zoom sur l'allure du courant et de la tension d'une phase statorique

Les figures (III.12) et (III.13) représentent respectivement la vitesse et le couple électromagnétique. On fixe le couple à 7 N.m, à l'instant $t=2s$ on diminue la vitesse $\frac{1}{2}$ de la puis on le réduit à $t=4s$, on constate une diminution importante du couple électromagnétique dans le premier et une légère diminution dans le deuxième cas.

La figure (III.14), (III.15) représente l'onde du courant et de la tension d'une phase statorique, on remarque qu'ils sont pratiquement en phase, ce qui donne un facteur de puissance proche de l'unité.

D'après les résultats obtenus on remarque que la commande est robuste envers les variations brusques de la charge et de la vitesse, ces résultats montrent le découplage entre couple électromagnétique et le flux des aimants traduit par l'évolution du courant direct et en quadrature, de plus les mesures suivent les consignes ce qui permettent de valider les performances du régulateur de vitesse.

III.5 Conclusion :

La modélisation mathématique de la MSAP a été présentée dans ce chapitre. Dans un premier lieu les équations sont données dans le repère naturelle, puis la transformation de Park a permet la simplification des équations en vus de la commande vectorielle.

A l'aide de Matlab, une simulation numérique de cette commande appliquée à la MSAP a été réalisée. Les résultats de simulation sous différentes conditions (variation de la vitesse, variation du couple de charge) montrent la validité du système.

Dans la suite de ce travail, le filtre de Kalman remplacera le capteur mécanique et fournira la vitesse et la position nécessaire à l'autopilotage de la MSAP.

Conclusion Générale

Conclusion Générale et Perspectives

La machine synchrone à aimants permanents est très présente dans les applications industrielles, en raison de sa compacité, sa faible inertie, son rendement, et la puissance massique élevée.

Un tour d'horizon des différents types de machines à aimants permanents, la pluralité des nuances d'aimants permanents disponible sur le marché, les diverses façons de les disposer dans la machine et les différentes configurations des machines synchrones à aimants permanents mène à une multitude de structure de ces machines.

De nombreuses méthodes de commande vectorielle sans capteur mécanique, sans présentées, on s'est intéressé à celles qui peuvent s'utiliser dans le cadre d'une commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

La modélisation et la simulation de la MSAP sous l'environnement Matlab/Simulink nous à permis d'analyser le comportement dynamique de la machine synchrone à aimants permanents, après avoir soumis cette dernière à différentes contraintes que ça soit vitesse variable ou couple mécanique variable.

L'étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents, en utilisant l'observateur de Kalman et exclusivement des grandeurs électriques mesurées (courants statorique, tensions statoriques), nous a permis de montrer qu'il est bien adaptés pour une application à la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP et permet également la suppression du capteur mécanique.

A la lumière de ce travail on envisage :

- Une étude comparative en termes performances et robustesse, entre le filtre Kalman et l'observateur Luenberger ;
- Utilisation de Modulation de la largeur d'impulsion ou la modulation vectorielle pour des résultats meilleurs;
- La majorité des processus industriels comportent des paramètres variant dans le temps. Parmi ces paramètres, on peut distinguer la résistance statorique de la MSAP. La valeur de cette résistance peut augmenter jusqu'à deux fois sa valeur nominale à cause de

l'échauffement du stator. Par conséquent, on obtient des erreurs sur l'estimation de la vitesse et la position du rotor. Une étude plus détaillée sur le sujet plus que nécessaire.

- Une étude sur des méthodes avancées de détection de défauts d'ouverture d'une phase statorique, les courts-circuits statorique et la présence d'autre défauts au niveau de l'onduleur (cellule de commutation en court-circuit).
- Application du filtre de Kalman dans d'autres types de commande (DTC, la logique floue...etc.).

Annexe

A.1 Paramètres de la MSAP utilisé dans la simulation

Les principaux paramètres de la machine synchrone à aimants permanents traitée dans ce travail sont donnés dans le tableau (A-1).

Tableau A-1 : Paramètres de la MSAP

Paramètres	Puissance=1,1 kW
Rs (Ω) : Résistance d'une phase statorique	2,875
Ld, Lq (H) : Inductances directe et quadratique	0.0085
J (Kg.m²) : Inertie	0.015
f (N.m.s/rad) : Coefficient de frottement	0.0014
p : Nombre de paires de pôles	4
Φ_f (Wb) : Flux d'excitation	0.175
Vn (V) : Tension nominale	220

A.2 Paramètres du régulateur PI de vitesse

Paramètre	Régulateur PI de la vitesse
K_p	0.045
T_i	0.02

Application de la
Commande Vectorielle
sans Capteur
Mécanique à la MSAP

IV.1 Introduction

Le contrôle du couple de la MSAP nécessite la connaissance de la position du rotor, et afin d'avoir un contrôle en vitesse, la mesure de vitesse est également nécessaire. Beaucoup de méthodes sont développées pour pouvoir obtenir la position mécanique du rotor et la vitesse à partir de la mesure des grandeurs électriques, ce qui élimine le besoin pour les capteurs.

L'approche par FKE est idéalement appropriée pour l'estimation d'état de la MSAP, il apparaît comme un candidat fiable pour l'estimation en ligne de la vitesse et de la position du rotor. Cela est possible du moment que le modèle mathématique décrivant la dynamique de la machine est connu, les tensions et les courants de la machine sont facilement mesurables et sont appropriées pour la détermination de la position du rotor d'une manière indirecte [35].

