

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

UNIVERSITE MOULOU D MAMMARI DE TIZI-OUZOU



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

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

Présenté par
M^{ed} CHERIF GHOLID
SMAIL SAMAH

Thème

**Etude comparative de deux
méthodes d'extraction du courant
HF pour l'estimation de la position
rotorique de la MSAP**

Mémoire soutenu publiquement le 23 Septembre 2018 devant le jury composé de:

Mr B.MOULA.

Maitre de conférences B, UMMTO, President.

Mme O. MANSOURI-TOUDERT.

Maitre assistante A, UMMTO, Encadreur.

Mr S.REZGUI.

Maitre de conférences B, UMMTO, Examineur.

Mme M.IMADOUCHENE.

Maitre de conférences B, UMMTO, Examinatrice.

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier notre promotrice **Madame MANSOURI** pour ses conseils, son soutien, et son orientation tout au long de la préparation de ce mémoire.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur **B.MOULA** Maitre de conférences à l'UMMTO, pour avoir bien voulu accepter de présider le jury.

Ainsi, nous remercions vivement Madame **M.IMADOUCHENE**, Maitre de Conférence à l'UMMTO et Monsieur **S.REZGUI**, Maitre de Conférence à l'UMMTO, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Nous tenons également à remercier nos parents, pour tout le soutien moral, financier, psychologique et particulièrement pour l'amour qu'ils nous portent.

A ma chère famille et mes amies

GHELID

*A ma chère famille et mes
amies*

Samah

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Modélisation de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.	
Introduction.....	4
I.1 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
I.2 Structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents.....	5
I.3 Variateur de vitesse de la MSAP	6
II. Modélisation de la MSAP	6
II.1 Hypothèses simplificatrices.....	7
II.2 Mise en équations de la MSAP	7
II.3 Transformation de Park	8
II.4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park....	8
II.5 Système d'équations de schéma fonctionnel de la MSAP.....	9
III. Commande vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents	10
IV. Régulateurs	11
IV.1. Régulateurs utilisés et méthodes de dimensionnements	11
IV.2 Dimensionnement des régulateurs PI par la méthode de l'optimum symétrique...13	
V. Résultats de simulation et interprétation :.....	16
Conclusion	19

Chapitre II : commande sans capteur de la MSAP par injection de signal de haute fréquence : méthode conventionnelle de démodulation du courant HF

Introduction.....	21
I.1. La commande sans capteur mécanique	21
II. Injection d'un signal haute fréquence pour l'estimation de la position et de la vitesse	22
II.1 Principe	22
II.2. Extraction des composantes de la porteuse de position de la MSAP	23
II.3. Modèle de la MSAP dans le domaine des hautes fréquences	24
II.4 Modèle Analytique de la MSAP dans le domaine HF dans un environnement bruité.....	26
III. Choix des filtres	28
III.1 Choix du type de filtre pour notre application	29
III.2 Filtre de Bessel passe-bas et passe-haut d'ordre 2	29
IV. Méthodes d'extraction et d'estimation de la position.....	30
IV.1. Méthodes d'extraction des composantes inverses.....	30
IV.2. Méthodes d'estimation de la position.....	32
V. Résultats de simulation et interprétation	34
Conclusion	44

Chapitre III : Nouvelle méthode de démodulation du courant HF

Introduction.....	46
I.1 Extraction des composantes inverses par deux filtres synchrones passe haut.....	46
I.2 Modèle analytiques de l'extraction de la position	47
II. Résultats de simulation et interprétation.....	48
Conclusion.....	56

Conclusion générale.....	58
---------------------------------	-----------

Liste des symboles

R_s : Résistance d'une phase statorique.

$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix}$: Vecteur des tensions aux bornes des trois phases statoriques.

$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$: Vecteur des courants dans les trois phases statoriques.

$\begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{pmatrix}$: Vecteur des flux statoriques.

L_i : Inductance propre d'une phase statorique.

M_{ik} : Mutuelle entre phase (i, k) du stator.

$\begin{pmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{pmatrix}$: Vecteur des flux d'excitation dans l'aimant.

J : moment d'inertie des parties tournantes machine charge.

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor.

C_{em} : Couple électromagnétique formé par la machine.

C_r : Couple résistant.

F_c : Coefficient de frottement.

ω_r : vitesse angulaire électrique.

Ω : vitesse angulaire mécanique.

P : Nombre de paire de pôles.

Φ_d : Flux d'axe direct.

Φ_q : Flux d'axe en quadrature.

Φ_f : Flux d'excitation de l'aimant permanent.

L_d, L_q : Inductance propre directe et en quadrature.

v_d : Tension directe statorique.

v_q : Tension en quadrature statorique.

i_d : Courant direct statorique.

i_q : Courant en quadrature statorique.

T_Q : Englobe le retard causé par l'onduleur et le capteur.

w_1 : Pôle dominant de la fonction de transfert du système à réguler.

K_Q : Gain

K_p : Gain proportionnel du régulateur.

K_i : Gain intégral du régulateur.

w_n : Action intégrale globale du système.

τ : Constante de temps du régulateur.

w_c : Pulsation pour laquelle la phase du correcteur est maximale.

ω_c : Pulsation du signal injecté.

ω_s : Pulsation statorique.

θ_r : Position électrique du rotor.

ε : Erreur entre un signal de référence et un signal estimé.

$V_{\alpha,\beta}$: Tensions statoriques dans le plan α,β .

$V_{\alpha\beta-c}^{s*}$: Tension de la porteuse dans un référentiel lié au stator.

$I_{\alpha\beta}^s$: Tensions statoriques dans le plan α,β .

$I_{\alpha\beta-c}^s$: Courant de la porteuse dans un référentiel lié au stator.

$I_{\alpha\beta-cn}^s$: Composante inverse de la porteuse dans un référentiel lié au stator.

i_{α}, i_{β} : Courants statoriques dans le plan α,β .

$\Phi_{\alpha}, \Phi_{\beta}$: Flux statoriques dans le plan α,β .

Liste des figures

Fig.I.1 : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents.

Fig.I.2 : Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents.

Fig.I.3 : Structure générale d'un variateur de vitesse.

Fig.I.4 : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP.

Fig.I.5 : Schéma représentant le principe de la transformation de Park

Fig.I.6 : Transformation triphasé à diphasé (Transformation de Concordia).

Fig.I.7 : Transformation de Clark.

Fig.I.8 : La structure de commande de régulateur PI.

Fig.I.9 : La structure de commande de régulateur IP.

Fig II.1 : Stratégie de commande sans capteur mécanique par HFI injection d'une tension HF.

Fig.II.2 : Estimation de la position selon le Modèle Analytique dans le domaine des HF dans un environnement bruité.

Fig.II.3 : Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre analogique suivi par un filtre synchrone passe haut.

Fig.II.4 : Estimation de la position du rotor par un observateur en boucle fermé.

Fig.II.5 : Estimation de la position du rotor par la fonction arctan.

Fig.III.1 : Schéma d'extraction des composantes inverses par deux filtres synchrones passe haut.

Introduction générale

Introduction générale :

Suite à la progression rapide des nouvelles technologies, les systèmes industriels sont de plus en plus complexes et l'opération de surveillance est devenue aujourd'hui indispensable pour assurer la sûreté de fonctionnement de ces systèmes. Cette demande en termes de sûreté est motivée par les impératifs de production et se trouve actuellement au niveau des cahiers des charges imposés par les industriels à leurs fournisseurs. Ce n'est plus seulement le produit qui est vendu mais l'assurance d'un taux de disponibilité garanti. Avec cette demande croissante, de disponibilité, d'efficacité, de qualité et de fiabilité, il est donc nécessaire d'implanter sur ces systèmes une stratégie de commande capable de fonctionner malgré des défauts ou des défaillances pouvant affecter un ou des constituants du système tels que les actionneurs et/ou les capteurs.

Généralement, les grandeurs à mesurer sont soit des grandeurs électriques continues ou alternatives (courants et/ou tensions), soit des grandeurs mécaniques (vitesse et/ou position). La précision de ces mesures est primordiale pour obtenir le niveau de performances que réclament certaines applications industrielles. [1]

Pour répondre aux exigences, il est nécessaire de trouver des moteurs en particulier des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) un substitue pour les actionneurs. Donc des recherches sur la commande sans capteur mécanique ont commencé, et plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but, parmi lesquelles on trouve : l'injection d'un signal à haute fréquence (HF) indépendante de l'alimentation fondamentale de la machine, cette technique permet de donner de meilleurs résultats dans le domaine des basses vitesses. L'alimentation de la machine par une tension de signal de haute fréquence additionnée à celle de la fondamentale donne des composantes qui contiennent des informations sur la position du rotor de la MSAP. Pour extraire ces informations, trois méthodes existent dans la littérature : extraction par un filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut, extraction par deux filtres synchrones passe haut et Extraction des par un filtre synchrone passe bas. Notre travail consiste à une étude comparative de deux de ces méthodes à savoir : Extraction par un filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut et extraction par deux filtres synchrones passe haut.

Pour mener à bien notre étude nous l'avons subdivisé en trois chapitres :

Le chapitre I sera consacré à La modélisation et à la simulation avec le logiciel Matlab/Simulink de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans le chapitre II, nous avons étudié la commande sans capteur de la MSAP par injection d'un signal à haute fréquence en utilisant la première méthode d'extraction : utilisation d'un filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut.

Le chapitre III est consacré à étudier la deuxième méthode d'extraction de la position en utilisant deux filtres synchrones passe haut pour estimer la position et la vitesse de la machine.

Nous terminons notre étude par une conclusion générale et nous proposons des perspectives à ce travail.

Chapitre I

**Modélisation et simulation de la
commande vectorielle de la machine
synchrone à aimants permanents**

Introduction :

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart des équipements industriels. Cependant, le collecteur mécanique reste leur principal défaut que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison que l'industrie s'est orientée vers l'utilisation des machines à courant alternatif afin de profiter de leurs avantages tels que la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les machines à courant alternatif utilisées dans les entraînements électriques, la machine synchrone à aimants permanents qui est utilisée dans de nombreuses applications, comme:

Les équipements domestiques (machine à laver le linge), les automobiles, les équipements de technologie de l'information (DVD drives)...etc. Elle présente aussi un certain nombre d'avantages comparativement au moteur asynchrone et au moteur synchrone classique [2-3] [1], à savoir : les pertes au rotor sont nulles, une grande capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse, un couple massique élevé, un rendement élevé, une vitesse maximale supérieure et une maintenance réduite.

Le développement de l'informatique industrielle et de l'électronique de puissance met à notre disposition des moyens qui permettent d'implanter des lois de commande (de position, de vitesse et de couple) pour la machine synchrone à aimants permanents de plus en plus performantes et robustes.

Généralement, dans le cas des machines tournantes, la stratégie de commande vectorielle à flux orienté est exploitée. Afin d'assurer un contrôle sécuritaire des grandeurs internes (courants), sa mise en œuvre est basée sur la régulation en cascade.

Dans ce chapitre Nous nous intéressons à la modélisation de la MSAP associée

I.1 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents : [5]

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer. Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôles à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [4]. Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur

balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.



Fig.I.1 : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents. [6]

I.2 Structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents : [7]

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est représentée sur la figure (I.2)

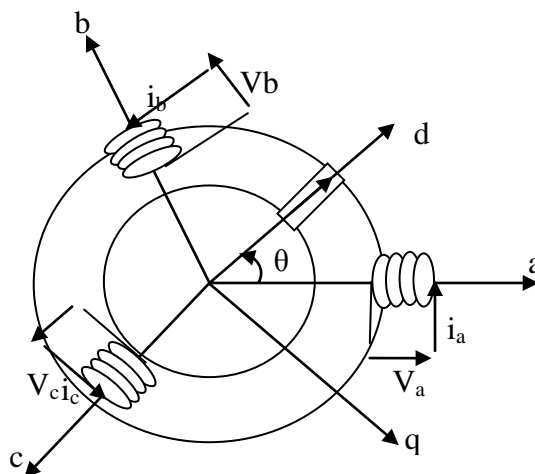


Fig.I.2 : Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents.

Par convention :

- l'axe d'alimentation rotorique, noté d, appelé axe direct ou axe longitudinal.
- l'axe inter-polaire, noté q, appelé axe en quadrature ou transversal, il est perpendiculaire à l'axe direct.

- θ indique l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

I.3 Variateur de vitesse de la MSAP : [7]

Le contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents se réalise d'une manière classique par action sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence variable, d'où l'utilisation d'un onduleur de tension.

La structure générale d'un variateur de vitesse est montrée sur la figure (I.1)

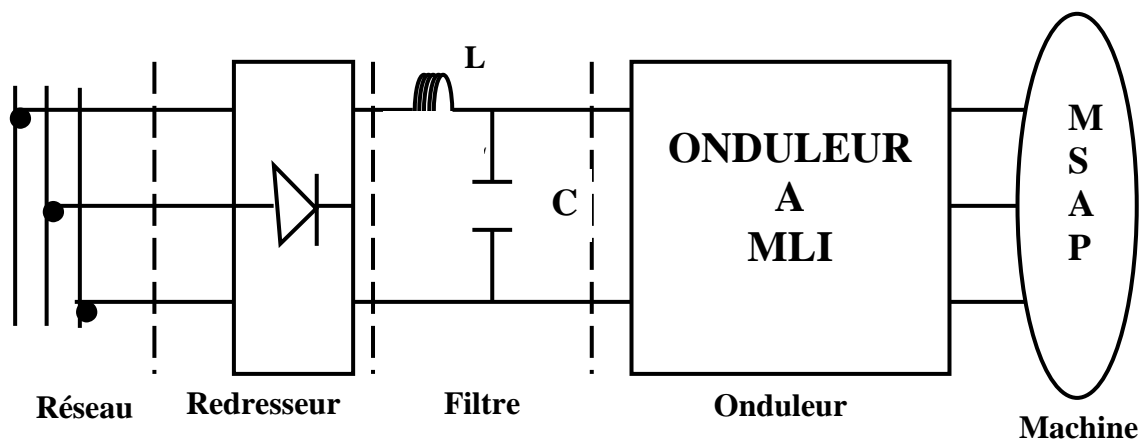


Fig.I.3 : Structure générale d'un variateur de vitesse.

Pour simuler ce variateur la modélisation de chaque bloc s'impose.

II. Modélisation de la MSAP : [7]

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les paramètres électriques et mécaniques (le moment d'inertie, le frottement visqueux, résistances et inductances, flux d'excitation des aimants....), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques, et sur les hypothèses simplificatrices mentionnées ci-dessous.

La machine qui fera l'objet de notre étude, dont les paramètres sont en annexe (I), est une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants, à fem sinusoïdale, avec neutre isolé de la terre et présentant une seule saillance magnétique.

II.1 Hypothèses simplificatrices : [8], [9], [10], [11], [7]

Afin de simplifier la modélisation, les hypothèses suivantes sont prises en compte :

- on suppose que les forces magnétomotrices créées par les différentes phases du stator et du rotor sont en répartition spatiale sinusoïdale ;
- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés ;
- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants ;
- les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées ;
- on néglige l'effet de la température sur les valeurs des résistances ;

II.2 Mise en équations de la MSAP : [9], [10], [11], [12]

a- Equations électriques :

Les équations générales d'une MSAP obtenues en appliquant la loi de Faraday à chaque enroulement statorique sont :

$$\begin{cases} v_a = R_s i_a + \frac{d}{dt} \Phi_a \\ v_b = R_s i_b + \frac{d}{dt} \Phi_b \\ v_c = R_s i_c + \frac{d}{dt} \Phi_c \end{cases} \quad \text{I.1}$$

On met le système sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{pmatrix} \quad \text{I.2}$$

b- Equations magnétiques :

La relation entre les flux et les courants s'écrit comme suit :

$$\begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{pmatrix} \quad \text{I.3}$$

c- Equation mécanique :

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les machines synchrones est régie par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - F_c \Omega \quad \text{I.4}$$

La relation entre la vitesse angulaire mécanique et électrique :

$$\omega_r = P \cdot \Omega \quad \text{I.5}$$

II.3 Transformation de Park : [12], [13]

La mise en équation des machines synchrones et asynchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement de ces systèmes est alors relativement laborieuse. Pour contourner cette difficulté on introduit une transformation qui rend les grandeurs sinusoïdales équilibrées de la machine constantes dans le temps. Ce qui permet de supprimer la non linéarité des équations précédentes, cette transformation est appelée transformation de Park.

II.4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park :

II.4.a Equations des flux dans le système d'axes (d, q) :

On a:

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad \text{I.6}$$

II.4.b Equations électriques dans le système d'axes (d, q) :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - \omega_r \Phi_q + \frac{d}{dt} \Phi_d \\ v_q = R_s i_q + \omega_r \Phi_d + \frac{d}{dt} \Phi_q \end{cases} \quad \text{I.7}$$

On remplace Φ_d et Φ_q par leurs valeurs :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - w_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + w_r L_d i_d + w_r \Phi_f \end{cases} \quad \text{I.8}$$

En appliquant la transformation de Laplace à ce système on aura:

$$\begin{cases} V_d = (R_s + sL_d)I_d - W_r L_q I_q \\ V_q = (R_s + sL_q)I_q + (L_d I_d + \Phi_f)W_r \end{cases} \quad \text{I.9}$$

Sous forme matricielle on peut l'écrire:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + sL_d & -W_r L_q \\ W_r L_d & R_s + sL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ W_r \Phi_f \end{pmatrix} \quad \text{I.10}$$

II.4.c Expression du couple électromagnétique dans le système d'axe (d, q) :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) \quad \text{I.11}$$

En remplaçant Φ_d et Φ_q par leurs valeurs, on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_q i_d + \Phi_f i_q] \quad \text{I.12}$$

II.5 Système d'équations de schéma fonctionnel de la MSAP :

D'après les équations (I.4.), (I.9) et (I.12), on obtient le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_d = \frac{V_d + w_r L_q I_q}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_q - (L_d I_d + \Phi_f) W_r}{R_s + sL_q} \\ C_{em} - C_r = (J s + F_c) \Omega \end{array} \right. \quad \text{I.13}$$

Pour simplifier la modélisation on considérera que l'onduleur est un gain unitaire.

III. Commande vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents :

- **Principe :** [14]

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la composante directe du courant statorique I_{ds} tandis que la composante de courant en quadrature I_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique.

Si le courant I_{ds} est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant I_{ds} est négative, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence du courant I_q , par contre I_{ds} est imposé nul afin de minimiser les pertes Joules.

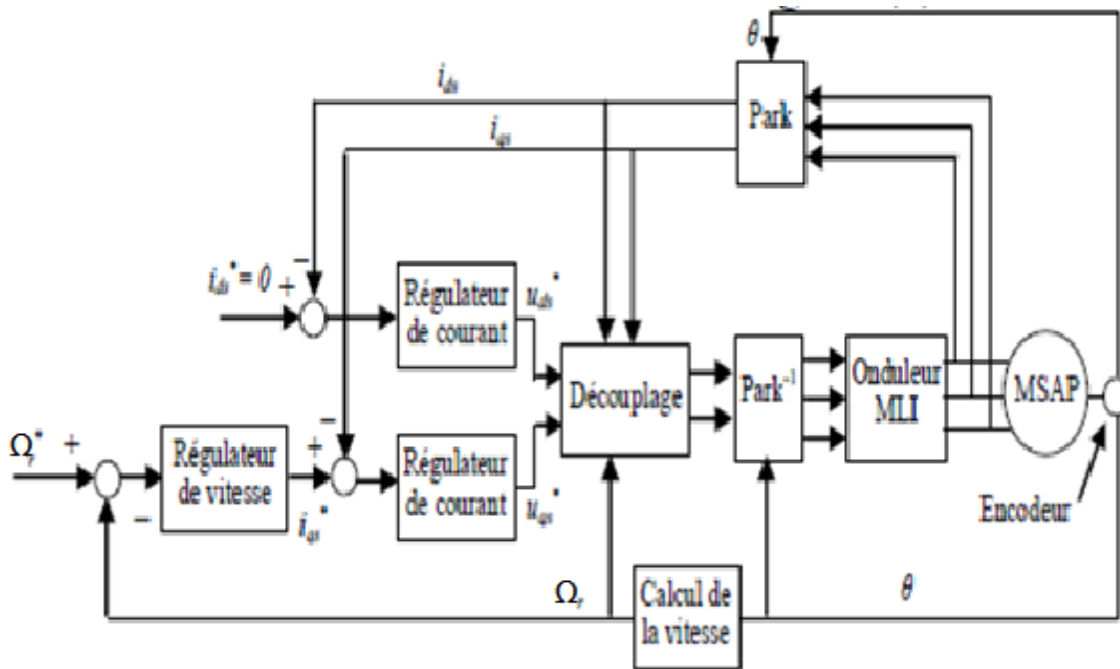


Fig.I.4 : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP.

Classiquement, la commande vectorielle, dite structure de régulation de type cascade, a été largement utilisée. Les principaux avantages de cette configuration font que la régulation cascade est d'un usage industriel très répandu. Pour se faire, deux boucles sont adoptées afin d'obtenir les réponses souhaitées. Dans un premier temps, on réalise la boucle interne qui assure la maîtrise du courant ensuite la synthèse d'une boucle externe permet d'asservir la vitesse.

IV. Régulateurs :

Pour asservir la vitesse du MSAP, avec des performances exigées, les régulateurs PID occupent incontestablement une place prédominante parmi la multitude de régulateurs utilisés en industrie, dans notre cas un régulateur PI suffit à nos exigences.

IV.1. Régulateurs utilisés et méthode de dimensionnement : [7]

Un variateur de vitesse comporte des filtres un onduleur et des capteurs qui introduisent des retards dans les différentes fonctions de transfert des boucles (courants et vitesse) qui peuvent s'écrire sous la forme :

$$F_{\varrho}(s) = \frac{K_{\varrho}}{s + w_1} e^{-T_{\varrho}s} \approx \frac{K_{\varrho}}{(s + w_1)(1 + T_{\varrho}s)} \quad \text{I.14}$$

Le type de système ayant cette fonction de transfert peut être régulé en utilisant des régulateurs PI ou IP dimensionnés avec quatre méthodes qui sont :

- placement de pôles.
- compensation de pôle.
- optimum symétrique.
- optimum non symétrique.

IV.1.a Régulateur PI : [11]

Le régulateur PI contient un terme proportionnel K_p qui est responsable sur l'amélioration du temps de réponse et le terme intégral K_i pour réduire l'erreur statique.

