

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etude
De MASTER ACADEMIQUE
Domaine: sciences et technologies
Filière : Génie électrique
Spécialité: Machines électriques**

Présenté par
**LAMIA AIT MOUSSA
SAIDA ABBES**

Thème

**Simulation d'un estimateur de
position et de vitesse du rotor de la
MSAP en continu pour les deux
cas Linéaire, Non Linéaire.**

Mémoire soutenu publiquement le 02/07/ 2017 devant le jury composé de :

Mr Salah HADDAD
professeur, UMMTO, président.

Mme Ouiza MANSOURI-TOUDERT
Maitre assistante A, UMMTO, Encadreur.

Mr Belckacem. MOULA
Maitre de conférences B, UMMTO, Examineur.

Mr Said AISSOU
Maitre de conférences B, UMMTO, Examineur.

Remerciements :

*Nous exprimons notre profonde reconnaissance à notre promotrice **Mme Ouiza MANSOURI-TOUDERT** , pour nous avoir encadrés et en particulier pour son soutien, ses conseils et sa patience. Son expérience et sa connaissance ont contribué à la réalisation de ce mémoire.*

*Nous tenons également à adresser nos sincères et profondes reconnaissances à **Mr Salah Haddad** . pour avoir accepté de présider le jury, ainsi que pour toute aide qui nous a apporté durant toute la durée de notre travail.*

*Nos remerciements vont également à **Mr R.Mansouri**, pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour nous une source constante de savoir.*

Nous tenons à remercier aussi les membres du jury :

***Mr B.MOULA** , Maitre de conférences classe B , à l'université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté d'examiner ce travail.*

***Mr Said AISSOU** , Maitre de conférences classe B, à l'université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté d'examiner ce travail.*

Sans oublier les personnes qui nous ont soutenus et encouragés de près au de loin pour nous permettre de réussir.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A

Mes très chers parents

Mes frères

Toute ma famille

Mon binôme

Mes ami(e)s

*Toutes personnes qui m'ont encouragée ou aidée au long de
mes études*

La mémoire de tous les êtres chers que j'ai perdus

Saida Abbas

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A Mes parents

A mon grand père

A la mémoire de ma grand-mère

J'aurais aimé vous voir assister à ma soutenance

A mon frère Malik et ma petite sœur Ikram

A toute ma famille

A mon binôme

A tous mes amis et ami(e)s chacun en son nom

Lamia Ait Moussa

Liste des figures :

Chapitre I :

Figure I.2 : Les différents types de rotor d'une MSAP	5
Figure I.3 : Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (a,b,c)	6
Figure I.4: Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q).....	9
Figure I.5 : Repère triphasé-Repère fixe.	12
Figure I.6:Schéma électrique d'un résolveur	17
Figure I.7 : Schéma d'un capteur optique.	19
Figure I.8: un codeur absolu.....	22

Chapitre II:

Figure. II.1 : Schéma Principal d'un observateur d'états.	25
Figure II.2: Schème bloc de l'observateur de Luenberger.	27
Figure. II.3: Le schéma de Principe du filtre de Kalman	28
Figure II.4 : Estimation de la position du rotor par l'injection d'un courant à haute fréquence.	35
Figure II.5: Schéma du principe de la méthode d'estimation de la position du rotor par l'injection d'une tension à haute fréquence.	36
Figure II.7 : Estimation de la position du rotor par une boucle à verrouillage de phase (PLL)39	

Chapitre III :

Figure III.1 : Schéma bloc d'un système linéaire du 2 ^{ème} ordre.....	40
Figure III.2 : Estimation de la position avec un estimateur de 2 ^{ème} ordre linéaire.....	44
Figure III.3 : variation de la position estimée en fonction du coefficient d'amortissement z.	44
Figure III.4:Variation de la position estimée en fonction de Kp.....	46
Figure III.5 : Variation de la position estimée en fonction de Ki.....	46
Figure III.6 : Schéma bloque d'un estimateur linéaire de 2 ^{ème} ordre de $2\theta_r$	47
Figure III.7 : Estimation de la position avec un estimateur linéaire de 2 ^{ème} ordre de $2\theta_r$	48
Figure III.8 : Schéma bloc d'un Estimateur linéaire du 3 ^{ème} ordre.	50
Figure III.9: Estimation de la position du 3 ^{ème} ordre linéaire (paramètres proposés).	54
Figure III.10 : Estimation de la position du 3 ^{ème} ordre linéaire (paramètres de Butterworth). 55	
Figure III.11 : Estimation de la position avec un estimateur de 3eme ordre (paramètres proposés et Butterworth).	55

Liste des figures

Figure III.12 : Schéma bloc d'un observateur non linéaire du 2 ^{ème} ordre.....	57
Figure III.14: Schéma bloc d'un système non linéaire de 3 ^{ème} ordre.....	58
Figure III.15: Observateur de position du 3 ^{ème} ordre non linéaire.....	59
Figure III.16 : La position estimée avec un bruit blanc Gaussien pour l'estimateur du 2 ^{ème} ordre linéaire.....	60
Figure III.17: la position estimée avec un bruit blanc Gaussien pour l'estimateur du 3 ^{ème} ordre linéaire.....	60
Figure III.18: La position estimée avec un bruit blanc Gaussien pour l'estimateur du 2 ^{ème} ordre non linéaire.....	61
Figure III.19: L'erreur de la position, estimateur de 2 ^{ème} ordre non linéaire.....	61
Figure III.20: La position estimée avec un bruit blanc Gaussien pour l'estimateur du 3 ^{ème} ordre non linéaire.....	62
Figure III.19: L'erreur de la position, estimateur de 2 ^{ème} ordre non linéaire.....	63
Figure III.20: L'erreur de la position, estimateur de 3 ^{ème} ordre non linéaire.....	63
Figure III.21: La trajectoire de la position imposée nous donne les allures de la vitesse et de l'accélération correspondantes.....	65
Figure III.22 : Erreur d'estimation sur la position de l'observateur du 2 ^{ème} ordre et du 3 ^{ème} ordre ((a) paramètres de Butterworth, et (b) paramètres proposés).....	66
Figure III.24: Erreur d'estimation sur la vitesse d'un observateur linéaire 2eme et 3eme ordre ((a) paramètres de Butterworth, (b) paramètres proposés).....	69

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents.

IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor.

SPMSM : Surface Permanent Magnet Synchronous Motor.

SynRM :Synchronous Reluctance Motor.

PID :Régulateur Proportionnel Intégral Dérivé.

PI :Régulateur Proportionnel Intégral.

P :Régulateur Proportionnel.

(r) Grandeur rotor ou de repère rotorique (R)

(s) Grandeur stator ou de repère statorique (S)

R_s : Résistance d'un enroulement statorique en [Ω].

Ω : la vitesse mécanique de rotation de la machine [Tr/min].

ω : la pulsation électrique des courants statoriques [rd/s].

f :fréquence des courants statoriques.

α :accélération [rd/s²].

N_p, P : Nombre de paires de pôles.

L_q, L_d : Inductance des axes respectivement direct et en quadrature [H].

(V_{abc}) = (V_s): Les Tensions des phases statoriques respectivement a,b,c [V].

(I_{abc}) =(I_s) : courants des phases statoriques respectivement a ,b,c [A].

[L_{ss}] :Matrice des inductance propres et mutuelles entre phase statorique [H].

[M_{ab}], [M_{ba}], [M_{ac}],[M_{ca}],[M_{bc}],[M_{cb}]:les inductances mutuelle entre phases statoriques [H].

[L_{sa} , L_{sb} , L_{sc}]: les inductances propres des phases statoriques [H]

[L_{sf}]: Matrice des inductances mutuelle stator –aimant [H]

(ϕ_{fd}) : flux d'induction maximum de l'aimant [Wb]

(ϕ_f) : flux engendré par l'aimant [Wb].

[ϕ_{sf}]=[$\phi_{f,abc}$]^T : matrice des flux produits par l'aimant dans des enroulements des trois phases statoriques respectivement a,b,c [Wb].

$_c = HF$: Haute Fréquence

[$V_{\alpha_c}, V_{\beta_c}$] , [$I_{\alpha_c}, I_{\beta_c}$] : Tension et Courant haute fréquence suivant les axes α et β .

[R] :matrice de rotation.

/ F_v / : coefficient de frottement visqueux [N*m*s/rd]

/ Θ_r / : Position électrique du rotor [rd]

/ ω_r / :vitesse du rotation du rotor [rd/s].

$/C_{em} /$:couple électromagnétique [N*m].

$/C_r /$:couple résistant [N*m]

$/J /$:moment d'inertie [kg*m²]

(X_{dq0}) : Vecteur de variable X dans le repère de park.

(X_{abc}) :Vecteur de la variable X dans le repère triphasé.

$P(\Theta_r)$: Matrice de passage direct de park.

$P(\Theta_r)^{-1}$:Matrice de passe inverse de park.

(I_d, I_q) :courant des axes respective,ent direct et en quadrature [v].

Φ_d, Φ_q : flux des axes respectivement direct et longitudinal [wb].

$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$: Tensions statoriques diphasés sans le repère α, β [V].

$I_{\alpha s}, I_{\beta s}$: Courants statoriques diphasés sans le repère α, β [I].

$\Phi_{\alpha s}, \Phi_{\beta s}$: Flux statoriques diphasés sans le repère α, β [wb].

$[L\alpha\beta]$: matrice des inductance dans le repère α, β [H].

$T_d=L_q/R_s$ et $T_q=l_q/R_s$: constante de temps d'axe direct et en quadrature [s]

m :coefficient d'amortissement .

K_p : Gain proportionnel du regulateur PI

K_i : Gain intégral du regulateur PI.

K_d : gain dérivé du regulateur PID.

S : opérateur de la place.

I_c : Amplitude du signal injecté [A].

T_c :Temps d'établissement de butterworth[s].

e : Erreur entre grandeur réelle et de référence.

$\hat{\theta}, \hat{x}$:La position estimé du rotor [rd] .

$[\hat{\omega}]$:vitesse de rotation du rotor estimée [rd/s].

EKF : Filtre de Kalman étendu.

$W(k)$: Vecteur de bruit d'état.

$V(k)$: Vecteur de bruit de mesure.

E : Force électromotrice [v].

Les repères :

a,b,c : Axes liés aux enroulements triphasés.

q,d :Axes du référentiel de park.

α, β :axes du référentiel statorique .

sommaire

Introduction générale	1
CHAPITRE I : Modélisation de la MSAP	
I. Introduction :.....	4
II. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :.....	4
III. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents :.....	4
III.1. Le stator :.....	5
III.2. Le rotor :.....	5
III.3. Type des rotors d'une MSAP :.....	5
IV. Fonctionnement de la MSAP :.....	6
V. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :.....	6
V.1. Mise en équation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (a-b-c) :.....	7
V.2. Equations de la machines synchrone a aimants permanents dans le repère(a,b,c) :.....	7
V.2.1. Equations électriques :.....	7
V.2.2. Les équations du flux :.....	8
V.2.3. L'équation mécanique :.....	9
V.2.4. Le couple électromagnétique de la MSAP :.....	9
V.3. Transformation triphasée-diphasée en utilisant la transformation de park :.....	9
V.3.1. Les équations électriques dans les axes d et q :.....	11
V.3.2. Les équations de flux :.....	11
V.3.3. Modèle d'état de la MSAP :.....	12
V.4. Modèle d'état dans un référentiel lié au stator :.....	12
V.5. Passage de repère d,q au repère α,β :.....	13
VI : Stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents	13
VI. la commande vectorielle :.....	14
VI.1 Principe de la commande vectorielle :.....	14
VI.2 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP :.....	14
VI.3 Avantages de la commande vectorielle [19] :.....	15
VI.4 Inconvénients de la commande vectorielle :.....	15
VII. Avantages des machines synchrones à aimants permanents :.....	16
VIII. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents :.....	16
IX. Domaines d'application de la MSAP :.....	16
X. CAPTEURS DE POSITION :.....	17
X.1. Présentation :.....	17
X.2 Capteur électromagnétique (Résolveur) :.....	17
X.2.1 Description :.....	17

sommaire

X.2.2. Principe de fonctionnement :	18
X.2.3. Critères de choix :	19
X.3. Codeur optique :	19
X.3.1. Description :	20
X.3.2. Codeur incrémental :	20
X.3.3. Le codeur numérique (codeur absolu) :	22
X.4. Guide de choix :	23
XI. Conclusion :	23

Chapitre II : Différentes techniques d'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP.

I. Introduction :	23
II. Estimation basée sur les observateurs :	24
II.1. Observateur de Luenberger :	26
II.2. Filtre de Kalman :	27
II.1.1. Filtre de Kalman discret:	28
II.1.2. Filtre de Kalman Etendu :	29
III. L'estimation du vecteur FEM :	30
IV. Estimation du flux :	32
V. Injection d'un signal de haute fréquence :	34
V.1. Injection d'un courant à haute fréquence dans la machine :	34
V.2. Injection d'une tension à haute fréquence dans la machine :	35
V.3. Calcul des courants à hautes fréquences :	35
VI. Estimation de la position du rotor par la fonction arc tangente:	37
VII. Estimation de la position du rotor par une boucle à verrouillage de phase (PLL) :	37
VIII. Conclusion :	38

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse de la MSAP

I. Introduction :	39
II. Les observateurs linéaires :	39
II.1. Observateur linéaire du deuxième ordre en boucle fermée :	39

sommaire

II.1.1. Observateur classique de la position:	39
II.1.2. Les fonctions de transfert de ce processus de filtrage appliqué au signal mesuré	40
II.1.3. Dimensionnement du régulateur PI :	43
II.1.4 Résultats de simulation sous matlab :	44
II.1.5 L'estimateur de $2\hat{\theta}_r$:	47
II.2. Observateur linéaire de 3eme ordre :	49
II.2.1 Les fonctions de transfert de ce processus de filtrage Appliqué au signal mesuré	50
II.2.2. Dimensionnement du régulateur PID :	53
II.2.3 Dimensionnement des paramètres du régulateur PID avec le filtre de Butterworth :	53
II.2.4. Les résultats de simulation :	54
III. Les observateurs non linéaires :	56
III.1. Observateur non linéaire du 2 ^{eme} ordre :	56
III.1.1. Introduction :	56
III.1.2. Les Résultats de simulation :	57
III.2. Observateur non linéaire du 3 ^{eme} ordre :	57
III.2.1. Schéma bloc :	57
III.2.2. Résultats de simulation :	59
IV. Effet d'un bruit Gaussien :	59
V. Benchmark "Commande sans capteur Mécanique" :	63
V.1. Résultats de simulation et interprétation :	64
V.1.1. L'erreur sur la position :	65
V.1.2. Estimation de la position avec les quatre observateurs conçus :	66
V.1.3. L'erreur sur la vitesse :	66
V.2. Interprétation des résultats de simulation :	67
VI. Conclusion :	68
Conclusion Générale	69

Introduction Générale

L'électrotechnique moderne a été bouleversée par deux phénomènes, l'apparition sur le marché d'aimants de plus en plus performant et le développement de l'électronique de puissance de mieux en mieux adaptée aux exigences industrielles [1].

Les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées comme actionneurs dans l'industrie surtout quand il y a un faible espace disponible grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs.

Les moteurs synchrones à aimants permanents ont trouvé de larges applications dues à leur densité de puissance élevée, haute efficacité, facilité de la commande, couple volumique et leur fiabilité élevée [2].

Le contrôle des MSAP nécessite néanmoins pour son autopilotage la connaissance avec précision la position électrique du rotor. Pendant plusieurs décennies et jusqu'à nos jours, les capteurs de position sont utilisés pour fournir cette information et font toujours l'objet de recherches intensives en vue de nouvelles améliorations pouvant rendre encore plus performants les systèmes d'entraînements. Pourtant ces dernières années et sous l'influence croissante de la demande industrielle et grâce aux performances spectaculaires des calculateurs à microprocesseurs très rapides (DSP et autres), ces capteurs sont généralement performants mais peuvent causer divers problèmes inhérents à leur structure et à leur coût. Ces problèmes sont l'encombrement, l'augmentation de la masse et le volume du système (nécessité d'un bout d'arbre), l'entretien, le collage relatif au stator et l'augmentation du nombre de câbles entre le moteur et sa commande [3].

Compte tenu de toutes ces limites, pour des raisons économiques, de sûreté de fonctionnement ou d'une solution dégradée mais fonctionnelle aux applications avec capteurs en cas de panne de ceux-ci, une place primordiale a été réservée aux commandes sans capteurs mécaniques de la MSAP. De ce fait une solution est l'usage des observateurs et des estimateurs appelés « capteurs logiciels ».

L'emploi de ces observateurs est de reconstruire les grandeurs mécaniques non mesurables (vitesse, position) en utilisant exclusivement des grandeurs électriques mesurées (courants statoriques, tensions statoriques) afin de fournir en temps réel les informations requises pour la commande.

Introduction Générale

Il existe actuellement en littérature plusieurs techniques de synthèse d'un observateur non linéaire pour la MSAP qui peuvent être classées en deux catégories :

-approche basée sur le modèle de la machine.

-approche sous modèle « injection de signal a haute fréquence ». Cette approche est testée en basse vitesse voir même a l'arrêt et sur les machines à aimants permanents à pôles saillants [4].

L'objectif de notre travail est la conception d'un estimateur de position et de vitesse linéaire et non linéaire en continu uniquement à partir des mesures des courants statoriques hautes fréquences résultant de l'injection d'une tension de haute fréquence . Pour mener à bien notre travail nous l'avons subdivisé en trois chapitres :

On consacre la première partie du premier chapitre, à la description du modèle mathématique adopté pour l'analyse du comportement électrique de la machine synchrone à aimants permanents (*MSAP*), les équations mécaniques des parties tournantes du moteur sont présentées. Ensuite la deuxième partie fera l'objet du principe de la commande avec capteurs mécaniques et leurs rôles dans l'estimation de la position et de la vitesse du rotor.

Le deuxième chapitre traite des différentes méthodes d'estimation de la position et de la vitesse rotorique.

Le troisième chapitre est consacré à l'extraction de la position rotorique pour les deux observateurs linéaires et non linéaires et leurs résultats de simulations.

Notre mémoire sera clôturé par une conclusion générale.

I. Introduction :

Aujourd'hui, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisqu'ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [23].

II. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à terres rares leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages : induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines [3].

III. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents :

➤ Description de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents est une machine à courant alternatif qui peut fonctionner en moteur c'est-à-dire de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique, comme elle peut fonctionner en génératrice (alternateur), tout en transformant l'énergie mécanique en énergie électrique. Cette machine est constituée par deux parties essentielles qui jouent un rôle prépondérant dans la conversion d'énergie, ces deux parties sont [19] :

III.1. Le stator :

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator qui est la partie fixe, composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [7]. On note :

ω : La pulsation des courants statoriques [rad / s].

p : Le nombre de paires de pôles de la machine.

Ω : La vitesse mécanique de rotation de la machine [rad / s].

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.1})$$

tel que $\omega = \frac{2\pi f}{p}$

III.2. Le rotor :

Il représente la partie tournante de la machine [6].Le rotor se compose d'aimants permanents alternants pôle nord et pôle sud. Ces derniers présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation .Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [8].



Figure I.1 : machine synchrone à aimants permanents.

III.3. Type des rotors d'une MSAP :

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor (Figure. I.2)[20] :

- Le moteur synchrone à aimants enterrés (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor IPMSM).
- Le moteur synchrone à aimants collés (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor SPMSM).
- Le moteur synchrone a concentration du flux (Synchronous Reluctance Motor SynRM).

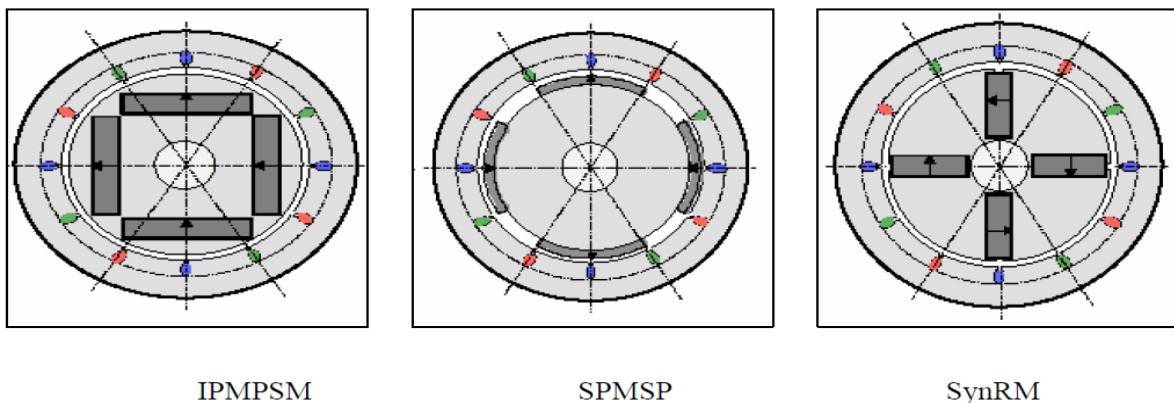


Figure I.2 : Les différents types de rotor d'une MSAP .

IV. Fonctionnement de la MSAP :

Le stator est alimenté par un système triphasé équilibré de tension équilibré, créant dans l'entrefer un champ tournant, ce dernier a tendance à attirer le rotor, qui muni d'aimants permanents produisent le champ d'induction, de ce fait les champs d'induction créés par le stator et le rotor, ont tendance à s'aligner, la raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance [10].

V. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

La modélisation est une présentation mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La mise sous forme d'un modèle mathématique est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent.

Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses simplificatrices [19] :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- les f.e.m sont à répartition sinusoïdale,
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable,
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- La machine présente une seule saillance.

On peut modéliser la machine synchrone à aimants permanents dans différents repères, en fonction des objectifs recherchés.

On a développé dans ce chapitre les modèles issus dans le repère réel (a-b-c), le repère fixe biphasé (α, β) et le repère tournant (d-q), qui permettent de définir le comportement de la machine synchrone à aimants permanents.

V.1. Mise en équation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (a-b-c) :

Pour établir des relations entre les tensions d'alimentation de la machine et ses courants, on considère le modèle de la machine synchrone a aimants permanents représenté par la figure suivante [I.3] :

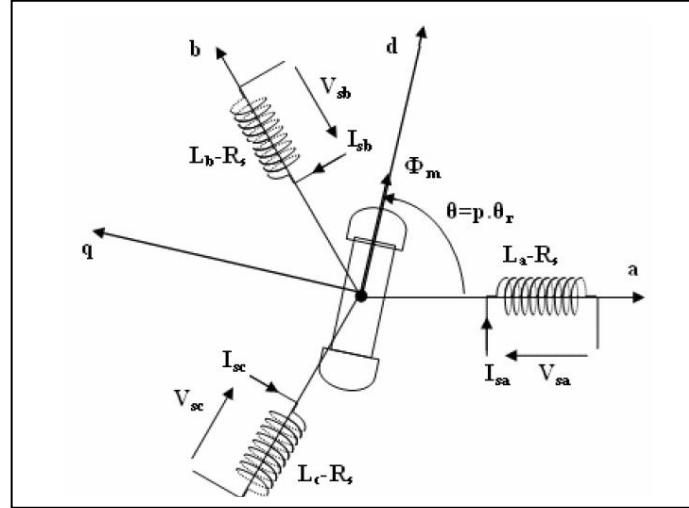


Figure I.3 : Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (a,b,c) .