IV.2 Algorithme du Filtre Kalman Étendu

Les capteurs mécaniques, qui sont partie intégrante de l'ensemble alimentation – convertisseur – machine, possèdent de nombreux inconvénients. En effet, leur emploi génère une augmentation non négligeable du coût et parfois du volume de la machine. Plusieurs méthodes pour la commande de la MSAP sans capteur mécanique ont déjà été proposées. Cependant en présence de bruits sur les mesures, la méthode MRAS ne sont pas valides à basse vitesse. Les équations de la MSAP sont non-linéaires, donc l'observateur d'état linéaire ne fonctionne pas. Le filtre de Kalman étendu peut résoudre les équations non linéaires par itérations numériques. Le filtre de Kalman considère les effets des erreurs du système et les bruits dans les mesures. Donc il est plus robuste envers les bruits et les perturbations.

Le FKE est un estimateur optimal au sens des moindres carrés pour l'estimateur d'état des systèmes dynamiques non linéaire [35]. Pour une application simple de cet algorithme pour la commande proposée, les équations d'état non linéaires du filtre de Kalman sont écrites sous cette forme :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f.[X(t)] + B.u + \sigma(t) \\ y(t) = h(X(t)) + v(t) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

- $\sigma(t)$ et $v(t)$ sont des bruits Gaussiens de moyenne nulle. Leurs matrices de covariances sont respectivement $Q(t)$ et $R(t)$;

- Le bruit d'état $\sigma(t)$ prend en compte les perturbations du système et les incertitudes sur le modèle ;
- Le bruit de mesure $v(t)$ représente les erreurs de mesure;
- Le vecteur d'état initial X_{init} est décrit comme un vecteur Gaussien aléatoire avec une valeur moyenne X_0 , et une matrice de covariance P_{init} ;
- u : Vecteur d'entrées déterministes.

Le processus du calcul par le FKE passe par deux étapes : l'étape prédiction et l'étape de correction.

La figure (IV.1) montre le déroulement des séquences de calcul.

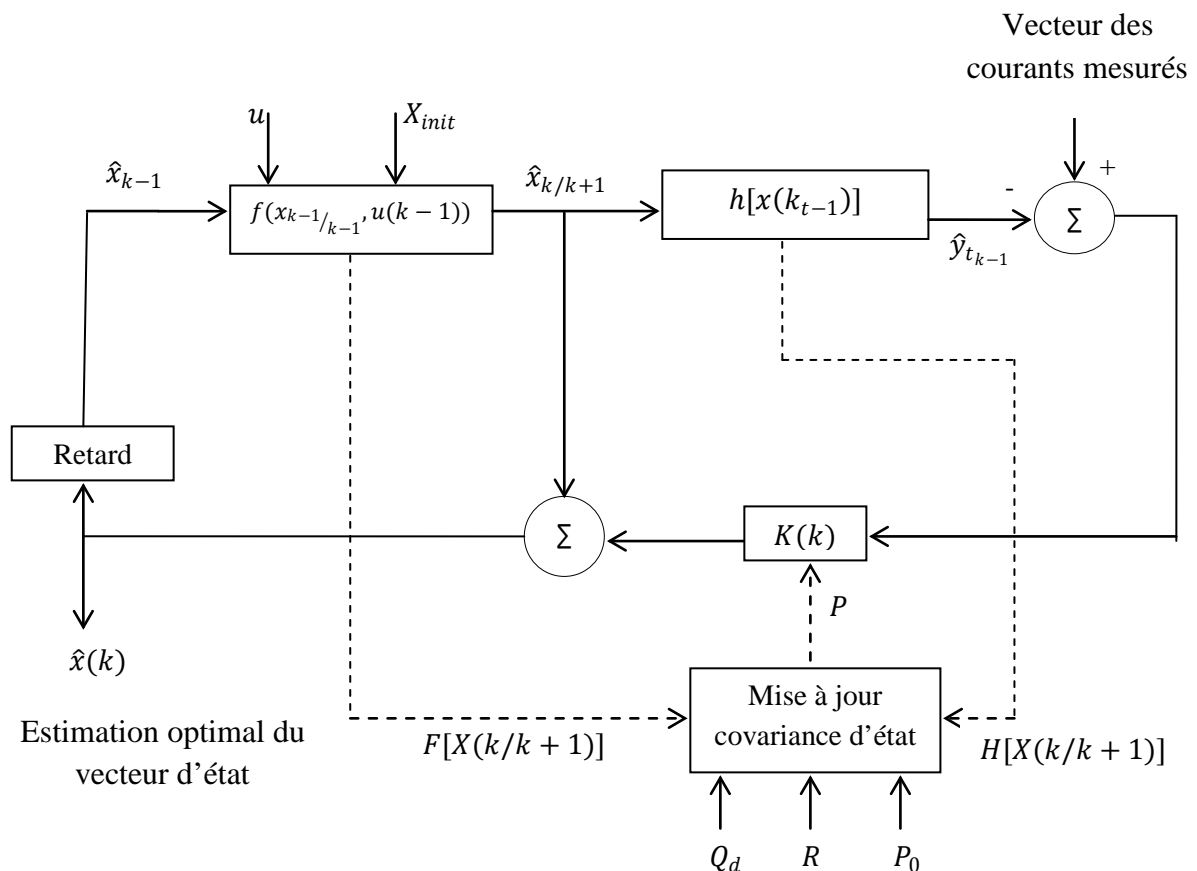


Figure IV.1 Diagramme du filtre de Kalman Étendu

➤ Etape1 : Prédiction

L'estimation du vecteur d'état $\hat{X}_{k/k-1}$ et la covariance d'état $P_{k/k-1}$ sont utilisés entre les temps de mesure $k-1$ à k en se basant sur :

- Les valeurs précédentes ;
- La dynamique du système ;
- Les entrées de control de tension ;

- L'erreur du système actuel.

$$X_{k/k-1} = X_{k-1/k-1} + \left[f \left(X_{k-1/k-1} \right) + B \cdot u_{k-1} \right] \cdot T_c \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

T_c : Temps d'échantillonnages.