Le signal de commande est réalisé à partir de l'association d'un terme d'action proportionnelle et d'un terme d'action intégrale ;

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad \text{I.15}$$

Cette fonction peut s'écrire sous deux autres formes telles que :

$$C(s) = K_p \frac{s + w_n}{s} \quad \text{I.16}$$

$$C(s) = K_p \frac{1 + \tau s}{\tau s} \quad \text{I.17}$$

$$w_n = \frac{K_i}{K_p} \quad ; \quad \tau = \frac{K_p}{K_i}$$

$$K_i = w_n K_p \quad \text{I.17.a}$$

IV.1.b Régulateur IP :

Le régulateur PI introduit un zéro dans la boucle fermée de la fonction de transfert, la réponse à un échelon dépasse la référence. Pour résoudre ça, on utilise un régulateur de type IP où sa structure de commande est illustrée par la figure (I.9)

$$F_{bf-IP}(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{s}{w_n}} \frac{C(s)F_o(s)}{1 + C(s)F_o(s)} \quad \text{I.18}$$

Parmi les quatre méthodes de régulations mentionnées, nous utiliserons la méthode de l'optimum symétrique.

IV.2 Dimensionnement des régulateurs PI par la méthode de l'optimum symétrique:[7-15]

La méthode de l'optimum symétrique permet d'obtenir de très bons réglages des correcteurs PI pour de nombreuses applications, il s'agit de choisir le zéro du correcteur à une fréquence plus basse que le pôle du système en réglant le gain de manière adéquate.

Dans les variateurs de vitesse, la constante de temps dominante est $T_1 = 1/w_1$, elle est très grande comparée à la constante de temps équivalente au retard $T_o = 1/w_o$. Donc on peut négliger w_1 devant w_o .

La méthode de l'optimum symétrique est basée sur le modèle (I.14) en tenant compte de cette hypothèse c'est à dire $w_1 \approx 0$, ce modèle devient alors :

$$F_o(s) = \frac{K_o}{s(T_o s + 1)} \quad \text{I.19}$$

Le système contient un intégrateur et un système de premier ordre.

Selon la figure (I.8), la fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$F_{bo}(s) = \frac{K_p}{s} \frac{K_o}{s} (s + w_n) \frac{1}{T_o s + 1} \quad \text{I.20}$$

En boucle fermée on aura :

$$F_{bf}(s) = \frac{1 + \frac{1}{w_n} s}{1 + \frac{1}{w_n} s + \frac{1}{K_p K_Q w_n} s^2 + \frac{T_Q}{K_p k_Q w_n} s^3} \quad \text{I.21}$$

C'est un système de troisième ordre avec deux paramètres de réglage K_p et w_n .

Pour déterminer K_p et w_n on applique la méthode classique de la maximisation de l'avance de phase. Pour cela on règle le correcteur de la manière suivante :

- On introduit le coefficient d'avance de phase α tel que :

$$w_Q = \alpha w_n \quad \text{I.22}$$

- On règle K_p de la manière suivante :

$$K_p = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \frac{w_Q}{k_Q} \quad \text{I.23}$$

Donc les paramètres du correcteur PI, en utilisant cette méthode sont donnés comme suit :

$$\begin{cases} K_p = \frac{w_Q}{K_Q \sqrt{\alpha}} \\ w_n = \frac{w_Q}{\alpha} \end{cases} \quad \text{I.24}$$

Le coefficient d'avance de phase α est déterminé par la marge de phase désirée.

a- Calcul de α :

Calcul de l'argument maximal en boucle ouverte φ_m :

En utilisant l'équation (I.20) :

$$\arg(F_{bo}(s)) = \arg\left(\frac{K_p}{s}\right) + \arg\left(\frac{K_Q}{s}\right) + \arg(s + w_n) + \arg\left(\frac{1}{1 + T_Q s}\right) \quad \text{I.25}$$

$$\arg\left(\frac{K_p}{s}\right) = \arg\left(\frac{K_o}{s}\right) = -\frac{\pi}{2} \quad \text{I.26}$$

$$\varphi(\omega) = \arg(G(j\omega)) = \arctan \frac{\omega(1 - T_o \omega_n)}{\omega_n + T_o \omega^2} \quad \text{I.27}$$

En remplaçant ω_n par son expression donnée en (I.22) on aura :

$$\tan \varphi(\omega) = \frac{\omega T_o (\alpha - 1)}{1 + \alpha \omega^2 T_o^2} \quad \text{I.28}$$

φ_m est obtenue en annulant la dérivée de l'expression (I.28) :

$$\frac{d[\tan(\varphi)]}{d\omega} = 0 \quad \text{I.29}$$

$$\omega_c = \frac{1}{T_o \sqrt{\alpha}} \quad \text{avec : } \omega_c : \text{ La pulsation pour laquelle la phase du correcteur est maximale.}$$

Après développement on trouve:

$$\alpha = \left(\frac{1 + \sin \varphi_m}{\cos \varphi_m} \right)^2 \quad \text{I.30}$$

Donc en imposant une marge de phase φ_m ; α peut être déduit par l'équation (I.30) ; K_p par l'équation (I.23) et K_i par l'équation (I.17.a).

b- Le choix de la valeur de α :

Si on remplace les paramètres du système par leurs expressions en fonction de α et ω_c dans l'équation (I.20) on aura :

$$F_{bo}(s) = \frac{1 + \frac{\sqrt{\alpha}}{w_c} s}{\left(\frac{s}{w_c}\right)^2 \left(\sqrt{\alpha} + \frac{s}{w_c}\right)} \quad \text{I.31}$$

En boucle fermée :

$$F_{bf} = \frac{1 + \frac{\sqrt{\alpha}}{w_c} s}{\left(1 + \frac{s}{w_c}\right) \left[1 + (\sqrt{\alpha} - 1) \left(\frac{s}{w_c}\right) + \left(\frac{s}{w_c}\right)^2\right]} \quad \text{I.32}$$

D'où l'équation caractéristique s'écrit :

$$\left(1 + \frac{s}{w_c}\right) \left[1 + (\sqrt{\alpha} - 1) \left(\frac{s}{w_c}\right) + \left(\frac{s}{w_c}\right)^2\right] = 0 \quad \text{I.33}$$

Le système en boucle fermée a trois pôles :

- 1 pôle réel

$$s_1 = -1$$

- 2 pôles qui dépendent de α .

$$s_{2,3} = \frac{1 - \sqrt{\alpha} \pm \sqrt{\alpha - 2\sqrt{\alpha} - 3}}{2}$$

Donc :

Si $\alpha < 9 \Rightarrow$ pôles complexes.

Sinon les pôles sont réels.

Pour choisir la valeur de α , on compare les performances d'un système pour différentes valeurs de α , les critères choisis sont :

- le premier dépassement D_1 ;
- la marge de phase ;
- le temps de réponse.

V. Résultats de simulation et interprétation :

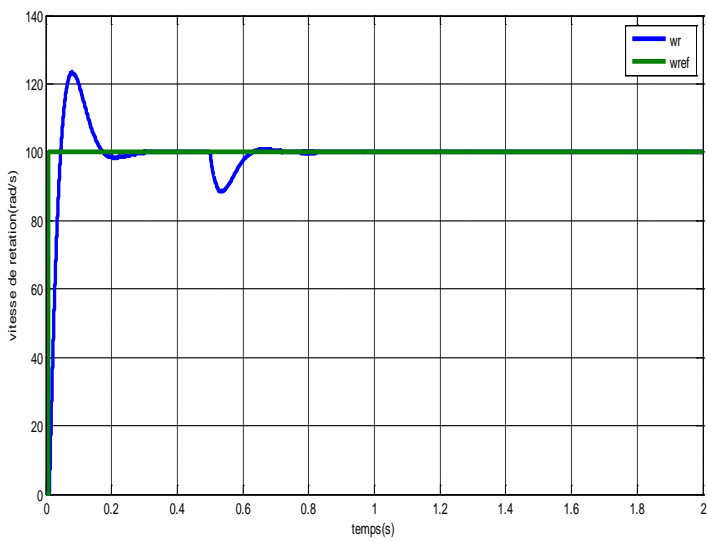


Fig.1 vitesse mécanique de rotation

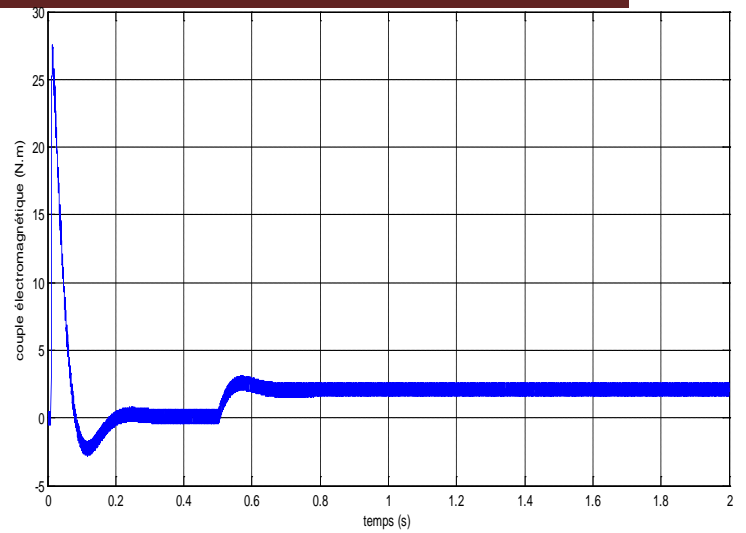


Fig.2 couple électromagnétique

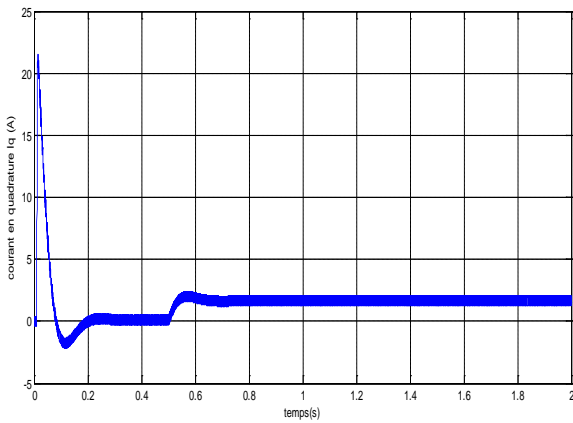


Fig.3 courant en quadrature $I_q(t)$

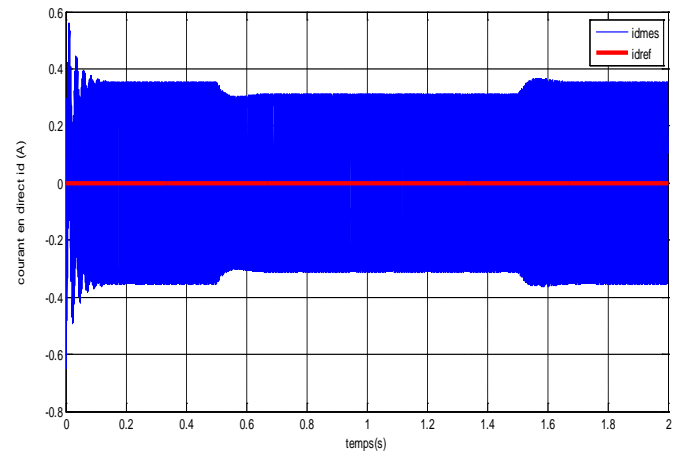


Fig.4 Les courants directs I_{dref} et I_{dmes}

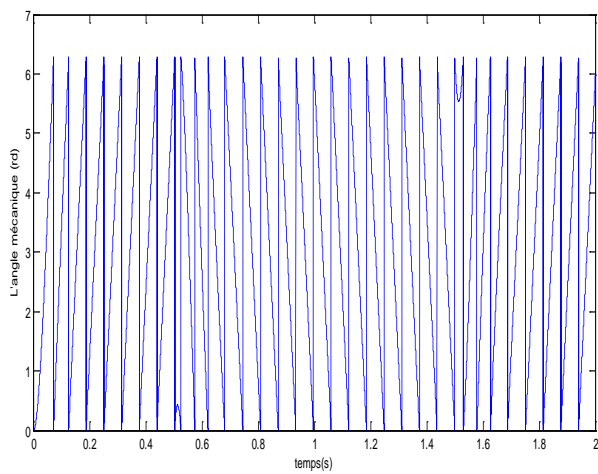


Fig.5 L'angle mécanique

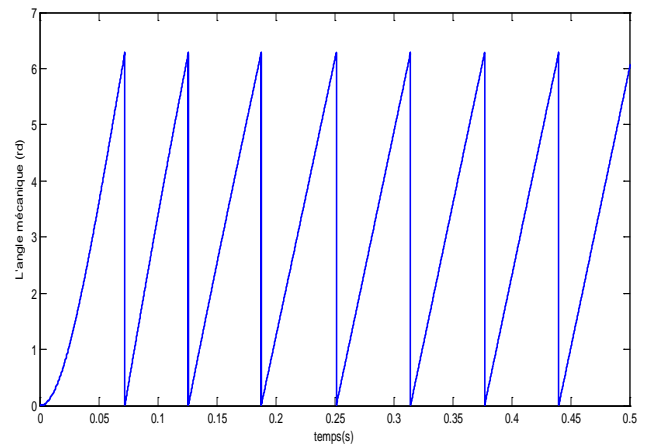


Fig.6 Zoom de l'angle mécanique

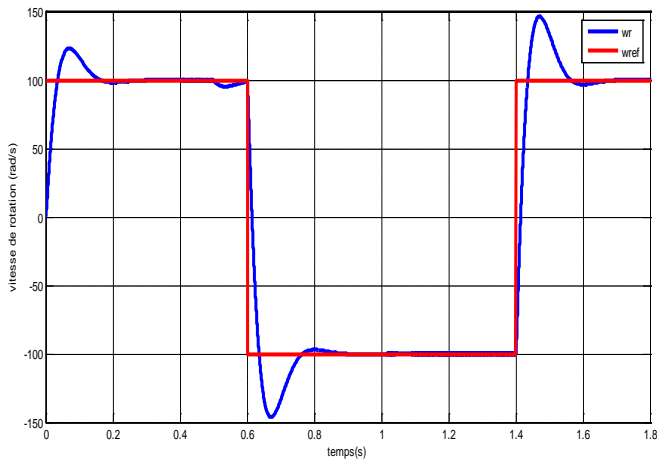


Fig.7 Réponse à une consigne de vitesse variable

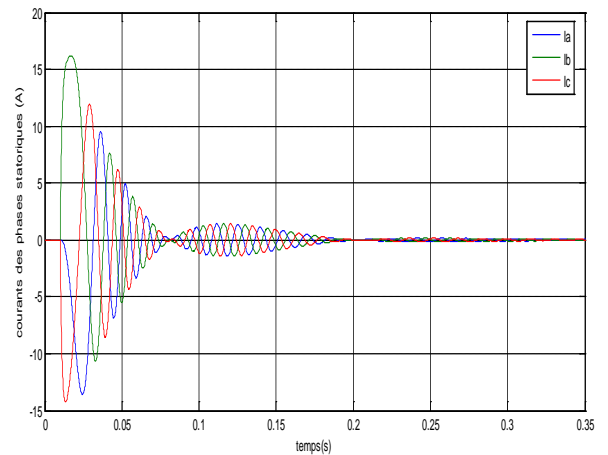


Fig.8 courants des phases statoriques

V. Interprétation :

Nous avons simulé la commande vectorielle de variateur de vitesse de la MSAP en utilisant MATLAB-SIMULINK à vide et en charge pour une consigne de vitesse constante et variable.

L'allure de la réponse en vitesse (Fig.1) suit parfaitement sa consigne malgré un léger dépassement à $t=0.07s$ et une chute à $t=0.5s$ dû à l'application d'un couple résistant de 2N.m, puis se stabilise à sa vitesse de référence 100rad/s.

Au démarrage, le couple (Fig.2) atteint une valeur importante de 28N.m, puis chute soudainement à $t=0.1s$ jusqu'à atteindre une valeur de (-3) N.m, puis se stabilise autour de zéro jusqu'à l'application du couple résistant à $t=0.5s$ où elle prend sa valeur (2 N.m) et se stabilise sur celle-ci.

L'allure de la composante du courant en quadrature I_q (Fig.3) est identique à celle de couple électromagnétique C_{em} (Fig.2). Elle présente un pic important de 22A au démarrage, avant de s'annuler à l'instant $t=0.2s$, puis subit une augmentation d'une valeur de 2A après l'application du couple résistant.

La composante du courant direct I_d (Fig.4) présente une oscillation au démarrage entre 0.55A et -0.55A puis chute légèrement et se oscille entre 0.35A et -0.35A. Alors que le courant I_d de référence est nulle pendant toute la simulation (condition nécessaire pour la commande vectorielle).

L'allure de l'angle mécanique (Fig.5) est sous forme de pic périodique qui varie entre 0 et 6,28 rad/s (ou $0 : 2\pi$).

La figure(7) représente la réponse à une référence de vitesse variable qui suit parfaitement la consigne.

Les courants de phase statorique (I_a , I_b , I_c) (Fig.8) présente des oscillations au démarrage de la machine, puis s'affaiblissent progressivement avant de se stabiliser à une valeur quasi-nulle (à vide).

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé le variateur synchrone à aimants permanents, ensuite on a présenté la commande vectorielle et les régulateurs PI et IP utilisés ainsi que la méthode de dimensionnement des régulateurs par : l'optimum symétrique et calculé tous les paramètres les caractérisant ce qui nous a permis de réaliser notre modèle de simulation sous l'environnement MATLAB-SIMULINK, afin d'étudier le comportement dynamique de la machine. Ainsi les courbes obtenues montrent l'efficacité de cette commande. La position dans notre cas est mesurée à l'aide d'un capteur de position, dans le deuxième chapitre, un capteur logiciel le substituera.

Chapitre II

**Commande sans capteur de
la MSAP par injection de
signal de haute fréquence :
méthode conventionnelle de
démodulation du courant HF**

Introduction :

La connaissance de la position du rotor est importante afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine. Mais pour des raisons économiques, de sûreté de fonctionnement et de robustesse, de multiples études se sont orientées vers l'estimation de la position du rotor à partir des grandeurs accessibles au lieu d'une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position. De ce fait, une solution généralement adoptée est l'usage des méthodes d'estimations. Ces méthodes sont perçues comme des capteurs appelés "capteurs logiciels" qui remplacent les capteurs mécaniques. Elles présentent une solution prometteuse.

I.1. La commande sans capteur mécanique : [5] [1]

-Les capteurs physiques sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse position, courants ...), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation, ils ont donc un coût très élevé, et peuvent présenter des problèmes de fiabilité.

-Les capteurs dit logiciels ou observateurs, sont des méthodes pour déterminer des paramètres qui sont techniquement difficiles à obtenir (vitesse, position,...), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (les valeurs de courants, tensions). Autrement dit «un observateur est un estimateur possédant un rebouclage.» [16].

Le rebouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure parvenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation. Ces observateurs peuvent se révéler avantageux d'un point de vue industriel, que ce soit pour répondre au problème de coût ou à celui de fiabilité et de commande tolérante aux défauts.

-Pour toutes applications le choix à faire entre capteur ou observateur se résume aux critères suivants : la fiabilité, le coût, les exigences techniques, la précision.

Dans des applications où on utilise des machines polyphasées, on choisit souvent les observateurs [17], puisque le facteur essentiel est la fiabilité, avec des exigences techniques très critiques. De plus on ne doit pas encombrer l'espace avec des capteurs qui exigent de l'entretien, ce qui n'est pas une chose évidente lors de l'exploitation.

II. Injection d'un signal haute fréquence pour l'estimation de la position et de la vitesse

Pendant ces vingt dernières années, la commande sans capteur et à basse vitesse des MSAP par l'injection de signaux est un domaine de recherche très actif. Plusieurs méthodes d'estimation de la position et de la vitesse ont été développées par de nombreux chercheurs. Ces techniques consistent à injecter une tension à haute fréquence à la tension fondamentale de la machine [18-19]. La position du rotor est ensuite estimée à partir du courant à haute fréquence grâce à la saillance du rotor. [1]

II.1 Principe :

Cette méthode se focalise sur un autre aspect des équations électriques pour remonter jusqu'à l'estimation de la position ou de la vitesse rotorique. Il s'agit de la présence de la saillance dans la machine. Pour avoir une estimation sans capteur robuste par ce type de méthode, les cinq conditions [20] citées ci-dessous doivent être validées :

1. Une excitation permanente indépendante de l'excitation fondamentale est nécessaire,
2. Superposer au signal de commande un signal sinusoïdal à une fréquence donnée (HF),
3. Récupérer le courant résultant de cette injection. Il contient l'information de position ou d'erreur d'estimation de position, conditionné par l'existence d'une saillance dans la machine,
4. Démoduler le signal à la fréquence d'injection pour séparer l'information de position des courants dûs au fonctionnement de la machine,
5. Reconstruire la position ou vitesse du rotor en ligne avec le moins de perturbations grâce aux signaux obtenus.

La commande de la MSAP par injection de signal, peut être représentée par le schéma suivant : [10]

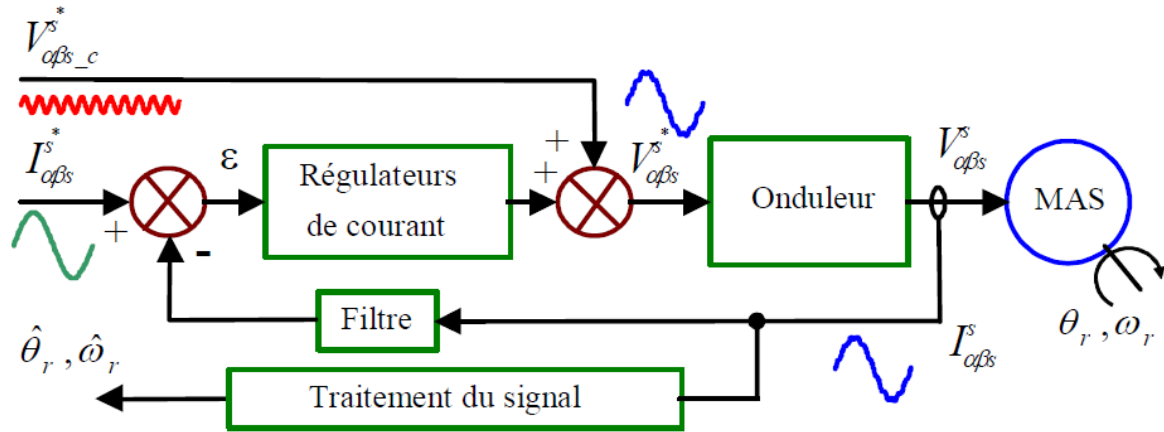


Fig II.1 : Stratégie de commande sans capteur mécanique par HFI injection d'une tension HF.