Pour un système d'axes de référence au stator abc : la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal en cette phase.

Les axes de référence de la phase(b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a) [3].

V.2. Equations de la machines synchrone a aimants permanents dans le repère(a,b,c) :

V.2.1. Equations électriques :

A partir de la figure (I.3), nous écrivons les équations statoriques de la machine synchrone dans les axes a,b,c tel que :

$$v_a = R_s i_a + \frac{d}{dt} \Phi_a \quad (\text{I.2})$$

$$v_b = R_s i_b + \frac{d}{dt} \Phi_b \quad (\text{I.3})$$

$$v_c = R_s i_c + \frac{d}{dt} \Phi_c \quad (\text{I.4})$$

L'écriture sous forme matricielle est :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$\Phi_{abc} = [\phi_s] = [L_{ss}] [i_{abc}] + [\phi_{sf}] \quad (\text{I.6})$$

$$(v_s) = [R_s] \cdot (i_s) + \frac{d}{dt}(\phi_s)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Et $[\phi_{sf}] = [\phi_{f,abc}]^t$: la matrice des flux produits par l'aimants dans les enroulements des trois phases statoriques respectivement a,b,c [wb].

Pour l'étude du fonctionnement de la machine dans tous les régimes, nous allons utiliser le système d'équation suivant :

$$\left[(v_s) = [R_s] [i_s] + [L_{ss}] \frac{d[i_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + \omega_r \frac{d[\phi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

V.2.2. Les équations du flux :

En conséquence de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par l'aimant dans les enroulements des trois phases statoriques (a ,b ,c) sont donnés par :

$$\Phi_{fa} = \Phi_{fd} \cos(\theta_r) \quad (\text{I.9})$$

$$\Phi_{fb} = \Phi_{fd} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.10})$$

$$\Phi_{fc} = \Phi_{fd} \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{I.11})$$

V.2.3. L'équation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega \quad (\text{I.12})$$

V.2.4. Le couple électromagnétique de la MSAP :

Expression du couple électromagnétique dans la MSAP est donnée par :

$$C_{em} = [\mathbf{i}_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [\mathbf{i}_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\phi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (\text{I.13})$$

Remarque :

On remarque que les équations obtenues dans le repère (a-b-c) sont des équations non linéaires, elles sont en fonction de la position électrique θ_r . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation des transformations telles que la transformation de Clark, la transformation de Concordia et la transformation de park. Ces transformations, appliquées aux variables réelles (tension, courants et flux), permettent d'obtenir des variables fictives appelées les composantes (d-q) et (α, β) c.-à-d. diphasées. Celles-ci peuvent rendre les équations dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents linéaires. [11]

V.3. Transformation triphasée-diphasée en utilisant la transformation de park :

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants). Il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de park. Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application. [16]

La figure I.4 représente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de park).

Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme.

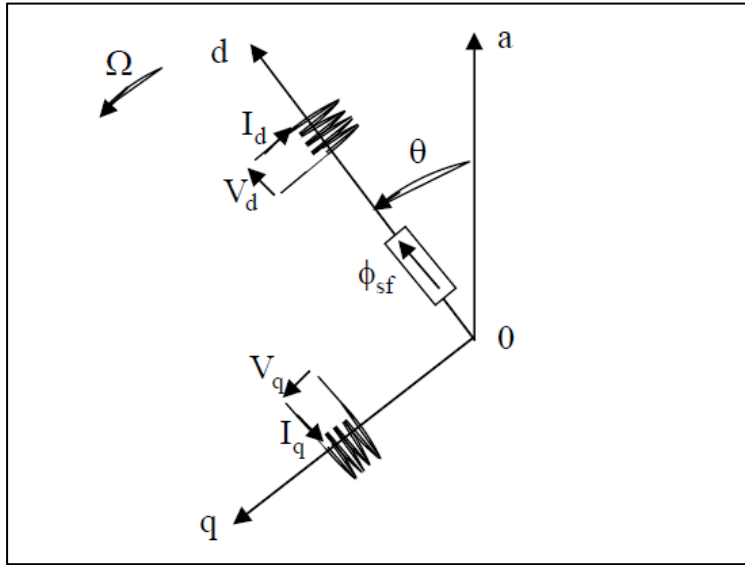


Figure I.4: Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)

Le système d'axe de référence au rotor (d-q) st choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe d au rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta_r = N_p \cdot \theta_m$.

Le système d'axe de référence au rotor (d-q) tourne à la vitesse Ω tandis que le système d'axe de référence au stator (abc) reste fixe [3] :

La transformé de park est définie comme sur [16], par :

$$\left[X_{dq0} \right] = \left[P(\theta_r) \right] \left[X_{abc} \right] \quad (\text{I.14})$$

Ou X peut être un courant, une tension ou un flux et θ_r représente la position électrique du rotor. Les termes X_d et X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux).

La matrice de transformation $\left[P(\theta_r) \right]$ est donnée par :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

La matrice inverse de park peut être par :

$$\mathbf{P}(\theta_r)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} = \mathbf{P}(\theta_r)^t \quad (\text{I.16})$$

V.3.1. Les équations électriques dans les axes d et q :

$$v_d = \frac{d}{dt} \Phi_d + R_s i_d - \omega_r \Phi_q \quad (\text{I.17})$$

$$v_q = \frac{d}{dt} \Phi_q + R_s i_q + \omega_r \Phi_d \quad (\text{I.18})$$

Ce système représente le modèle électrique dynamique dans le repère de park. Dans notre cas, les enroulements statoriques sont montés en étoile et si le système est équilibré la composante homopolaire s'annule (la somme instantanée des courants statoriques est nulle)[11].

V.3.2. Les équations de flux :

De même pour le flux, $[\phi_{dq}] = [\mathbf{P}(\theta_r)][\phi_{abc}]$ en multipliant l'équation (I.6) à gauche et à droite par la matrice de park $[\mathbf{P}(\theta_r)]$, nous aurons [11] :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = [\mathbf{P}(\theta_r)] \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = [\mathbf{P}(\theta_r)] \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \left([\mathbf{P}(\theta_r)^{-1}] \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + [\mathbf{P}(\theta_r)] I_f \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{I.19})$$

Les flux dans chaque axe s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Après transformation et arrangement des équations, on a aboutit aux équations électriques de la MSAP dans le repère lié au rotor :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \left(\frac{di_d}{dt} \right) - \omega_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \left(\frac{di_q}{dt} \right) + \omega_r L_d i_d + \phi_f \omega_r \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

V.3.3. Modèle d'état de la MSAP :

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est identique à celui de la machine synchrone classique (à rotor bobiné), sauf que pour une machine à aimants permanents, on a un flux constant crée par les aimants permanents. Après simplification, les équations électriques de la MSAP peuvent être écrites sous la forme suivante [12] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-1}{\tau_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dq} \end{bmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{pmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Avec :

$$\begin{cases} \tau_d = \frac{L_d}{R_s} \\ \tau_q = \frac{L_q}{R_s} \end{cases}$$

Sont respectivement les constantes de temps d'axe directe et en quadrature.

V.4. Modèle d'état dans un référentiel lié au stator :

Pour une modélisation dans le repère fixe (α, β) toutes les équations s'écrivent en fonction des nouvelles variables électriques I_α et I_β et des nouvelles entrées V_α et V_β ce qui nous conduit aux équations électriques suivantes [12] :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} = L_{\alpha\beta}(\theta_r) \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

En remplaçant (I.24) dans (I.23) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + s.L_d & 0 \\ 0 & R + s.L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \phi_f \cdot \omega \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Et :

$$L_{\alpha\beta}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_r) & -\Delta L \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L \sin(2\theta_r) & L + \Delta L \cos(2\theta_r) \end{bmatrix}$$

$L = \frac{L_d + L_q}{2}$ représente la valeur moyenne des inductances statoriques.

$\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2}$ représente la moyenne de la différence des inductances statoriques.

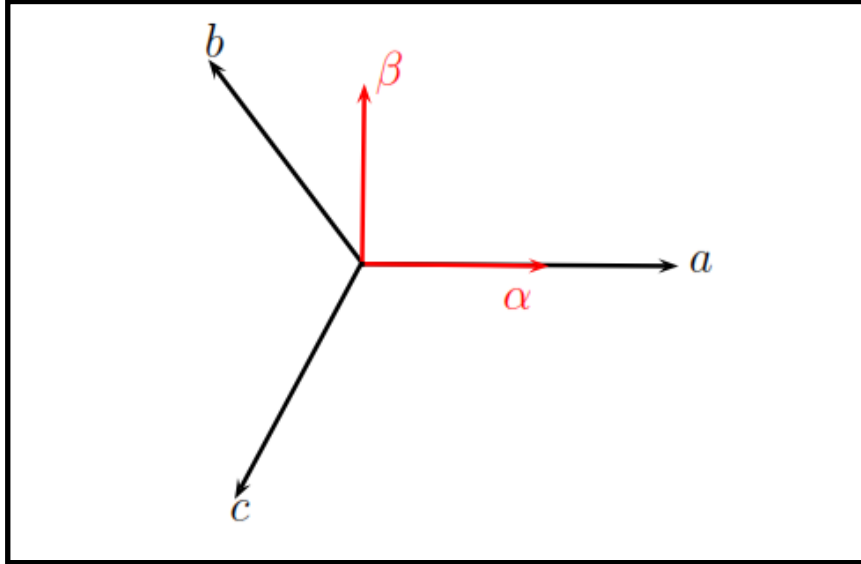


Figure I.5 : Repère triphasé-Repère fixe.

V.5. Passage de repère d,q au repère α, β :

La matrice de passage du repère $\alpha \beta$ aux composantes de park (d,q) est donnée par une matrice de rotation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} X_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

La matrice de rotation

VI : Stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents

Différentes stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents existent pour la variation de vitesse, il suffit de varier la fréquence et parmi ces stratégies de commande on cite trois types:

- Commande scalaire.

- La commande directe du couple.
- La commande vectorielle.

Dans le cadre de notre travail on s'intéresse à la commande vectorielle.

VI. la commande vectorielle :

VI.1 Principe de la commande vectorielle :

La commande de la machine synchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal. Elle nécessite des calculs de la transformée de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante. Dans ce qui suit nous développons en premier l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté dans le but de l'implémenter sous Simulink [5].

Quelque soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple du moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux courants I_d et I_q , on laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application. L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants I_d et I_q . Pour simplifier la commande, nous fixons souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q dans une plage de vitesse donnée. Dans les machines à rotor lisse ($L_d=L_q$), où le couple ne dépend que de la composante en quadrature $C_{em} = p\phi_{sf}I_q$, la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ($I_d=0$), mais pour la machine synchrone à pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal [19], [24].

VI.2 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP :

Le modèle de la MSAP alimentée en tension est donné par les équations précédentes (**I.17**, **I.18**):

L'équation du couple est donné par :

$$C_{em} = p \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_{sf} I_q \right] \quad (\text{I.28})$$

Le modèle décrit par les équations précédentes (I.17, I.18) montre que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé. Cette stratégie de commande permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant.

Si le courant i_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents: $\Phi_d = \Phi_{sf}$

L'expression du couple est donnée par la relation :

$$C_{em} = p \Phi_{sf} I_q \quad (\text{I.29})$$

Comme le flux Φ_{sf} est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant I_q . Donc :

$$C_{em} = K I_q \quad (\text{I.30})$$

Avec :

$$K = p \Phi_{sf} \quad (\text{I.31})$$

VI.3 Avantages de la commande vectorielle [19] :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires, ce que ne permettait pas de faire la commande classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

VI.4 Inconvénients de la commande vectorielle :

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients [19]:

- Très Cher (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques .
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).

Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.

- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_r estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

VII. Avantages des machines synchrones à aimants permanents :

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages [20] :

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacte bague – balais dans ces machines.

VIII. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents :

- Commutateur mécanique remplacé par un autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Le prix des aimants le rend plus cher,
- La présence de pulsation de couple,
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les contraintes comme la température max, courant max....etc,
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

IX. Domaines d'application de la MSAP :

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues- ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [19]. Elles ont trouvé un vaste champ d'application dans plusieurs domaines (équipements domestiques, lecteur CD/DVD, disques durs d'ordinateurs, voitures et vélo électriques, transport, aérospatial, machines outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires.

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus employés dans les applications à vitesse variable ou de positionnement.

Dans plusieurs cas, la mesure de la position de l'arbre d'un moteur dérive de deux signaux analogiques qui sont proportionnels au sinus et au cosinus des angles de rotation de l'arbre [18]. Cette mesure se fera avec des capteurs mécaniques qui nécessitent une connaissance précise de la position du rotor qui assure l'autopilotage de la machine. Cette connaissance peut être obtenue directement par un capteur de position ou indirectement par un capteur de vitesse, d'où la nécessité de mesurer ou de capter la position .

X. CAPTEURS DE POSITION :

Quel que soit le type de machine synchrone et d'alimentation associée, le principe d'autopilotage nécessite la synchronisation des grandeurs électriques d'alimentation avec la vitesse de rotation. Les technologies utilisables passent par la mesure de la position du rotor qui peut être optique ou électromagnétique. Les codages envisageables peuvent être de type relatif ou absolu, mais l'alimentation de la MSAP requiert la connaissance de la position absolue [21].

X.1. Présentation :

Les asservissements de vitesse et de position des moteurs (rotatifs et linéaires) sont soumis à un retour de mesure qui sera comparé à la consigne, et permettra de corriger l'écart calculé. Les systèmes de retour peuvent être :

Pour les moteurs rotatifs	Pour les moteurs linéaires
<ul style="list-style-type: none">• Résolveur.• Codeur digital incrémental.• Codeur absolu.	<ul style="list-style-type: none">• Règle linéaire SinCos.• Règle linéaire absolue.

Dans la mise en œuvre d'un système d'entraînement, il s'agira de sélectionner le codeur le mieux adapté à l'application, selon des critères de précision et de coût.

X.2 Capteur électromagnétique (Résolveur) :

X.2.1 Description :

Le résolveur est un capteur de position qui permet de déterminer la position angulaire d'un arbre en rotation. Il est utilisé dans les applications d'autopilotage des machines synchrones.

Ce dernier doit être associé à un module digitaliseur pour réaliser une commande numérique [22].

X.2.2. Principe de fonctionnement :

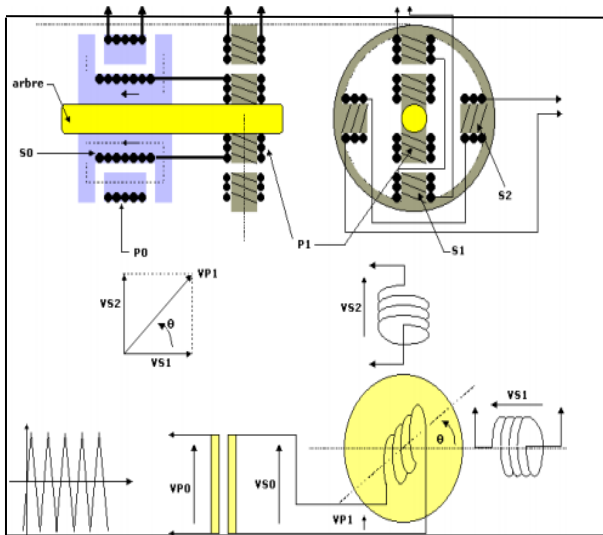


Figure I.6:Schéma électrique d'un résolveur

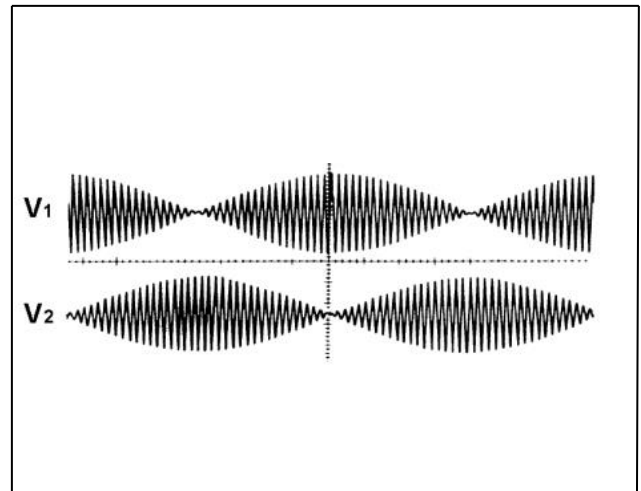


Figure I.6.a: Allure des tensions

Un transformateur, dont le primaire P0 est sur le stator et le secondaire S0 sur le rotor, est alimenté par une tension alternative de fréquence proche de 10 kHz, appelée porteuse. Un autre enroulement rotorique P1 reçoit son alimentation par le secondaire S0 du transformateur précédent. Il produit un champ tournant qui induit dans deux enroulements secondaires S1 et S2 placés au stator et décalés de 90°, deux tensions dont la combinaison permet de déterminer la position du rotor.

Le décodeur (inclus dans le variateur), par l'évaluation de l'arc-tangente des 2 signaux accède à la position angulaire de l'arbre moteur.

On peut admettre que l'expression de la mutuelle inductance en fonction de la position angulaire du rotor a pour expression : $M(\theta) = M \cos(\theta)$.

Le rotor est alimenté par un courant sinusoïdal haute fréquence (de quelques Kilo-hertz) ; il est alors possible de calculer le flux induit dans le stator (ϕ_s) par le courant rotorique ($I_r = I \sin(\omega t)$) $\phi_s = M \cos(\theta) I \sin(\omega t)$. Il en découle l'expression de la tension induite dans le stator :

$$e_s = \frac{d\phi_s}{dt} = \frac{d}{dt} (M \cos(\theta) I \sin(\omega t)) = M \sin(\theta) \frac{d\theta}{dt} I \sin(\omega t) - M \cos(\theta) L \omega \cos(\omega t).$$

La valeur de ω étant très supérieure à $\frac{d\theta}{dt}$, l'expression de e_s peut-être approchée par $M \cos(\theta) L \omega \cos(\omega t)$. Si l'on dispose d'un deuxième enroulement statorique en

quadrature avec le premier, on dispose alors d'un système de deux tensions telles que :

$$\begin{cases} e_{s1} = K \cos(\theta) \cos(\omega t) \\ e_{s2} = K \sin(\theta) \cos(\omega t) \end{cases}$$

Il est possible en utilisant des techniques de démodulation d'amplitude (détection synchrone par exemple), de faire disparaître les termes en $\cos(\omega t)$. On obtient alors deux tensions

$$\begin{cases} e_{s1} = K \cos(\theta) \\ e_{s2} = K \sin(\theta) \end{cases} .$$
 Connaissant le sinus et le cosinus de l'angle , il est alors possible de

déduire la valeur de la position θ .

X.2.3. Critères de choix :

X.2.3.1. Avantages:

1. Par rapport aux capteurs optiques, le résolveur associé au digitaliseur se présente comme une solution intéressante, notamment au niveau de la robustesse et de la tenue en température.
2. L'intérêt du capteur résolveur réside dans sa robustesse et sa grande fiabilité, du fait qu'il n'y a pas de contacts glissants.
3. Il présente une grande précision
4. Ce type de capteur est bien adapté aux commandes purement analogiques.

X.2.3.2. Limites :

- La résolution sur position dépend de la résolution du CAN (12 ou 16 bits) ; typiquement 12 bits pour 4096 points/ tr.
- La vitesse étant le dérivée de la position, une erreur de quantification sur le calcul de celle-ci entraîne un bruit sur le calcul de la vitesse. Ce bruit passe par la boucle de vitesse, qui, si elle a un gain élevé, va se répercuter au courant du moteur.
- Un éventuel filtre du second ordre peut améliorer la résolution de la position, mais limite alors la bande passante de la boucle d'asservissement vitesse/position.
- Erreur globale du positionnement [24].

X.3. Codeur optique :

Le contrôle du déplacement, de la position ou de la vitesse d'un mobile est un problème rencontré sur un grand nombre de systèmes automatisés ou grand public (mouvements d'un robot, d'un chariot, vitesse d'une voiture ...). Les systèmes de détection conventionnels (détecteurs de position par contact ou de proximité) ne fournissent que des informations tout ou rien ; ils ne répondent donc qu'imparfaitement au problème posé. Une des solutions consiste à utiliser un codeur optique de position.

X.3.1. Description :

Un codeur optique est un capteur de position angulaire lié mécaniquement à un arbre qui l'entraîne, son axe faisant tourner un disque qui lui est solidaire.

Le disque comporte une succession de parties opaques et transparentes. Une lumière émise par des Diodes Electroluminescentes, (DEL), traverse les fentes de ce disque créant sur les photos diodes réceptrices un signal analogique.

Ce signal est amplifié puis converti en signal carré, qui est alors transmis à un système de traitement.

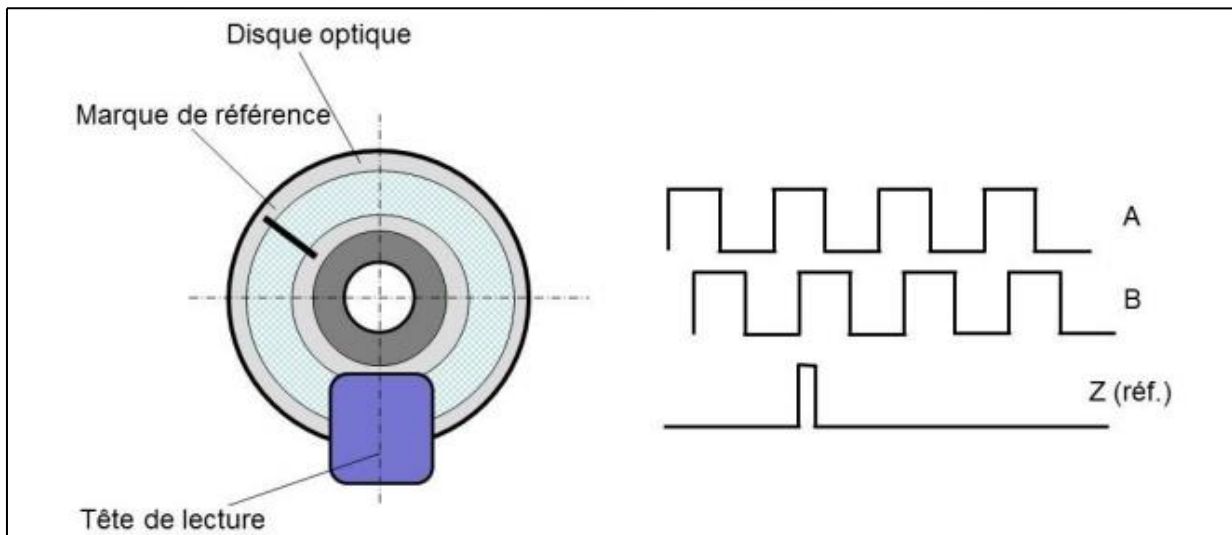


Figure I.7 : Schéma d'un capteur optique.