La matrice de covariance $P_{k/k-1}$:

$$P_{k/k-1} = P_{k-1/k-1} + \left(F_{k-1} \cdot P_{k-1/k-1} + P_{k-1/k-1} \cdot F'_{k-1} \right) \cdot T_c + Q_d \quad (\text{IV.3})$$

Q_d : Est une matrice diagonale de dimension 4.

➤ Etape 2 : Correction

Correction de vecteur d'état estimé :

$$X_{k/k} = X_{k/k-1} + K_k (y_k - H \cdot X_{k/k-1}) \quad (\text{IV.4})$$

Le gain du FKE est donné par cette expression :

$$K_k = P_{k/k-1} \cdot H' (H \cdot P_{k/k-1} \cdot H' + R)^{-1} \quad (\text{IV.5})$$

La mise à jour de la matrice de covariance :

$$P_{k/k} = P_{k/k-1} - K_k \cdot H \cdot P_{k/k-1} \quad (\text{IV.6})$$

Le vecteur d'état choisi est constitué de quatre variables :

$$x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

Le modèle dynamique du moteur est obtenu sous hypothèse dite " inertie infinie", cela signifie que la dérivée de la vitesse de rotation est considérée négligeable comparée à d'autre variable du système [35, 36, 37].

Par conséquent, on peut donc écrire :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = 0 \quad (\text{IV.8})$$

Le modèle d'état de la MSAP, développé dans le chapitre (III.21) précédent peut s'écrire comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} = f(x) + B \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega_r \cdot \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \omega_r \cdot \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{\psi_{md}}{L_q} \cdot \omega_r \\ 0 \\ \omega_r \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$u = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

$$F(x) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x(t)} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \cdot \omega_r & \frac{L_q}{L_d} i_q & 0 \\ -\omega_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{\psi_{md}}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Aussi

$$h = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$H(x) = \left. \frac{\partial h}{\partial x} \right|_{x=x(t)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le réglage des matrices Q_d et R permet d'aboutir à un meilleur compromis entre stabilité du filtre, temps de réponse et temps de convergence.

IV.3 Commande sans capteur mécanique de la MSAP

La vitesse de rotation ainsi que la position du rotor sont délivrés par le filtre de Kalman, afin de réaliser l'autopilotage et la commande vectorielle de la MSAP.

IV.4 Résultats de simulation et interprétation

Le but de la simulation de tester les performances et la robustesse de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par le filtre de Kalman, quelques simulations numériques ont été effectuées.

Le schéma de principe de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents est représentée ce dessous figure (IV.2) :

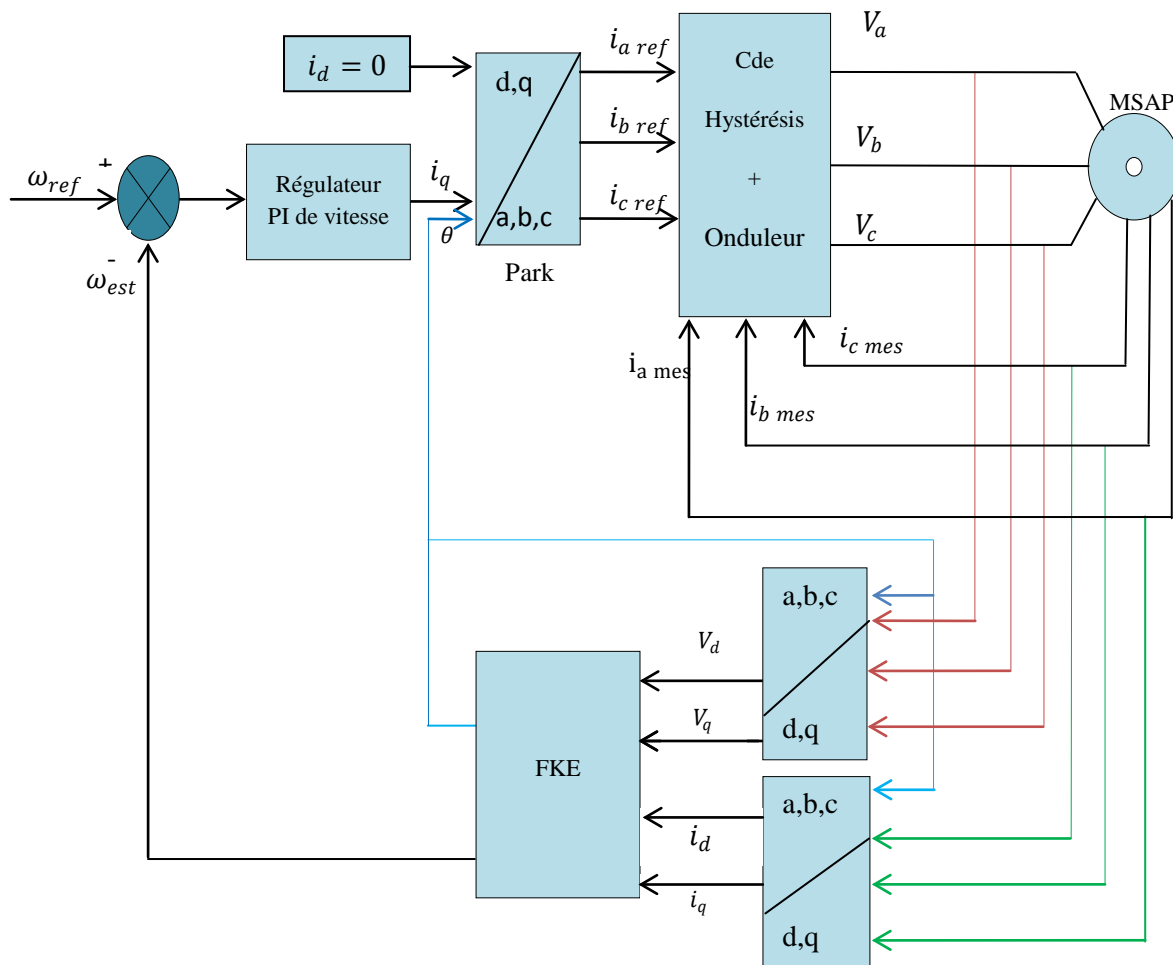


Figure IV.2 Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique de la MSAP

Une simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP sous Matlab\ Simulink est effectuée, Les paramètres de la machine sont donnés en (annexe A). La vitesse nominale (750tr/mn).