II.2. Extraction des composantes de la porteuse de position de la MSAP :

Cette technique, est basée sur l'injection d'un signal de tension à haut fréquence [environ 400Hz à 2KHz, le choix de cette fréquence est considéré comme haute pour les vitesses basses, et convenable pour éviter les perturbations]. La forme la plus simple de cette tension injectée, est une sinusoïdale triphasée équilibrée d'amplitude V_c et de pulsation ω_c , superposée à l'alimentation fondamentale de la machine :

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta-c}^{s*} = V_c \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} = V_c e^{j\omega_c t} \quad \text{II.1}$$

Cette méthode ne demande pas d'équipements supplémentaires pour effectuer l'injection. En effet, il nous suffit d'ajouter les tensions $V_{\alpha,\beta,c}$ du signal à haute fréquence aux tensions $V_{\alpha,\beta}$ de l'alimentation fondamentale à la sortie des régulateurs de courant. Ensuite, la tension résultante est appliquée aux bornes de la machine via un onduleur. Le signal courant résultant de l'injection contient des informations sur la position du rotor de la MSAP peut s'écrire par :

$$\mathbf{I}_{\alpha\beta}^s = I_{cp} e^{j(\omega_c t + \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})} + I_f e^{j\omega_s t} \quad \text{II.2}$$

Avec : $I_{cp} e^{j(\omega_c t + \frac{\pi}{2})}$, $I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})}$ et $I_f e^{j\omega_s t}$ Sont respectivement la composante directe, inverse et fondamentale du courant de la porteuse.

I_{cp} : Amplitude de la composante directe

I_{cn} : Amplitude de la composante inverse

I_f : Amplitude de la composante fondamentale

- La composante directe n'est qu'un vecteur tournant dans le même sens de rotation que la tension injectée. Elle est constante et ne contient pas d'information sur la position du rotor.
- La composante inverse faible, est un vecteur tournant dans le sens inverse de celui de la tension injectée. C'est cette composante qui nous intéresse puisqu'elle est modulée par la position du rotor.

Afin d'extraire cette position, un traitement de signal s'avère nécessaire donc l'utilisation des filtres s'impose.

II.3. Modèle de la MSAP dans le domaine des hautes fréquences : [1]

En vue d'exploiter la commande sans capteur utilisant le signal à haute fréquence, nous sommes amenés à étudier le modèle de la machine dans le domaine haute fréquence. Pour démontrer l'effet de l'injection de signal à HF, le fonctionnement de la MSAP présentant une saillance doit être analysée dans une approche approximative basée sur la négligence [21-22] des résistances des enroulements par rapport aux réactances (terme inductif), de la saturation magnétique et du flux fondamental en considérant uniquement le flux de haute fréquence.

Les équations (I.10) des tensions statoriques dans le repère stationnaire ($\theta_r = 0$, $w_r = 0$) deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\Phi_d^s}{dt} \\ \frac{d\Phi_q^s}{dt} \end{bmatrix} \quad \text{II.3}$$

Les équations (I.6) des flux, présentées dans le chapitre 1 deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d^s \\ \Phi_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \emptyset \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{II.4}$$

Avec : $\emptyset = \frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_f$

La tension d'alimentation est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_c \begin{bmatrix} \cos(W_c t) \\ \cos\left(W_c t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(W_c t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.5}$$

En appliquant la transformation de Clark à cette équation, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha c} \\ V_{\beta c} \end{bmatrix} = V_c \begin{bmatrix} \cos(W_c t) \\ \sin(W_c t) \end{bmatrix} \quad \text{II.6}$$

Le système de tension triphasé injecté peut être choisi de tel sorte à créer un vecteur tournant dans la même direction que le fondamental. Le signal injecté dans ce cas étant sinusoïdal avec une fréquence f_c et une amplitude constantes V_c [22-23] :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha c} \\ V_{\beta c} \end{bmatrix} = V_c \begin{bmatrix} -\sin(W_c t) \\ \cos(W_c t) \end{bmatrix} \quad \text{II.7}$$

Avec : $W_c = 2\pi f_c$; f_c est la fréquence d'injection

L'expression (II.4) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_r) & -\Delta L \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L \sin(2\theta_r) & L + \Delta L \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \emptyset \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants $L_d \neq L_q$.

$$L = \frac{L_q + L_d}{2} \quad ; \quad \Delta L = \frac{L_q - L_d}{2}$$

Pour les signaux à haute fréquence, la résistance statorique et les effets de flux des aimants permanents peuvent être négligés ($R_s = 0$, $\emptyset = 0$). Après quelques manipulations sur les équations (II.3), (II.4) et (II.8), nous obtenons le modèle analytique des courants résultants de l'injection à haute fréquence:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{cp} \cos(W_c t) & + & I_{cn} \cos(2\theta_r - W_c t) & + & I_f \cos(W_s t) \\ I_{cp} \sin(W_c t) & + & I_{cn} \sin(2\theta_r - W_c t) & + & I_f \sin(W_s t) \end{bmatrix} \quad \text{II.9}$$

Avec :

$$I_{cp} = \frac{V_c (Lq + Ld)}{2W_c Lq Ld} \quad ; \quad I_{cn} = \frac{V_c (Lq - Ld)}{2W_c Lq Ld}$$

II.4 Modèle Analytique de la MSAP dans le domaine HF dans un environnement bruité : [1]

Il existe différents types de bruit:

-Bruit à caractère purement aléatoire qui vient se superposer au signal utile sous une forme essentiellement additive. Ces signaux aléatoires peuvent être stationnaires à différent degré tel que le bruit blanc dont la densité spectrale de puissance est constante, mais également passe bande tel que le bruit blanc gaussien.

-Bruit issu d'interférences entre le signal utile et d'autres signaux parasites qui ne sont pas considérés comme des bruits aléatoires.

Le rapport signal sur bruit nous donne une information sur le niveau du bruit présent dans le système. Il est calculé par la formule suivante:

$$SNR = 10 \log \frac{P_s}{P_n} \quad \text{II.10}$$

Où P_s est la puissance du signal et P_n la puissance du bruit. Il s'exprime généralement en (dB).

Dans ce travail on va considérer le cas d'un bruit à caractère purement aléatoire, blanc et gaussien de moyenne nulle. Ce bruit est modélisé comme un signal aléatoire qui s'ajoute au signal utile dans les trois phases des tensions d'alimentations de la machine.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_c \begin{bmatrix} \cos(W_c t) \\ \cos\left(W_c t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(W_c t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

En appliquant la transformation de Clark, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha cb} \\ V_{\beta cb} \end{bmatrix} = V_c \begin{bmatrix} V_c \cos(W_c t) + B_\alpha \\ V_c \sin(W_c t) + B_\beta \end{bmatrix} \quad \text{II.12}$$

On pose :

$$\begin{cases} B_\alpha = \frac{2}{3}b_1 - \frac{b_2}{3} - \frac{b_3}{3} \\ B_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}b_2 - \frac{\sqrt{3}}{3}b_3 \end{cases} \quad \text{II.13}$$

L'équation de la tension d'injection avec un bruit additif devient :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha c} \\ V_{\beta c} \end{bmatrix} = V_c \begin{bmatrix} -\sin(W_c t) \\ \cos(W_c t) \end{bmatrix} \quad \text{II.14}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha cb} \\ V_{\beta cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_c \sin(W_c t) + B_\alpha \\ V_c \cos(W_c t) + B_\beta \end{bmatrix} \quad \text{II.14}$$

Après quelques manipulations sur ces équations, nous obtenons le modèle analytique des courants résultant de l'injection à HF dans un environnement bruité suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha c}}{dt} \\ \frac{di_{\beta c}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{cp} W_c \sin(W_c t) + I_{cn} W_c \sin(2\theta_r - W_c t) + L_1(B_\alpha \cos(2\theta_r) + B_\beta \sin(2\theta_r)) + L_2 B_\alpha \\ -I_{cp} W_c \cos(W_c t) + I_{cn} W_c \cos(2\theta_r - W_c t) + L_1(B_\alpha \sin(2\theta_r) - B_\beta \cos(2\theta_r)) + L_2 B_\alpha \end{bmatrix} \quad \text{(II.15)}$$

Avec :

$$L_1 = \frac{L_q - L_d}{2L_q L_d}$$

$$L_2 = \frac{L_q + L_d}{2L_q L_d}$$

La figure suivante présente le schéma bloc d'une estimation de la position par le modèle analytique :

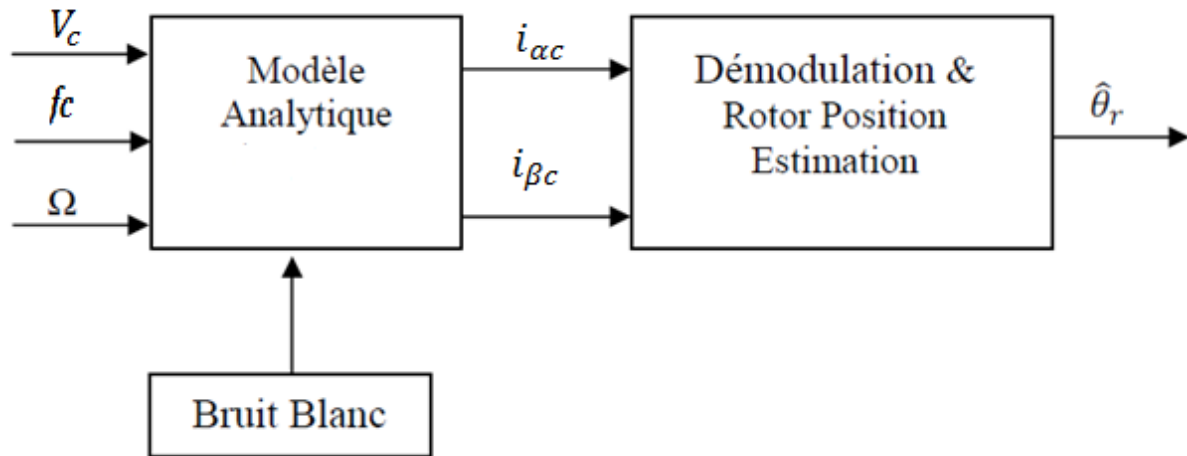


Fig.II.2 : Estimation de la position selon le Modèle Analytique dans le domaine des HF dans un environnement bruité. [1]

III. Choix des filtres : [1]

La fonction principale d'un filtre est la transmission des signaux dont la fréquence est située dans la bande passante et la rejection des autres. Chaque filtre est caractérisé par une fonction de transfert et une bande passante. Pour choisir l'amplitude et la fréquence du signal injecté, il faut prendre en compte les facteurs suivants [10]:

- ° La limite inférieure de la fréquence du signal injecté permettant une séparation spectrale suffisante entre la fréquence du signal injecté et celle de l'alimentation fondamentale.
- ° La limite supérieure de la fréquence du signal injecté permettant de limiter les courants de Foucault d'un côté et de satisfaire le théorème de Shannon avec une résolution acceptable du signal de l'autre côté.
- ° La limite supérieure de l'amplitude du signal injecté pour éviter d'accentuer la saturation et de perturber le fonctionnement de la machine.
- ° La limite inférieure de l'amplitude du signal injecté permettant d'avoir un rapport signal sur bruit (SNR) suffisant.

Plusieurs types de filtres sont présentés dans la littérature, par exemple les filtres de Butterworth, Tchebychev et les filtres de Bessel. Le choix d'un filtre particulier est basé sur les critères suivants : Son gain doit être constant que possible dans la bande passante de façon

que l'amplitude ne soit pas entachée d'une erreur dû à la fréquence. Par contre, au de là fréquence de coupure, le gain doit descendre le plus vite possible pour atténuer au mieux les termes nuisibles.

III.1 Choix du type de filtre pour notre application :

L'extraction de la position rotorique nécessite un traitement de signal approprié utilisant des filtres de deuxième ordre à savoir le filtre passe-bande, le filtre passe-haut et le filtre passe-bas. Cette technique exige que les signaux ne soient pas déformés et que le retard (le délai de groupe) soit constant.

L'étude faite par Bouhali [7] nous a conduit à choisir le filtre de Bessel qui répondent parfaitement à nos exigences vu particulièrement la faible valeur du délai de groupe en la comparant aux autre types de filtre (Butterworth et Tchebychev)

III.2 Filtre de Bessel passe-bas et passe-haut d'ordre 2 :

Les fonctions de transfert de ces filtres sont :

a) Filtre passe bas :

$$H_{pb}(p) = \frac{w_{lp}^2}{p^2 + (2m_{bp} \cdot w_{lp})p + w_{hp}^2} \quad (\text{II. 16})$$

b) Filtre passe haut :

$$H_{ph}(p) = \frac{p^2}{p^2 + (2m_{bp} \cdot w_{lp})p + w_{hp}^2} \quad (\text{II. 17})$$

c) Filtre passe bande :

$$H_b(p) = H_{pb}(p) \cdot H_{ph}(p) = \frac{w_{lp}^2 \cdot p^2}{(p^2 + (2m_{bp} \cdot w_{lp})p + w_{hp}^2)^2} \quad (\text{II. 18})$$

IV. Méthodes d'extraction et d'estimation de la position :

IV.1. Méthodes d'extraction des composantes inverses :

Les trois méthodes qui existent dans la littérature pour extraire la position du rotor sont:

- filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut.
- deux filtres synchrones passe haut.
- filtre synchrone passe bas.

IV.1.a Extraction des composantes Inverses par un filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut : [10]

La première méthode consiste à éliminer la composante fondamentale du courant statorique en utilisant un filtre analogique passe bande dont la fréquence centrale de la bande passante est la fréquence du signal injecté. Ensuite, le courant résultant (qui est celui de la porteuse) est traité par un filtre synchrone passe haut pour éliminer la composante directe. L'idée de l'utilisation du filtre synchrone passe haut est de profiter du fait que les vecteurs des composantes inverses et celui de la composante directe tournent en sens opposés, ce qui rend leur séparation plus aisée. Le courant de la porteuse $I_{\alpha\beta-c}^s$ est transféré, tout d'abord, dans le référentiel RF(f_c) (Fig.II.3), ceci va soustraire une valeur de f_c à la fréquence de la porteuse. Ainsi, la composante directe devient une composante constante et les fréquences des composantes inverses vont quasiment être doublées. Ensuite, le signal résultant est appliqué sur un filtre passe haut, du premier ordre, dont la fonction de transfert est $\frac{p}{p+w_{cut}}$ pour éliminer la composante continue (qui est la composante directe après la transformation dans le référentiel RF(- f_c)). Enfin, une transformation inverse est appliquée pour transférer à nouveau le signal dans le repère statorique.

Cette procédure est équivalente à la transformation du filtre dans le référentiel RF(- f_c).

f_c : Fréquence du signal injecté ($f_c=1000$ Hz dans cette étude)

Où w_{cut} est la fréquence de coupure du filtre.

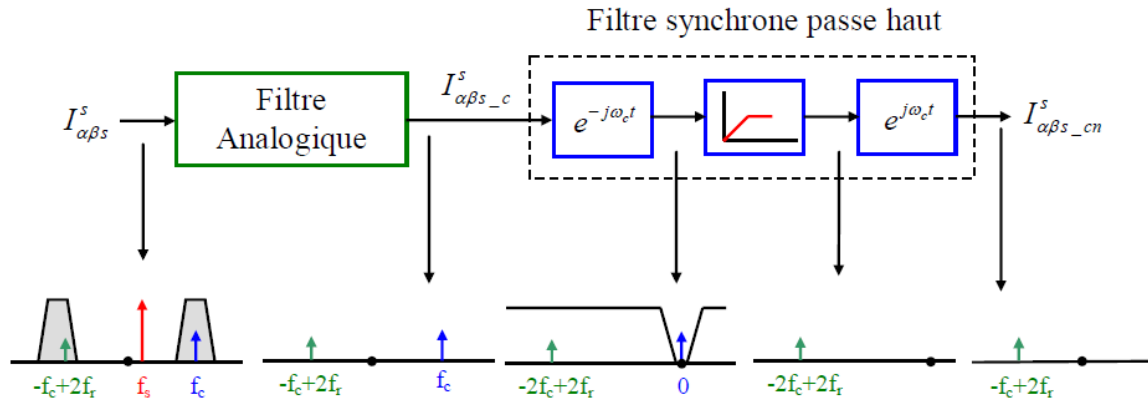


Fig.II.3 : Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre analogique suivi par un filtre synchrone passe haut. [10]

IV.1.b Modèle analytiques de l'extraction de la position :

Le courant résultant de l'injection d'une tension a haute fréquence à une composante directe, une composante inverse et une composante fondamentale donné par l'expression (II.2)

En utilisant un filtre analogique passe bande, la composante fondamentale du courant sera éliminée et l'équation (II.2) devient :

$$I_{\alpha\beta}^s \text{ passe bande} = I_{cp} e^{j(W_c t + \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - W_c t + \frac{\pi}{2})} \quad \text{II.20}$$

En multipliant l'équation (II.2) par $e^{-jW_c t}$ la composante directe devient nulle

$$I_{\alpha\beta}^s \text{ 1}^{\text{ere}} \text{ rotation} = [I_{cp} e^{j(W_c t + \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - W_c t + \frac{\pi}{2})} I_c] * e^{-jW_c t}$$

$$I_{\alpha\beta}^s \text{ 1}^{\text{ere}} \text{ rotation} = [I_{cp} e^{j(W_c t + \frac{\pi}{2}) * e^{-jW_c t}}] + [I_{cn} e^{j(2\theta_r - W_c t + \frac{\pi}{2}) * e^{-jW_c t}}]$$

$$I_{\alpha\beta}^s \text{ 1}^{\text{ere}} \text{ rotation} = [I_{cn} e^{j(2\theta_r - W_c t + \frac{\pi}{2}) * e^{-jW_c t}}]$$

$$I_{\alpha\beta}^s \text{ 1}^{\text{ere}} \text{ rotation} = [I_{cn} e^{j(2\theta_r - (2JW_c)t + \frac{\pi}{2})}] + 0 \quad \text{II.20}$$

En utilisant un Filtre passe haut pour éliminer la composante directe l'équation (II.20) devient :

$$I_{\alpha\beta}^s \text{ filtre passe haut} = [I_{cn} e^{j(2\theta_r - (2JW_c)t + \frac{\pi}{2})}] \quad \text{II.21}$$

En multipliant l'équation (II.21) par e^{2jW_C} on obtient :

$$I_{\alpha\beta}^{s\ 2^{eme}\ rotation} = [I_{cn} e^{j(2\theta_r - (2jW_C)t + \frac{\pi}{2})}] * e^{2jW_C}$$

$$I_{\alpha\beta}^{s\ 2^{eme}\ rotation} = [I_{cn} e^{j(2\theta_r + \frac{\pi}{2})}] \quad \text{II.22}$$

En utilisant un filtre passe bas pour filtrer les hautes fréquences on aura :

$$I_{\alpha\beta}^{s\ filtre\ passe\ bas} = [I_{cn} e^{j(2\theta_r) + \frac{\pi}{2}}] = \begin{bmatrix} I_{cn} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) \\ I_{cn} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad \text{II.23}$$

IV.2. Méthodes d'estimation de la position:

Les méthodes utilisées pour estimer la position du rotor sont le calcul direct en utilisant la fonction arc tangente et l'utilisation d'un observateur de suivi.

a) Estimation de la position du rotor par un observateur en boucle fermée:

Le principe de cette boucle est d'utiliser l'erreur résultant de la multiplication croisée entre un 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. [10]

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

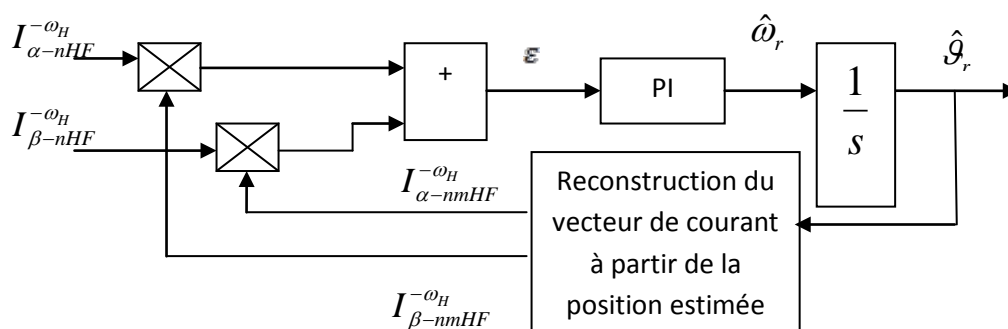


Fig.II.4 : Estimation de la position du rotor par un observateur en boucle fermée.

b) Estimation par la fonction arc tangente :

Si la méthode de la fonction arc tangente est utilisée, alors la position du rotor électrique est directement estimée en utilisant l'équation suivante : $\hat{\theta}_r = \frac{1}{2} \arctg\left(\frac{i_\beta}{i_\alpha}\right) - \frac{\pi}{2}$

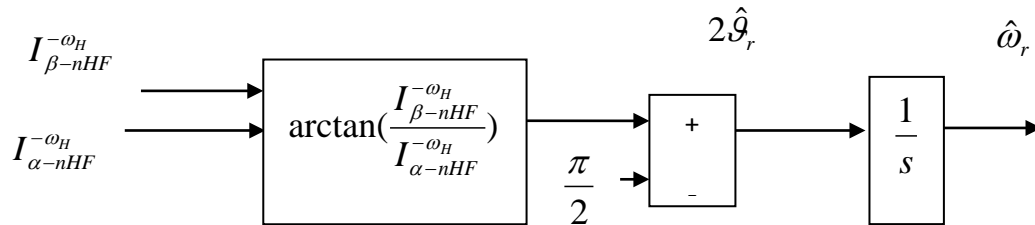
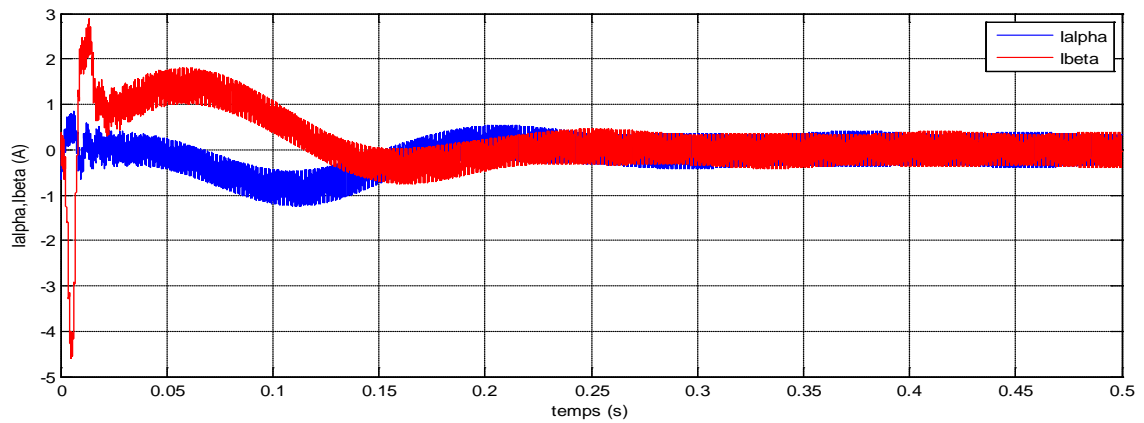


Fig.II.5 : Estimation de la position du rotor par la fonction arctan. [10]

Pour démontrer les différences entre les différentes topologies, une simulation a été effectuée, les courbes résultantes clarifient ces différences.