Il existe deux principaux types de codeurs optiques :

Les codeurs incrémentaux : qui délivrent une information de déplacement angulaire du disque sous forme d'un train d'impulsions.

Les codeurs numériques de position (codeurs absolus) : pour lesquels chaque position du disque correspond à une valeur numérique différente identifiable par la partie commande.

X.3.2. Codeur incrémental :

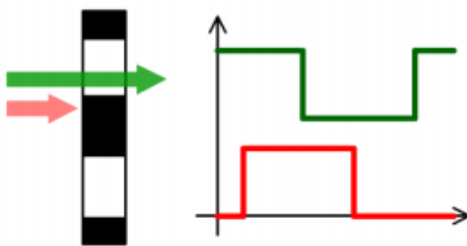
X.3.2.1. Définition :

Il délivre une information de déplacement angulaire du disque sous la forme d'un nombre d'impulsions proportionnel à l'angle de rotation effectué.

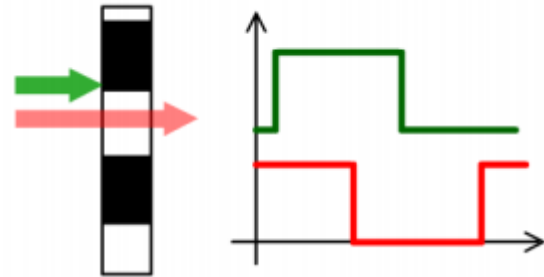
X.3.2.2. Principe de fonctionnement :

Un codeur incrémental possède trois têtes de lecture:

Une tête de lecture est affectée à la piste intérieure et délivre une impulsion par tour, permettant à la commande de compter le nombre d'impulsions reçues. Deux têtes de lecture sont placées sur la piste extérieure. Chaque tête, prise isolément, permet à la partie commande de déterminer l'angle de rotation du disque en comptant le nombre d'impulsions reçues. Les deux têtes sont décalées l'une par rapport à l'autre d'un quart de largeur de fente. Ainsi, les signaux émis sont décalés dans le temps. La partie commande, en détectant quelle voie change d'état en premier peut déterminer le sens de rotation du disque.



Le front montant de la voie verte se présente avant celui de la voie rouge.



Le front montant de la voie rouge se présente avant celui de la voie verte.

X.3.2.3. Critères de choix :

➤ Avantages:

- Le codeur incrémental est moins performant et moins onéreux, mais il est toute fois utilisé dans bon nombre d'applications : notamment lorsque on cherche des performances standards.
- Il est sensible aux coupures du réseau, ce qui entraîne la perte de l'information et cela jusqu'à l'apparition d'un nouveau top zéro.
- La fréquence des signaux générés étant généralement élevée, il faudra donc vérifier que le système de traitement est assez rapide pour prendre en compte tous les incréments (impulsions) délivrés par le codeur : car le non comptage d'une impulsion induit une erreur de position qui ne peut être corrigée que par la lecture du top zéro.
- Le codeur incrémental semble être le plus simple car il utilise seulement un détecteur et un codage simple. Cependant, dans l'application envisagée, il faut lui adjoindre un système de remise à zéro pour obtenir la position effective du rotor.

➤ Inconvénients:

- Pas de connaissance de la position absolue du moteur dans le tour. (Nécessité de pistes de commutation, ou Top Zéro)
- Limitation de la résolution du codeur par la fréquence d'entrée du variateur et l'implantation mécanique sur le disque.

X.3.3. Le codeur numérique (codeur absolu) :

X.3.3.1. Définition :

Le codeur numérique de position est destiné à des applications pour lesquelles on souhaite obtenir l'information de position sans traitement par la partie commande. Il est constitué d'un disque comportant plusieurs pistes concentriques et d'une tête de lecture par piste. Le nombre de piste détermine le nombre de positions différentes qui peuvent être définies à l'intérieur d'un tour de disque. Les codeurs industriels comportent jusqu'à 24 pistes.

La partie commande reçoit directement un code numérique sur n bits (n étant le nombre de pistes), image de la position du disque à un instant donné. A l'intérieur d'un tour de disque, cette information est donc une information de position absolue (à la différence d'un codeur incrémental qui ne délivre qu'une information de déplacement par rapport à une origine qu'il a fallu définir au préalable). Dans l'exemple illustré ci-dessous, il y a 5 pistes, donc 32 positions différentes du disque.

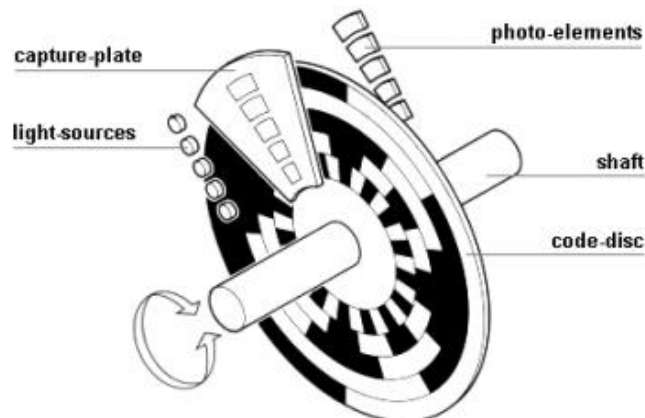


Figure I.8: un codeur absolu

IX.3.3.2. Principe de fonctionnement :

Les pistes du disque sont réalisées en utilisant le code Gray (binaire réfléchi) à la place du binaire pur. L'avantage d'un tel codage est que d'une position à la suivante, un seul bit change d'état. Ainsi, tout changement d'état perçu par la partie commande correspond réellement à un changement de position du disque (si l'alignement des têtes de lecture n'est pas parfait ou si certains photo-transistors sont moins sensibles que d'autres, des retards de

changement d'état ne seront pas interprétés comme des positions aberrantes du disque – ce qui serait le cas en binaire pur).

IX.3.3.3. Critères de choix :

- Les codeurs absolus sont d'une grande précision, d'un coût élevé, mais ils ont l'avantage de fournir la position sans perte d'information ni perte de pas.
- Ils sont bien adaptés lorsqu'on recherche des performances élevées, lors de la réalisation d'asservissement de position ou d'autopilotage de moteur synchrone.
- Un codage optique absolu, est beaucoup plus performant car les inconvénients décrits auparavant (codeur incrémental) n'existent pas.

X.4. Guide de choix :

Type	Avantage	Inconvénient	Application
Résolveur	Position absolue Robustes, environnements difficiles , Large plage de température	Précision relative	Robotique Machine- outils Entraînements directs
Codeur incrémental	Précision, coût	Position relative, Nécessite Top Zéro Alignement magnétique à la mise sous tension. Limité en fréquence	
Codeur absolu	Position absolue	Onéreux Nombre de connexions élevé Risque de défaillance	

XI. Conclusion :

Nous avons vu les multiples inconvénients rencontrés lors de l'utilisation de ces capteurs mécaniques. Cette utilisation augmente le volume, l'entretien, et le coût global du système. De plus, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille.

Tenant compte de toutes ces limites qui présente le fonctionnement de la machine avec Capteur mécanique, de nombreuses études ont été faites pour les supprimer en les remplaçant par des estimateurs 'logiciels', tout en préservant le bon fonctionnement de la machine , ce qui sera développé dans le prochain chapitre .

I. Introduction :

Actuellement, beaucoup de travaux de recherche ont été effectués sur les différentes techniques de la commande sans capteur mécanique de la MSAP. Cette partie présente les techniques récentes et les plus utilisées dans ce domaine. Pour cette vue d'ensemble, il est possible de rassembler la totalité des techniques de la commande sans capteur mécanique de la MSAP et de les classer en trois grandes catégories selon le régime de fonctionnement de la machine [1] :

➤ **Les capteurs logiciels de position pour un fonctionnement proche de la vitesse nominale :**

Ces capteurs se basent sur le modèle standard de la machine et ils peuvent être classés selon

le repère de modélisation :

- Modélisation de la MSAP dans le repère lié au stator ;
- Modélisation de la MSAP dans un repère lié au rotor.

➤ **Les capteurs logiciels de position pour un fonctionnement à vitesse faible :**

Ces capteurs se basent sur l'anisotropie du circuit magnétique. De nombreuses méthodes ont été développées afin de fournir des informations sur la position et la vitesse du rotor de la machine synchrone à aimants permanents à bas régime et à l'arrêt :

- Les méthodes basées sur l'injection d'impulsions ;
- Les méthodes basées sur l'ondulation du courant de phase ;
- La méthode INFORM (INDirect Flux detection by Online Reactance Measurement) basée sur la mesure des variations de courant ;
- Les méthodes basées sur l'injection des signaux de haute fréquence (HF).

Les méthodes HF consistent à injecter un signal de haute fréquence (tension ou courant), selon l'axe ($\alpha - \beta$) ou l'axe ($d - q$). Une classification de ces méthodes peut être faite selon le type du signal injecté.

- L'injection d'un signal HF rotatif ;
- L'injection d'un signal HF alternatif.

➤ **Les capteurs logiciels de position pour un fonctionnement sur une large plage de vitesse :**

Ces capteurs se basent sur le couplage entre les deux types de capteurs logiciels présentés

Chapitre II : Différentes techniques d'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP

Précédemment afin de synthétiser un capteur hybride capable de fonctionner dans une grande plage de vitesse, même à l'arrêt.

La connaissance précise des paramètres de la machine tels que la résistance et les inductances statoriques joue un rôle important dans les performances des méthodes basées sur le modèle standard de la machine synchrone. L'analyse de l'influence des différentes incertitudes paramétriques montre que la connaissance précise de la résistance statorique joue un rôle primordial à faible vitesse [3].

II. Estimation basée sur les observateurs :

Un observateur est un système dynamique, que l'on peut appeler capteur informatique, en d'autres termes c'est un moyen de mesure informatique qui permet de retrouver tous les états d'un système industriel en disposant du minimum d'information sur ces états. Ce minimum d'information est obtenu l'aide d'un capteur, donc un observateur permet d'optimiser le nombre de capteurs dans une application industrielle d'où son intérêt économique dans l'industrie.

Nous distinguons les catégories suivantes : le filtre de Kalman, l'observateur de Luenberger, les systèmes adaptatifs avec modèle de référence, l'observateur de Matsui, les observateurs non linéaires tels que les observateurs par modes glissants. [11]

Le principe de cet observateur peut être donné par le schéma bloc suivant :

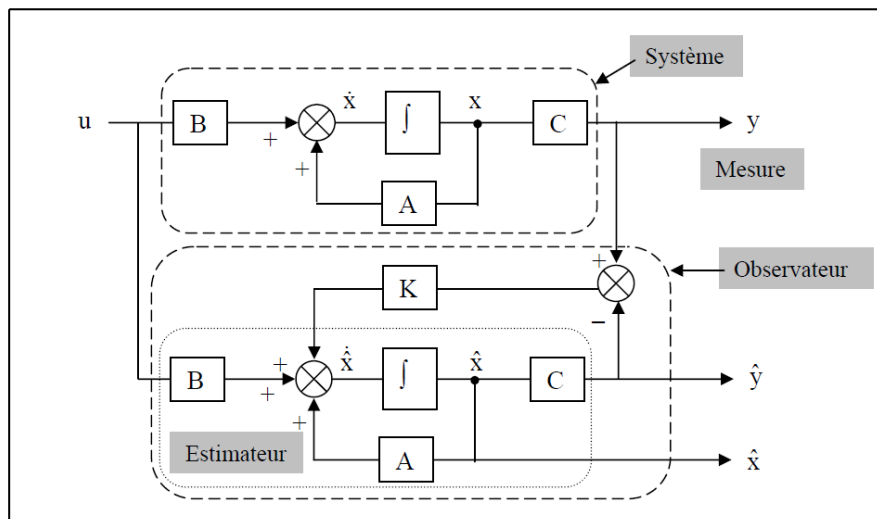


Figure. II.1 : Schéma Principal d'un observateur d'états.

➤ Constitution :

Un observateur comporte :

- un simulateur de système qui est constitué d'un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur, et aussi un vecteur d'état X (constitué des grandeurs à observer), un vecteur de sortie Y dont les composantes sont mesurables.
- un correcteur réalisant une contre réaction fonction de l'écart entre sortie Y et son estimé \hat{Y} , il permet d'assurer la convergence de l'estimation de l'état \hat{X} vers l'état X .

➤ Principe d'un observateur :

Un observateur fait deux phases : la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction, l'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'états à l'aide des modèles proches du système, la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K . ce gain régie la dynamique et la robustesse de l'observateur. [14]

Son objectif est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou on ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

➤ Classification des observateurs :

Il existe de nombreuses techniques d'observation différentes selon :

La nature du système, l'environnement et enfin la dimension du vecteur d'état à estimer.

✓ En fonction de la nature du système :

- Observateurs pour les systèmes linéaires :

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice K du système qui est statique, linéaire.

Pour les problèmes de l'estimation de l'état du système linéaire une solution optimale a été évaluée par Luenberger dans le cadre déterministe, et par Kalman dans le cadre stochastique.

- observateurs pour les systèmes non linéaires :

Ce type d'observateurs malheureusement ne présente pas de bonne propriété de convergence, pour cette raison leurs conception pose problèmes où les projets de recherche restent intensif, on cite parmi eux :

- Observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapunov.
- Observateurs à structure variables (modes glissants).

- Observateurs à grand gain.

- ✓ En fonction de la dimension du vecteur d'état deux catégories se manifestent :
 - Observateurs d'ordre complet :

Ces observateurs présentent les informations sur les quatre variables d'états, Ils se caractérisent par le fait que son temps d'exécution est fortement long.

- Observateurs d'ordre réduit :

Ils donnent des informations juste sur les deux variables d'états, contrairement à l'ordre complet ces observateurs nécessite moins de temps d'exécution.

- ✓ En fonction de l'environnement :
 - Observateurs de type déterministes.
 - Observateurs de type stochastiques.

Remarque :

La différence entre ces observateurs se situe uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K.

II.1. Observateur de Luenberger :

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 étudié la notion d'observabilité afin de proposer son observateur pour les systèmes linéaires.[11]

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, on peut représenter cet observateur par la figure (II.2)ci-dessous :

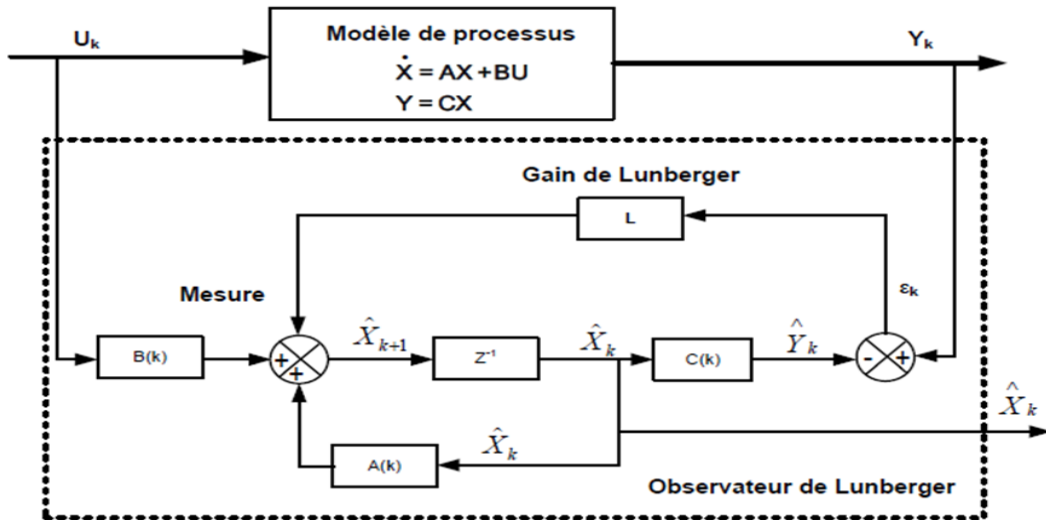


Figure II.2: Schème bloc de l'observateur de Luenberger.

L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité. 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 des MSAP.

II.2. Filtre de Kalman :

Une des méthodes utilisées pour l'estimation du flux rotorique ou de la vitesse de la machine synchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF),[2]Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine synchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état , soit par un algorithme génétique .

Les bruits sont supposés blancs Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

Pour estimer la vitesse en appliquant le filtre de Kalman, nous rencontrons plusieurs limitations.

- Dans la pratique, les bruits dans un système onduleur - machine sont colorés, C'est pourquoi la minimisation des erreurs ne peut être garantie.
- L'observateur basé sur le filtre de Kalman ne résout pas le problème d'estimation de flux ou de vitesse rotorique dans les basses vitesses ou à l'arrêt.

- Cette méthode étant basée sur le même modèle d'observateurs de flux, elle reste sensible aux variations des paramètres
- L'algorithme du filtre de Kalman est un algorithme récursif et demande des Calculs de matrices inverses, ce qui augmente énormément le temps de calcul.

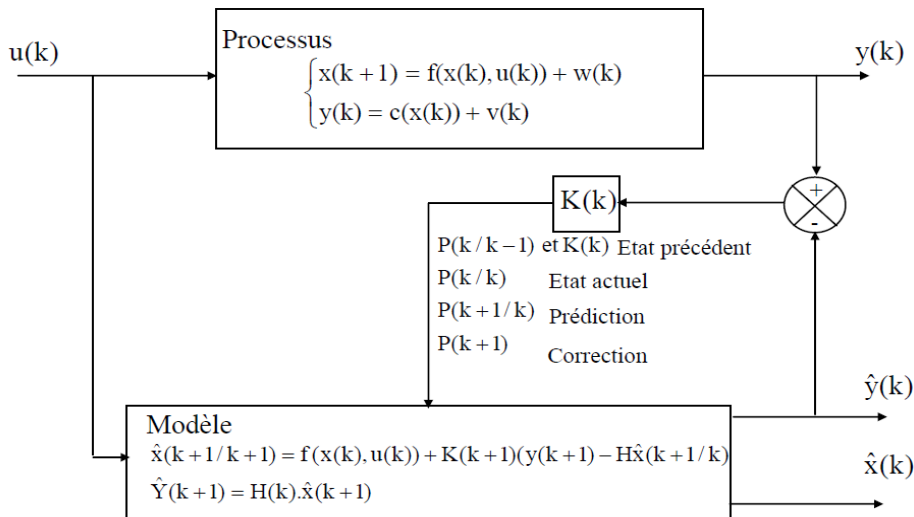


Figure. II.3: Le schéma de Principe du filtre de Kalman

II.1.1. Filtre de Kalman discret:

Le filtre de Kalman [6] est un estimateur stochastique qui sert à estimer les états d'un système (états mesurables et non mesurables). Le système est représenté dans l'espace d'état, en temps discret, en tenant compte des bruits de mesure W et du bruit d'état V , par le modèle suivant :

$$\begin{cases} X[k+1] = AX[k] + Bu[k] + G[k]V[k] \\ Y[k+1] = Cx[k] + W[k+1] \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Ce modèle découle de la discrétisation du modèle d'état en temps continu.

✓ Les paramètres du modèle sont :

- les coefficients des matrices A, B, C .
- Les instants considérés, notés par les indices k , correspondent donc à un échantillonnage de période $Tech$.

Chapitre II : Différentes techniques d'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP

- Les bruits $V[k]$ et $W[k]$ sont des bruits blancs de valeurs moyennes nulles et de variances.

II.1.2. Filtre de Kalman Etendu :

C'est un observateur d'état non linéaire en boucle fermée qui repose sur un certain nombre d'hypothèses notamment sur les bruits.

En effet, ils supposent que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrelés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrelés des bruits de mesure [1].

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant :

$$\begin{cases} X(K+1) = f(X(K), U(K)) + W(K) \\ Y(K) = H(X(K)) + V(K) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état.

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

Son principe de base est la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation basé sur l'état, il est capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurable ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables.

L'efficacité du filtre de Kalman se traduit par une erreur d'estimation très petite pour différentes vitesses du rotor, ainsi que par l'insensibilité aux variations de la charge, pour l'asservissement de position on note aussi que les résultats sont assez bons.

✓ Application :

L'application du filtre Kalman sur la MSAP se fait en trois étapes :

- modèle du moteur synchrone à aimants permanents.
- discrétisation du modèle du moteur.
- simulation et exécution en temps réel [1].

III. L'estimation du vecteur FEM :

La f.é.m. est la seule variable électrique "image" d'une variable mécanique, celle-ci étant proportionnelle à la vitesse angulaire. Pour cette raison, une grande part des recherches qui ont été effectuées sur la commande sans capteur mécanique se basent sur l'estimation du vecteur f.é.m. afin d'en déduire la vitesse et la position. Les méthodes se reposant sur l'estimation du vecteur f.é.m. peuvent être classées en deux catégories. Les méthodes de la première catégorie estiment les composantes α β de la f.é.m. dans un repère lié au stator alors que dans la seconde catégorie, le vecteur f.é.m. est estimé dans un repère tournant hypothétique. L'objectif étant de faire coïncider ce repère estimé avec le repère réel d-q lié au rotor[6].

Dans le cas où ces deux repères coïncident parfaitement, la composante directe de la f.é.m. estimée s'annule et donne ainsi un solide critère permettant de corriger la vitesse et la position du repère estimé pour qu'il se synchronise avec le repère réel.

Le modèle de la MSAP dans le plan de Park est donné par l'équation **(I.26)**:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + s.L_d & 0 \\ 0 & R + s.L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \phi_f \cdot \omega \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les composantes de la force électromotrice sont :

$$\begin{cases} E_\alpha = -\phi_f \cdot \omega \cdot \sin(\theta) \\ E_\beta = \phi_f \cdot \omega \cdot \cos(\theta) \end{cases} \quad \text{(II.3)}$$

Les expressions des dérivés des forces électromotrices sont :

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_\alpha \\ \dot{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(II.4)}$$

Le modèle d'état du système en utilisant comme variable d'état les courants I_α , I_β et les forces électromotrices E_α , E_β est donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_\alpha \\ \dot{I}_\beta \\ \dot{E}_\alpha \\ \dot{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & 0 & 0 & \frac{-R}{L_d} \\ 0 & \frac{-R}{L_q} & \frac{-R}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Le système d'équation(II.5) précédent peut s'écrire sous la forme :

$$\dot{X}=A.X+B.U$$

Les grandeurs d'entrées du système sont les tensions V_α, V_β . Pour calculer le vecteur d'état X les auteurs ont utilisé un observateur où ils ont remplacé ω par la vitesse de référence.