En première simulation :

1- On fixe le couple de charge à 7N.m et on fait varier la vitesse selon trois échelons différents dans le temps, on démarre avec la vitesse nominale (750 tr/min) à l'instant $t=2s$, on diminue la vitesse à $\frac{1}{2}$ de la vitesse nominale et à l'instant $t=4s$ on diminue encore la vitesse à $\frac{1}{4}$ de la vitesse nominale. Afin de voir l'effet de variation de la vitesse de la machine sur le couple électromagnétique, les résultats de simulation sont représentés par les figures (IV, 3-7).

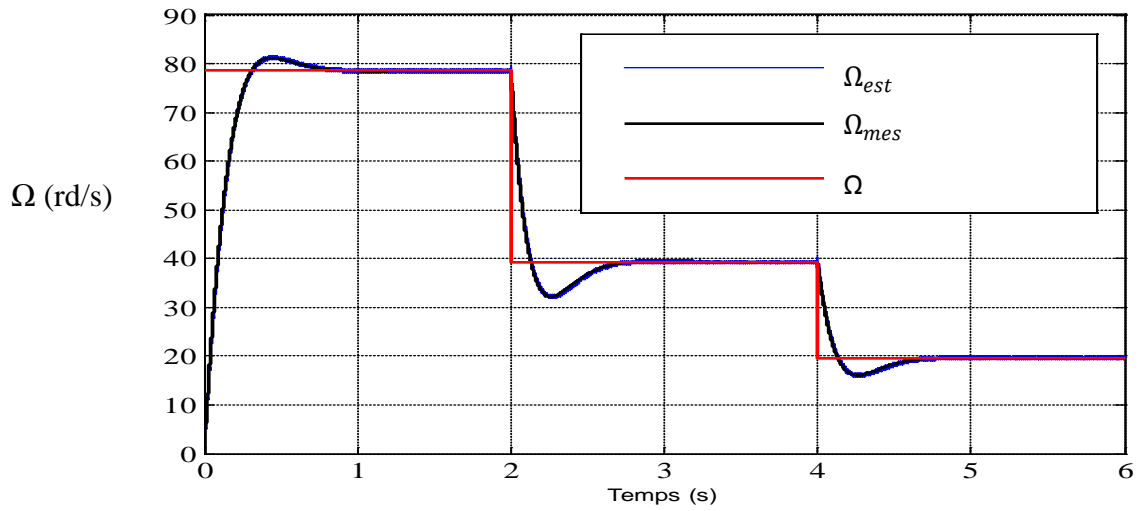


Figure. IV.3 Allure de la vitesse mesurée et celle estimée

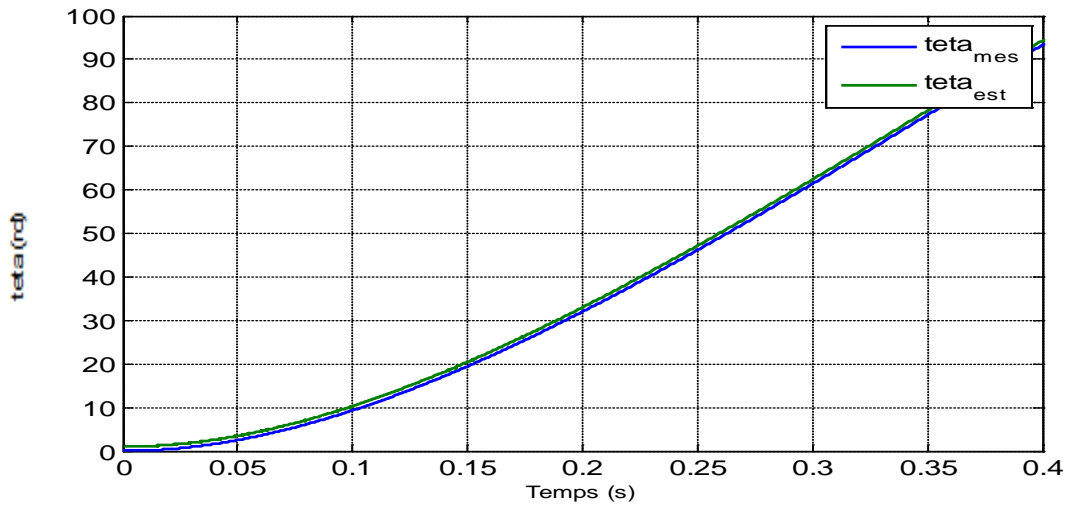


Figure IV.4 Zoom sur l'allure de la position du rotor mesurée et estimée

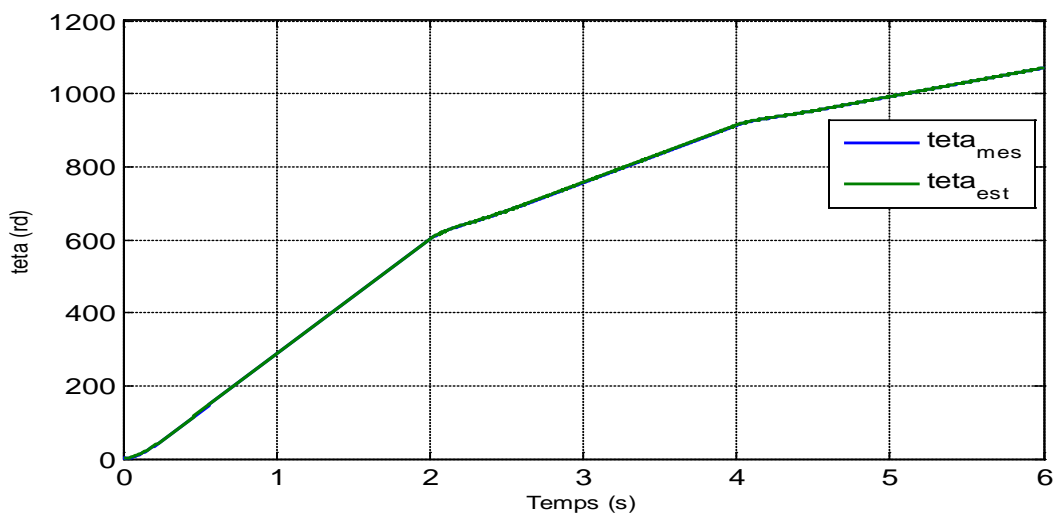


Figure IV.5. Allure de la position du rotor mesurée et estimée