V. Résultats de simulation et interprétation :



↓
Zoom

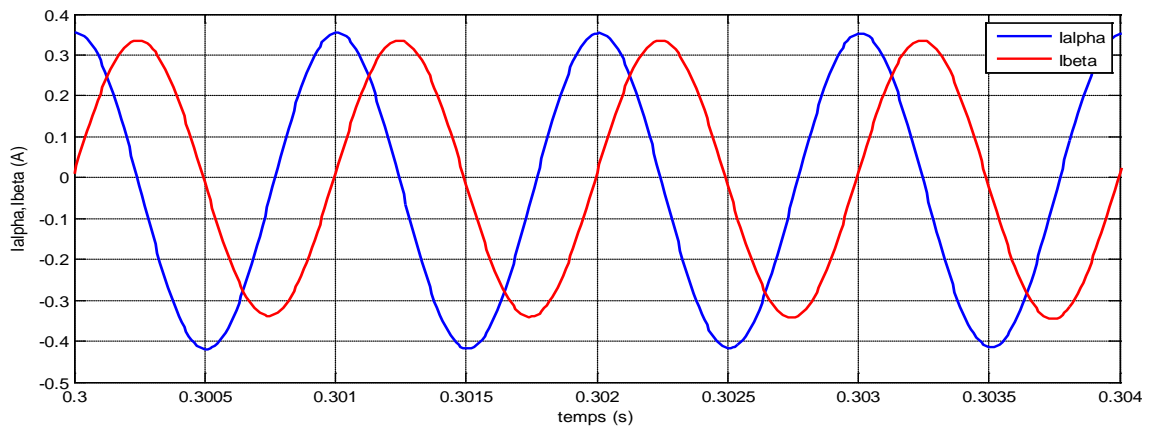
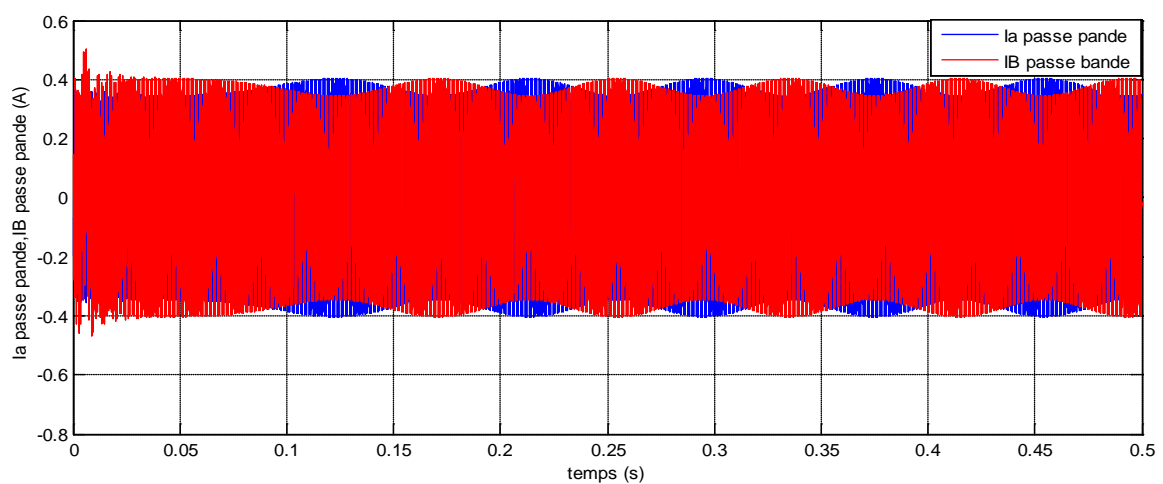


Fig.2.1 : les courants i_{α} et i_{β} statorique après la transformation de repère ($\beta C - \alpha \beta$)



↓
Zoom

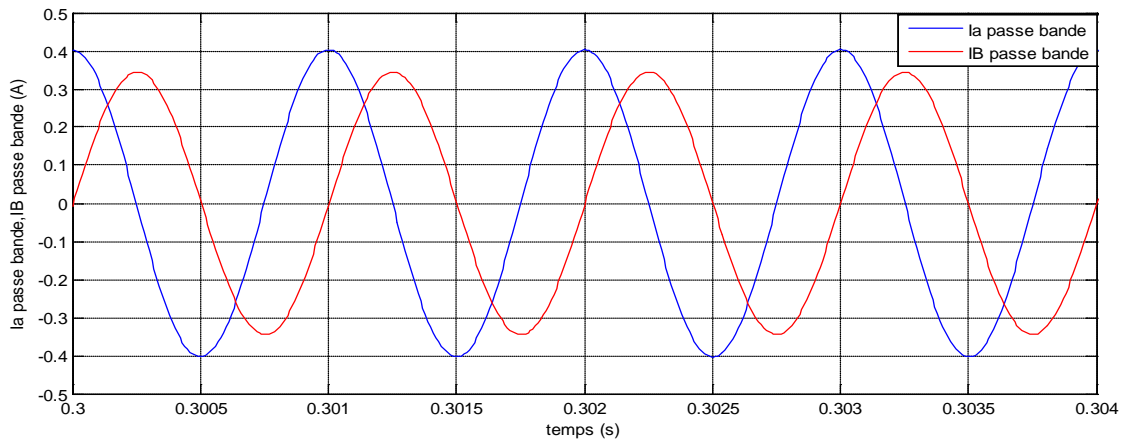


Fig.2.2 : les courants Ialpha et Ibeta filtrés par un filtre passe bande ($I_{\alpha\beta}^s$ passe bande)

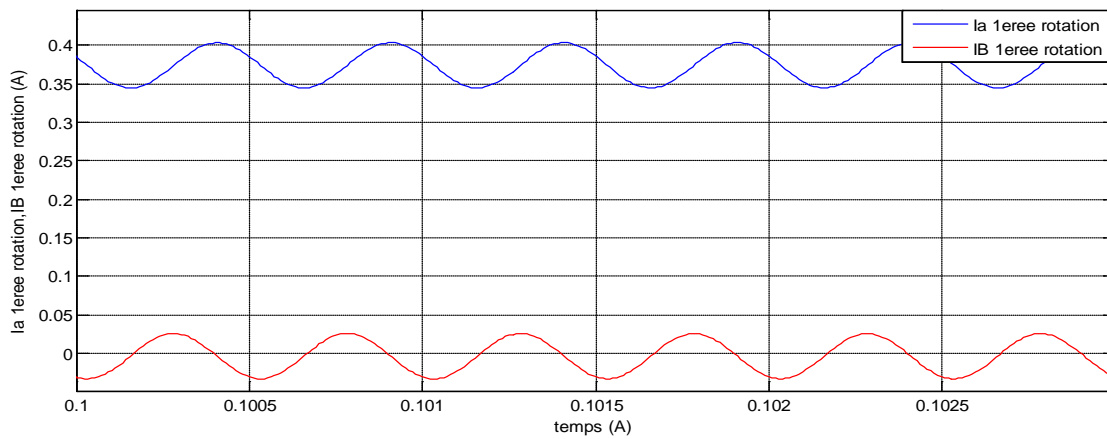
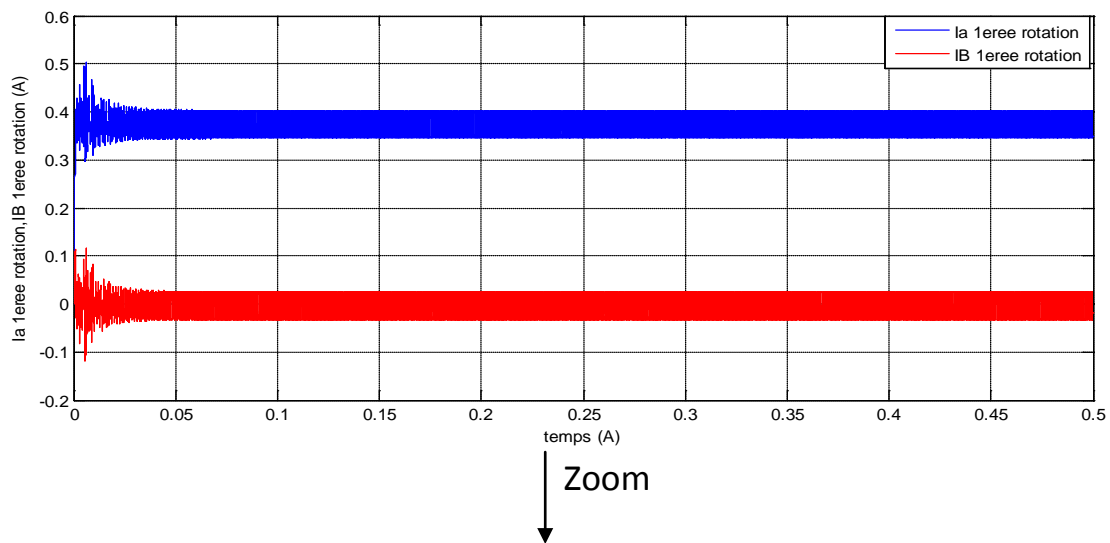
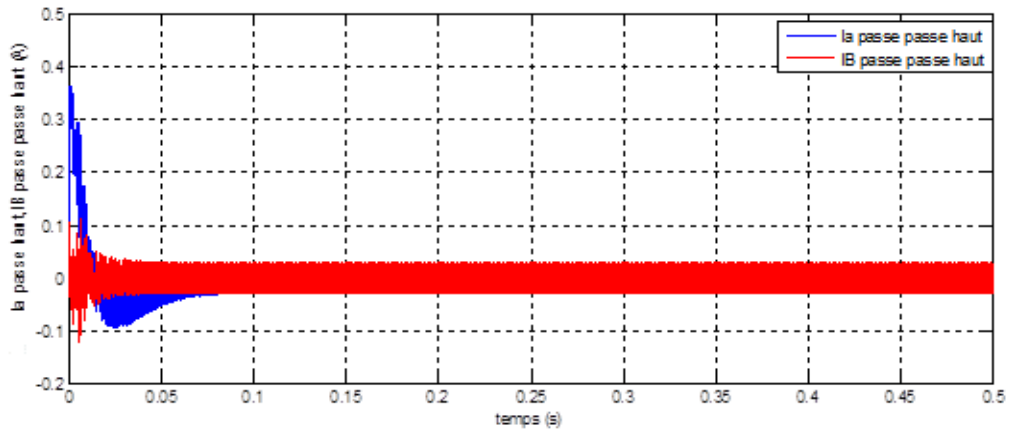


Fig.2.3: le courant Ialpha et Ibeta après la première rotation ($I_{\alpha\beta}^s$ 1^{ere} rotation)



Zoom
↓

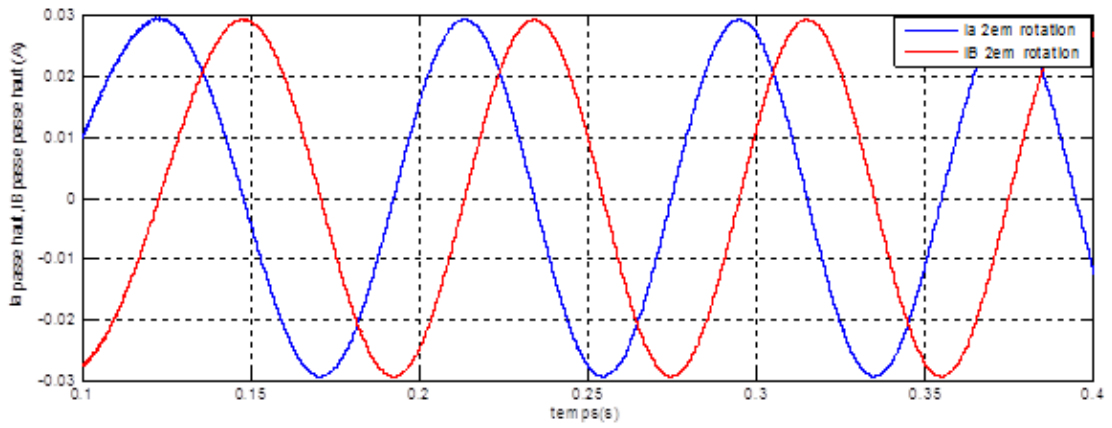
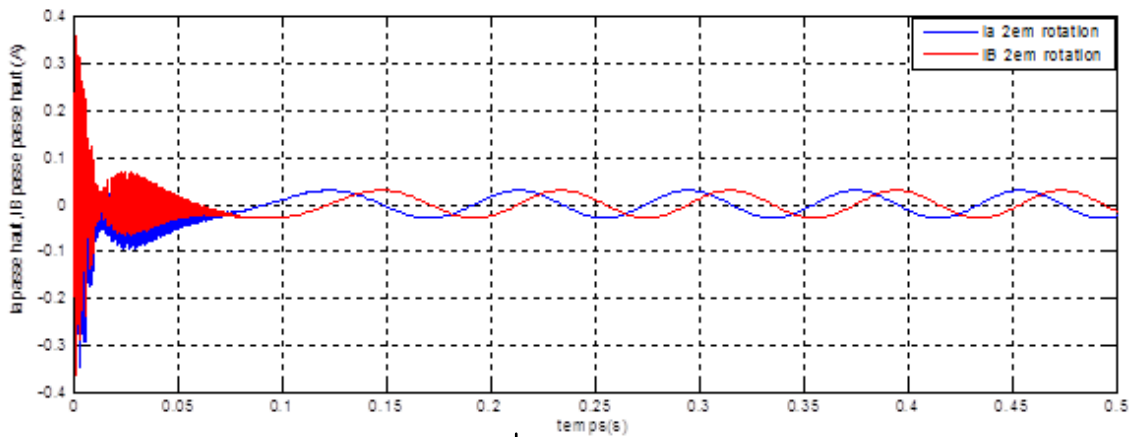


Fig.2.4 : les courants I α et I β filtrés par un filtre passe haut ($I_{\alpha\beta}^s$ filtre passe haut)



Zoom
↓

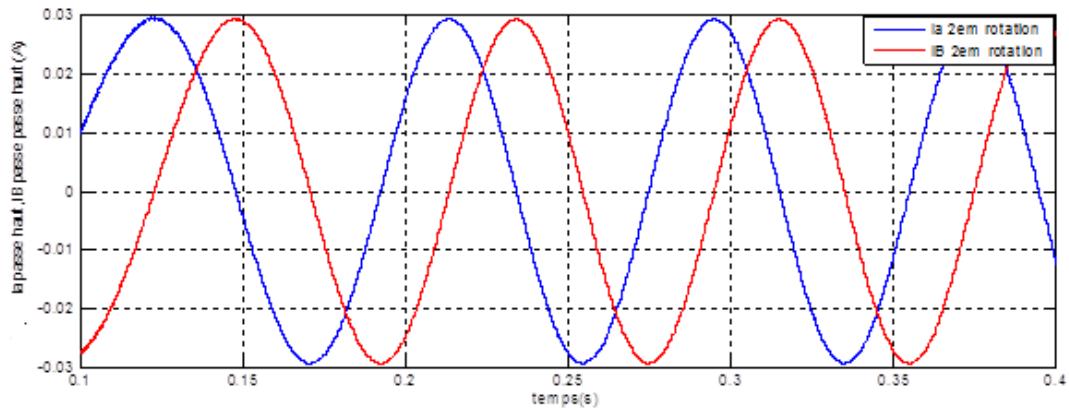


Fig.2.5 : les courants Ialpha et Ibeta après la deuxième rotation ($I_{\alpha\beta}^s$ 2^{eme} rotation)

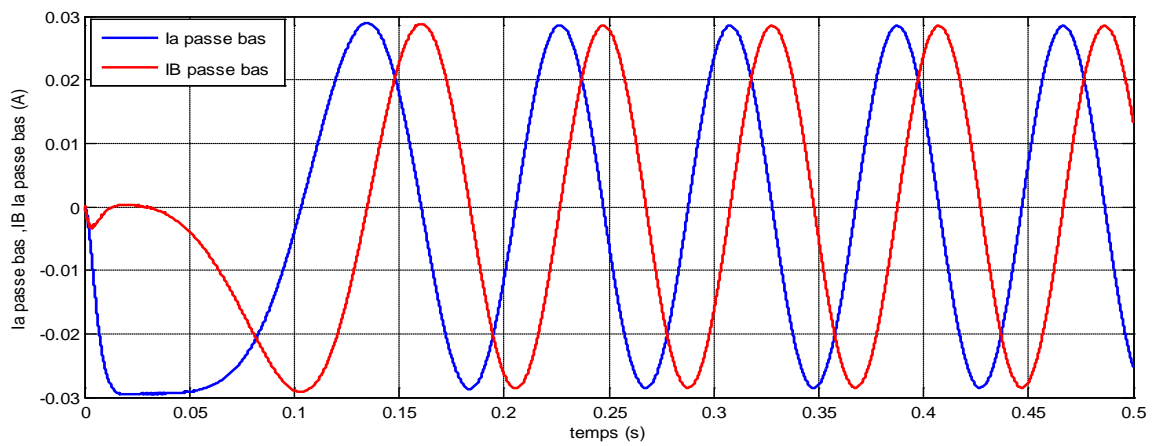


Fig.2.6 : les courants Ialpha et Ibeta filtrés par un filtre passe bas ($I_{\alpha\beta}^s$ filtre passe bas)

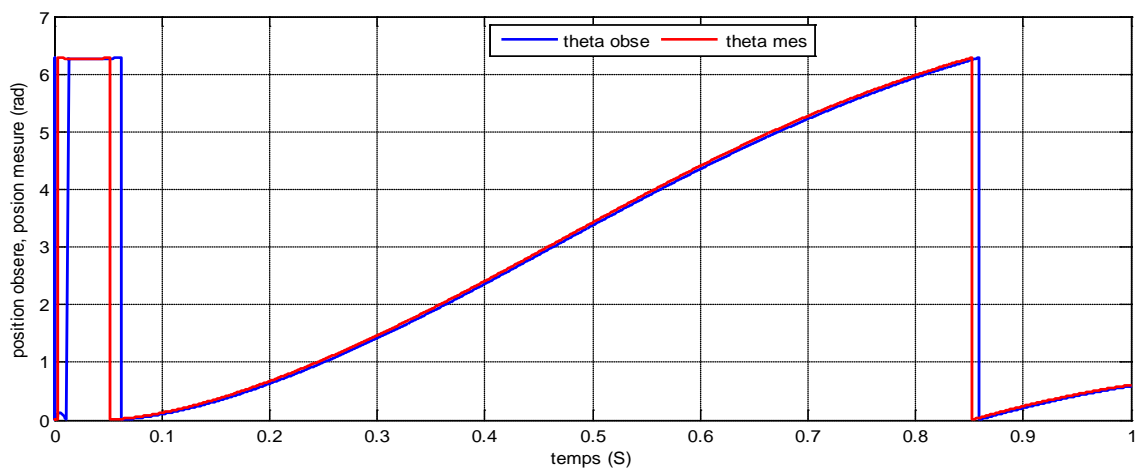


Fig .2.7 : la position mesurée et la position observée

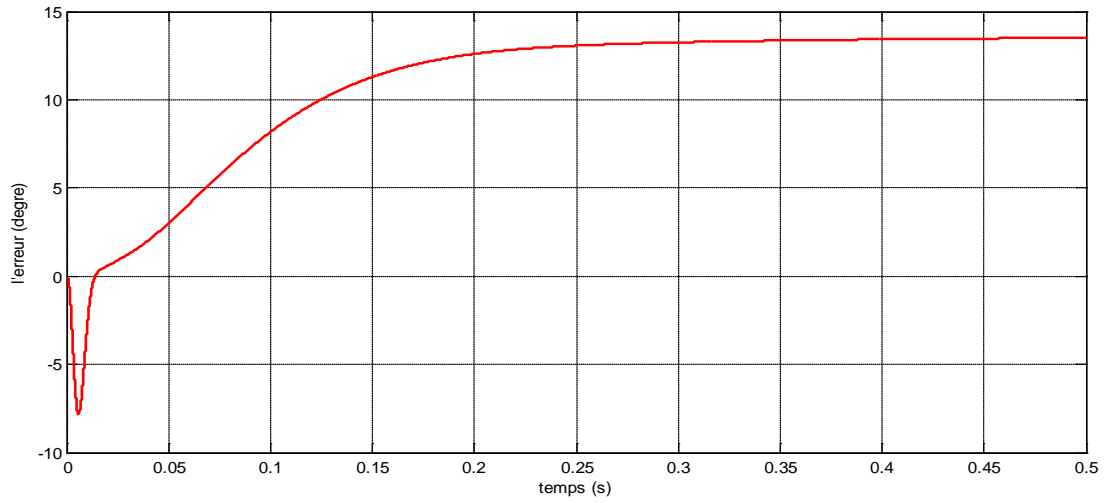


Fig.2.8 : l'erreur entre la position mesurée et la position observée

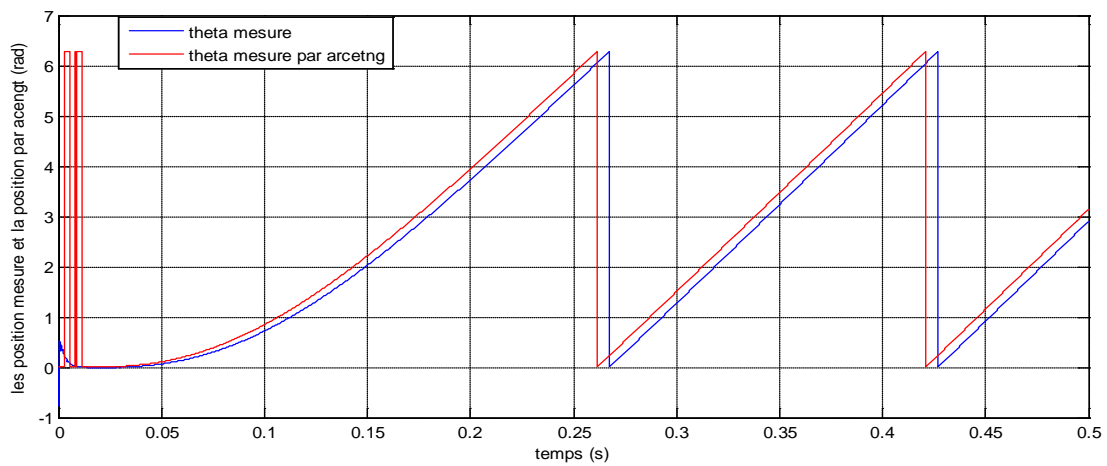


Fig.2.9 : la position mesurée et la position mesurée par arc tangente

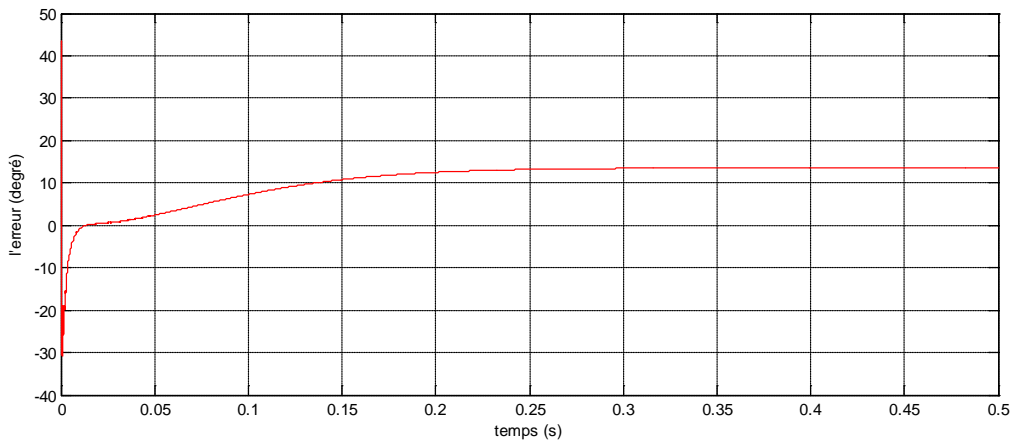


Fig.2.10: l'erreur entre la position mesurée et la position estimée par la fonction arc tangente