Une fois que les composantes de la force électromotrice (E_α, E_β) sont calculées, il est possible de déterminer la position du rotor et la vitesse.

- **Détermination de la vitesse et la position :**

- ✓ Détermination de la position :

De l'équation (II.3) on peut tirer :

$$\frac{-E_\alpha}{E_\beta} = \frac{\phi_f \omega \sin \theta}{\phi_f \omega \cos \theta} \quad (\text{II.6})$$

Dans le cas d'une inversion du sens de rotation de la machine, les auteurs [7] ont introduit un angle de compensation de 180° dans l'algorithme de détermination de la position, cette position est donnée par :

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta} \right) \implies \begin{cases} \text{si } \omega > 0, \hat{\theta} = \theta \\ \text{si non, } \hat{\theta} = \theta + \pi \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

- ✓ Estimation de la vitesse :

L'information sur la vitesse peut être obtenue par :

$$\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2 = (\phi_f \cdot \hat{\omega})^2$$

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\phi_f} \sqrt{(\hat{E}_\alpha)^2 + (\hat{E}_\beta)^2} \text{ sign}(\omega) \quad (\text{II.8})$$

Ou :

$$\text{sign}(\omega) = \begin{cases} +1 & \text{si } \Delta\theta(n) = \hat{\theta}(n) - \hat{\theta}(n-1) > 0 \\ -1 & \text{si } \Delta\theta(n) = \hat{\theta}(n) - \hat{\theta}(n-1) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le sens de rotation du moteur est essentiel pour déterminer la position du rotor. Pour le localiser il suffit de voir le signe de la différence entre la position actuelle à la position précédente. De ce fait il faut prendre en compte l'influence des ondulations du couple sur la vitesse, pour éliminer ces fluctuations il suffit de placer un filtre passe bas.

La détermination de la vitesse et la position du rotor par estimation de force électromotrice a trouvé de grands succès, vue sa simplicité et sa mise en œuvre, mais son handicap réside dans la plage des basses vitesses et essentiellement au démarrage du fait que la force électromotrice est très faible (elle ne contient pas assez d'informations), elle est sensible aux fluctuations du flux rotorique. Ainsi on peut noter l'utilisation de vitesse de référence pour la mise en œuvre de l'observateur conduit à des régimes transitoires médiocres.

IV. Estimation du flux :

Les deux méthodes les plus générales d'orientation de flux existant dans la littérature sont l'orientation du flux rotorique et l'orientation du flux statorique , mais pour simplifier la discussion nous allons parler principalement de l'orientation du flux rotorique[15].

Un observateur de flux consiste à estimer les composantes de flux (composantes selon les deux axes d et q). à partir de la connaissance des composantes du flux, il est possible de déterminer la vitesse et la position du rotor.[6]

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. A partir de l'équation (**I.26**) [4] :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + s.L_d & 0 \\ 0 & R + s.L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \phi_f \cdot \omega \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

On peut écrire ce système sous forme d'équations d'état [6] :

Chapitre II : Différentes techniques d'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_\alpha \\ \dot{I}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} - \frac{\phi_f \cdot \omega}{L_c} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

En posant :

$$\phi_\alpha = L_c I_\alpha + \phi_f \cos \theta \text{ Et } \phi_\beta = L_c I_\beta + \phi_f \sin \theta \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} \frac{d\phi_\alpha}{dt} = -R \cdot I_\alpha + V_\alpha = e_\alpha \\ \frac{d\phi_\beta}{dt} = -R \cdot I_\beta + V_\beta = e_\beta \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec : $e_\alpha = -\omega \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta)$ et à partir de l'équation (II.11) il est possible de déterminer la position du rotor et donc de réaliser une commande sans capteur mécanique, mais cela nécessite la connaissance des composantes des flux et la mesure des courants statoriques. Pour mesurer les courants statoriques il est possible d'utiliser des capteurs de courant, par contre pour avoir les composants du flux, il est possible de les mesurer avec des capteurs (solution indésirable), de les calculer à partir de l'équation (II.12), ou de les estimer.

Le calcul des ces composantes par intégration de l'équation (II.12) introduit beaucoup d'erreurs (accumulation des erreurs d'intégration).

Une solution permettant de palier à ce problème consiste à utiliser des filtres passe bas: cela revient à introduire un pôle dans les expressions du flux.

Donc au lieu de : $\phi_\alpha = \frac{1}{s} \cdot e_\alpha$ et $\phi_\beta = \frac{1}{s} \cdot e_\beta$ on aura :

$$\phi_\alpha = \frac{T_i}{1 + s \cdot T_i} \cdot e_\alpha \text{ Et } \phi_\beta = \frac{T_i}{1 + s \cdot T_i} \cdot e_\beta \quad (\text{II.13})$$

T_i : est le pôle introduit.

On peut calculer :

$$\cos(\theta) = \frac{\phi_\alpha - L_c \cdot I_\alpha}{\sqrt{(\phi_\alpha - L_c \cdot I_\alpha)^2 + (\phi_\beta - L_c \cdot I_\beta)^2}} \text{ Et } \sin(\theta) = \frac{\phi_\beta - L_c \cdot I_\beta}{\sqrt{(\phi_\alpha - L_c \cdot I_\alpha)^2 + (\phi_\beta - L_c \cdot I_\beta)^2}} \quad (\text{II.14})$$

A partir de ces deux expressions on peut déterminer la position du rotor (θ_r).

V. Injection d'un signal de haute fréquence :

V.1. Injection d'un courant à haute fréquence dans la machine :

Le schéma général de cette méthode est montré sur la figure (II.4). Une tension à haute fréquence triphasé d'amplitude V_c et de fréquence ω_c est ajoutée aux entrées des régulateurs de courant dans un schéma de commande vectorielle. L'interaction entre le courant à haute fréquence et les saillances présentes dans la machine, produit une tension triphasée contenant des informations sur la position du rotor.

$$I_{\alpha\beta s_c}^{s*} = I_c e^{j\omega_c t}$$

L'obstacle principal pour l'implantation de cette méthode vient de l'injection du signal aux entrées des régulateurs de courant dont la bande passante est limitée. Nous avons alors deux choix :

- ✓ Diminuer la fréquence injectée, et par conséquent diminuer la séparation spectrale entre le courant injecté et le courant fondamental.
- ✓ Augmenter la bande passante des régulateurs de courant de plusieurs multiples de la fréquence injectée ce qui induit la sensibilité aux bruits de mesure qui réduit la qualité de contrôle (Car les régulateurs de courant sont, en général, des filtres passes bas de premier ordre).

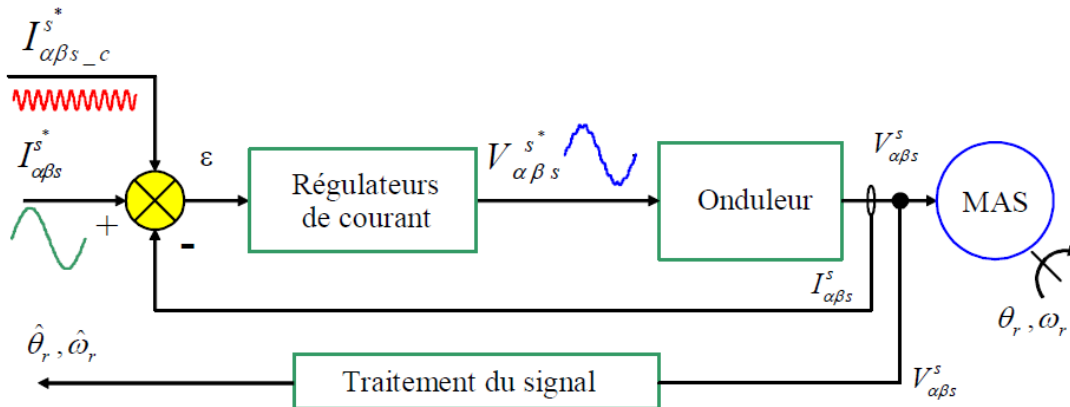


Figure II.4 : Estimation de la position du rotor par l'injection d'un courant à haute fréquence.

V.2. Injection d'une tension à haute fréquence dans la machine :

La forme la plus simple du signal injecté est une tension sinusoïdale triphasée équilibrée d'amplitude V_c et de pulsation ω_c équation(II.15). Ce signal est superposé à l'alimentation fondamentale de la machine. Cette méthode ne demande pas d'équipements supplémentaires pour effectuer l'injection. En effet, il suffit d'ajouter les tensions $V_{\alpha\beta s_c}^s$ du signal à haute fréquence aux tensions $V_{\alpha\beta s}^s$ de l'alimentation fondamentale de la machine à la sortie des régulateurs de courant. Ensuite, la tension résultante est appliquée aux bornes de la machine synchrone via un onduleur (figure II.5) [15].

$$V_{\alpha\beta s_c}^s = V_c \begin{pmatrix} -\sin \omega_c t \\ \cos \omega_c t \end{pmatrix} = V_c e^{j(\omega_c t + \frac{\pi}{2})} \quad (\text{II.15})$$

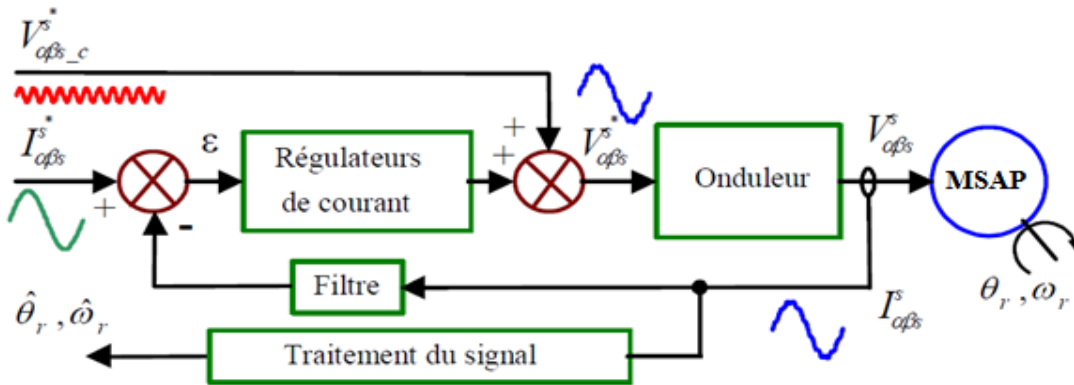


Figure II.5: Schéma du principe de la méthode d'estimation de la position du rotor par l'injection d'une tension à haute fréquence.

V.3. Calcul des courants à hautes fréquences :

Etant donné que la fréquence du signal injecté est beaucoup plus grande que la fréquence de la tension de commande, le modèle de la machine peut être simplifié en hautes fréquences, ceci permet d'omettre les termes de couplage. En considérant que la machine possède une seule saillance à distribution sinusoïdale et en négligeant la résistance devant la réactance, le modèle de la MSAP se simplifie comme suit [15] :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha_c} \\ V_{\beta_c} \end{bmatrix} = \left(R_s I_2 + \frac{dL_{\alpha\beta}}{dt}(\theta_r) \right) \begin{bmatrix} I_{\alpha_c} \\ I_{\beta_c} \end{bmatrix} + L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha_c} \\ I_{\beta_c} \end{bmatrix} \approx L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha_c} \\ I_{\beta_c} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$_c = \text{HF}$: désigne les termes hautes fréquences (carrier) et $V_{\alpha_c}, V_{\beta_c}$, $I_{\alpha_c}, I_{\beta_c}$ désignent les valeurs de tension et de courant haute fréquence suivant les axes α et β .

Chapitre II : Différentes techniques d'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP

Le courant statorique $I_{\alpha\beta}$ peut être déduit par :

$$I_{\alpha\beta} \approx I_{cp} e^{j(\omega_c t)} + I_{cn} e^{j(-\omega_c t + 2\theta_r)} + I_{\alpha\beta_f} e^{j(\omega_r t)} \quad (\text{II.17})$$

Ainsi le courant à haute fréquence peut être déduit par l'expression (II.16) :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_c} \\ I_{\beta_c} \end{bmatrix} = \frac{V_c}{\omega_c(L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} L \cos(\theta_{-c}) + \Delta L \cos(2\theta_r - \theta_{-c}) \\ L \sin(\theta_{-c}) + \Delta L \sin(2\theta_r - \theta_{-c}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Où $\Theta_r = \omega_r t$ et $\Theta_c = \omega_c t$

Avec :

ω_r : la pulsation rotorique du fondamental.

ω_c : la pulsation à haute fréquence.

Où les amplitudes des composantes positive et négative du courant de haute fréquence sont données respectivement par :

$$I_{cp} = \frac{L \cdot V_c}{\omega_c(L^2 - \Delta L^2)} \quad \text{Et} \quad I_{cn} = \frac{\Delta L \cdot V_c}{\omega_c(L^2 - \Delta L^2)}$$

Nous remarquons que ce courant équation (II.18) est composé de trois termes à savoir :

- Le premier terme est la composante positive qui est un vecteur tournant dans le même sens que la pulsation du signal injecté. Il a une amplitude proportionnelle à la valeur moyenne des inductances statoriques, à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnelle à la fréquence du signal injecté qui est indépendant de la position rotorique.
- Le deuxième terme est la composante négative qui est un vecteur tournant dans le sens inverse de celui de la tension injectée et dont l'amplitude est proportionnelle à la différence des inductances statoriques, à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnel à la fréquence du signal information et il contient l'information de la position rotorique.
- Le troisième terme est la composante fondamentale qui est indépendante de la position rotorique.

Afin d'extraire la position du rotor, un traitement de signal s'impose sur le 2^{ème} composante et on obtient deux composantes :

$$\begin{cases} I_\alpha = I_{cn} \sin 2\theta_r \\ I_\beta = I_{cn} \cos 2\theta_r \end{cases}$$

(II.19)

Nous remarquons que toutes les expressions d'estimation de la position obtenues avec les différentes techniques citées auparavant (équations : II.6, II.15, II.18) contiennent toutes une

Chapitre II : Différentes techniques d'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP

composante proportionnelle au $\sin \theta_r$ ou $\sin 2\theta_r$, et une autre composante proportionnelle au $\cos \theta_r$ ou $\cos 2\theta_r$.

Afin d'estimer la position θ_r à partir de ces deux composantes, deux méthodes peuvent être décrites :

VI. Estimation de la position du rotor par la fonction arc tangente:

Pour estimer cette position on peut utiliser la fonction Arc tangente pour extraire la position du rotor par :

$$2\theta_r = \arctan \left(\frac{I_{\beta_nc}^{-\omega c}}{I_{\alpha_nc}^{-\omega c}} \right) \quad (\text{II.20})$$

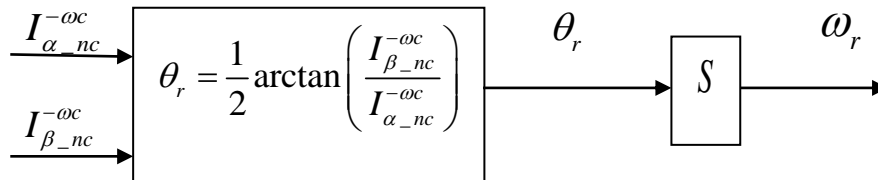


Figure II.6 : Estimation de la position du rotor par la fonction arc tangente.

Cette stratégie a pour avantage sa réponse instantanée car elle ne se base pas sur un contrôleur ou sur un régime en boucle. Cependant elle dispose d'un inconvénient qui réside dans la division par zéro, mais qui peut être résolu en utilisant la fonction « arctan2 » qui calcule l'angle à partir des coordonnées dans le plan euclidien [2].

VII. Estimation de la position du rotor par une boucle à verrouillage de phase (PLL) :

La boucle à verrouillage de phase PLL est un estimateur dont le principe de fonctionnement est d'employer l'erreur résultant de la multiplication croisée entre un vecteur réel (issu de la mesure) et un vecteur modèle (issu d'un modèle de référence) afin de forcer la convergence de la phase du vecteur modèle vers celle du vecteur réel. Puisque la phase des composantes inverses de la porteuse contient la position du rotor, nous pouvons donc appliquer une PLL (dont le schéma de principe est représenté par la figure ci-dessous)[15] :

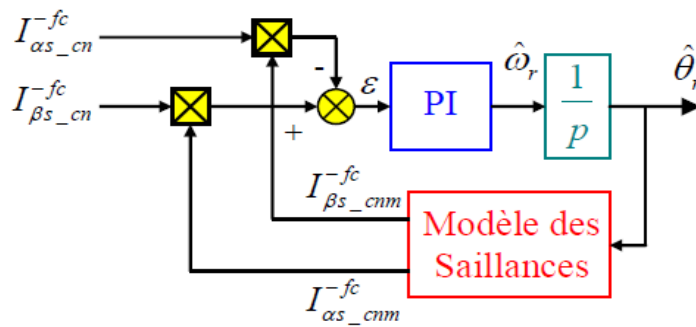


Figure II.7 : Estimation de la position du rotor par une boucle à verrouillage de phase (PLL)

Avec le bloc modèle des saillances représenté par l'équation (II.19), nous remarquons que ce schéma est équivalent à un observateur linéaire du deuxième ordre .

VIII. Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté les différentes méthodes développées dans la littérature pour la détection de la position et de la vitesse du rotor.

Nous avons évoqué globalement les avantages et les inconvénients de chacune d'elles, et nous avons constaté pour les trois dernières méthodes citées à savoir : estimation du vecteur FEM, estimation du flux et l'injection d'une tension de haute fréquence aboutissent à deux composantes dépendantes d'un $\sin \theta_r$ et d'un $\cos \theta_r$, et pour cela nous allons appliquer les méthodes d'extraction de la position rotorique en utilisant le logiciel MATLAB SIMULINK.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

I. Introduction :

Dans cette partie, nous allons s'intéresser à la mise en œuvre d'une PLL, afin d'estimer la position et la vitesse dans le bus de réaliser la commande sans capteur d'un moteur synchrone à aimants permanent par injection d'une tension de haute fréquence et cela sous le logiciel MATLAB/SIMULINK.

II. Les observateurs linéaires :

II.1. Observateur linéaire du deuxième ordre en boucle fermée :

II.1.1. Observateur classique de la position:

Le plus simple des observateurs de position est dérivé d'un observateur linéaire de 2eme ordre continu du modèle dans l'espace d'état de la position angulaire.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_1x(t) + G_1\alpha(t) \\ y_1(t) &= C_1x(t) + \omega(t)\end{aligned}\tag{III.1}$$

Avec \dot{X} est la dérivée de X .

La sortie y_1 est considérée comme une mesure bruitée de la position réelle θ perturbée avec un bruit supplémentaire un bruit de moyenne nulle.

$\alpha(t) = \dot{\Omega}(t) = \ddot{\theta}(t)$ est l'accélération angulaire, elle est considérée comme un bruit d'état à moyenne nulle, ce processus stochastique est observable et l'observateur de Luenberger peut être utilisé [18] :

$$\dot{\hat{X}}(t) = A_1\hat{X}(t) + K_{C1}(y_1(t) - C_1\hat{X}(t))\tag{III.2}$$

Avec : $K_{C1}^T = (K_{p1}, K_{i1})$ et $\hat{X}^T = (\hat{\theta} \ \hat{\Omega})$.

Cet observateur est équivalent à un intégrateur en boucle fermée avec un régulateur PI, avec un gain proportionnelle K_p et la constante intégrale $T_i = \frac{K_p}{K_i}$.

Avec :

$$X = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta \\ \Omega \end{pmatrix}, \quad \Omega = \dot{\theta} \quad \text{et} \quad \dot{X} = \begin{pmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\Omega} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{pmatrix}$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Le principe de cet observateur est d'utiliser l'erreur résultant du vecteur réel issu de la mesure et un vecteur issu de l'estimation, dans le but de forcer la convergence du vecteur issu de l'estimation vers celle du vecteur réel. Le schéma fonctionnel de cet observateur peut être représenté par la figure [III.1] ci-dessous :

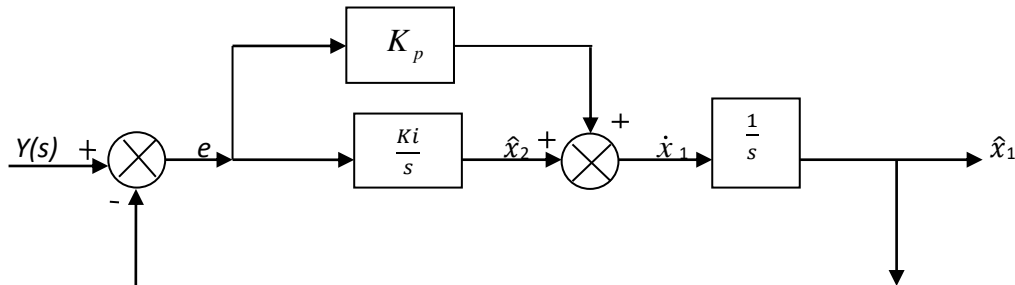


Figure III.1 : Schéma bloc d'un système linéaire du 2^{ème} ordre.

L'erreur d'estimation de cet observateur converge vers 0 à condition que K_i et K_p soient supérieurs à zéro, avec : $\hat{x}_1 \rightarrow y(t)$

II.1.2. Les fonctions de transfert de ce processus de filtrage appliqué au signal mesuré

$y(s)$ est :

1) La fonction de transfert de la position :

$$\dot{x}_1 = Sx_1 = x_2 + K_p e = x_2 + K_p (y - x_1)$$

$$Sx_2 = K_i e = K_i (y - x_1)$$

$$S^2 x_1 = Sx_2 + K_p S e = K_i e + K_p S e$$

$$S^2 x_1 = (K_i + K_p S) e$$

$$x_1 = \frac{K_p S + K_i}{S^2} (y - x_1)$$

$$x_1 \frac{S^2}{S^2 + K_p S + K_i} = (y - x_1) \tag{III.3}$$

$$x_1 = \frac{K_p S + K_i}{S^2} (y - x_1)$$

$$x_1 \left(1 + \frac{K_p S + K_i}{S^2} \right) = y \cdot \frac{K_p S + K_i}{S^2}$$

$$x_1 \left(\frac{S^2 + K_p S + K_i}{S^2} \right) = y \cdot \frac{K_p S + K_i}{S^2}$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

$$\boxed{\frac{x_1(s)}{y(s)} = \frac{K_p S + K_i}{S^2 + K_p S + K_i}} \quad \text{(III.4)}$$

C'est une fonction de transfert d'un filtre passe-bas du 2^{ème} ordre avec un gain statique égale à 1 et une fréquence de coupure de seulement -20db/dec.

Cette structure particulière, induit un estimateur de position non biaisée quand la position est constante ou la vitesse est constante.