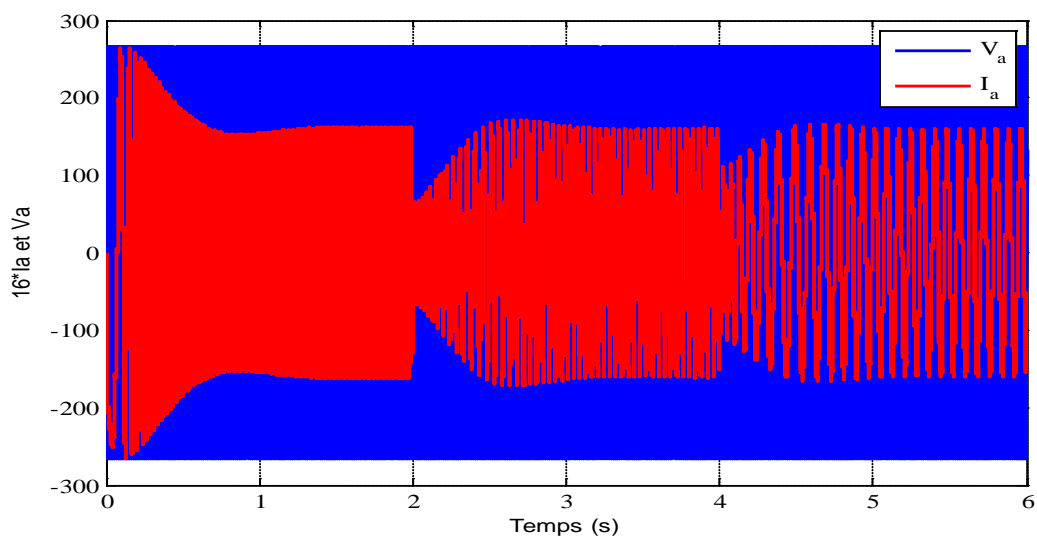


Figure IV. 6 Allure de la tension et du courant d'une phase statorique

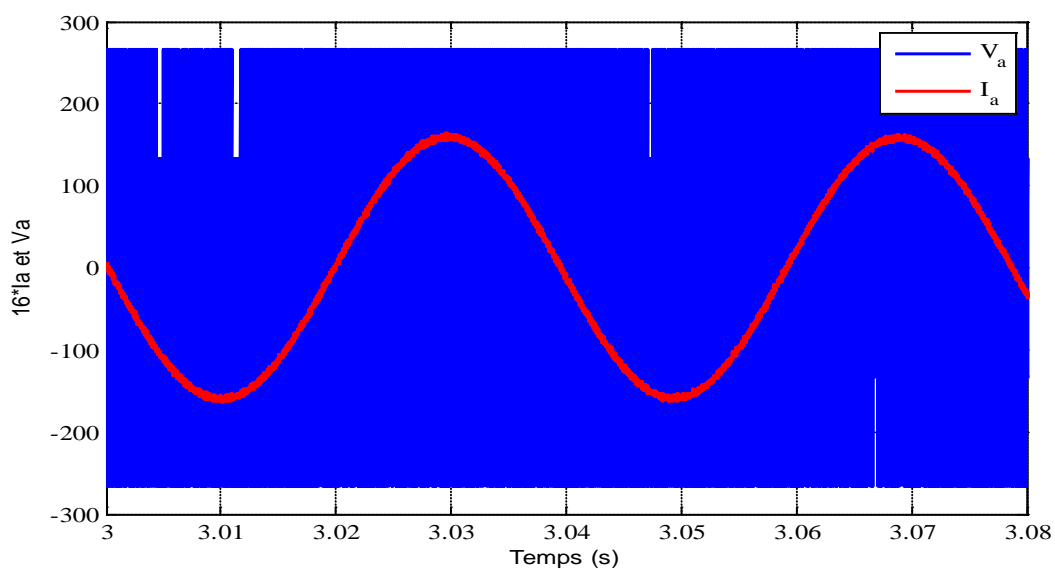


Figure IV.7 Un zoom sur l'allure du courant et de la tension d'une phase statorique

IV.4 Interprétations des résultats

Interprétation

La figure (IV.3) représente la vitesse de référence, mesurée et celle estimée respectivement à travers le filtre de Kalman, lorsque on soumit la machine à différentes contraintes (variation de la vitesse). De même pour les deux figures (IV.4) et (IV.5) qui représentent la position du rotor, mesurée à travers un capteur mécanique et celle estimée par le filtre de Kalman.

Les figures suivantes (IV.6) et (IV.7) représentent les allures de la tension et du courant d'une phase statorique, le courant et la tension sont en phase.