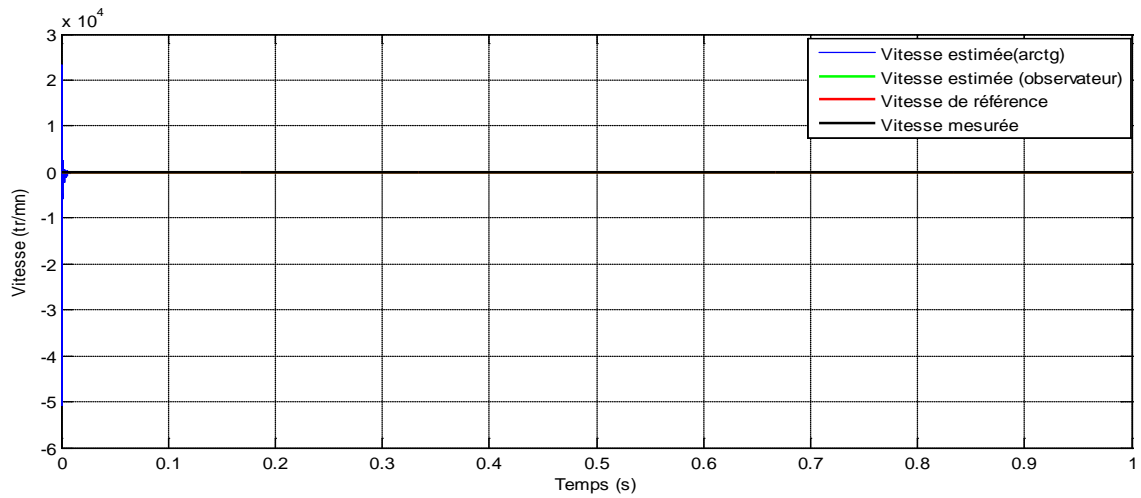


Fig.2.11 : vitesses obtenues avec différentes méthodes

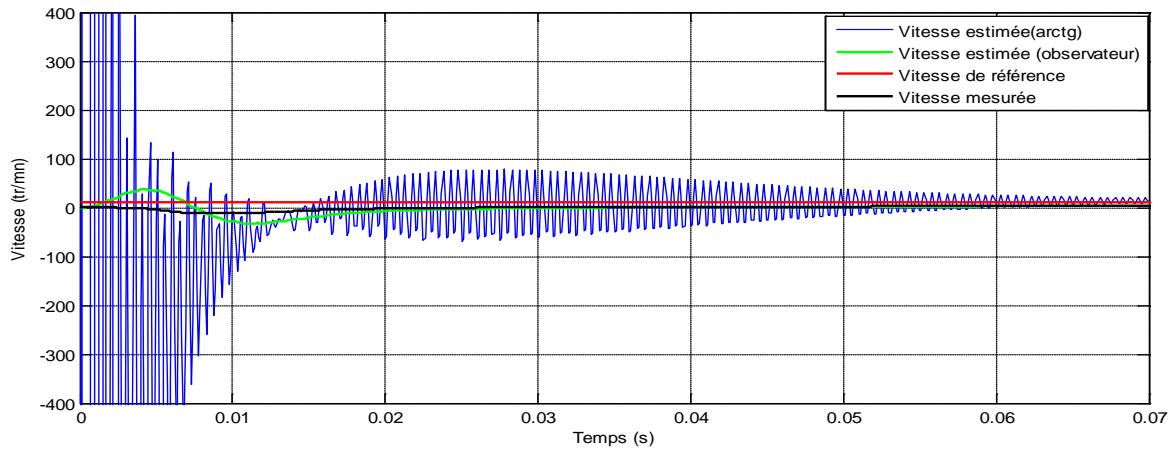


Fig.2.12 : vitesses obtenues avec différentes méthodes (zoom)

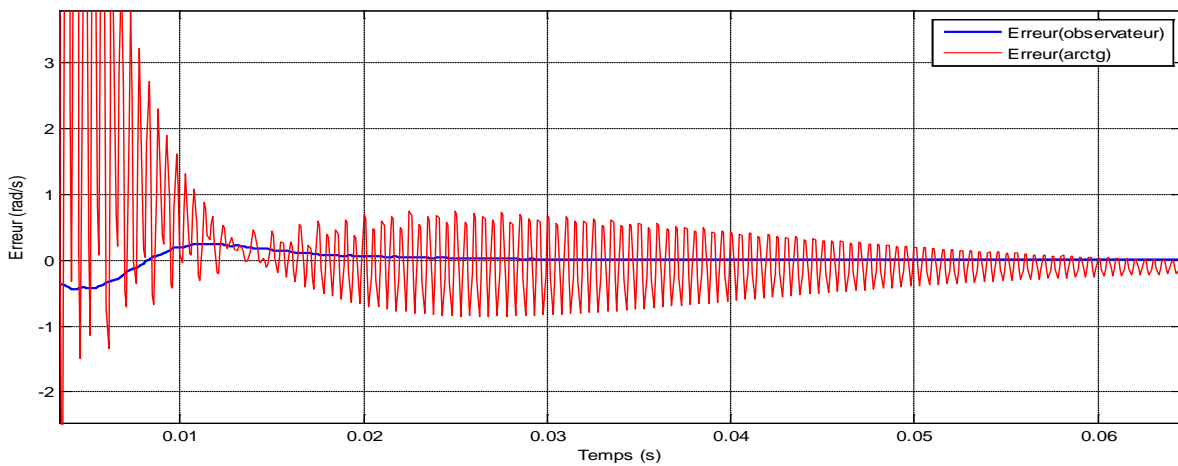


Fig.2.13 : Erreurs de la vitesse obtenue par la fonction arc tangente et l'observateur

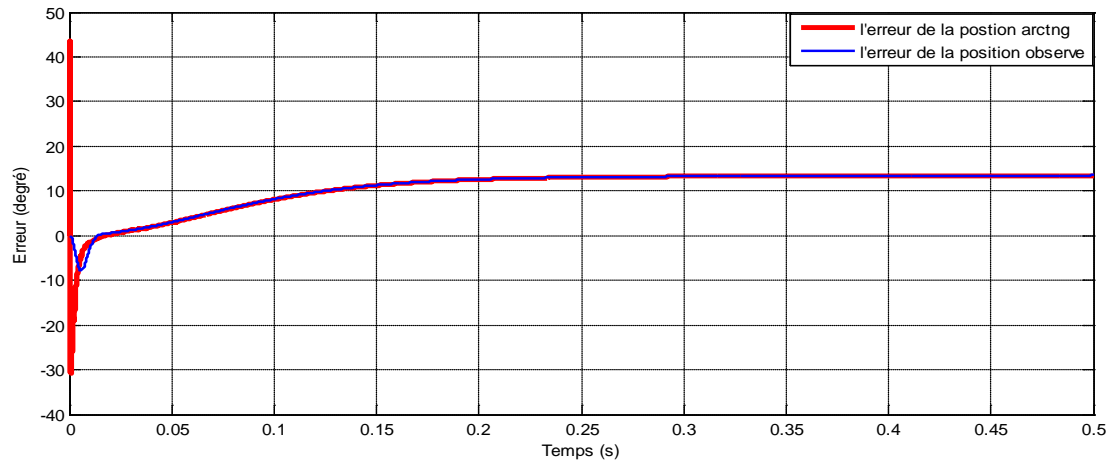


Fig.2.14 : Erreurs de la position obtenue par la fonction arc tangente et l'observateur

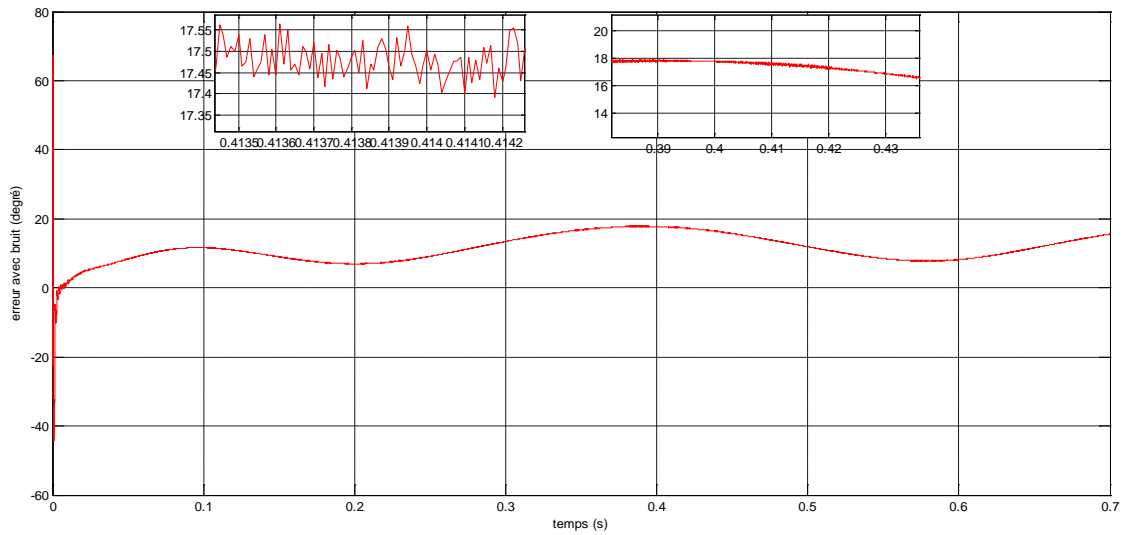


Fig.2.15 : Erreur entre la position mesurée et la position estimée par arc tangente avec bruit

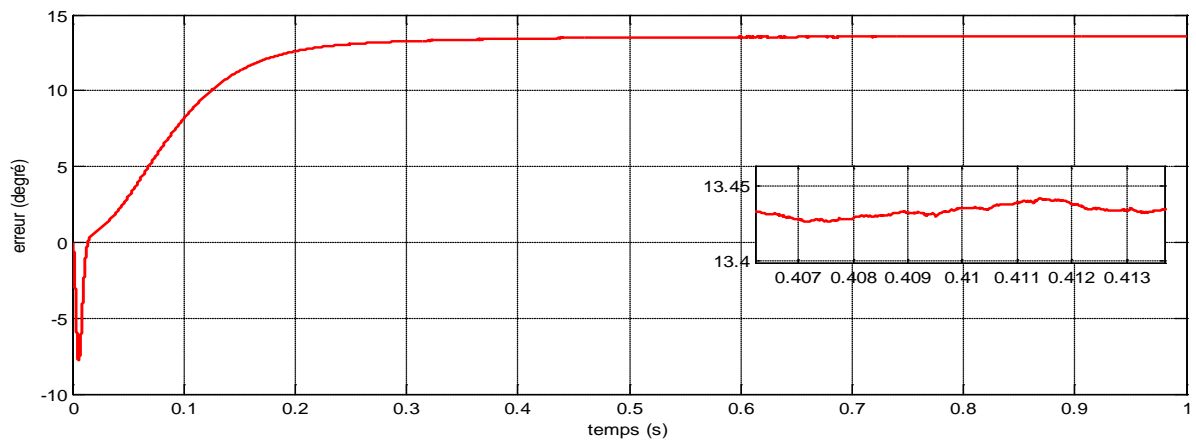


Fig.2.16 : Erreurs entre la position mesurée et la position observée avec bruit

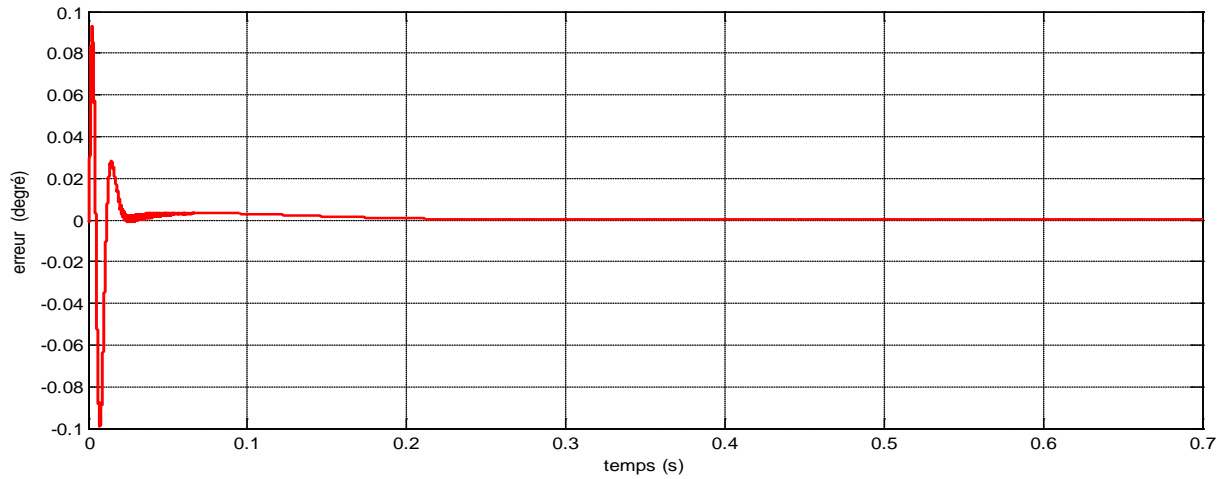


Fig.2.17 : Erreur de la position ϵ sans bruit

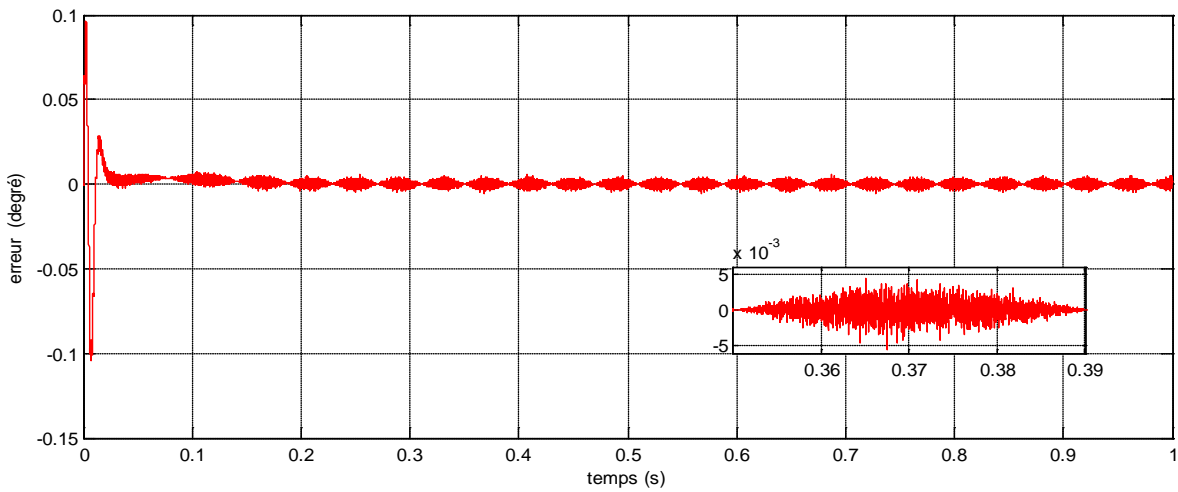


Fig.2.18 : Erreur de la position ϵ avec bruit

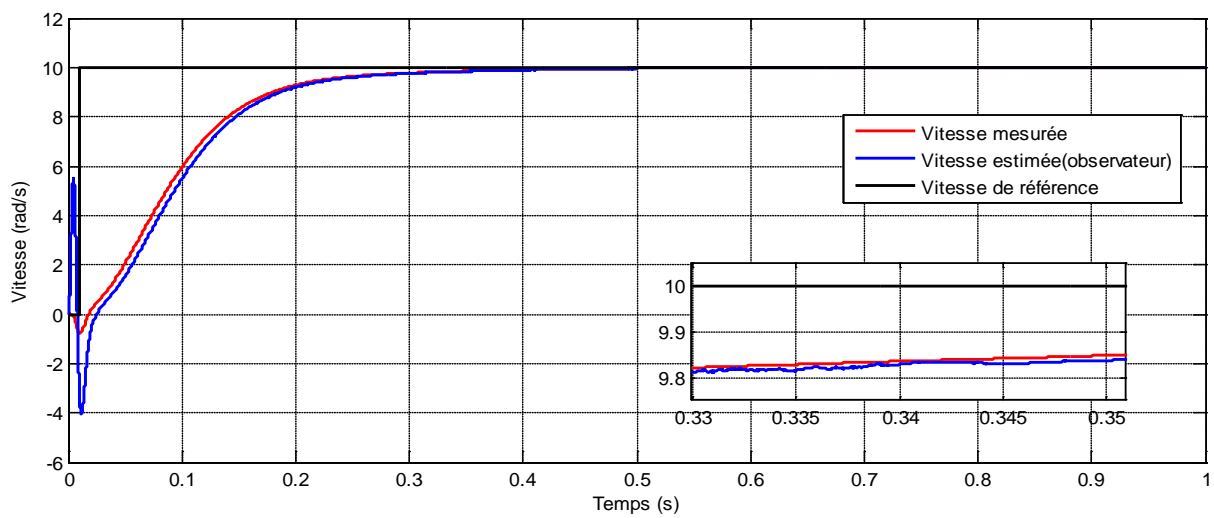


Fig.2.19 : différentes vitesses observées avec bruit

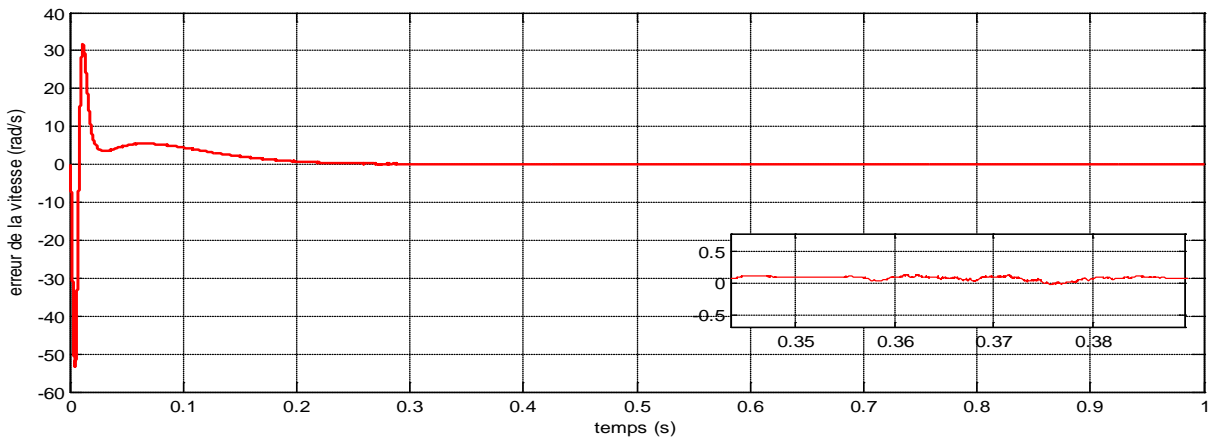


Fig.2.20 : l'erreur entre la vitesse mesurée et la vitesse observée avec bruit

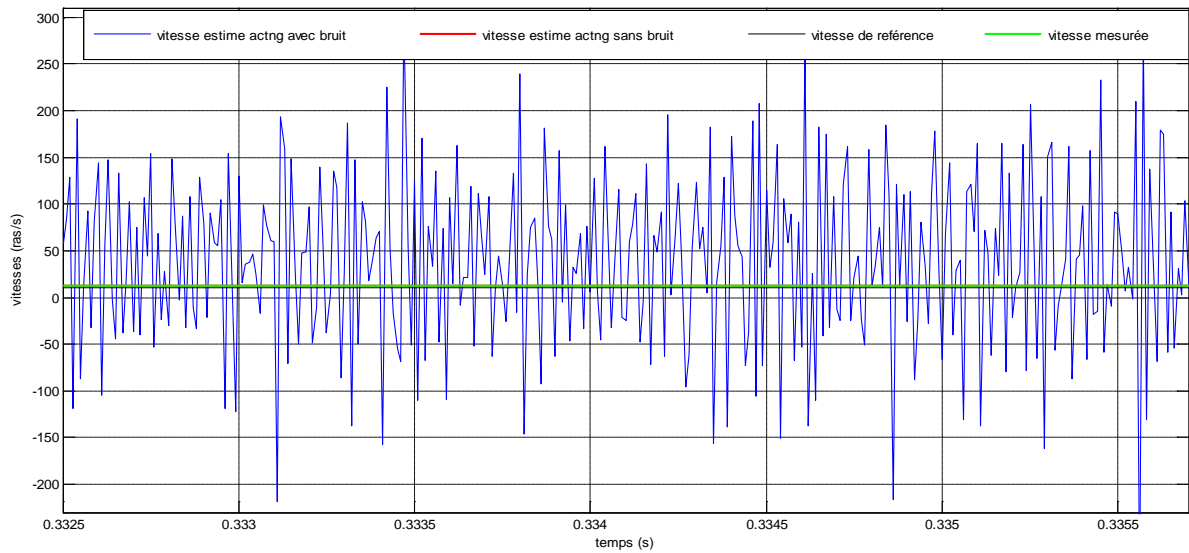


Fig.2.21 : vitesses estimées par la fonction arc tangent sans bruit et avec bruit