2) La fonction de transfert de la vitesse estimée $\hat{\Omega}(s)$ peut s'écrire:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \Omega(S) \\ \Omega(s) &= \frac{K_i}{S} . e(s) \end{aligned} \quad \text{(III.5)}$$

avec :

$$e(s) = \frac{S^2}{S^2 + K_p S + K_i} y(s)$$

$$\boxed{\Omega(s) = \frac{K_i S}{S^2 + K_p S + K_i} y(s)} \quad \text{(III.6)}$$

3) La fonction de transfert de l'erreur sur la position $e(s)$ peut être déduite de :

$$e(s) = y(s) - x_1$$

$$e(s) = \frac{y(s)}{1 + (K_p + \frac{K_i}{S}) \frac{1}{S}}$$

$$\boxed{e(s) = \frac{S^2}{S^2 + K_p S + K_i} y(s)} \quad \text{(III.7)}$$

$$\text{Si } y(s) = x_1(s) = \frac{\Omega}{S^2}$$

En utilisant le théorème des valeurs final on obtient :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) - x_1(t) = \lim_{s \rightarrow 0} S(y(s) - x_1(s))$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

$$= \lim_{s \rightarrow 0} S \frac{S^2}{S^2 + K_p S + K_i} \frac{\Omega}{S^2} = 0 \quad \text{(III.8)}$$

A chaque fois que la vitesse augmente linéairement l'estimateur souffre d'un suivi d'erreur

$$\text{Si } Y(s) = \frac{\alpha}{S^3}, \quad \lim_{t \rightarrow +\infty} (y(t) - x_1(t)) = \frac{\alpha}{K_i} \quad \text{(III.9)}$$

Nous remarquons que l'erreur est d'autant moins importante que K_i choisi est plus grand.

$$y - \hat{x}_1 = e$$

$$\left(K_p + \frac{K_i}{S}\right)(y(s) - \hat{x}_1) = S\hat{x}_1$$

$$\left(K_p + \frac{K_i}{S}\right)y(s) = \left(S + K_p + \frac{K_i}{S}\right)\hat{x}_1$$

$$\left(\frac{SK_p + K_i}{S}\right)y(s) = \left(\frac{S^2 + SK_p + K_i}{S}\right)\hat{x}_1$$

$$y(s) = \left(\frac{S^2 + SK_p + K_i}{SK_p + K_i}\right)\hat{x}_1$$

On peut déduire l'expression de \hat{x}_1 :

$$\hat{x}_1 = \frac{SK_p + K_i}{S^2 + SK_p + K_i} y(s) \quad \text{(III.10)}$$

Cela permet de tirer k_i de l'erreur d'estimation de position pour une accélération angulaire α donnée par l'expression :

$$K_i = \frac{\alpha}{x_1 - x_1} = \frac{\alpha}{e} \quad \text{(III.11)}$$

Avec x_1 : la valeur réelle de la position.

II.1.3. Dimensionnement du régulateur PI :

Détermination de k_i :

De l'équation (III.5) on peut écrire :

$$K_i \cdot e = S \cdot \Omega = \alpha$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Ainsi K_i peut être calculé par :

$$K_i = \frac{\alpha_{\max}}{e} \quad \text{si on tolère une erreur de } 1^\circ \quad (e=1^\circ = \frac{\pi}{180} \text{ rad})$$

On obtient :

$$K_i = \frac{\alpha_{\max} \cdot 180}{\pi}$$

Calcul de α_{\max} (l'accélération maximale de la MSAP :

De l'équation (I.13) on a :

$$Cem = J \frac{d\Omega}{dt} = J \alpha_{\max}$$

$$Cem = J \alpha_{\max}$$

Donc :

$$\alpha_{\max} = \frac{Cem}{J}$$

Détermination de K_p :

La fonction de transfert (eq.III.4) est du deuxième ordre, son dénominateur peut s'écrire sous la forme :

$$D(s) = s^2 + 2zw_n s + w_n^2 = s^2 + K_p s + K_i$$

Par identification terme à terme on peut écrire :

$$K_i = w_n^2 \quad \text{et} \quad K_p = 2zw_n \quad \rightarrow K_p = 2z\sqrt{K_i}$$

Avec z est le coefficient d'amortissement.

Ainsi K_p peut être déduit par :

$$K_p = 2z\sqrt{\frac{\alpha_{\max} \cdot 180}{\pi}}$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

K_p peut être choisi en fonction du pic (dépassement) qu'on veut obtenir quand la position passe de (0 à 180°).

II.1.4 Résultats de simulation sous matlab :

La simulation de cet estimateur sous matlab simulink donne les résultats suivants :

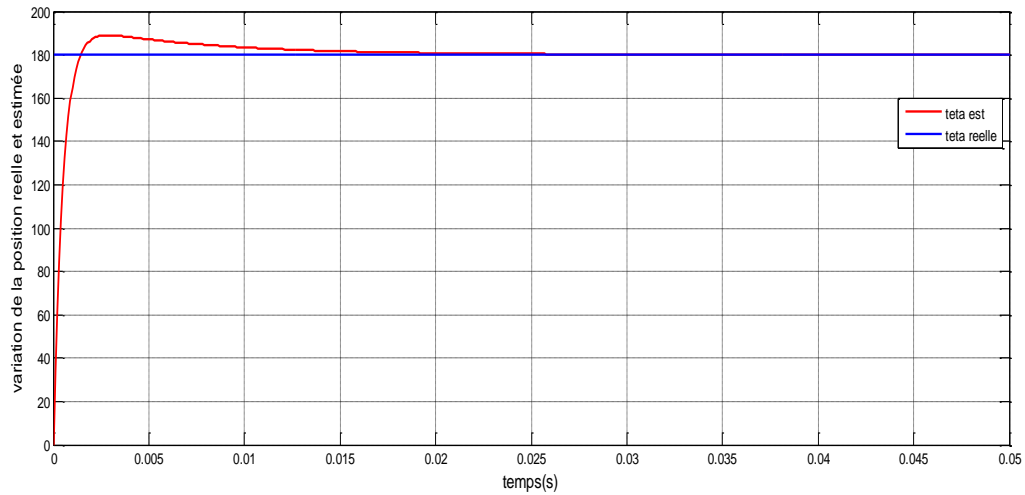


Figure III.2 : Estimation de la position avec un estimateur de 2^{ème} ordre linéaire.

Variation de z :

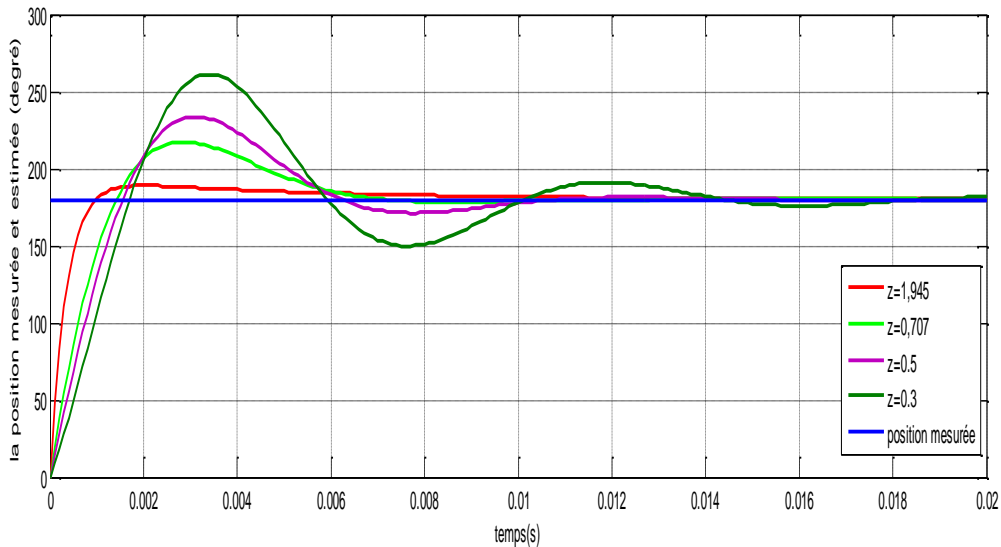


Figure III.3 : variation de la position estimée en fonction du coefficient d'amortissement z .

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

En variant l'amortissement z :

- on remarque pour un système du 2eme ordre de coefficient d'amortissement $z < 1$; plus les oscillations de la réponse ont une décroissance rapide, plus l'amortissement est élevé .Il clair que si $z = 0.3$, la réponse indicielle serait une forme sinusoïdale entretenue, alors que pour $z = 0.5$ et pour $z=0.7$, les amplitudes des oscillations décroissent au fil du temps et ce, plus moins rapidement selon la valeur de z .
- pour un système du 2eme ordre de coefficient $z > 1$, plus la montée de la réponse vers sa valeur finale est lente, plus l'amortissement est élevé, le comportement du système est non oscillant. La réponse tend vers la valeur finale $\hat{x}_1 = 180$ sans jamais la dépasser. Plus le coefficient d'amortissement z est grand, plus le temps de réponse est important.

Remarque:

- Le dépassement indiciel ne dépend que du coefficient d'amortissement z . Plus z est petit, moins la réponse est amortie, et plus le dépassement indiciel est important la réponse devient oscillatoire.
- On remarque si l'amortissement est trop important, le système devient excessivement lent avec un faible dépassement, par contre si z est trop faible, il y a un dépassement et des oscillations importantes .
- afin d'améliorer la précision dynamique, il convient de prendre un coefficient d'amortissement un peu plus faible au détriment d'un temps de réponse plus grand et d'un dépassement indiciel plus important, on prend $z=1.945$.

La simulation de cette cet estimateur pour K_p donne les resultats suivants :

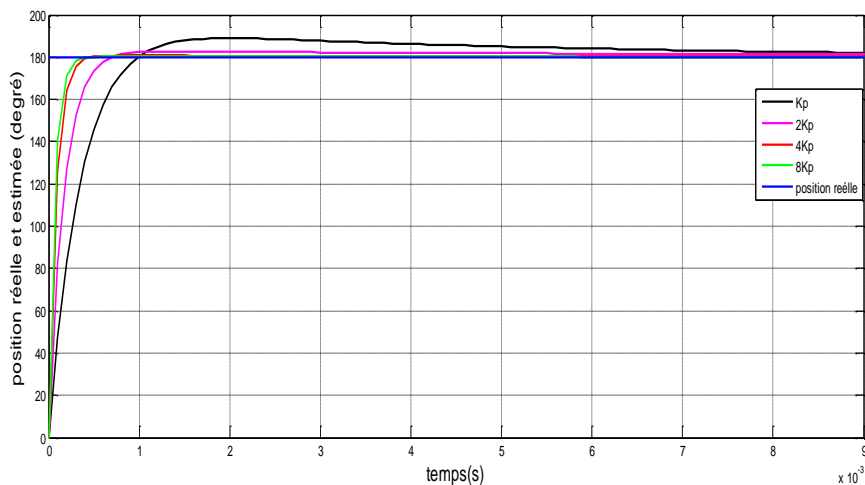


Figure III.4: Variation de la position estimée en fonction de K_p .

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Si on choisi $K_p = \frac{\sqrt{2}}{2}$ (Butterworth) , on aura un pic de 20.84% et pour $K_p = 1.945$, le dépassement est de 5%.

L'augmentation de K_p améliore la précision statique c.à.d. on augmente le K_p pour faire tendre l'erreur statique ε tend vers 0 et le gain statique G_0 vers 1. ce qui implique que pour $k_p = 8$ notre modèle est plus précis; et on remarque qu'il peut aussi améliorer les performances en dynamique :

- le dépassement diminue
- Temps de montée t_m diminue (le système est rapide)
- le temps de réponse $t_{5\%}$ augmente.
- le niveau de commande augmente.

Variation de K_i :

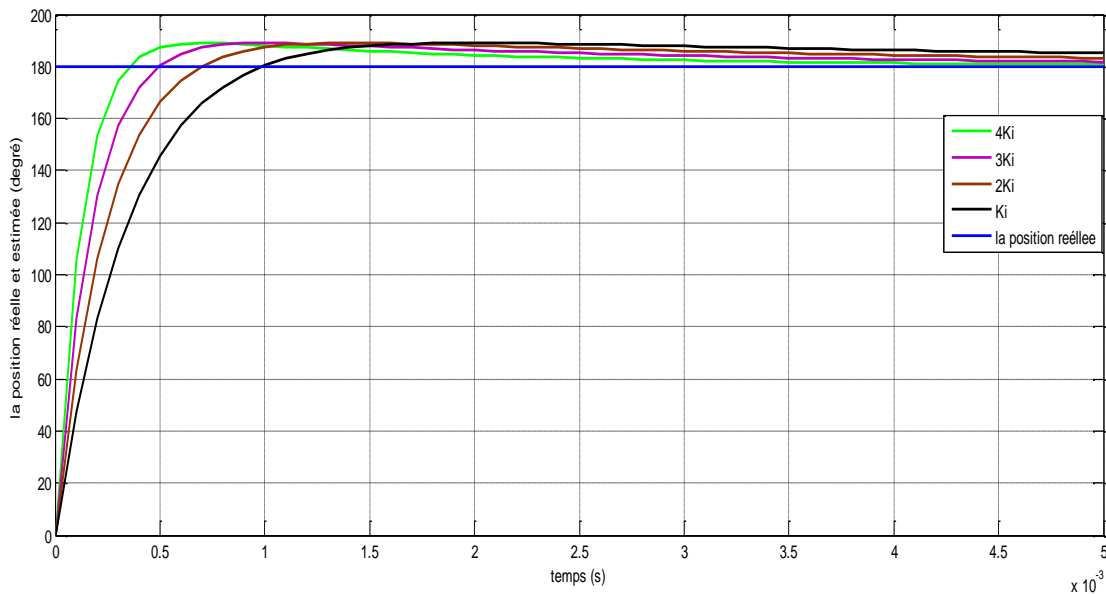


Figure III.5 : Variation de la position estimée en fonction de K_i

- En variant le K_i on remarque :
- Le temps de montée est plus court.
 - L'introduction d'un intégrateur réduit l'erreur en régime permanent.
 - Plus K_i est important, plus le système est rapide.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

II.1.5 L'estimateur de $2\theta_r$:

Cette méthode a pour but d'estimer la position θ_r .

Nous remarquons que toutes les expressions d'estimation de la position obtenus déjà (dans le chapitre II) contiennent une composante proportionnelle au $\sin \theta_r$ et ou $\sin 2\theta_r$ et une autre composante proportionnelle au $\cos \theta$ ou $\cos 2\theta$.

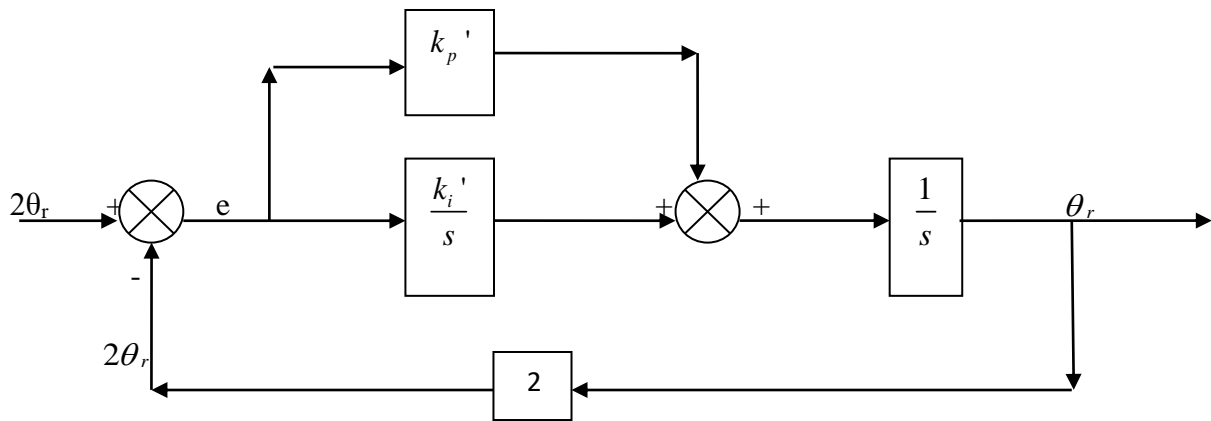


Figure III.6 : Schéma bloc d'un estimateur linéaire de 2^{ème} ordre de $2\theta_r$.

La fonction de transfert :

$$\theta_r - \theta_r = e$$

$$(K'_p + \frac{K'_i}{S})(2\theta_r - 2\theta_r) = S\theta_r$$

$$(2K'_p + \frac{2K'_i}{S})\theta_r = (S + 2K'_p + \frac{2K'_i}{S})\theta_r$$

$$(\frac{2SK'_p + 2K'_i}{S})\theta_r = (\frac{S^2 + 2Sk'_p + 2K'_i}{S})\theta_r$$

$$(2SK'_p + 2K'_i)\theta_r = (S^2 + 2Sk'_p + 2K'_i)\theta_r$$

On remplace θ_r par l'expression (III.10) on obtient :

On pose : $\theta_r = \hat{x}_1$ et $\theta_r = y(s)$

$$\theta_r = \frac{Sk'_p + K'_i}{S^2 + Sk'_p + K'_i} \theta_r$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

$$(2SK'_p + 2K'_i)\theta_r = (S^2 + 2Sk'_p + 2K'_i)\left(\frac{Sk_p + K_i}{S^2 + 2Sk_p + 2K_i}\right)\theta_r$$

$$\frac{2SK'_p + 2K'_i}{S^2 + 2Sk'_p + 2K'_i} = \frac{Sk_p + K_i}{S^2 + 2Sk_p + 2K_i}$$

Par identification terme à terme et pour avoir un comportement équivalent de l'estimateur il faudrait remplacer par :

$$\begin{cases} 2K'_p = K_p \\ K'_p = \frac{K_p}{2} \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} 2K'_i = K_i \\ K'_i = \frac{K_i}{2} \end{cases}$$

La simulation sur matlab est représentée ci-dessous :

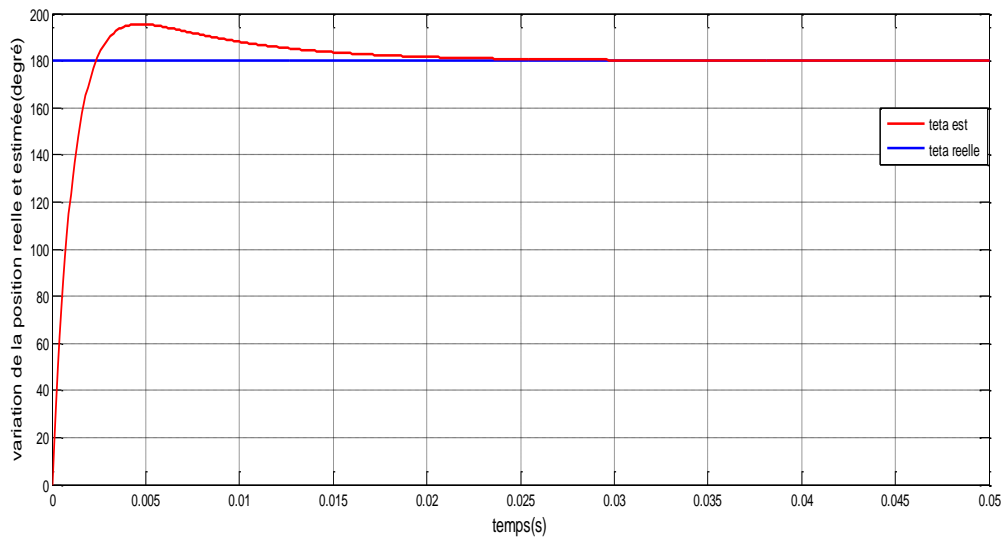


Figure III.7 : Estimation de la position avec un estimateur linéaire de 2^{eme} ordre de $2\theta_r$

II.2. Observateur linéaire de 3^{ème} ordre :

Pour obtenir de meilleurs transitoires lors du démarrage (ou plus Généralement quand la vitesse n'est pas constante), une possibilité est d'utiliser un observateur d'état de temps continu de troisième ordre de la position angulaire:

Cet observateur est équivalent à un intégrateur en boucle fermée avec un contrôleur PID, sous forme d'état :

$$\dot{x}(t) = A_2 x(t) + G_2 \beta(t) \quad \text{Avec } x = \begin{pmatrix} \theta \\ \Omega \\ \alpha \end{pmatrix} \quad \text{(III.12)}$$

$$y_1(t) = C_2 x(t) + w(t), \quad \text{avec } A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G_2 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{Avec } \beta(t) = \dot{\alpha}(t) = \ddot{\Omega}(t) = \ddot{\theta}(t)$$

Le principe de cet observateur est d'utiliser l'erreur résultant du vecteur réel issu de la mesure et un vecteur issu de l'estimation, dans le but de forcer la convergence du vecteur issu de l'estimation vers celle du vecteur réel .Le principe de cette méthode peut être représenté par la figure [III.8] ci-dessous :

Schéma bloc :

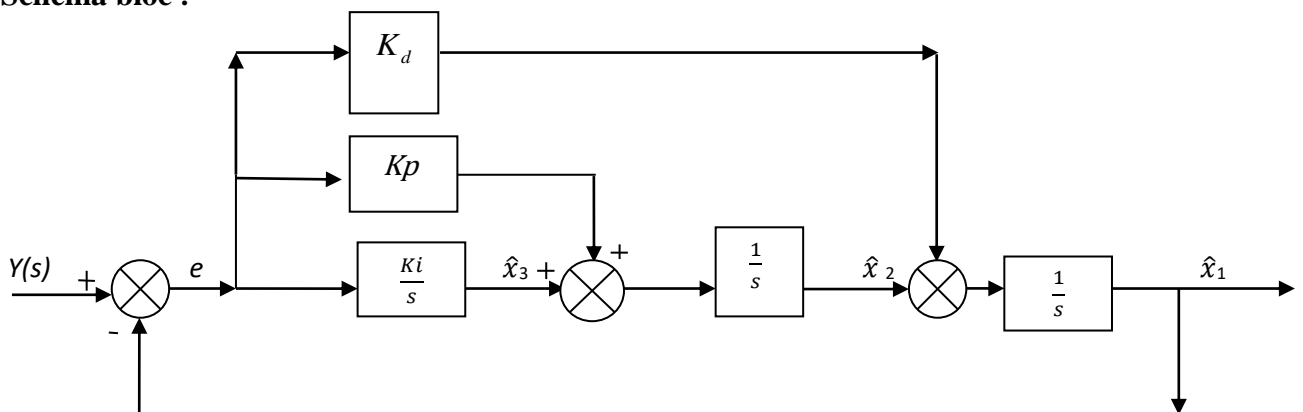


Figure III.8 : Schéma bloc d'un Estimateur linéaire du 3^{ème} ordre.