2- En fixe la vitesse de la machine à (750tr/mn), la machine démarre avec un couple résistant de 5 N.m, à l'instant $t=2$ s, on augmente le couple à une valeur de 7 N.m et à l'instant $t=4$ s on réduit le couple à une valeur de 4 N.m. Afin de voir, l'effet de la variation de couple de charge, les résultats de simulation sont représentés par les figures (IV.8-12).

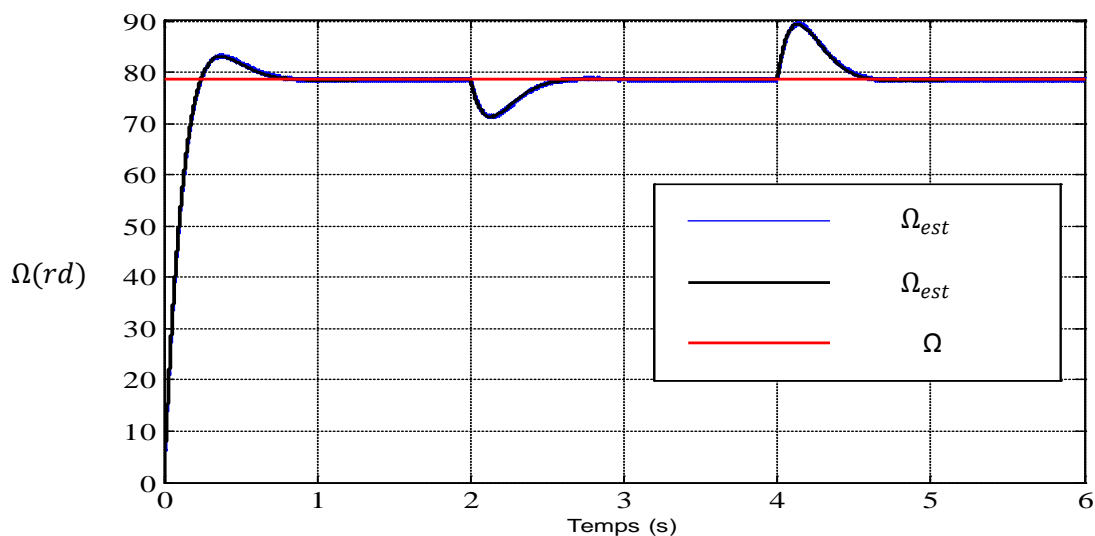


Figure. IV.8 Allure de la vitesse mesurée et celle estimée

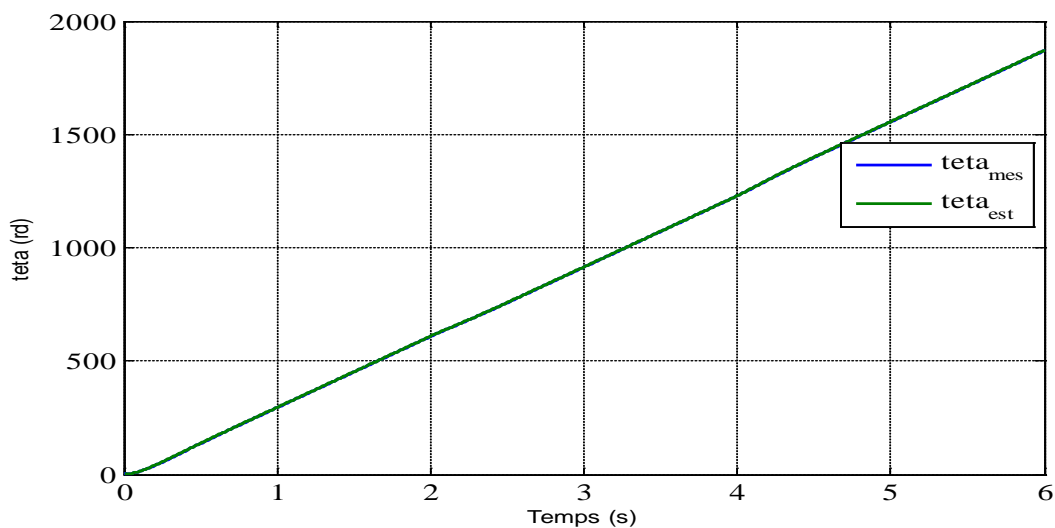


Figure IV.9 Allure de la position du rotor mesurée et celle estimée

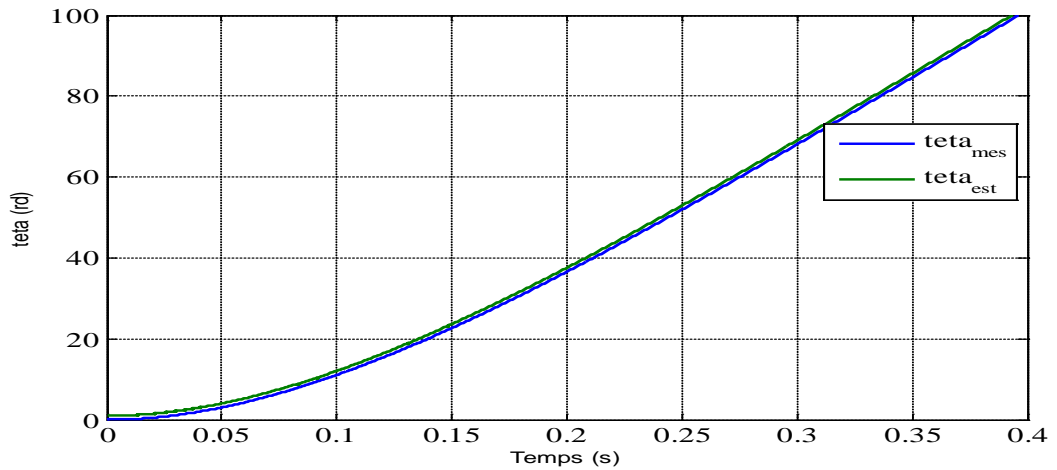


Figure IV.10 Zoom sur l'allure de la position du rotor mesurée et celle estimé

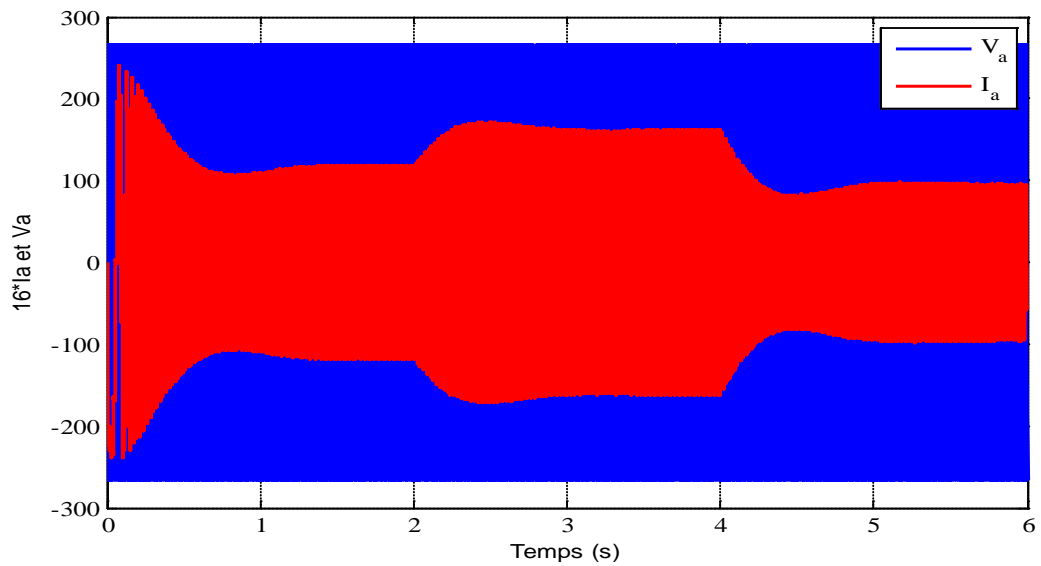


Figure IV.11 Allure de la tension et du courant d'une phase statorique

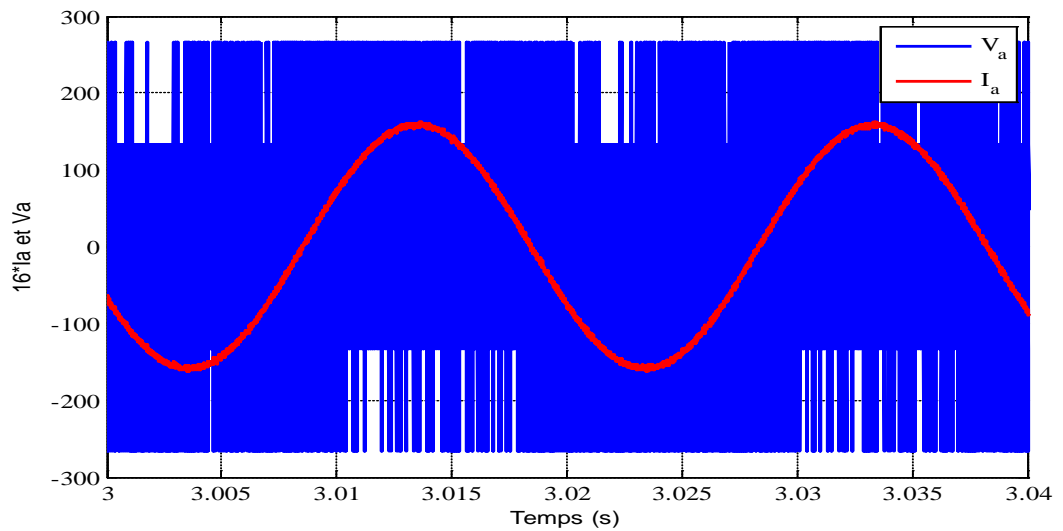


Figure IV.12 Un zoom sur l'allure du courant et de la tension d'une phase statorique

Interprétation

La figure (IV.8) représente la vitesse de référence, mesurée et celle estimée à travers le filtre de Kalman, lorsque on soumit la machine à différentes contraintes (variation du couple de charge). De même pour les deux figures (IV.9) et (IV.10) qui représentent la position du rotor, mesuré à travers un capteur mécanique et celle estimée par le filtre de Kalman.

Les figures suivantes (IV.11) et (IV.12) représentent les allures de la tension et du courant d'une phase statorique, le courant et la tension sont en phase.

Donc, on peut conclure que les résultats obtenus de l'estimation de la position et de la vitesse en utilisant Filtre de Kalman sont satisfaisants de point de vue robustesse vis-à-vis d'une variation du couple de charge et variation de vitesse du moteur.

IV.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

L'estimation de la position et la vitesse rotorique à travers la méthode du filtre de Kalman (en utilisant les courants et les tensions statoriques mesurés) a été réalisé.

Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de l'algorithme proposés. Ce travail a permis de montrer que le filtre de Kalman est bien adapté pour des applications de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents.