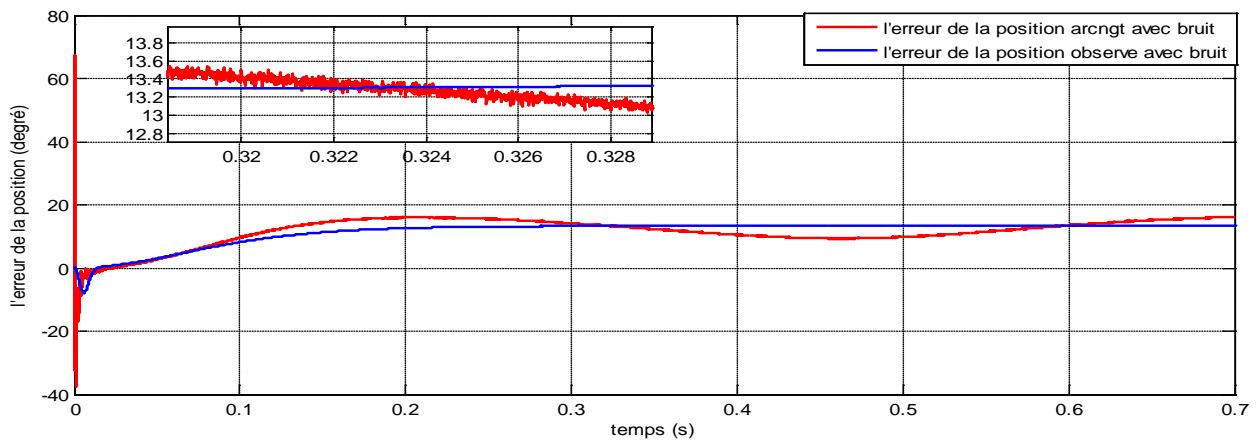


Fig.2.22 : Erreurs de la position estimée par la fonction arc tangent et observée avec bruit

Interprétation :

La forme des courbes des courantes statoriques I_{α} et I_{β} subit plusieurs transformations pour parvenir à extraire l'information sur la position afin d'avoir des composantes purement sinusoïdales.

L'allure de la position observée suit exactement celle de la position mesurée avec un léger déphasage et la figure (2.8) de l'erreur observée confirme cela, la valeur de cette dernière est petite (environ 14°), alors qu'on remarque un décalage importante entre la position mesurée et celle estimée par la fonction arc tangente (Fig.2.9).

L'erreur sur la position estimée par la fonction arc tangente est plus importante au régime transitoire que l'erreur induite par l'observateur. Au régime permanent les deux erreurs se coïncident (Fig.2. 14).

On remarque que les trois courbes de vitesses se superposent, stables et suivent la consigne donnée (10 rad/s), avec une erreur quasi-nulle obtenue par l'observateur, quoique la vitesse estimée par la fonction arc tangente (Fig.2.12) converge vers la référence avec la présence d'oscillations, et cette différence est visualisée dans la (Fig.2.13), où on peut voir d'importantes oscillations au régime transitoire, et s'affaiblit peu à peu en entrant dans le régime permanent, car la vitesse estimée par arc tg s'obtient par une fonction dérivée de la position estimée, celle-ci, se fait par un bloc dérivé disponible dans la bibliothèque MATLAB/Simulink.

Les allures bruitées de la vitesse et de la position estimées par l'observateur sont presque les mêmes (Fig.2.19) (Fig.2.20) (Fig.2.16) que celles sans bruit, alors que les allures estimées par la fonction arc tg montrent beaucoup d'oscillations (Fig.2.15) surtout au niveau de la vitesse (Fig.2.21), on remarque de fortes oscillations pendant tout le régime.

On remarque aussi l'influence de bruit sur l'erreur la position ε (qui est un résultat de la multiplication croisée entre un vecteur réel issu de la mesure et un vecteur issu de l'estimation), beaucoup oscillations sont visibles malgré leurs faibles amplitudes (Fig.2.18).

L'erreur résultante par l'observateur avec présence du bruit montre une stabilité au régime permanent, et une instabilité pour celle obtenue par l'arc tg (Fig.2.22).

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons décrit en premier lieu le modèle de la MSAP dans le domaine des hautes fréquences, puis on a choisi un filtre convenable à notre application qui est le filtre de Bessel, ensuite, nous avons présenté les trois méthodes existantes dans la littérature pour extraire la position du rotor, toute en se basant sur la première méthode (l'extraction par utilisation d'un filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut), dans cette dernière nous avons effectué une simulation dans deux cas : avec et sans bruit, aussi nous avons simulé les deux méthodes pour estimer la position et la vitesse rotorique, la première est un observateur, la deuxième est l'estimation par la fonction arc tangente.

Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la méthode proposée. Ce travail a permis de montrer l'efficacité de cette méthode d'extraction, et sa performance dans un cas idéal (sans bruit) et dans un environnement bruité, les résultats ont montré aussi l'efficacité de l'observateur par rapport à l'arc tangente, on a conclu que l'observateur réduit l'erreur de position et annule presque celle de la vitesse, le bruit n'afflue pas de trop sur la valeur de la position estimée, la méthode d'estimation par la fonction arc tangente n'a pas de retard intrinsèque mais elle est très sensible aux bruits et ils génèrent des oscillations surtout au niveau de la vitesse due à l'utilisation de la fonction dérivé (pour le passage de la position à la vitesse). Ceci nous amène à utiliser l'observateur pour la suite de ce travail sans ajouter de bruits vu son faible influence sur celui-ci.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous consacrer à l'étude de la deuxième méthode d'extraction des composante inverse par deux filtres synchrones passe haut.

Chapitre III

Nouvelle méthode de démodulation du courant HF

Introduction :

Ce chapitre est destiné à étudier la deuxième méthode d'extraction en utilisant deux filtres synchrones passe haut pour estimer la position et la vitesse de la machine.

I.1 Extraction des composantes inverses par deux filtres synchrones passe haut : [10]

Nous pouvons également utiliser seulement des filtres synchrones passe haut pour obtenir la composante inverse. Cette structure utilise la caractéristique précédemment présentée des filtres synchrones pour éliminer la composante fondamentale et la composante directe en deux étapes distinctes.

Le gain de la fonction de transfert du filtre est nul pour les fréquences à éliminer (ω_s et ω_c) et égal à un pour la composante inverse. Le déphasage est également quasi nul pour cette composante. Il semblerait que ça soit le filtre idéal.

Le schéma bloc de principe de cette méthode est présenté par la figure suivante :

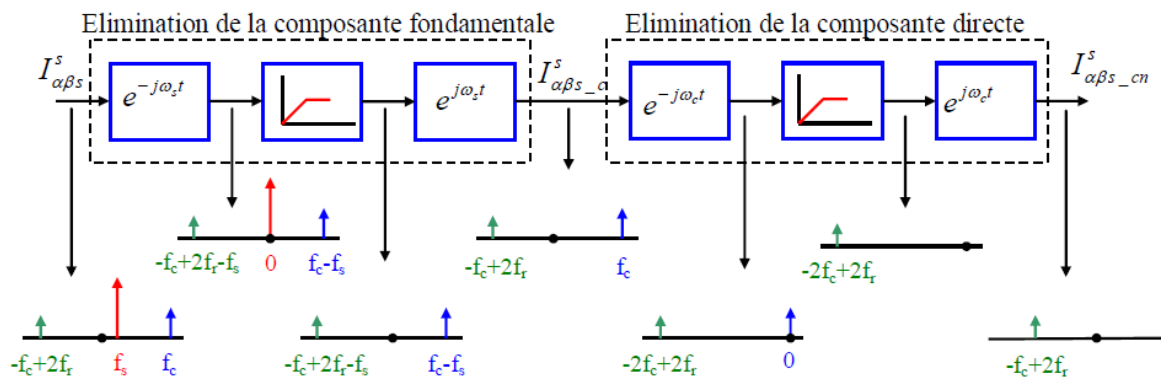


Fig.III.1 : Schéma d'extraction des composantes inverses par deux filtres synchrones passe haut.

Dans cette structure, le courant statorique $I_{\alpha\beta-c}^s$ est transféré tout d'abord dans le référentiel RF(f_s). Ceci transforme la composante fondamentale du courant en composante continue. En traitant le courant résultant par un filtre passe haut, cette composante sera totalement éliminée. Le signal résultant est transféré dans le référentiel RF(f_c). La composante directe devient alors une composante continue et elle sera éliminée par un deuxième filtre passe haut. Enfin, le signal est transféré à nouveau dans le repère statorique de manière à obtenir les composantes inverses de la porteuse.

I.2 Modèle analytiques de l'extraction de la position :

Elimination de la composante fondamentale :

En multipliant l'équation (II.2) par $e^{-j\omega_s t}$ la composante fondamentale du courant devient une composante continue :

$$I_{\alpha\beta 1}^{s \text{ ere rotation}} = (I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn1} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})}) * e^{-j\omega_s t} + I_f e^{j\omega_s t} * e^{-j\omega_s t}$$

$$I_{\alpha\beta 1}^{s \text{ ere rotation}} = (I_{cp} e^{j(\omega_c t - \omega_s t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn1} e^{j(2\theta_r - \omega_c t - \omega_s t + \frac{\pi}{2})}) + 0 \quad \text{III.1}$$

Le filtrage du courant résultant par un filtre passe haut éliminera la composante fondamentale et on obtient :

$$I_{\alpha\beta \text{ passe haut}}^s = I_{cp} e^{j(\omega_c t - \omega_s t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t - \omega_s t + \frac{\pi}{2})} \quad \text{III.2}$$

En multipliant l'équation (III.2) par $e^{j\omega_s t}$ la composante fondamentale (fs) du courant sera totalement éliminée :

$$I_{\alpha\beta 2}^{s \text{ eme rotation}} = (I_{cp} e^{j(\omega_c t - \omega_s t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t - \omega_s t + \frac{\pi}{2})}) * e^{j\omega_s t}$$

$$I_{\alpha\beta 2}^{s \text{ eme rotation}} = (I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})}) \quad \text{III.3}$$

Elimination de la composante directe en multipliant l'équation (III.3) par $e^{-j\omega_c t}$, la composante directe devient alors une composante continue :

$$I_{\alpha\beta 3}^{s \text{ eme rotation}} = (I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})}) * e^{-j\omega_c t}$$

$$I_{\alpha\beta 3}^{s \text{ eme rotation}} = 0 + I_{cn} e^{j(2\theta_r - 2\omega_c t + \frac{\pi}{2})} \quad \text{III.4}$$

En traitant le courant résultant par un filtre passe haut, la composante directe sera éliminée :

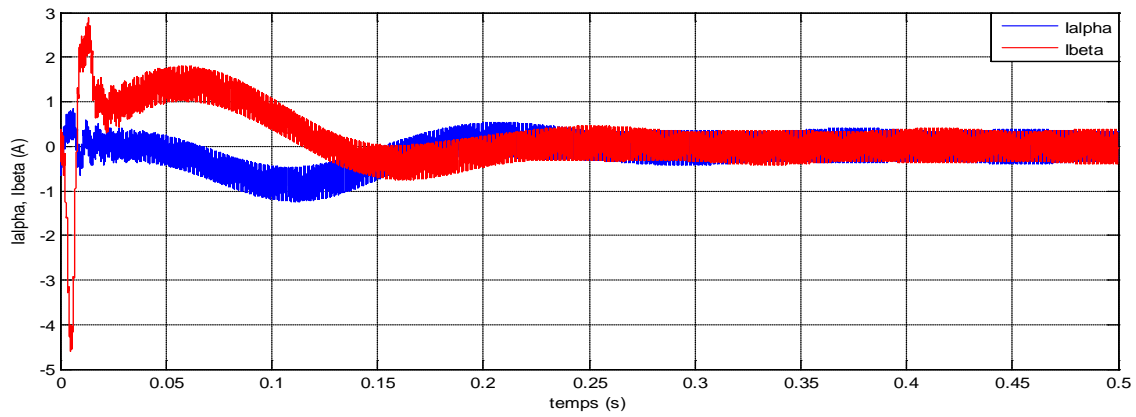
$$I_{\alpha\beta \text{ filtre passe haut}}^s = I_{cn} e^{j(2\theta_r - 2\omega_c t + \frac{\pi}{2})} \quad \text{III.5}$$

En multipliant l'équation (III.5) par $e^{j2\omega_c t}$:

$$I_{\alpha\beta 4}^{s \text{ eme rotation}} = I_{cn} e^{j(2\theta_r - 2\omega_c t + \frac{\pi}{2})} * e^{j2\omega_c t}$$

$$I_{\alpha\beta 4}^{s \text{ eme rotation}} = I_{cn} e^{j(2\theta_r + \frac{\pi}{2})}$$

II. Résultats de simulation et interprétation :



Zoom

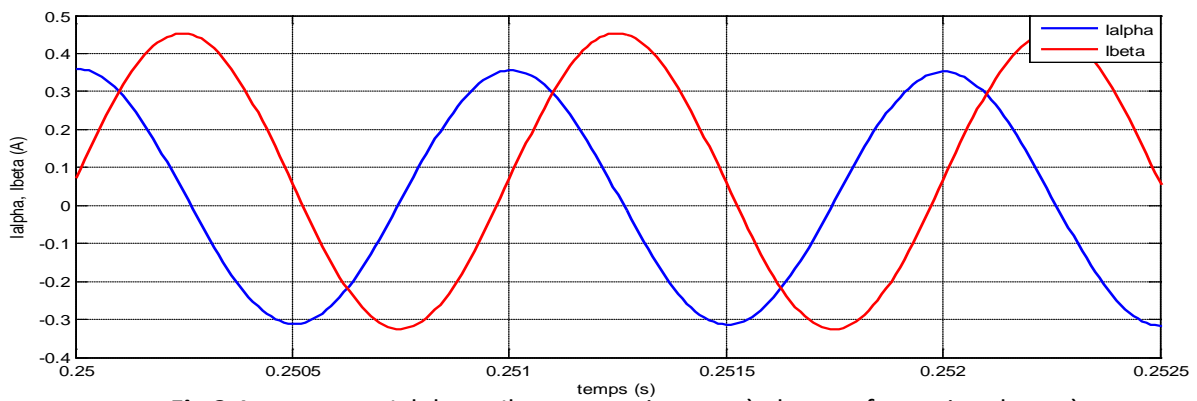
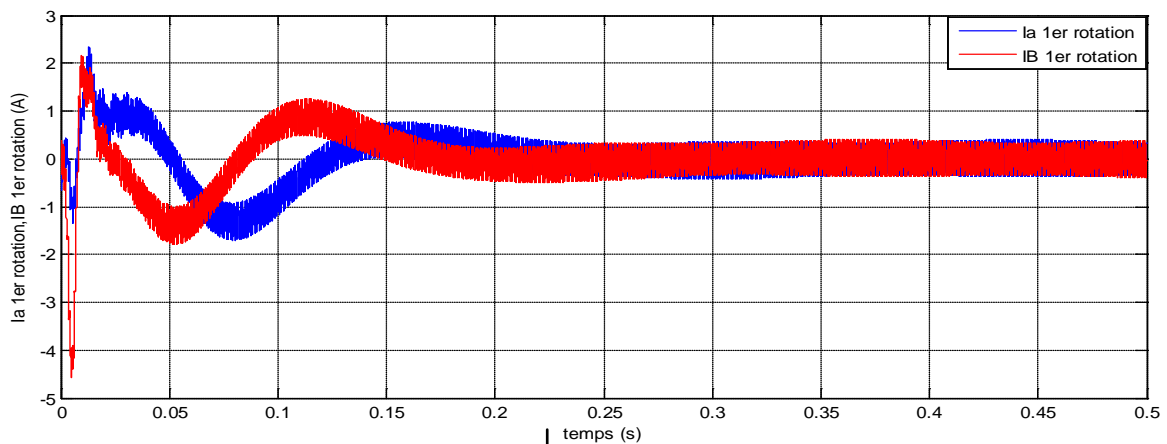


Fig.3.1 : courants lalpha et lbeta statorique après la transformation de repère



Zoom

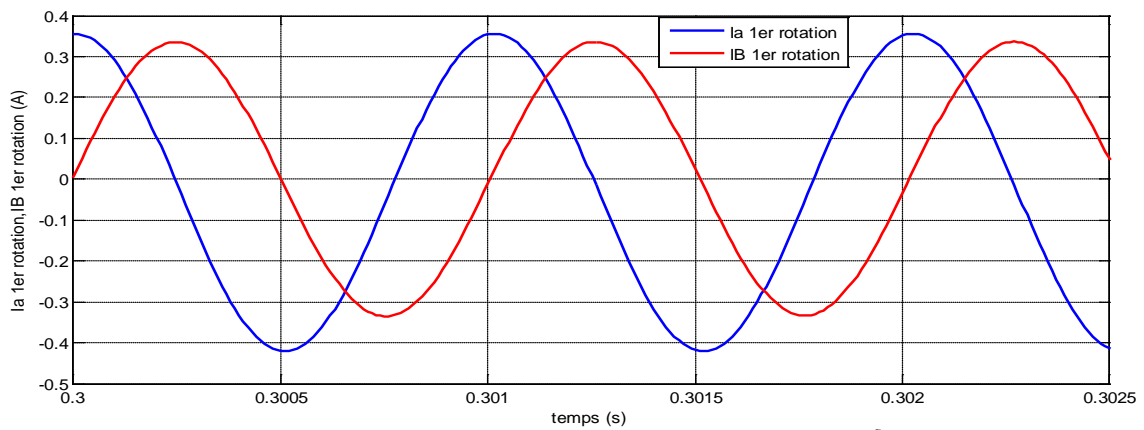
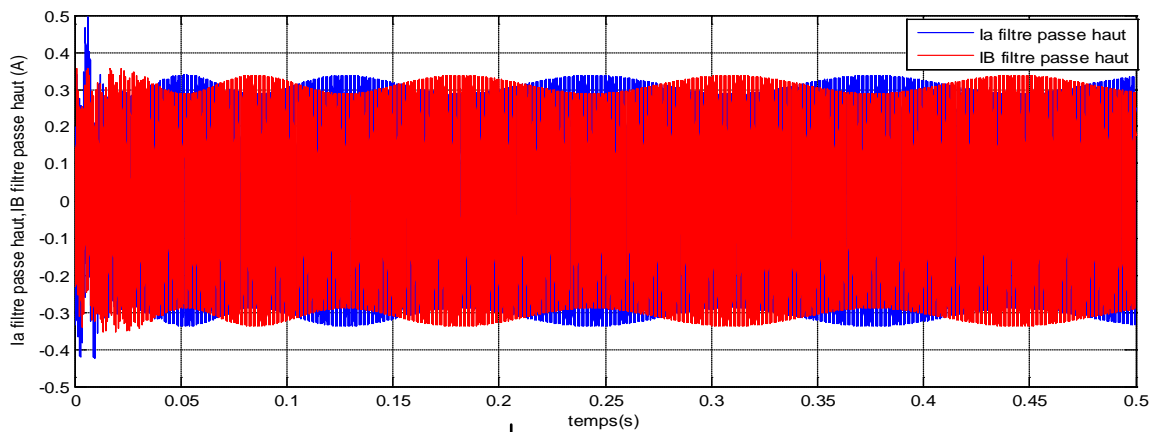


Fig.3.2 : courants Ialpha et Ibeta après la première rotation ($I_{\alpha\beta}^s$ 1er rotation)



Zoom
↓

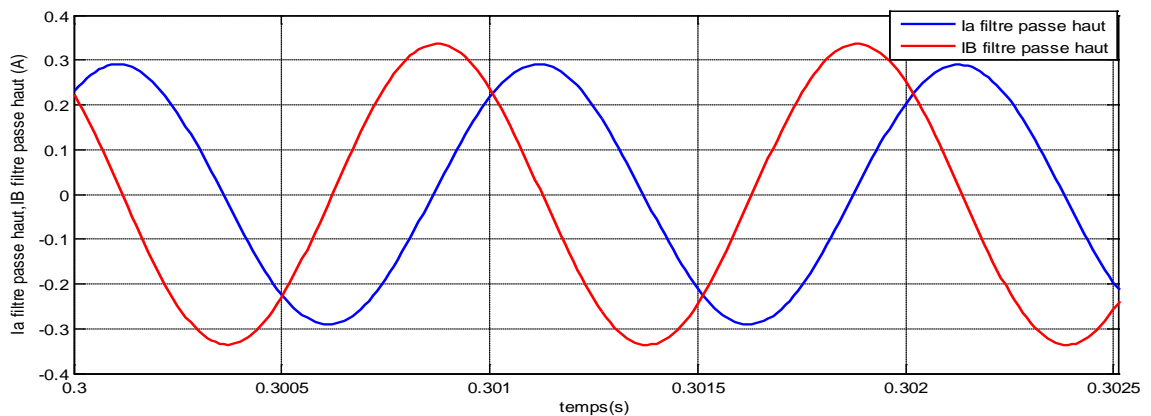
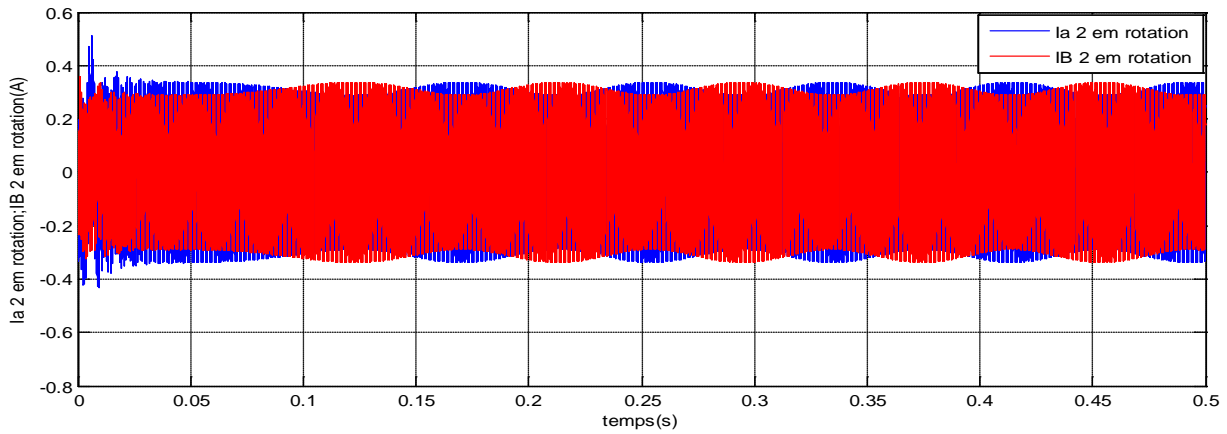