L'erreur d'estimation de cet observateur converge vers zéro à condition que $K_d K_p > K_i$

En utilisant le critère de Routh-Hurwitz.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Ce processus est observable et un observateur de Luenberger peut être utilisé pour estimer θ :

$$\dot{\hat{X}}(t) = A_2 \hat{X}(t) + K_{c2}(y_1(t) - C_2 \hat{X}(t)) \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$K_{c2}^T = (K_{a2}, K_{b2}, K_{c2}) \quad \text{et} \quad \hat{X}^T = (\hat{\theta}, \hat{\Omega}, \hat{\alpha})$$

La position estimée peut être exprimée par :

$$\hat{\theta}(s) = \left[K_{b2} + \frac{K_{c2}}{S} + K_{a2}S \right] \frac{1}{S^2} (y(s) - \hat{\theta}(s)) \quad (\text{III.14})$$

Ce résultat montre que cet observateur est équivalent à un double intégrateur en boucle fermée avec un régulateur PID avec le gain proportionnel, la constante intégrale T

II.2.1 Les fonctions de transfert de ce processus de filtrage Appliqué au signal mesuré y (s) est :

1) La fonction de transfert de la position :

$$\hat{\theta}_r = \theta_r \cdot S = K_d \cdot e + \Omega$$

$$\Omega \cdot S = K_p \cdot e + \frac{K_i}{S} \cdot e$$

$$\Omega \cdot S = (K_p + \frac{K_i}{S}) \cdot e$$

$$\theta_r \cdot S^2 = K_d \cdot e \cdot S + \Omega \cdot S$$

$$X_1 \cdot S^2 = K_d \cdot e \cdot S + (K_p + \frac{K_i}{S}) \cdot e$$

$$\theta_r \cdot S^2 = (K_d \cdot S + K_p + \frac{K_i}{S}) \cdot e$$

$$\theta_r = \frac{1}{S^2} (K_d \cdot S + K_p + \frac{K_i}{S}) \cdot e$$

$$e = (\theta_r - \theta_r)$$

$$\theta_r = \frac{1}{S^2} (K_d \cdot S + K_p + \frac{K_i}{S}) \cdot (\theta_r - \theta_r)$$

$$\theta_r = \frac{K_d \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i}{S^3} \cdot (\theta_r - \theta_r)$$

$$\theta_r \left(1 + \frac{K_d \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i}{S^3} \right) = \frac{K_d \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i}{S^3} \cdot \theta_r$$

$$\widehat{\theta_r} \left(\frac{S^3 + K_d \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i}{S^3} \right) = \frac{K_d \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i}{S^3} \cdot \theta_r$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

$$\boxed{\frac{\theta_r(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_d \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i}{S^3 + K_d \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i}} \quad \text{(III.15)}$$

C'est une fonction de transfert d'un filtre passe-bas de 3eme ordre avec un gain unitaire et une fréquence de coupure de -20db/dec.

2) La fonction de transfert de la vitesse estimée $\hat{\Omega}(s)$ peut s'écrire:

$$\Omega(s) = \frac{\left(\frac{K_i}{S} + K_p\right) \cdot \frac{1}{S}}{1 + \left(\left(\frac{K_i}{S} + K_p\right) \cdot \frac{1}{S} + K_d\right) \frac{1}{S}} \theta_r(s)$$

$$\frac{\Omega(s)}{\theta_r(s)} = \frac{\left(\frac{K_i}{S} + K_p\right) \cdot \frac{1}{S}}{1 + \left(\left(\frac{K_i}{S} + K_p\right) \cdot \frac{1}{S} + K_d\right) \frac{1}{S}}$$

$$\frac{\Omega(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_i \cdot S + K_p \cdot S^2}{S^3 + K_d S^2 + K_p S + K_i}$$

$$\boxed{\frac{\Omega(s)}{\theta_r(s)} = \frac{S(K_i + K_p \cdot S)}{S^3 + K_d S^2 + K_p S + K_i}} \quad \text{(III.16)}$$

3) La fonction de transfert de l'accélération estimée $\alpha(s)$ peut s'écrire:

$$\alpha(s) = \frac{\frac{K_i}{S}}{1 + \left(\left(\frac{K_i}{S} + K_p\right) \cdot \frac{1}{S} + K_d\right) \frac{1}{S}} \theta_r(s)$$

$$\alpha(s) = \frac{\frac{K_i}{S}}{1 + \left(\left(\frac{K_i}{S} + K_p\right) \cdot \frac{1}{S^2} + K_d \frac{1}{S}\right)} \theta_r(s)$$

$$\boxed{\frac{\alpha(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_i \cdot S^2}{S^3 + K_d S^2 + K_p S + K_i}} \quad \text{(III.17)}$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Cet estimateur n'est pas biaisé quand la position, la vitesse et l'accélération sont toutes constantes.

Si $y(s) = \theta_r(s) = \frac{\alpha}{S^3}$, en utilisant le théorème des valeurs finales on peut écrire :

$$y(s) - \hat{\theta}_r(s) = \frac{S^3}{S^3 + K_d S^2 + K_p S + K_i} y(s)$$

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow +\infty} (y(t) - \theta_r(t)) &= \lim_{s \rightarrow 0} (S y(s) - \theta_r(s)) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} S \frac{S^3}{S^3 + K_d S^2 + K_p S + K_i} \frac{\alpha}{S^3} \end{aligned}$$

II.2.2. Dimensionnement du régulateur PID :

Les pôles de la fonction de transfert avec des paramètres proposés de l'équation(III.15):

$$P_1 = \frac{-K}{T}, \quad P_2 = \frac{-1 + j\psi}{T}, \quad \text{et} \quad P_3 = \frac{-1 - j\psi}{T}.$$

Avec T et K et ψ sont respectivement le temps de réponse désiré, le dépassement désiré et la fréquence d'oscillation.

Ainsi le dénominateur de l'équation (III.15) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$S^3 + K_d S^2 + K_p S + K_i = (S + \frac{K}{T})(S + \frac{1 + j\psi}{T})(S + \frac{1 - j\psi}{T})$$

On développe cette expression on aura :

$$\begin{aligned} (S + \frac{K}{T})(S + \frac{1 + j\psi}{T})(S + \frac{1 - j\psi}{T}) &= S^3 + (\frac{K+2}{T})S^2 + (\frac{\psi^2 + 2K + 1}{T^2})S + \frac{K(\psi^2 + 1)}{T^3} \\ &= S^3 + K_d S^2 + K_p S + K_i \end{aligned}$$

En identifiant terme à terme ces deux expressions on peut déduire :

$$\left. \begin{array}{l} \text{Si On choisit :} \\ \Omega_{réelle} - \hat{\Omega} = \alpha \frac{2.z.\sqrt{Ki}}{Ki} = \frac{2.z.\alpha}{\sqrt{Ki}} \end{array} \right\}$$

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

$$\psi = \frac{3\pi}{2} \quad \text{Et} \quad k = 39.04 \quad (\text{qui conduit à un dépassement maximal de 10\%})$$

II.2.3 Dimensionnement des paramètres du régulateur PID avec le filtre de Butterworth :

Si les coefficients de l'observateur sont choisis comme dans [18] le filtre de Butterworth de 3eme ordre :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_d = \frac{2}{T_c} \\ K_p = \frac{2}{T_c^2} \\ K_i = \frac{1}{T_c^3} \end{array} \right.$$

Ou T_c est le temps d'établissement.

Le dénominateur de l'équation (III.4) sera un filtre de Butterworth de 3eme ordre [18] ; le dépassement dans ce cas sera égal à 30.9% :

$$S^3 + K_d S^2 + K_p S + K_i = (S + \frac{2}{T_c})(S + \frac{2}{T_c})(S + \frac{1}{T_c})$$

II.2.4. Les résultats de simulation :

La simulation de cet estimateur nous conduit aux résultats suivants :

a) Avec les paramètres proposés :

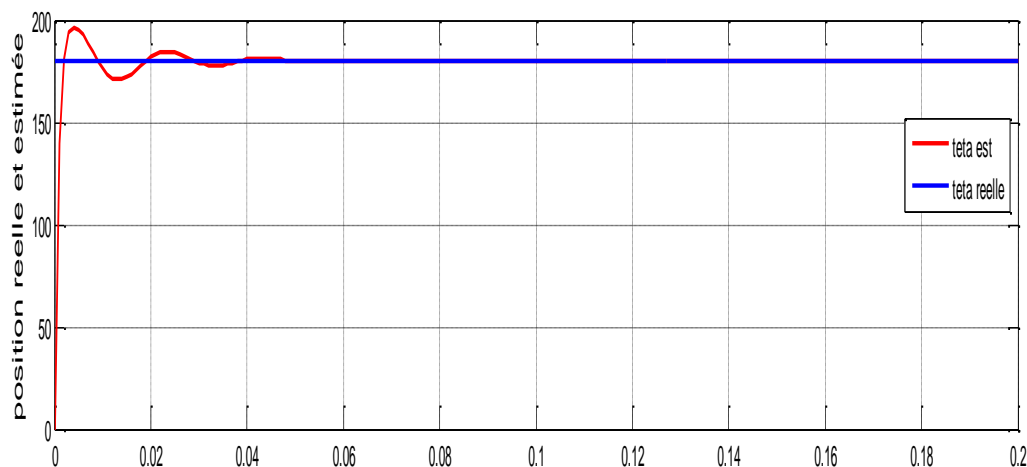


Figure III.9: Estimation de la position avec un estimateur de 3^{ème} ordre linéaire (paramètres proposés).

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Interprétation :

La figure III.9 montre la réponse de l'estimateur de 3^{ème} ordre en boucle fermée contrôlé par ces trois fonctions (proportionnelle, intégrale et dérivée). On constate que le régulateur PID donne les meilleurs résultats en termes de stabilité, rapidité et précision. Néanmoins, la valeur du dépassement de la réponse indicielle obtenue avec le régulateur PID est trop importante (il est de l'ordre de 11%).

b) Avec les paramètres de butterworth :

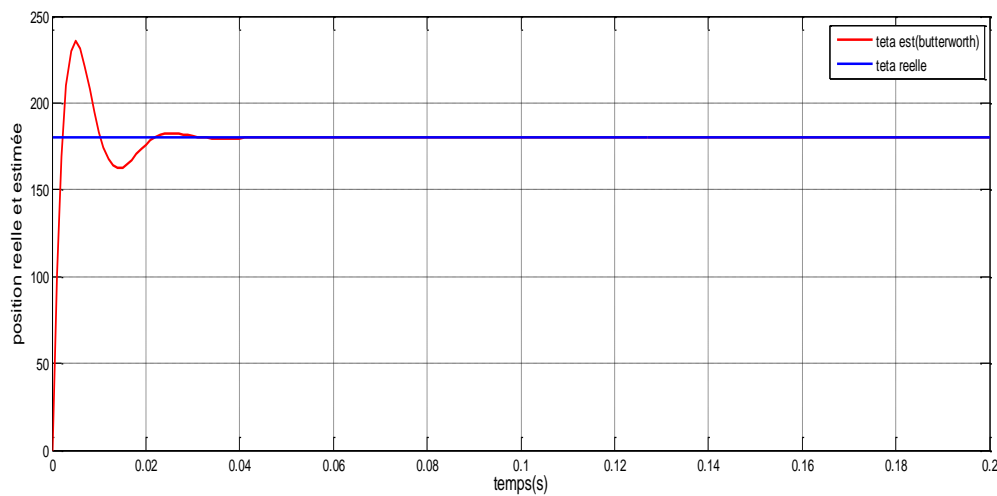


Figure III.10 : Estimation de la position avec un estimateur de 3^{ème} ordre linéaire (paramètres de Butterworth).

Superposition :

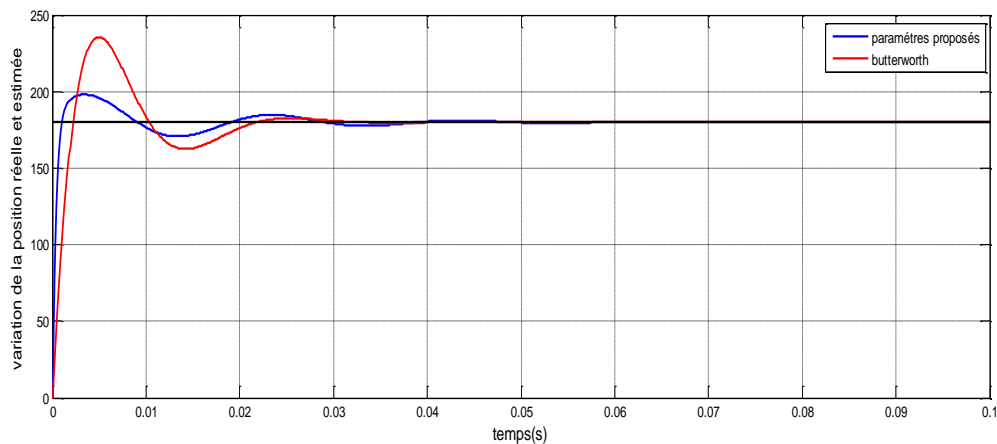


Figure III.11 : Estimation de la position avec un estimateur 3^{ème} ordre (paramètres proposés et Butterworth).

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Interprétation :

On remarque que :

-Le dépassement est plus élevé pour l'estimateur dimensionné avec les paramètres de Butterworth.

-les oscillations sont plus importantes.

III. Les observateurs non linéaires :

III.1. Observateur non linéaire du 2^{ème} ordre :

III.1.1. Introduction :

Nous avons vu au chapitre II que les expressions d'estimation de la position contiennent une composante proportionnelle au $\sin \theta_r$, ou au $\sin 2\theta_r$, et une autre composante proportionnelle au $\cos \theta_r$, ou $\cos 2\theta_r$.

Pour cela l'estimation de la position se fait par un estimateur non linéaire.

Le principe de cette méthode est représenté par la figure ci-dessous :

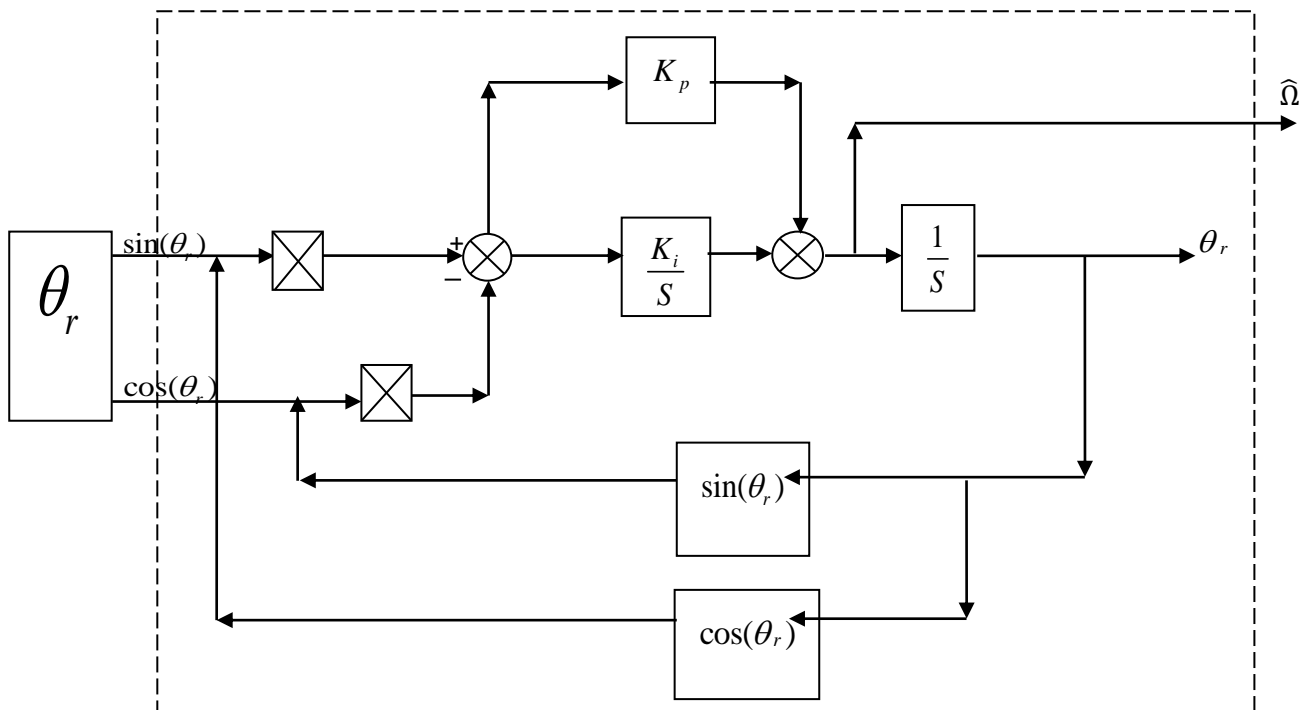


Figure III.12 : Schéma bloc d'un observateur non linéaire du 2^{ème} ordre.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Lorsque le système de mesure produit deux signaux (sinus et cosinus) pour déduire la position du rotor on a:

$$\begin{cases} y_c(t) = \cos(\theta_r(t)) \\ y_s(t) = \sin(\theta_r(t)) \end{cases}$$

Les résultats du système non linéaire restent observables.

Le terme d'erreur $e(t) = \theta_r(t) - \hat{\theta}_r(t)$ peut être remplacé simplement par :

$$e(t) = y_s(t) \cos(\hat{\theta}_r(t)) - y_c(t) \sin(\hat{\theta}_r(t))$$

$$e(t) = \sin(\theta_r(t) - \hat{\theta}_r(t))$$

III.1.2. Les Résultats de simulation :

Nous avons injecté un échelon de position à $t=0.027s$ et nous avons obtenu les résultats suivants :

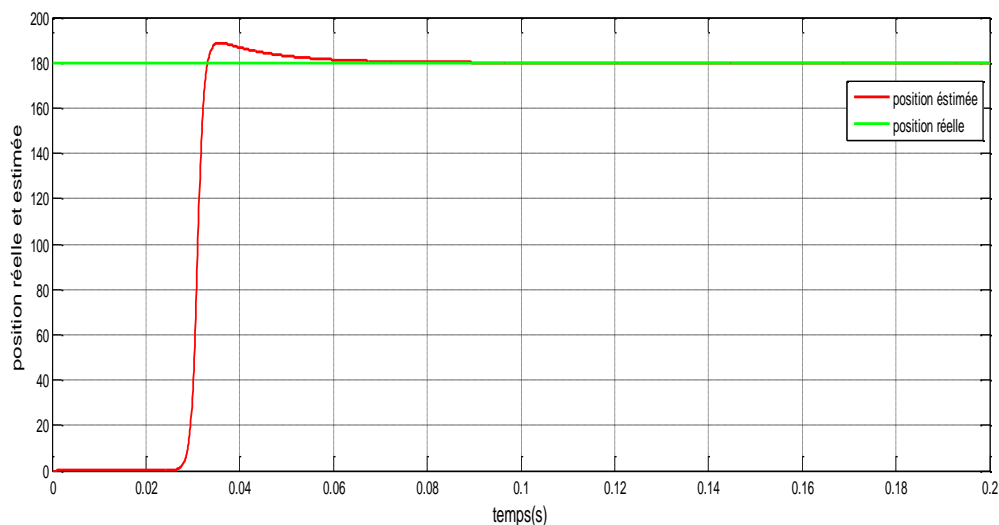


Figure III.13 : Position mesurée et estimée d'un observateur du 2^{ème} ordre non linéaire.

Interprétation : $t_0=0.027s$

Pour le système non linéaire on remarque que la réponse est rapide avec un dépassement n'accédant pas 18% , avec une erreur statique parfaitement nulle.

III.2. Observateur non linéaire du 3^{ème} ordre :

III.2.1. Schéma bloc :

Nous avons simulé la réponse a un échelon injecté à $t=t_0$ l'estimateur non linéaire du 3eme ordre avec les paramètres du régulateur PID calculés précédemment et nous avons obtenu les résultats ci-dessous :

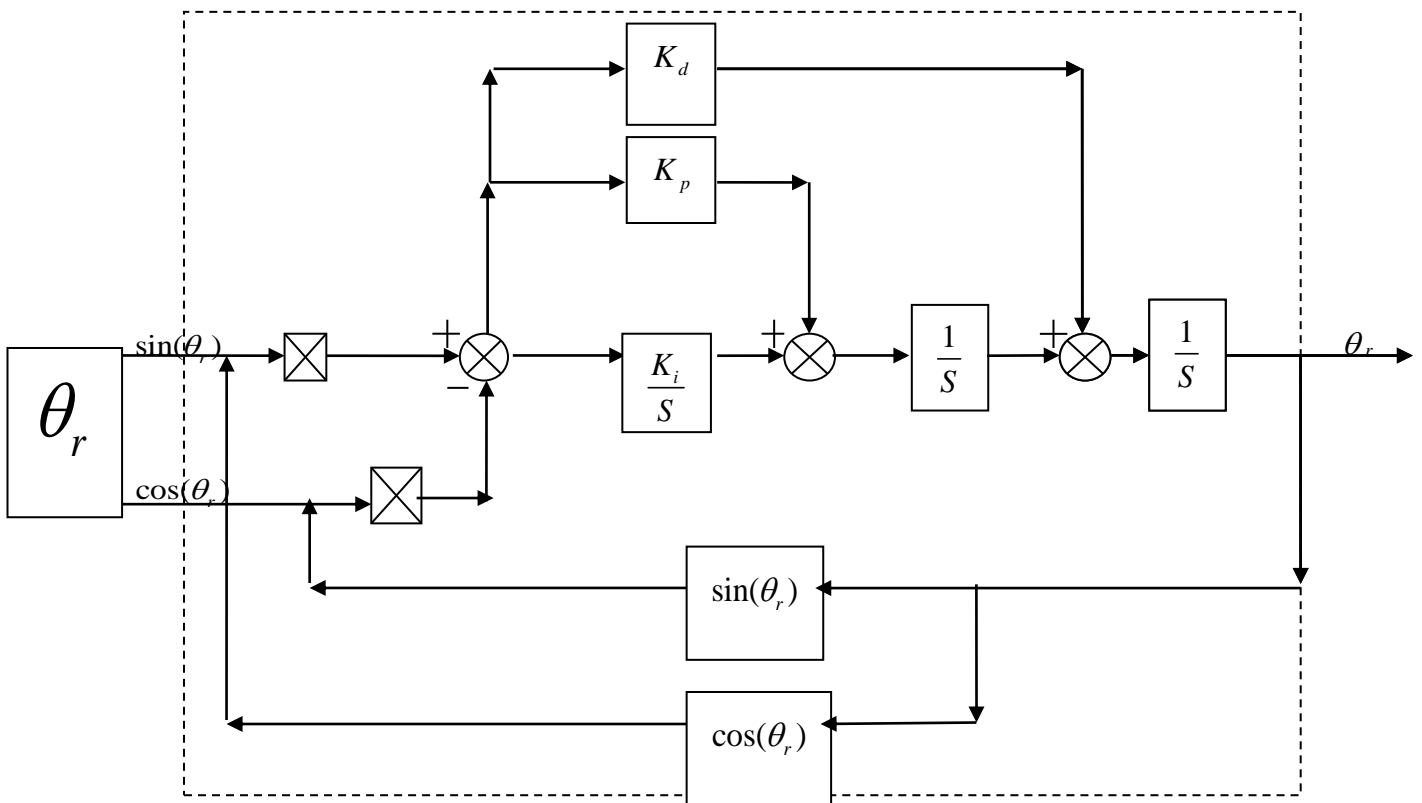


Figure III.14: Schéma bloc d'un système non linéaire de 3^{ème} ordre.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

III.2.2. Résultats de simulation :

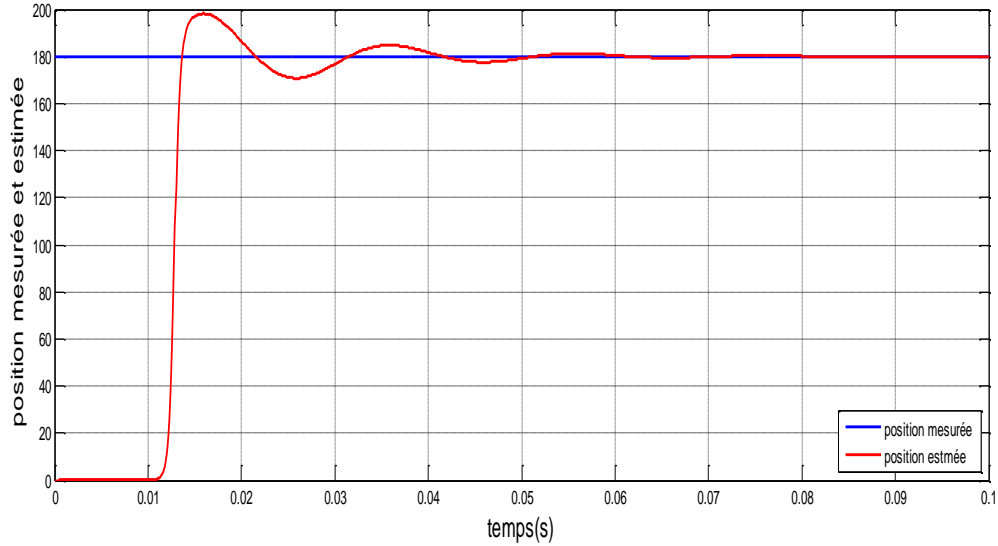


Figure III.15: Observateur de position du 3^{eme} ordre non linéaire.