Bibliographie

- [1] **OUNNADI. MOHAMMED** Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine a aimant permanent. Mémoire ingénieurs d'état a Université de Tizi-Ouzou.
- [2] **H. Lyes, A. Jugurtha** Etude et simulation de la machine synchrone a aimants permanents Mémoire En vue l'obtention du diplôme d'étude universitaire appliqué En Electrotechnique a université de Bejaia.
- [3] **Abdelhalim TLEMSSANI** Contribution a l'application des commandes adaptives par les systèmes floue a une machine synchrone a aimant permanents Alimenté par un convertisseur multicellulaire série Janvier 2006 .
- [4] **Silvertip Bolognani, Roberto Oboe, and Mauro Zigliotto** Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 46, NO. 1, FEBRUARY 1999.
- [5] **J. A. Farouk**, *étude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs a aimant permanent.
- « Thèses doctorat de université de technologie de Belfort-Montbéliard, 2009_2010 »
- [6] **F. Grillon**, *Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur a commutation électroniques
- « Thèses doctorat, université des sciences et technologies de Lille, Janvier 2006»
- [7] **MESSAADI MOUNA** Commande backstepping appliquée à la machine synchrone a aimants permanents. POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MAGISTEREN ELECTROTECHNIQUE 16/01/2012, UNIVERSITE HADJ LAKHDAR - BATNA
- [8] **chapitre5**, *Commande sans capteur mécanique.
- [9] **cour d'école d'doctorales d'Orléans** *Notion d'observateur pour système non linéaire.
- [10] **Mickaël, HILAIRET** * Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournants
- « Thèses doctorat de université de Nantes, Septembre 2009 »
- [11] **AMOR KHALAIEF*** Contribution à la commandes vectorielle sans capteur mécanique de machine synchrone à aimants permanents MSAP

« Thèses doctorat de université Mentouri de Constantine, 2006 »

[12] **Rached Dhaouadi, Student Member, IEEE, Ned Mohan, Member, IEEE, and Lars Norum, Member, IEEE**, * Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor.

[13] **Pradeep K, Nandam P, Sen C**, * A Comparative Study of a Luenberger Observer and Adaptive Observer-Based Variable Structure Speed Control System Using a Self-Controlled Synchronous Motor," IEEE transactions on industrial electronics. Vol. 31, No. 2, Pp. 127-132, April 1990.

[14] **Sbita L, Ben Hamed M**,* *An MRAS - based full order Luenberger observer for sensorless DRFOC of induction motors* ", ICGST-ACSE Journal, vol. 7, N° 1, May 2007.

[15] **Luis Antonio Calvillo Corona** *Quelques contributions aux observateurs linéaires a Horizon Glissant

« Institut national de polytechnique de Grenoble, »

[16] **Islem M S ; Husain I ; Veillette RJ** * Design and performance analysis of sliding- mode observers of sensorless operation of switched reluctance motors.

[17] **Kang K L ; Kim J M Hwang K B**, * Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer

[18] **Coraline KERAMSI, Thibault PORTEBOEUF, Florian THOREY**, ARTICLE, les Filtres de Kalman, mars 2011.

[19] **NABTI. KHALIL*** Stratégies de commandes et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone.

« Thèses doctorat de université Mentouri de Constantine, 14 / 12 / 2010 »

[20] **S. Belakehal*, A. Bentounsi, M. Merzoug et H. Benalla**, Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne, Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne, reçu le 14 Janvier 2010 – accepté le 28 Mars 2010

[21] **Guy S, Eddie S**, Modélisation et commande des moteurs triphasés ". Ellipses Edition Marketing S.A, 2000.

[22] **Lesenne J, Notelet F, Seguiet G**, " Introduction A L'électrotechnique Approfondie ".
Technique Et Documentation.11, Lavoisier, Paris, 1981.

[23] **Caron J.P, Hautier J.P**, " modélisation et commande de la machine asynchrone "
Edition 1995.

[24] **Zhifu W Qizhi T chengning Z** *speed identification about PMSM with MRAS,
"proceeding of power Electronics and motion control", conference. Pp 1880-1884, 2009.

[25] **Sam K Y** *MRAS based sensorless control of permanent magnet synchronous
motors,proceeding of SICE Annal conference pp-1632-1637,2003.

[26] Etude de cas : Filtre de Kalman «« Casasola Enzo, Clanzig Kellya, Deville Thibaut 30
mars 2010 »

[27] **Kim Y S choi Y K Lee J H** "speed vector control for PMSM based on instantaneous
reactive power in the wide speed range", Electric power Appl IEE proceeding 2005,vol
152,no,5 pp 1343-1349.

[28] **Kojabadi H M Ghribi M**, "MRAS-based Adaptatif speed estimator in PMSM drives",
proceedings of Advanced motion control conference pp, 569-572 2006.

[29] **Yongdang L, Hao Z**, " Sensorless control of permanent magnet synchronos motors",
proceeding of IEEE vehicule power and propulsion conference, Sep 2008. China.

[30] http://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_de_Kalman.

[31] **Maiti S chakraborty C Sengupta S** " Simulation on model reference Adaptive
control based speed estimation technique for the vector controlled permanent magnet
synchronos motor drive. Revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N°1 (2010) 149 - 161

[32] **Romain DELPOUX** " Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de
Moteurs Synchrones à Aimants Permanents, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL
ELECTRONICS, VOL. 46, NO. 1, FEBRUARY 1999

[33] **Frédéric DUBAS** "Concentration d'un moteur rapide à aimants permanents pour
l'entraînement de compresseur de piles à combustible.

[34] **RAMLI Aziz** "Contribution à l'amélioration des performances d'un aérogénérateur base
sur MSAP.

«Mémoire De Magister En vue de l'obtention du diplôme de Magister MARS 2011 »

[35] Akin BB” A comparative study on non lineaire state estimators applied to sensorless AC drives MRAS and Kalman Filtre, Proceeding of the IECON 2004,vol-3 pp 2148-2153 Nov 2004 Buson Karea.

[36] M. Belatel* et H. Benalla Etude par CAO d'une machine synchrone à aimant permanent pour la production d'énergie éolienne, Revue des Energies Renouvelables Vol. 11 N°2 (2008) 167 – 180

[37] Ziad JABBOUR1, Sandrine MOREAU2, Alain RIWAN1, Jonathan VAN RHIJN1, Gérard CHAMPENOIS “ Estimation de la vitesse d'une MSAP par observateur et Filtre de Kalman pour une interface haptique” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 46, NO. 1, FEBRUARY 1999.

Bibliographie