Fig.3.3 : les courant Ialpha et Ibeta filtrés par un filtre passe haut ($I_{\alpha\beta}^s$ passe haut)



Zoom

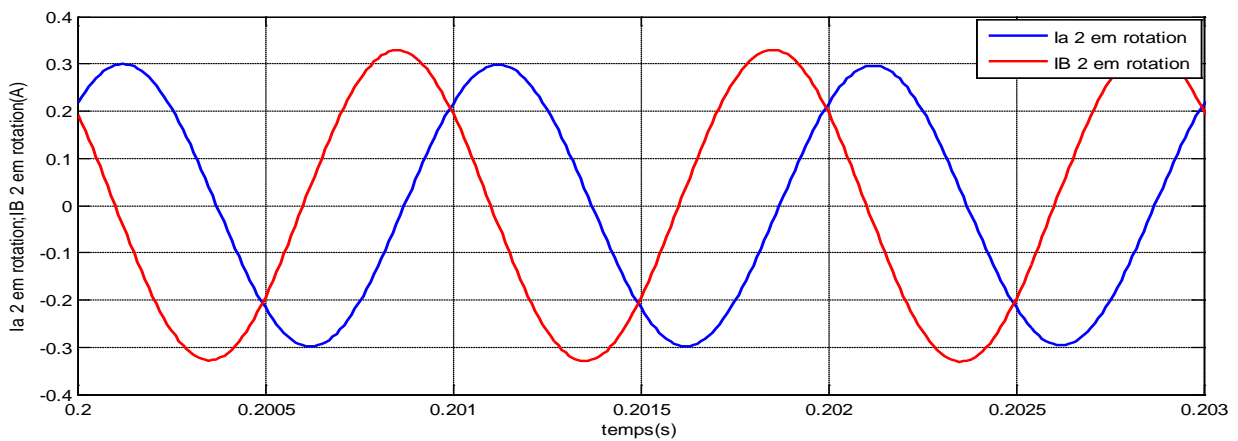
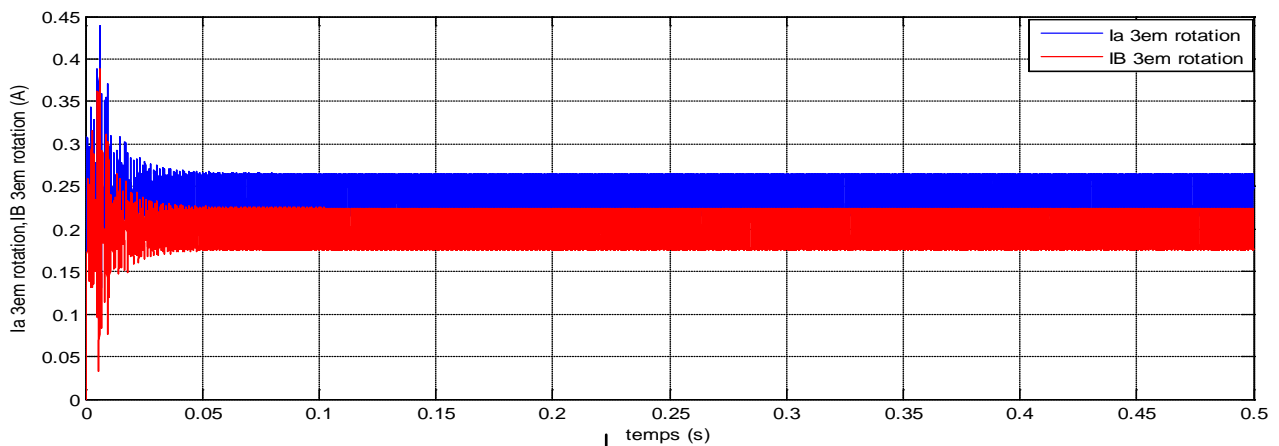


Fig.3.4: les courant Ialpha et Ibeta après la deuxième rotation ($I_{\alpha\beta}^s$ 2em rotation)



Zoom

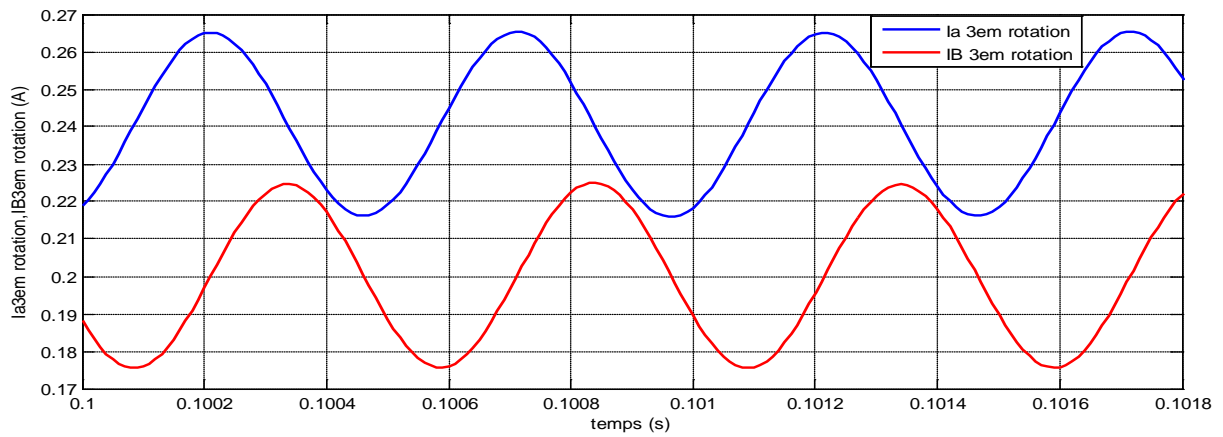
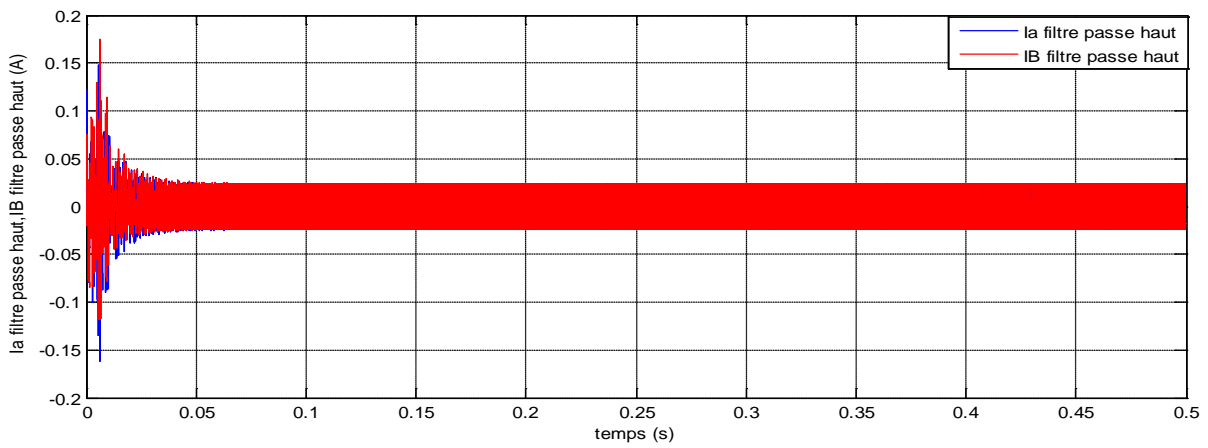


Fig.3.5 : courants lalpha et lbeta après la troisième rotation ($I_{\alpha\beta}^s$ 3em rotation)



Zoom
↓

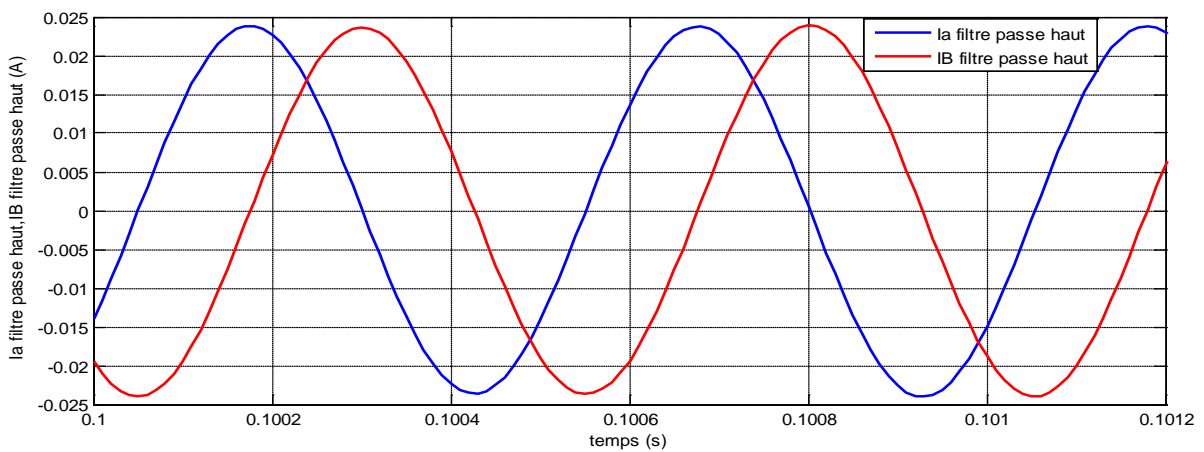


Fig.3.6 : courants lalpha et lbeta filtrés par un filtre passe haut ($I_{\alpha\beta}^s$ filtre passe haut)

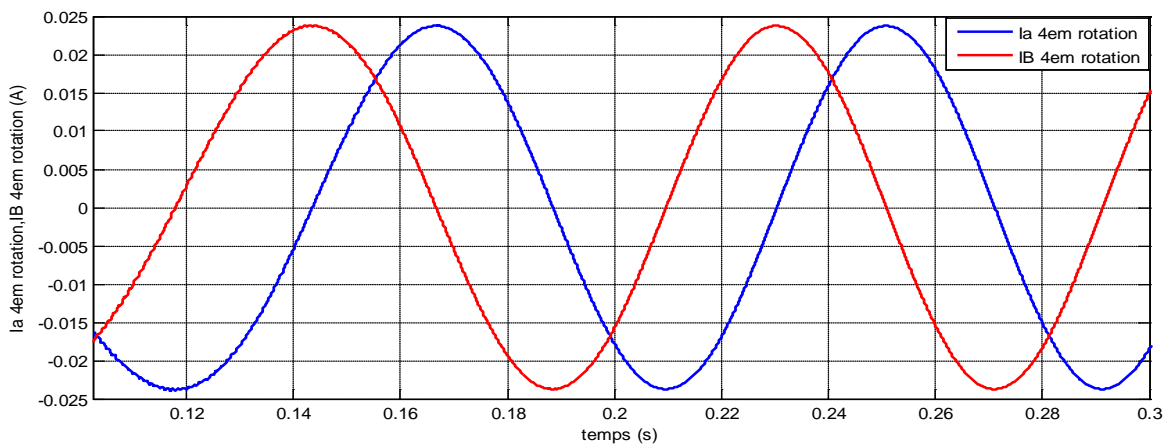
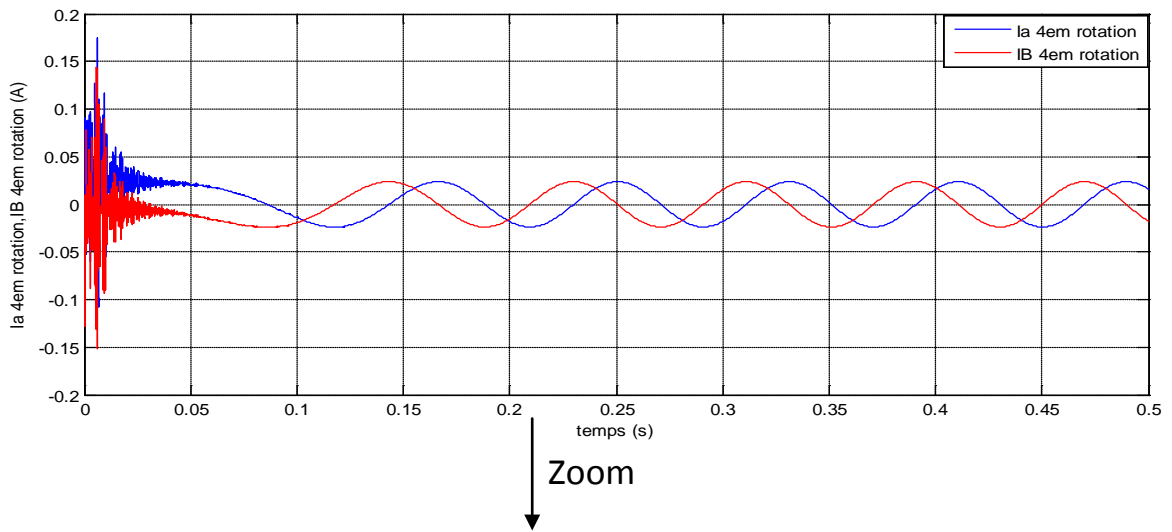


Fig.3.7 : courants lalpha et lbeta après la quatrième rotation ($I_{\alpha\beta}^s$ 4em rotation)

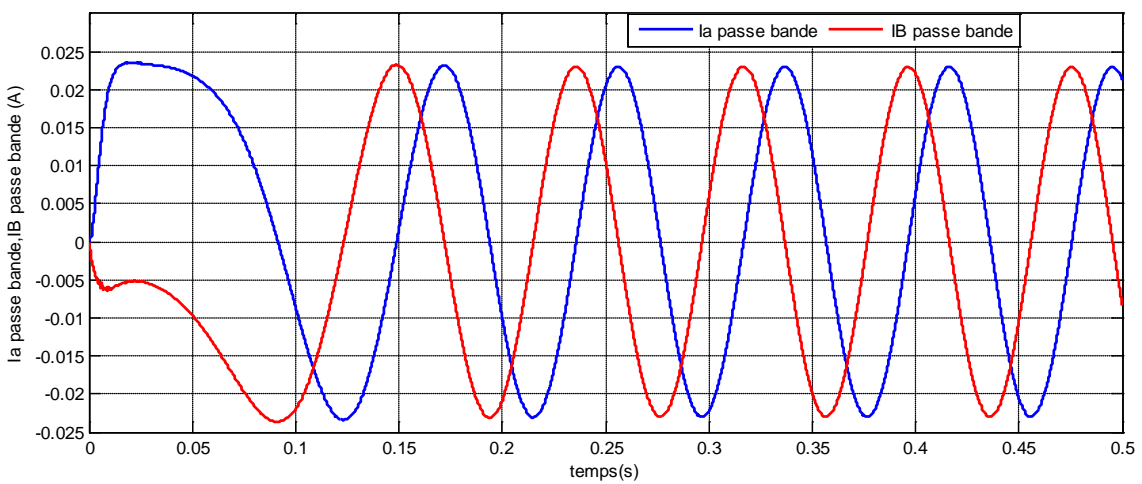


Fig.3.8 : courants lalpha et lbeta filtrés par un filtre passe bande

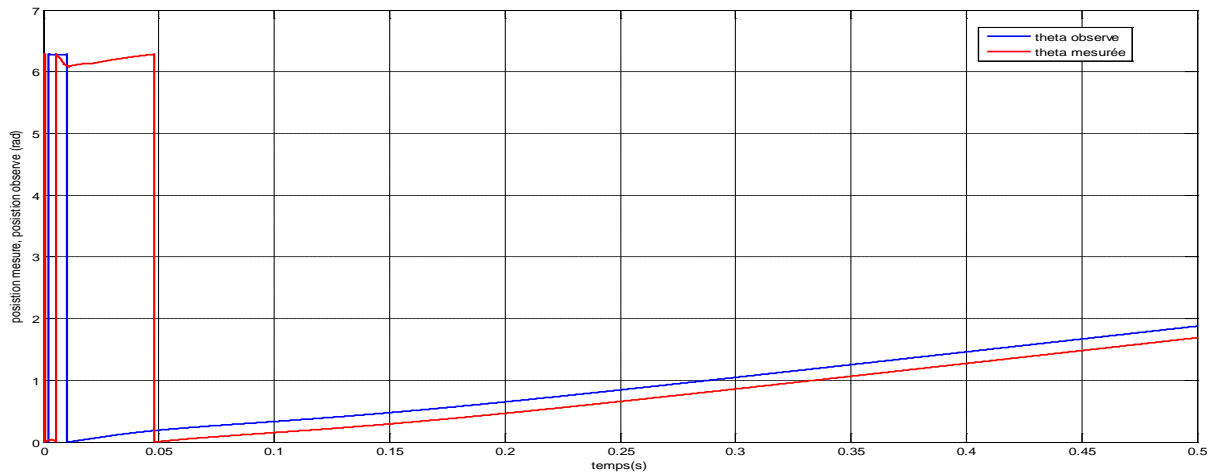


Fig .3.9 : la position mesurée et la position observée

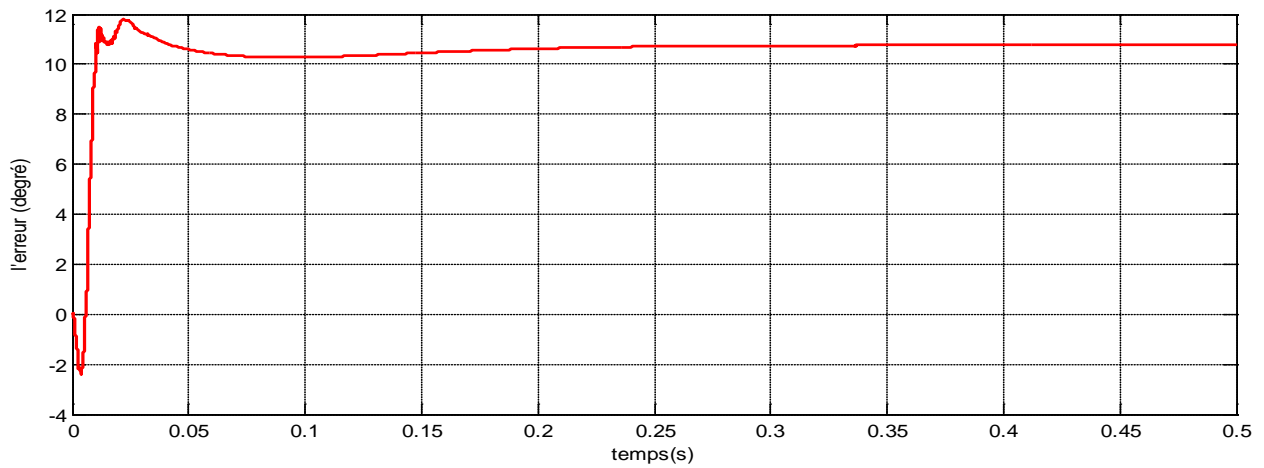


Fig.3.10 : Erreur entre la position mesurée et la position observée

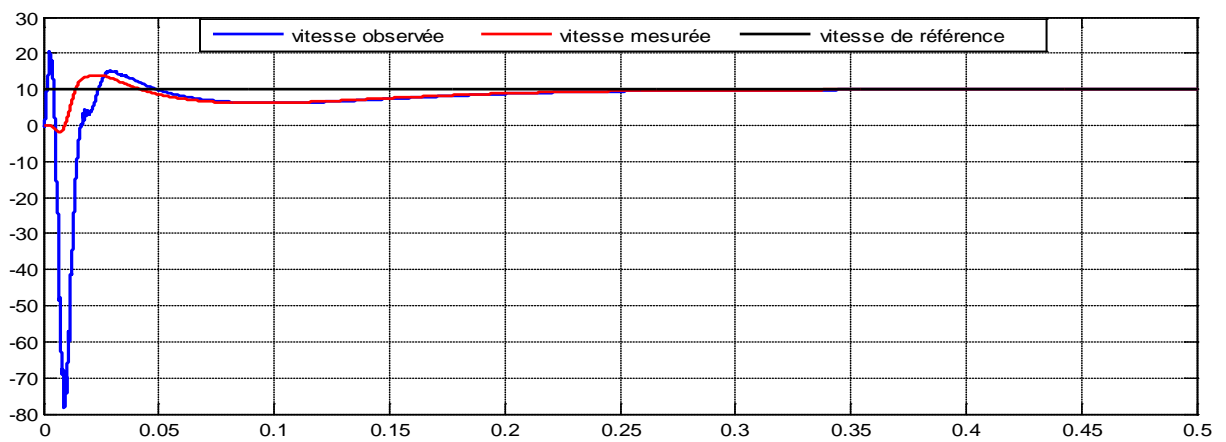


Fig.3.11 : Différentes vitesses : observée, mesurée et de référence.