IV. Effet d'un bruit Gaussien :

On ajoute dans la pratique un bruit blanc Gaussien sous MATLAB-Simulink pour les quatre estimateurs :

a) Estimateur 2eme ordre linéaire :

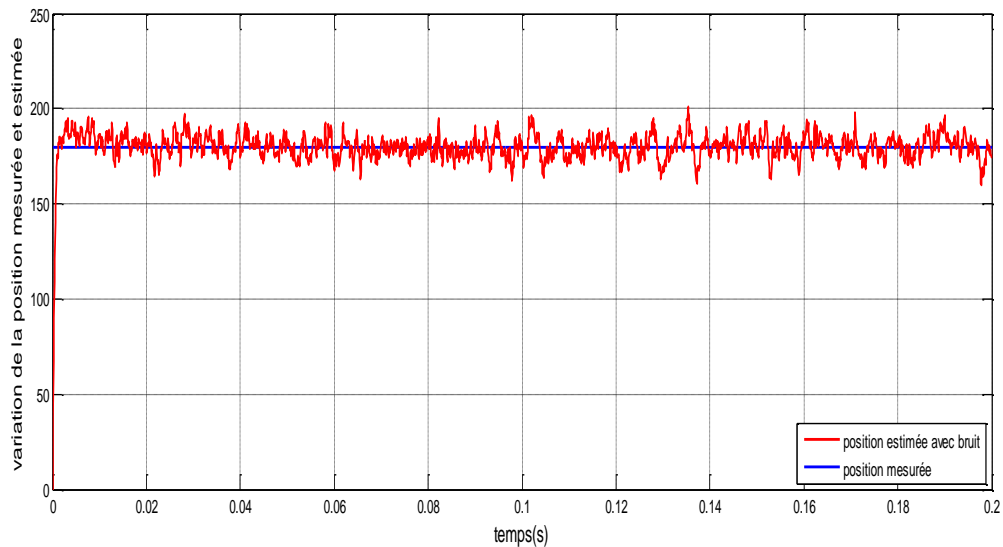


Figure III.16 : La position estimée avec un bruit blanc Gaussien pour l'estimateur du 2^{eme} ordre linéaire.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

b) Estimateur linéaire du 3^{ème} ordre :

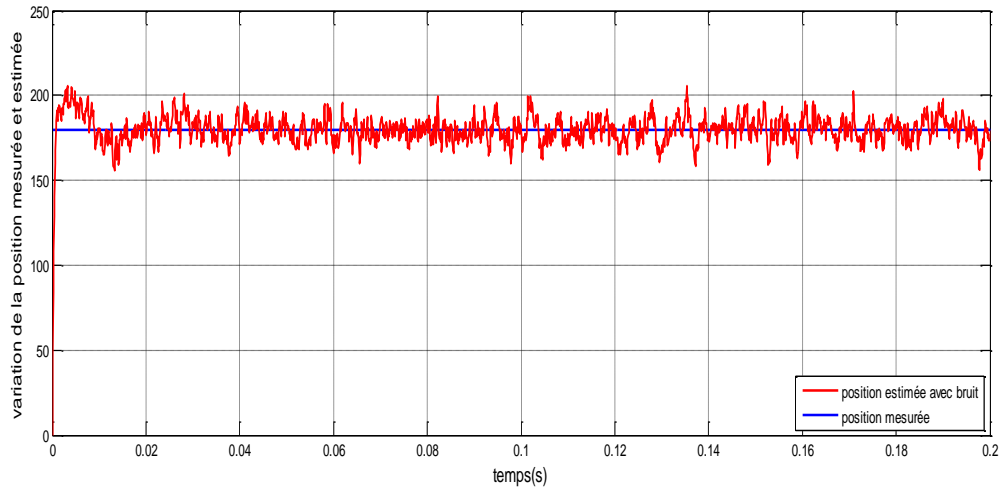


Figure III.17: la position estimée avec un bruit blanc Gaussien pour l'estimateur du 3^{ème} ordre linéaire.

Représenter l'erreur de la position :

Afin de tester notre estimateur face aux bruits de mesure, nous avons ajoutés un bruit (bruit blanc Gaussien) aux deux signaux d'entrée ($\sin \theta_r$ et $\cos \theta_r$) et nous avons les résultats suivants :

c) Estimateur non linéaire du 2^{ème} ordre :

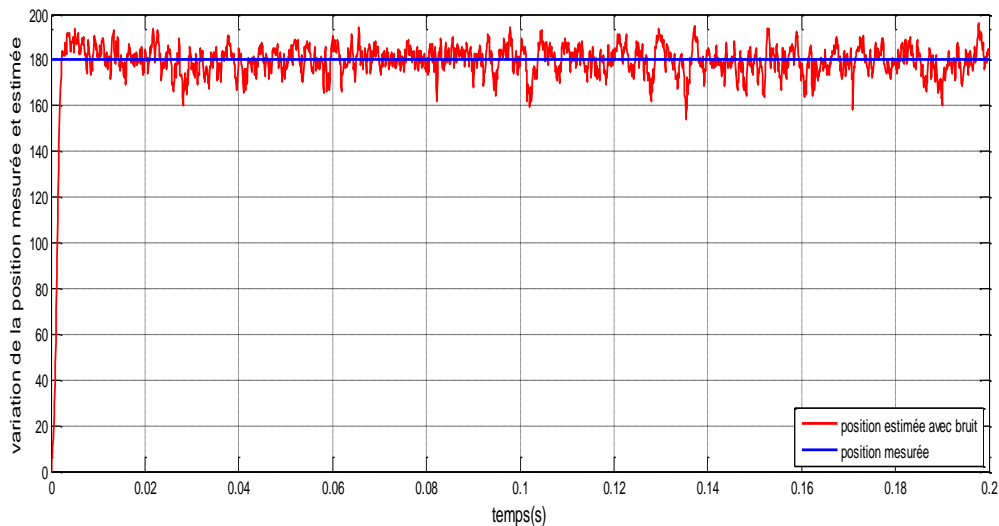


Figure III.18: La position estimée avec un bruit blanc Gaussien pour l'estimateur du 2^{ème} ordre non linéaire.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

L'erreur de la position :

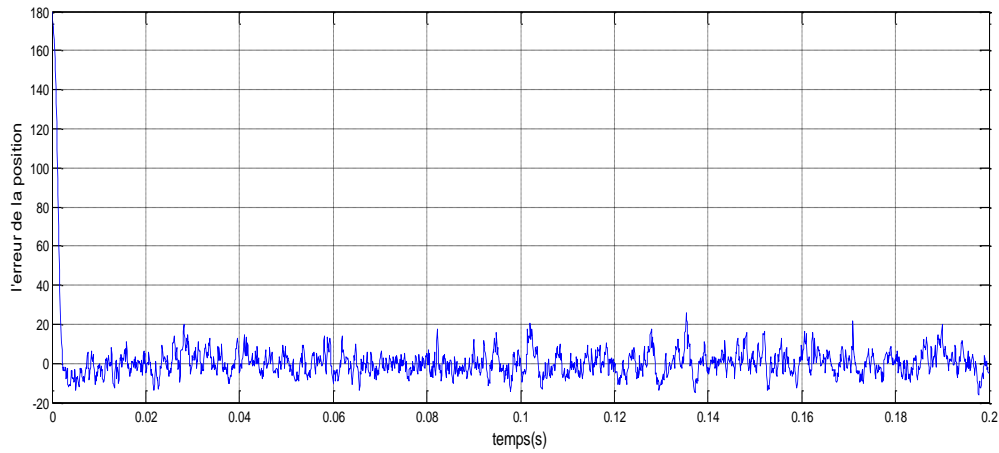


Figure III.19: L'erreur de la position, estimateur de 2^{eme} ordre non linéaire

d) Estimateur non linéaire du 3^{eme} ordre :

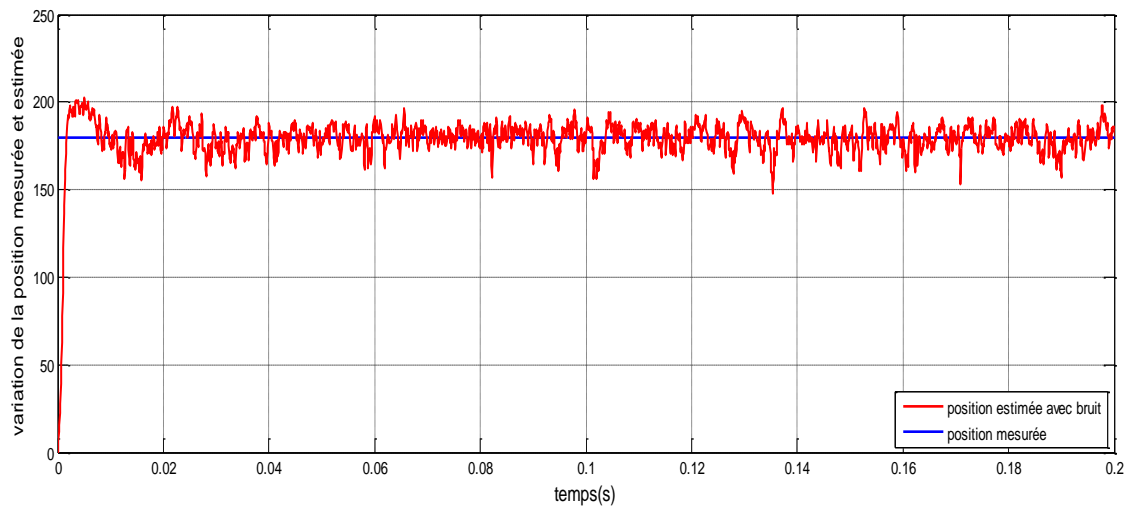


Figure III.20: La position estimée avec un bruit blanc Gaussien pour l'estimateur du 3^{eme} ordre non linéaire.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

L'erreur de la position :

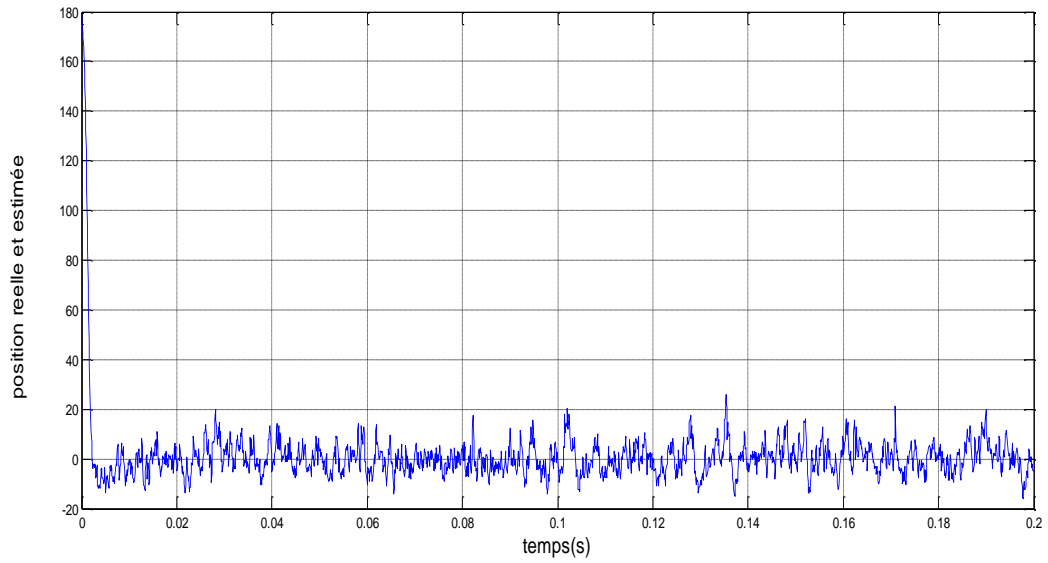


Figure III.19: L'erreur de la position, estimateur de 2^{eme} ordre non linéaire

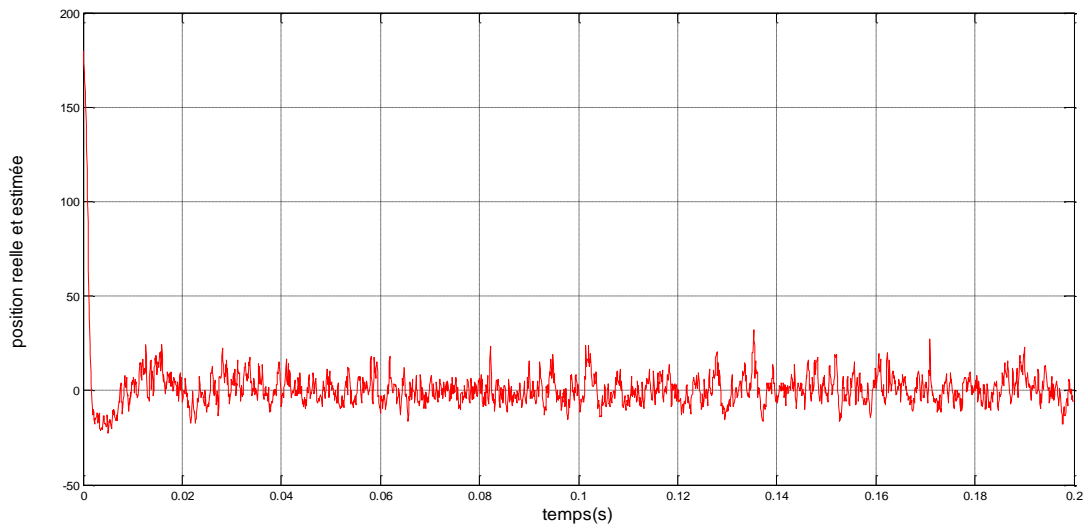
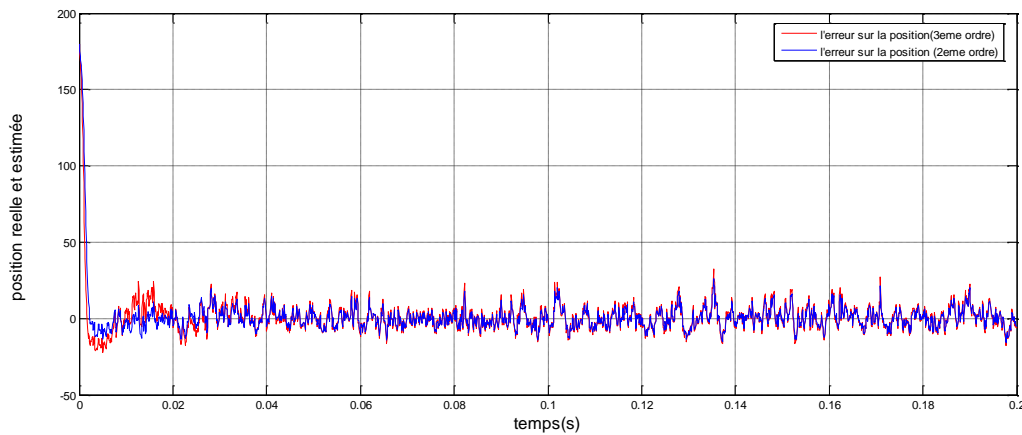


Figure III.20: L'erreur de la position, estimateur de 3^{eme} ordre non linéaire

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

Etude comparative :



Interprétation :

On remarque que le bruit n'a pas beaucoup d'influence sur la performance de l'observateur.

V. Benchmark "Commande sans capteur Mécanique" :

Il a pour objectif de valider les algorithmes de commande sans capteurs de la machine synchrone et donc de l'observation des grandeurs mécaniques dans des trajectoires difficiles définies selon des contraintes industrielles.

Les trajectoires de référence du benchmark, présentés par la figure (III.21), sont définies de la manière suivante : la valeur initiale de la vitesse est prise de telle manière que la machine soit dans des conditions observables. A $t = 0.05$ s la vitesse de la machine est portée à 1600 rad/s et reste constante jusqu'à $t = 0.45$ s. Cette première phase permet de tester et d'évaluer les performances et la robustesse des lois de commandes sans capteur en basse vitesse avec charge nominale.

Puis, à $t = 0.45$ s, Cette deuxième phase a pour but de tester le comportement des lois de commande sans capteur durant un grand transitoire de vitesse, ainsi que leur robustesse en haute vitesse, on remarque que la vitesse décélère jusqu'à $t=0$ s.

De $t=0$ s à $t=0.7$ s la vitesse décélère de -1600rad/s , et de de $t=0.7$ s à $t=0.9$ s la vitesse reste constante .

Et puis de $t=0.9$ s à $t=0.98$ s la vitesse accélère de 1600rad/s . ensuite à $t=0.98$ s une vitesse nulle.[23]

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

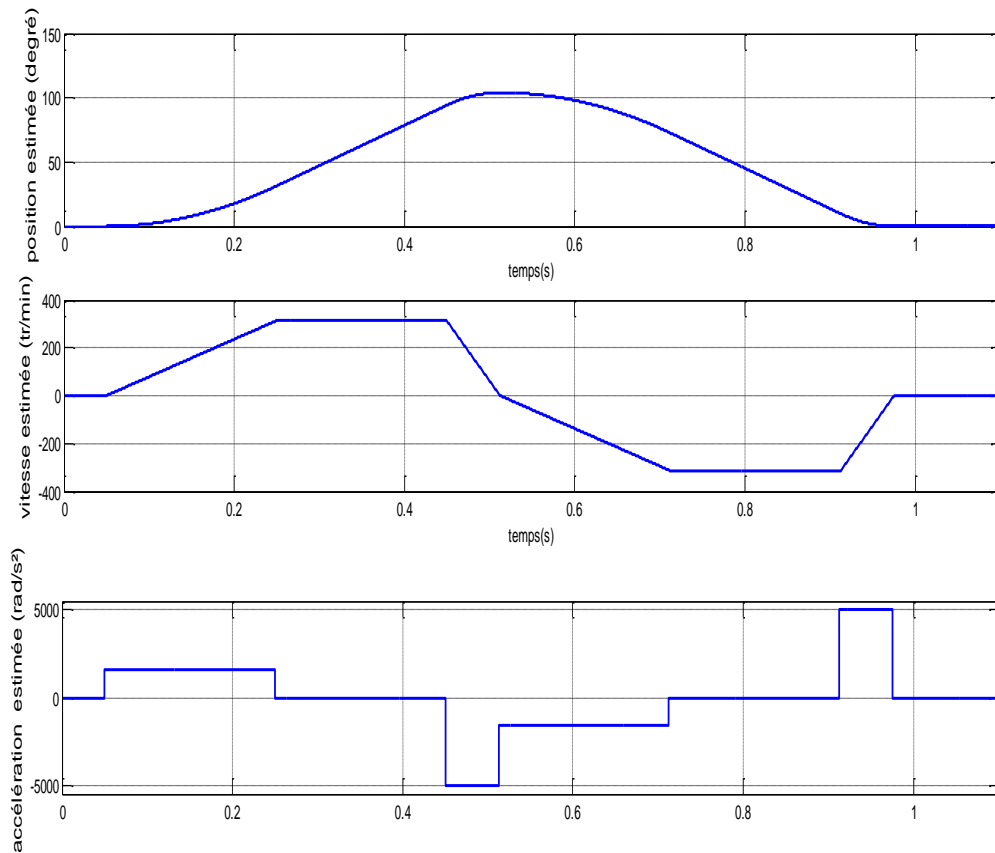


Figure III.21: La trajectoire de la position imposée nous donne les allures de la vitesse et de l'accélération correspondantes.

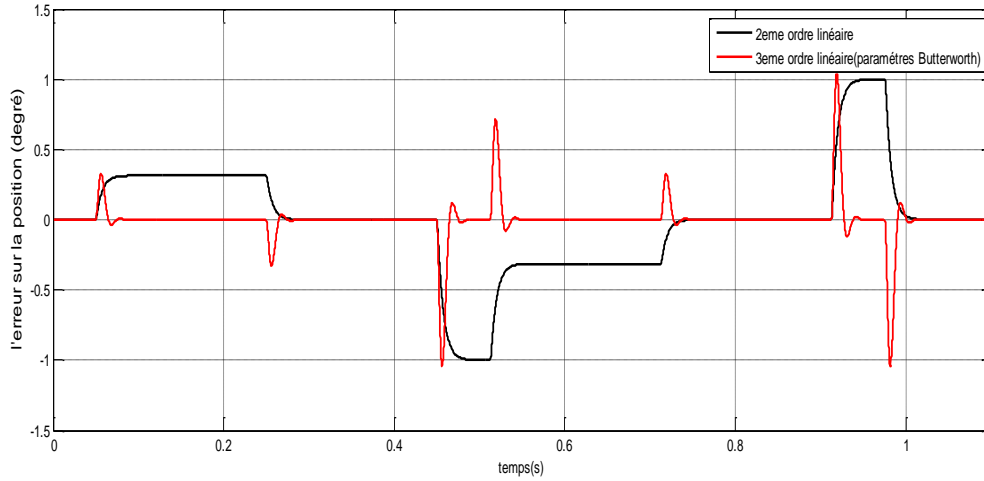
V.1. Résultats de simulation et interprétation :

Les résultats de simulation sont représentés sur les différentes figures ci-dessous:

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

V.1.1. L'erreur sur la position :

a) Pour les paramètres de Butterworth :



b) Pour les paramètres proposés :

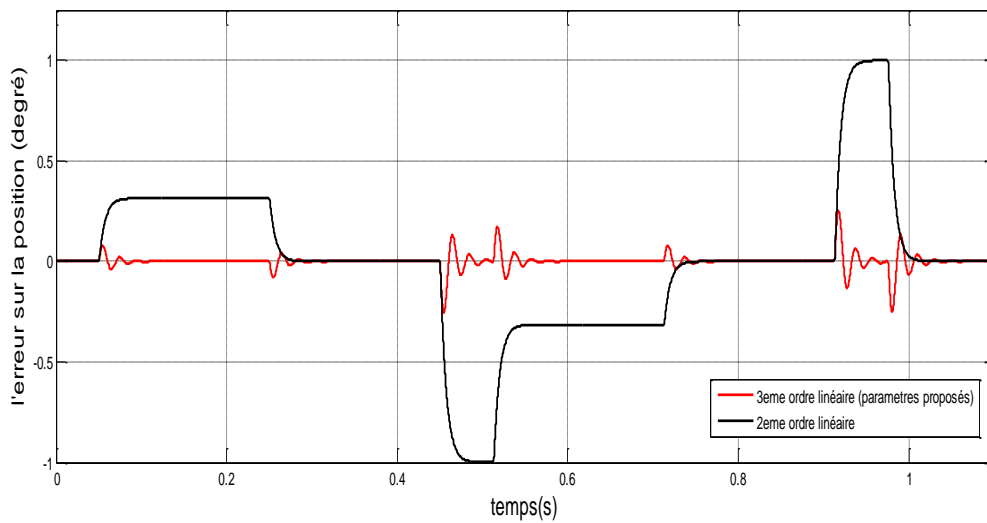
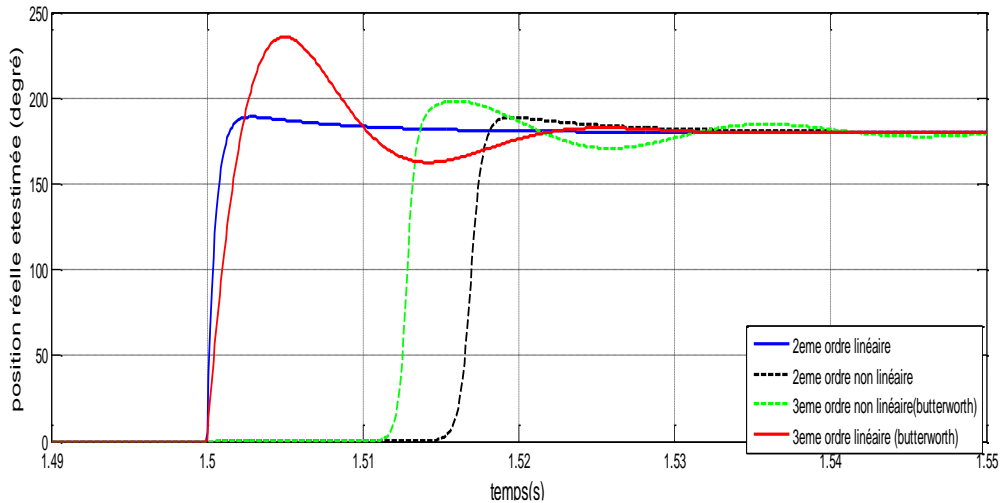


Figure III.22 : Erreur d'estimation sur la position de l'observateur du 2^{ème} ordre et du 3^{ème} ordre ((a) paramètres de Butterworth, et (b) paramètres proposés).

V.1.2. Estimation de la position avec les quatre observateurs conçus :

a) Linéaire 2et 3eme ordre (Butterworth), et non linéaire 2et 3eme ordre.



b) Linéaire 2et 3eme ordre (paramètres proposés), et non linéaire 2et 3eme ordre

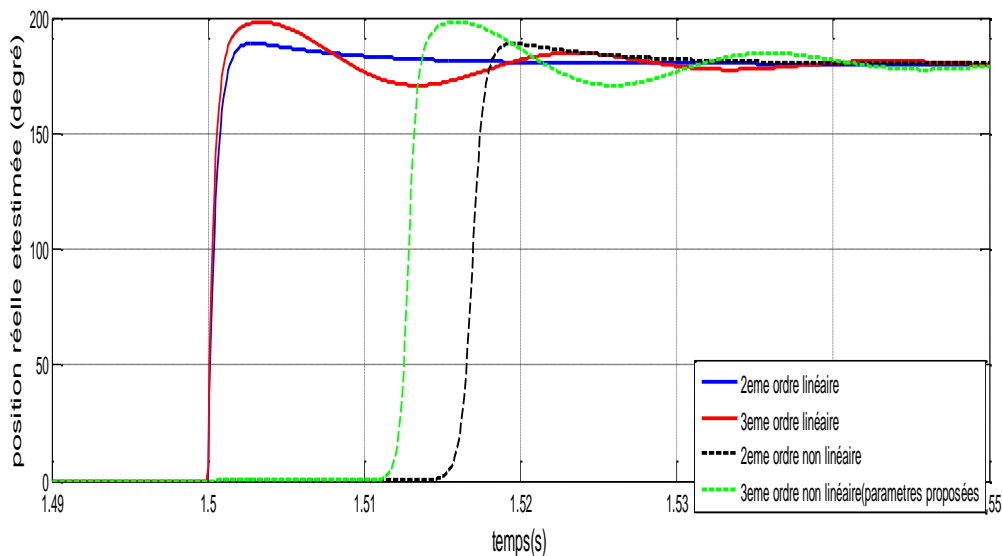
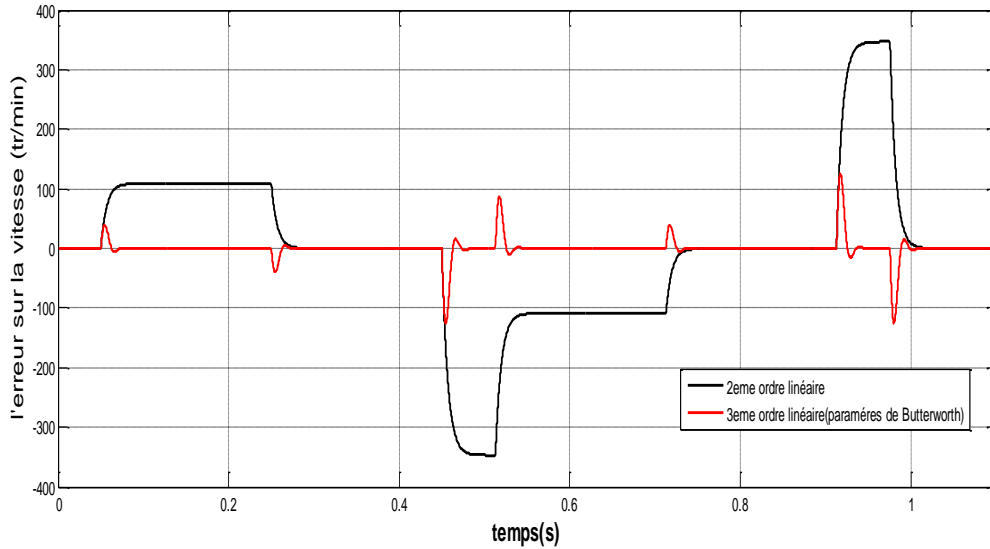


Figure III.23: Estimation de la position d'un observateur linéaire 2eme et 3eme ordre (lignes continues) et un observateur non linéaire 2eme et 3eme ordre (lignes discontinus) ((a)paramètres de Butterworth,(b) paramètres proposés).

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

V.1.3. L'erreur sur la vitesse :

a) Avec les paramètres de Butterworth :



b) Avec les paramètres proposés :

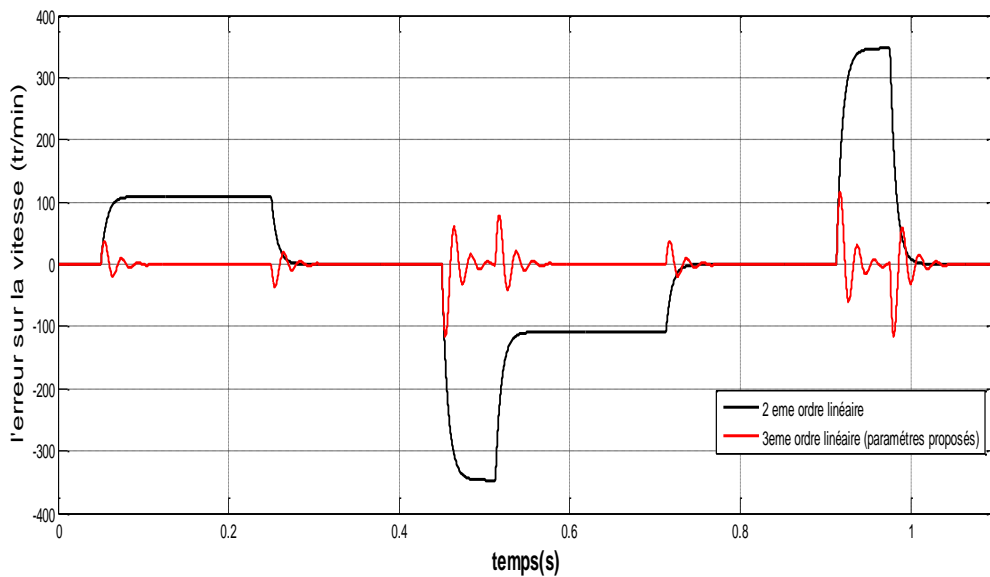


Figure III.24: Erreur d'estimation sur la vitesse d'un observateur linéaire 2eme et 3eme ordre ((a) paramètres de Butterworth, (b) paramètres proposés).

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

V.2. Interprétation des résultats de simulation :

La figure (III.22) : illustre l'estimation de l'erreur de la position des observateurs du 2^{ème} et 3^{ème} ordre avec les paramètres de Butterworth et aussi avec les paramètres proposés.

- On remarque pour les observateurs du 2^{ème} ordre l'erreur suit la trajectoire de l'accélération ; ils sont réglés de tels sorte que lorsque $a=5000\text{rd/s}^2$ l'erreur tends vers 1 , de même pour $a=-5000\text{rd/s}^2$ l'erreur tends vers -1 ; avec des dépassements plus élevés pour le Butterworth par rapport aux paramètres proposés.
- Pour les observateurs de 3^{ème} ordre l'erreur tends vers 0 avec des faibles dépassements.
- Les observateurs de 2^{ème} ordre sont biaisés quand la vitesse varie contrairement aux observateurs de 3^{ème} ordre qui ne sont pas biaisés.
- Le système de 3^{ème} ordre est plus précis par rapport à celui du 2^{ème} ordre ; pour éliminer l'erreur de ce dernier il suffit de lui rajouter une intégration .

La figure (III.23) : montre l'estimation de la position pour les deux observateurs linéaires (2^{ème} et 3^{ème} ordre) et non linéaire (2^{ème} et 3^{ème}) avec les paramètres de butterworth et aussi avec les paramètres proposés.

On a appliqué un échelon à l'entrée qui varie de 0 a 180 degré, On a remarqué que l'estimateur dimensionnés avec les paramètres proposés est plus robuste que celui dimensionné avec les paramètres de Butterworth , avec des dépassements qui sont nettement inférieurs dans ce dernier cas.

La figure (III.24) illustre l'estimation de l'erreur de la vitesse avec les paramètres de butterworth et aussi avec les paramètres proposés pour les deux observateurs de second et de troisième ordre.

Lorsque l'accélération est constante, l'erreur sur la vitesse de l'estimateur du 2^{ème} ordre s'écrit sous la forme :

$$\Omega_{\text{réelle}} - \hat{\Omega} = \alpha \frac{2.z.\sqrt{ki}}{ki} = \frac{2.z.\alpha}{\sqrt{ki}}$$

Par conséquent, plus le taux d'amortissement est élevé, plus l'erreur d'estimation de la vitesse est élevée, d'autre part les résultats de simulation présentés sur la figure III.24 confirment que l'estimateur de vitesse du 3^{ème} ordre est plus performant.

Nous remarquons aussi que l'estimateur non linéaire introduit un retard.

Chapitre III : Simulation des estimateurs de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu.

VI. Conclusion :

Dans ce chapitre certains résultats théoriques ont été présentés pour déterminer les paramètres des observateurs, pour illustrer ces résultats, certaines simulations ont été obtenues en utilisant MATLAB- Simulink, afin de rendre ces résultats reproductibles pour déterminer les performances des observateurs étudiés à savoir :

Observateur linéaire 2eme et 3eme ordre (paramètres de Butterworth et paramètres proposés).

Observateur non linéaire 2eme et 3eme ordre (paramètres de Butterworth et paramètres proposés).

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire traite principalement la simulation sous MATLAB-Simulink des capteurs « logiciels » de position de la MSAP.

Notre objectif principal était de trouver le meilleur capteur de position et de vitesse le plus approprié à la commande de la MSAP et ceci au travers d'une étude comparative analysant les avantages et les inconvénients de chacun de ces observateurs.

Dans un premier temps, nous avons donné le modèle de la MSAP dans les repère abc , dq et $\alpha\beta$ ainsi que le modèle de la machine en HF et ainsi que l'application de la commande vectorielle de cette dernière.

Un capteur de position est nécessaire pour la commande de la MSAP, vu ces inconvénients plusieurs estimateurs sont proposés dans la littérature et nous avons constaté que la plupart d'entre eux arrivent aux deux composantes : le cosinus et le sinus de la position estimée, c'est pour cela que nous nous sommes penchés sur la conception des estimateurs afin d'extraire cette position.

Quatre estimateurs ont été conçus à savoir :

Estimateur linéaire 2^{ème} ordre.

Estimateur linéaire 3^{ème} ordre.

Estimateur Non linéaire 2^{ème} ordre.

Estimateur Non linéaire 3^{ème} ordre.

Afin de mieux évaluer ces estimateurs une trajectoire de la position (Benchmark) a été élaborée pour la tester.

Nous avons analysé les propriétés statiques et dynamiques des deux observateurs linéaires et non linéaires (second et troisième ordre), nous avons remarqué, d'après les différents résultats de simulation obtenus, que l'estimation par les observateurs nous a permis d'obtenir de bonnes performances dynamique du système, grâce a la régulation classique (PID).

Le réglage de la vitesse et de la position de la MSAP a donné des résultats satisfaisants, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent, robustesse et stabilité du système global dans diverses conditions de fonctionnement.

L'observateur du 3^{ème} ordre linéaire est le plus robuste.

Notre travail peut être amélioré avec l'étude de l'estimation de la position par la fonction arc tangente qu'une étude de ces estimateurs en discret.

bibliographie

Bibliographie :

- [1] A. Nouri : "Généralisation du régime glissant et de la commande à structure variable - application aux actionneurs classiques et à muscles artificielles" Thèse de l'INSA de Toulouse, 1994.
- [2] Issouni salim " commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone a aimant permanent ", mémoire de magister en automatique , Ecole nationale polytechnique 2011.
- [3] Ines .OMRANE : « Développement de capteurs logiciels de position pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Ecole nationale supérieure d'ingénieurs de Poitiers, 2014.
- [4] Mr Zegueb Boubaker, « commande d'une machine synchrone à aimant permanents sans capteur de vitesse utilisation d'un observateur non linéaire », mémoire de magister, université de Batna 2008.
- [5] Merzoug Med salah « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna.
- [6] Zoheir Boulbair « mise en œuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimant permanent », stage de DEA électronique et génie électrique de l'université de Nantes 2002.
- [7] BENCHABANE Fateh "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", mémoire de magister en électrotechnique, UNIVERSITE MOHAMMED KHIDER DE BISKRA 2005.
- [8] Aid Houssein et Aina Wafaa, « synthèse de lois de commande non linéaire par un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimant permanents », Mémoire de Master, 2013.
- [9] Abdellaoui Hassina, « Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques », Mémoire magister.
- [10] Alileche Fatima, Ait hocine Fatiha, Messaoudene Taous, « commande vectorielle d'une machine synchrone à aimant permanent autopilotée »,Mémoire (D.E.U.A).
- [11] A.Khlaief, « contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrone à aimants permanents », thés doctorat, université d'Aix marseille, juin 2012.

bibliographie

- [12] Mohan Said Bouhali, Ferhat Bouzidi, « contribution à l'étude de la commande de la MSAP sans capteur par injection de signal de haute fréquence dimensionnement et choix des filtres utilisés », Mémoire master, 2014.
- [13] Yazid chouali, Aghiles hadji « estimation de la position et de la vitesse rotorique de la MSAP par injection d'un signal pulsatoire de haute fréquence » 2016.
- [14] L.CHEDOT, « contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement application à l'alternateur-démarrateur » thèse magister, 2004.
- [15] Imad Al-Rouh, « contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », thèse de doctorat en électrotechnique, université Henri Poincaré, Nancy –I, 12 juin 2014.
- [16] T.H. Lui and C.P.Cheng, «Controller design for a sensorless permanent-magnet synchronous drive systems», Proc. Int. Elect. Eng, vol. 140, no6, Nov1993.
- [17] I. Awaya and A.I., «New notion control with inertia identification function using disturbance observer», inProc. IECon'92, vol.1, pp. 77-81.
- [18] F. Auger, O. Mansouri-Toudert, A. Chibah, "Design of advanced resolver-to digital converters," Proc. Electrimacs 2011, Cergy- Pontoise (France), 6-8 june 2011.
- [19] Kichou Nadia, « Régulation PID numérique d'une MSAP associée à onduleur de tension contrôle en courant », thèse d'ingénieur, 1998.
- [20] Marwa Ezzat, « commande non linéaire sans capteur de la MSAP », thèse de doctorat, école centrale de Nantes 2011.
- [21] B. TOUNSI : «Etude Comparative de Groupes Electrogènes Embarqués à Large Gamme de Vitesses Variables Associant Machines à Aimants Permanents et Conversion Statique» Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [22] M. BENSOAM : «Capteurs et Actionneurs » ; Cours Master SIS.1 ; Université Paul Cézanne Aix-Marseille III, Génie Electrique, 2005.
- [23] Cours-i4811-codeurs-moteurs , université Nancy 2013.
- [24] Sami Zaim , « contribution à la commande sans capteur mécanique d'actionneurs électriques motorisés par des machines synchrones à aimant permanents », thèse de doctorat université de lorraine 2011.

Annexe

Paramètres utilisés

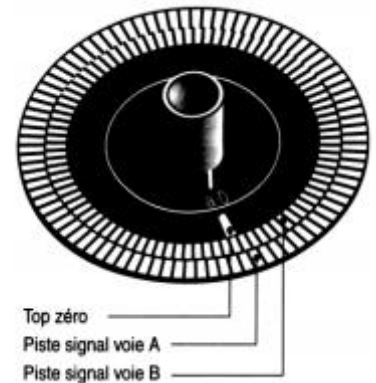
Paramètres	Valeurs
Couple électromagnétique nominale	50N.m
Moment d'inertie des masses tournantes.	10^{-2} Kg.m ²
Coefficient d'amortissement z	1.945

Paramètres de la machines

Codeur incrémental

Il est constitué d'un disque comportant deux à trois pistes :

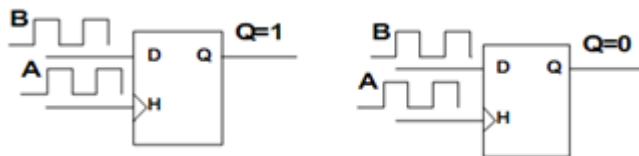
- ✓ **1 ou 2 pistes extérieures (A et B)** divisées en « n » intervalles d'angles égaux, alternativement opaques et transparents ; n est la "résolution" ou le "nombre de périodes. Pour un tour complet de l'axe du codeur le faisceau lumineux est interrompu « n » fois et délivre « n » signaux consécutifs. Derrière la piste extérieure sont installées deux diodes photosensibles décalées délivrant des signaux carrés, (A et B), en quadrature :



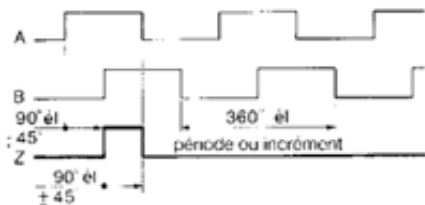
Le déphasage (90° électrique), des signaux A et B permet de déterminer le sens de rotation :

- dans un sens pendant le front montant du signal A, le signal B est à
- dans l'autre sens pendant le front montant du signal A, le signal B est à

Il est alors facile de déterminer simplement le sens de rotation du moteur à l'aide d'une simple bascule D.



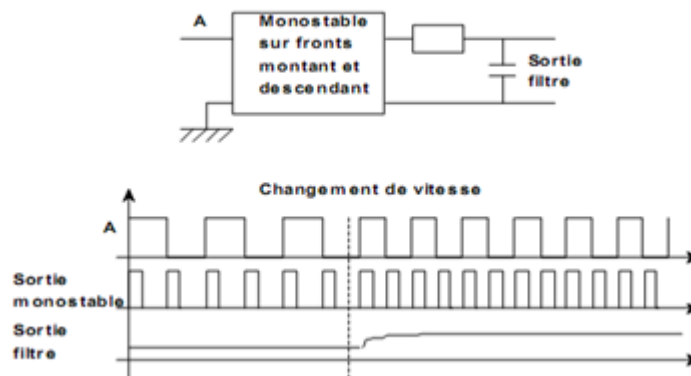
La piste intérieure (Z) comporte une seule fenêtre transparente. La piste intérieure, n'ayant qu'une seule fenêtre délivre un seul signal par tou. Ce signal Z, appelé le "top zéro", (durée 90° électrique). Est synchrone des signaux A et B. Ce « top zéro » détermine une position de référence, permet la réinitialisation et le comptage des tours.



Ces codeurs fournissent donc un signal de référence par tour et un signal dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation.

Remarque :

- il est possible d'augmenter la résolution apparente du codeur en utilisant une porte de type ou exclusif :
- il est nécessaire de convertir cette information fréquence en information vitesse afin de la rendre directement utilisable. Si l'on souhaite obtenir une information analogique, il est possible par exemple d'utiliser un montage mettant en œuvre un monostable et un filtre passe bas :



Si l'on souhaite une information numérique, il suffit de compter le nombre de fronts issus du codeur pendant une période fixe.