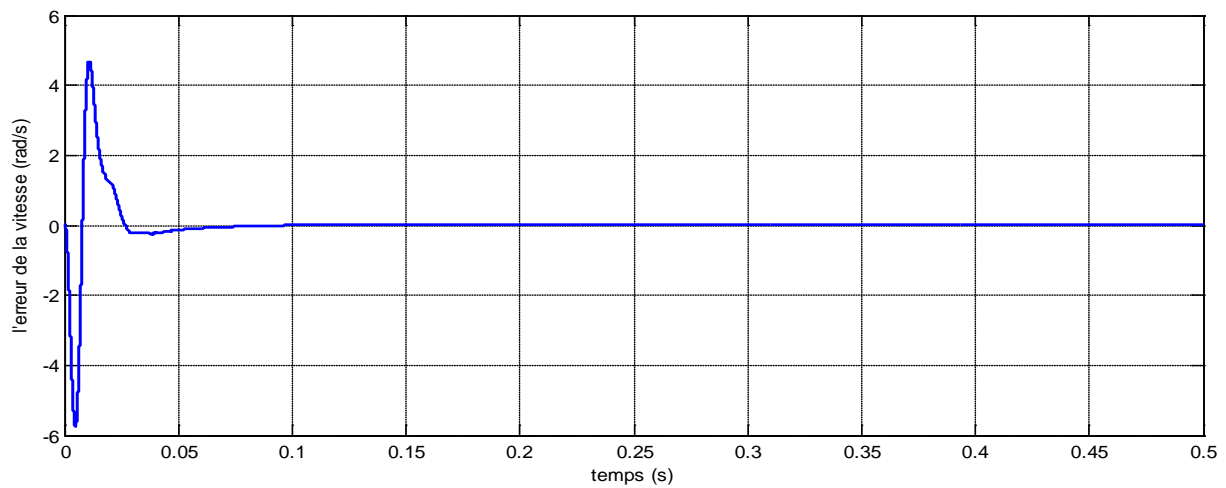


Fig.3.12 : Erreur entre la vitesse mesurée et la vitesse observée

A fin de comparer les deux méthodes étudiées nous avons superposé leur résultats de simulation obtenus :

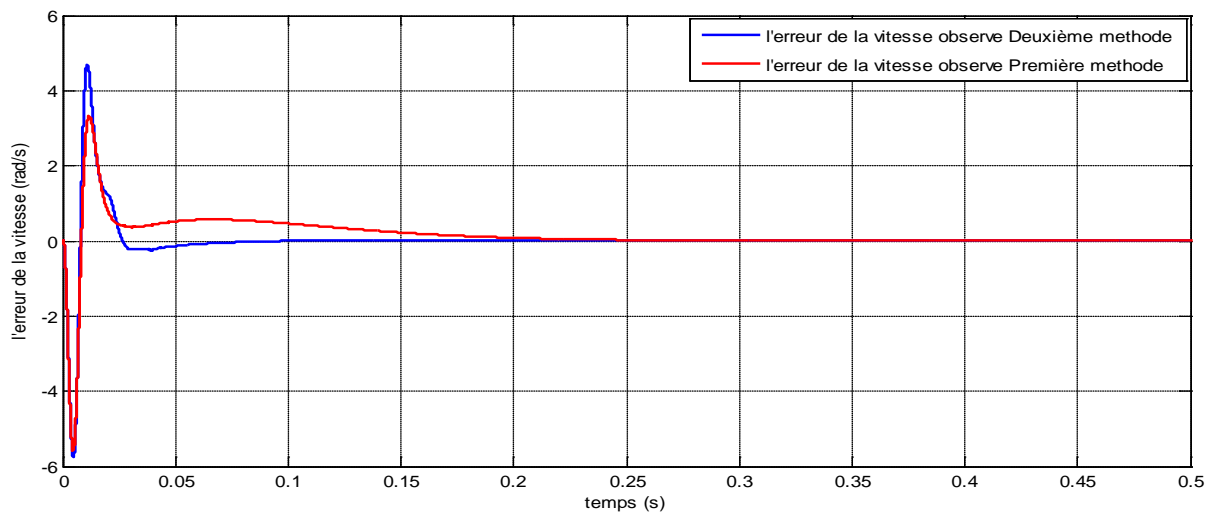


Fig.3.13 : Erreurs de la vitesse obtenues par la première méthode et la deuxième méthode

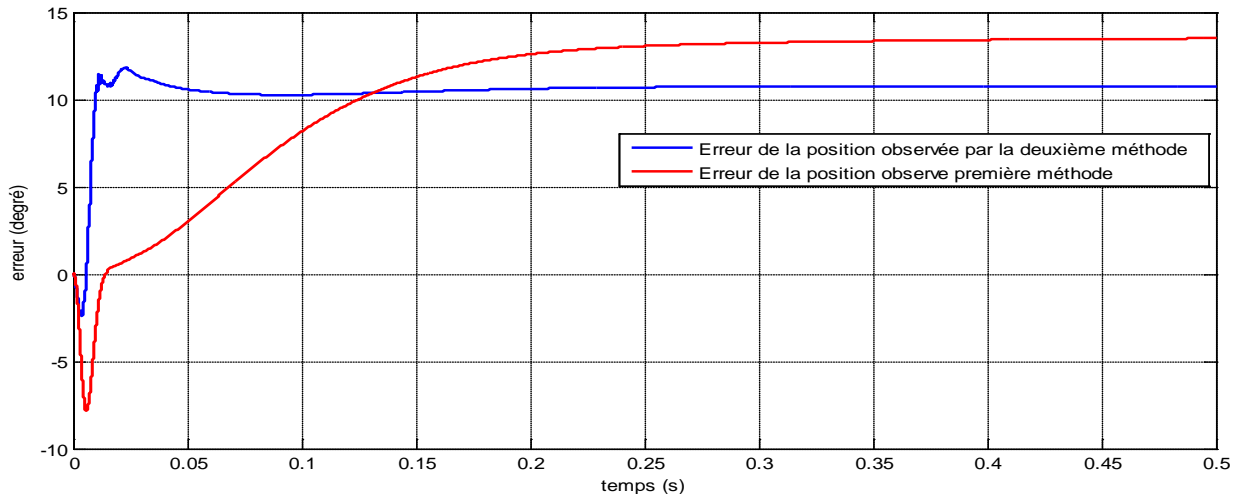


Fig. 3.14 : Erreurs de la position obtenue par la première méthode et la deuxième méthode

Interprétation :

Les courants I_{α} et I_{β} subissent plusieurs filtrages pour faciliter l'extraction de la position, le changement aux niveaux des courbes est dû à l'élimination des composantes indésirables.

L'allure de la position observée suit parfaitement celle de la position mesurée, on remarque un léger écart, et cette différence peut se voir dans la figure (3.9), ou l'erreur se stabilise aux environs de 11° .

Au régime permanent, les courbes des vitesses observées et mesurées (figure.3.11) se superposent et se stabilisent avec celle de la vitesse de référence, mais on remarque une divergence au régime transitoire pour la vitesse observée, un pic important avec une valeur négative allant jusqu'à -80 rad/s.

Quel que soit la méthode, l'erreur de la vitesse observée s'annule (figure.3.13), mais on remarque dans la première méthode que son erreur prend plus de temps à se stabiliser.

L'erreur de la position observée par la deuxième méthode prend moins du temps à se stabiliser par rapport à la première méthode (figure.3.14), on remarque dans cette dernière un pic avec une valeur négative (-7°) puis augmente exponentiellement pour atteindre une valeur de $13,5^{\circ}$ qui est supérieure à la valeur finale de l'erreur de la deuxième méthode qui atteint une valeur de 11° .

Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la méthode d'extraction de la composante inverse par deux filtres synchrones passe haut, et grâce aux résultats trouvés dans le chapitre précédent on a diminué le nombre d'opérations à faire, on s'est contenté d'une seule méthode d'estimation qui est l'observateur.

Les résultats de simulation nous ont permis de voir l'efficacité de cette méthode, ainsi que les différences entre les deux méthodes étudiées.

L'utilisation de deux filtres synchrones passe haut a donné des meilleurs résultats, ce filtre diminue les erreurs que soit pour la position ou la vitesse.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Le travail effectué dans ce mémoire concerne l'étude comparative de deux méthodes d'extraction du courant haute fréquence pour l'estimation de la position sans capteur mécanique par injection d'un signal haute fréquence pour une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants .

Le but est de développer ces méthodes pour voir qui donne le meilleur résultat.

Nous avons simulé en premier lieu la commande vectorielle de la MSAP avec injection d'une tension à haute fréquence, et nous avons montré que le courant à haute fréquence résultant (dit le courant de la porteuse) est composé de deux parties. Une composante directe d'amplitude importante et une composante inverse modulée par la position du rotor d'amplitude faible. Pour pouvoir éliminer les composantes fondamentale et directe et extraire la position de la composante inverse, nous avons simulé la première méthode d'extraction qui est la plus usuelle dite classique qui utilise un filtre analogique passe bande et un filtre synchrone passe haut, puis nous avons simulé les deux estimateurs de position : Arc tangente et l'observateur dans un environnement idéal et bruité, nous avons conclu que l'estimation de la position par l'observateur est meilleur puisque il présente moins d'oscillations que la fonction arc tangente, et le bruit n'influe pas sur ses performances. Pour la deuxième méthode qui utilise seulement des filtres synchrones passe haut nous l'avons simulé avec l'observateur et dans un environnement idéal.

Les résultats de simulation montrent les performances des deux méthodes proposées. Ce travail a permis de montrer l'efficacité de la deuxième méthode par rapport à la première. L'utilisation de deux filtres synchrones passe haut a donné des meilleurs résultats, ce filtre diminue les erreurs que soit pour la position ou la vitesse, cependant nous notons la nécessité de ω_s pour effectuer la première transformation. Mais dans un système de commande vectoriel, cette fréquence est calculée à partir de la vitesse du rotor et cette dernière est estimée grâce, principalement, au filtrage de la composante fondamentale. Ce bouclage peut faire diverger l'algorithme.

En ce qui concerne les perspectives de ce travail, nous proposons une étude pour la méthode d'extraction par un filtre synchrone passe bas, et ajouter un algorithme de compensation des déphasages des filtres pour diminuer l'erreur de la position estimée.

Annexes

ANNEXE I

Paramètres de la machine :

```
N=10;           %vitesse de référence en tr/mn
wref=N*pi/30;  %vitesse de référence en rd/s

rs=0.25;       %résistance statorique
npp=4;         %nombre de paire de pole
Ld=4.8e-3;     %inductance axe d
Lq=4.1e-3;     %inductance axe q
Te=1e-4;       %fréquence d'échantillonnage
Vn=400;        %tension efficace maximale
Vbus=130;      %tension de bus continu
Jm=(6.75+6.1+9)*1e-3; % Inertie
flux=0.32;     %flux rotorique
fv=0;         %coefficient de frottement
Cem_max=71.1;  %couple maximal
I=42;         %courant nominal
fs=10;        % fréquence fondamentale
Q=10^(2.3/20); % facteur de qualité
TQ=0.0004;    % temps des retards
fc=1000;      % fréquence du signal injectée
Vc=10;        % Tension du signal injectée

Filtre passe-bande
wlp=2*pi*1218;
whp=2*pi*818;
Filtre passe-haut
Q=0.577;
whp2=2*pi*10*(1.2731);
Filtre passe-bas
Q=0.577;
wlp1=2*pi*200*(1.2731);
Filtre passe-bas pour filtrer la composante inverse
Q=0.577;
wlp21=2*pi*40*(1.2731);
Filtre passe bas pour filtrer la vitesse réelle
Q=0.577;
wlpv=2*pi*100*(1.2731);
```

ANNEXE II

La Transformation de Park : [7]

La transformation de Park est la substitution aux enroulements a, b, c dont les conducteurs et les axes magnétiques sont immobiles par rapport au stator, les deux enroulements d et q dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournent avec lui.

Le schéma de Park est représenté sur la figure (I.5) :

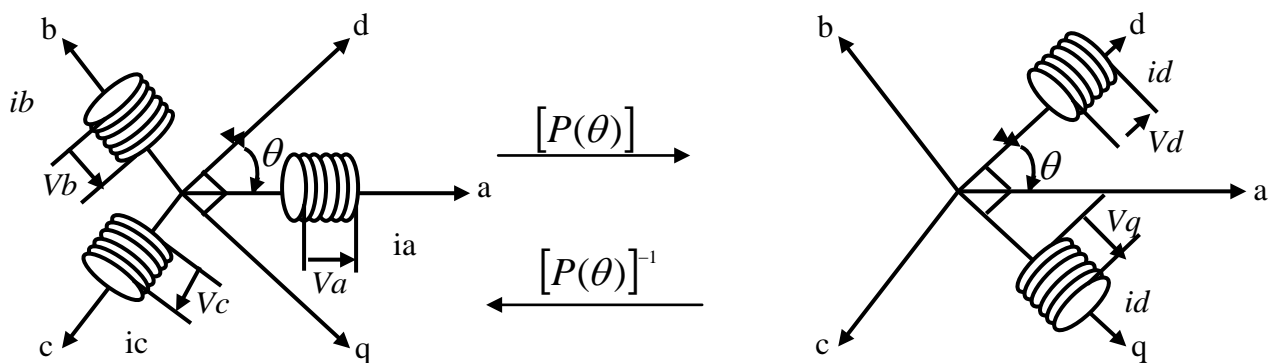


Fig.I.5 : Schéma représentant le principe de la transformation de Park

Les composantes selon les axes (d, q) sont liées à celles des phases (a, b, c) par la relation :

$$[X_{dgo}] = P(\theta)[X_{abc}] \quad \text{I.1.a}$$

Où X peut être un vecteur des tensions, courants ou des flux.

Avec :

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

Cette matrice admet une matrice inverse $[P(\theta)]^{-1}$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad \text{I.1.c}$$

Donc :

$$X_{abc} = [P(\theta)]^{-1} [X_{dqo}] \quad \text{I.1.d}$$

Avec :

$P(\theta), [P(\theta)]^{-1}$: sont les matrices de passage direct et inverse de Park.

L'indice ($_d$) : indique la composante suivant l'axe direct O_d

L'indice ($_q$) : indique la composante suivant l'axe en quadrature O_q .

L'indice ($_o$) : indique la composante suivant l'axe homopolaire.

Transforme de Clark :

Les équations (α, β) sont calculées par le passage du repère triphasé au repère diphasé fixe lié au stator (transformation de Clarke). Dans ce repère, les variables électriques (tensions, courants et flux permanents) varient toujours de façon sinusoïdale avec la position, mais sont déphasées de 90° . Pour exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère, nous allons appliquer la transformation orthogonale au stator et au rotor, en nous basant sur les hypothèses simplificatrices. La transformation de Park utilisée, conserve l'expression de la puissance instantanée, dans les deux repères.

Principe de la transformation de Concordia

La transformation directe de *Concordia* est déterminée par une matrice [C], elle correspond aux vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes (α, β), elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux, $[V_{abc}], [I_{abc}], [\Phi_{abc}]$ aux $[V_{\alpha\beta}], [I_{\alpha\beta}], [\Phi_{\alpha\beta}]$ respectivement. Le vecteur X, représente la composante homopolaire.

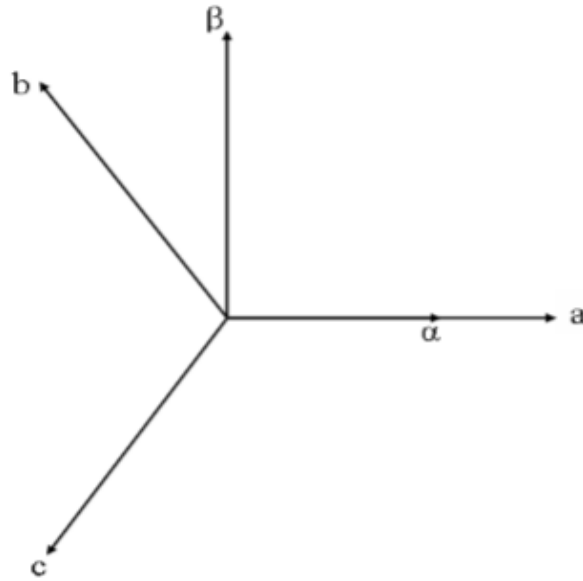


Fig.I.6 : Transformation triphasé à diphasé (Transformation de Concordia).

Appliquant la première transformation (Concordia C_{32}) :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = C_{32}^t \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{avec : } C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{I.1.e}$$

Où X peut être une variable réelle comme la tension, le courant et le flux, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \end{bmatrix} \quad \text{I.1.f}$$

La deuxième étape est l'application de la transformation de Park au système d'équations

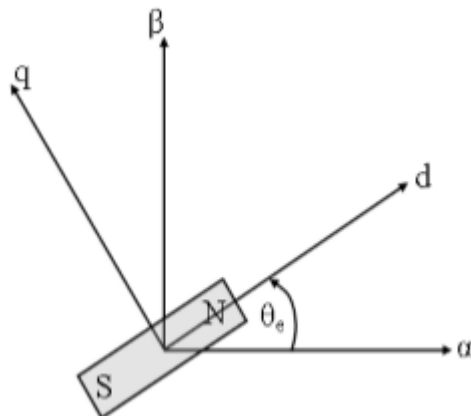


Fig.I.7 : Transformation de Clark.

ANNEXE III

La structure de commande du régulateur PI est illustrée par la figure (I.8):

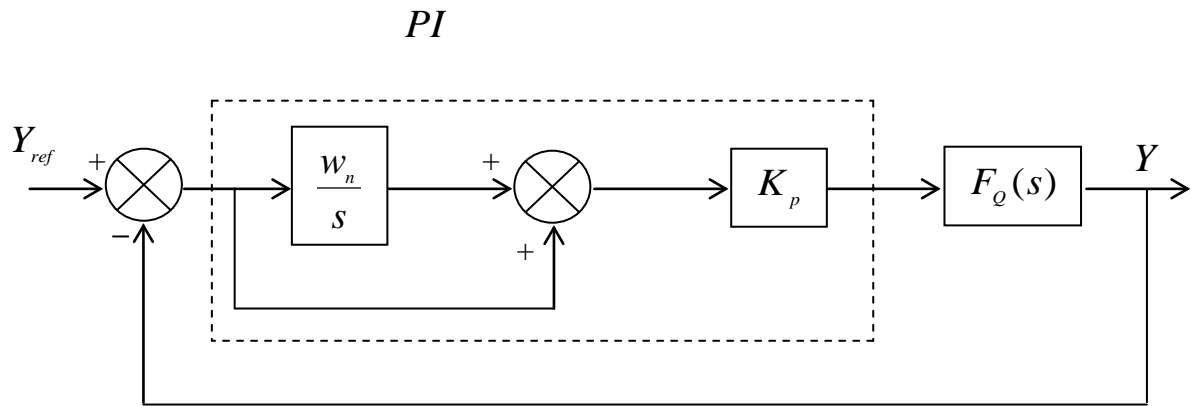


Fig.I.8 : La structure de commande de régulateur PI. [7]

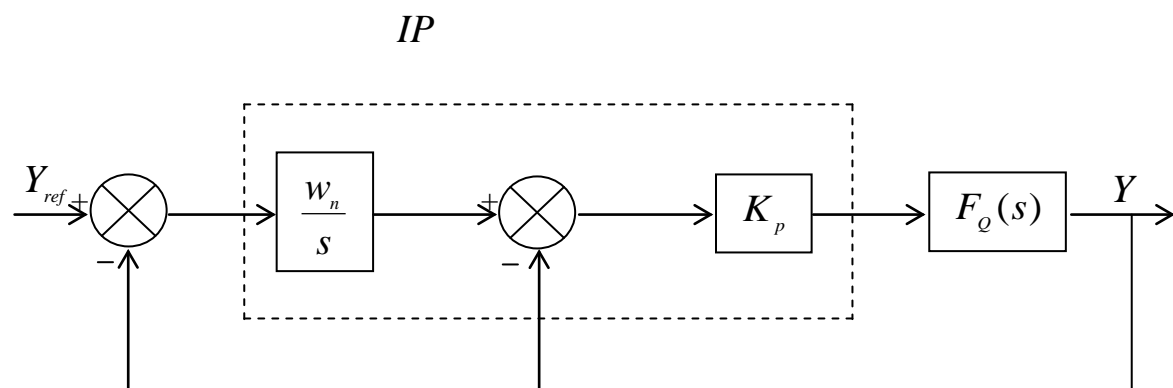


Fig.I.9 : La structure de commande de régulateur IP. [7]

Cette structure est équivalente à celle d'un régulateur PI avec un filtre passe bas de la référence.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.MEDJMADJ, " Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques", Thèse de doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS, SETIF, 2015
- [2] M. Debruyne, "Apport de l'électronique de puissance pour la traction électrique", Techniques de l'Ingénieur, pages 1-18, août 2010.
- [3] Z. Boulbair, "Mise en oeuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimants permanents", Université de Nantes, Ecole Polytechnique, Saint Nazaire, France, 2002.
- [4] G. Lacombe: « Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs » ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [5] M.AMIRI, O.ALI DAHMANE, " Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant", Mémoire de MASTER, de l'Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, 2017
- [6] B. Multon: « Les Machines Synchrones Autopilotées » ; Notes de Cours ; Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2004.
- [7] M.BOUHALI, F.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 de MASTER, de l'Université MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU, 2014.
- [8] N.M. Babak, " Commande vectoriel sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres". Thèse de doctorat de l'INPL, lorraine, décembre 2001.
- [9] Kh. Amor, " Contribution à la commande vectoriel sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de doctorat école supérieur des sciences et techniques de Tunis, 2012
- [10] I. Al-Rouh, " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone". Thèse de doctorat université Henri Poincaré, Nancy-I, juillet 2004.
- [11] A. Benoit, " Etude de filtres actifs analogiques microondes transversaux et stop bande". Thèse de doctorat université de Limoges, octobre 2005.
- [12] F. Khatoumian, " Contribution à la modélisation, l'identification et à la commande d'une interface haptique a un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimants permanents". Thèse de doctorat à l'école normale supérieur de Cachan, France, 2006.
- [13] J.M. Retif, " Commande vectorielle des machines asynchrones & synchrones". Cours, Institut national des sciences appliquées de Lyon, 2008.

- [14] Adjoud, " Commande vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents", rapport mini projet licence, UMMTO, 2012.
- [15] N. Choug, " Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel". Mémoire de magister université de Al Hadj Lakhdar Batna, 2001.
- [16] M.Hilairret. « Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes ». Thèse de Doctorat. Université de Nantes .2001.
- [17] L.Peyras. « Commande sans capteur de position d'une machine synchrone autopilotée ». Laboratoire d'Electrotechnique et Electronique Industrielle.
- [18] J.I. Ha and S.K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high frequency signal injection", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 1, pp.45-51, 1999.
- [19] M. Linke, R. Kennel, and J. Holtz, " Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, vol. 2, pp. 1211 – 1217, June 2003.
- [20] Aloïs Zgorski, "Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2013.
- [21] J. Holtz, " Sensorless position control of induction motors-an emerging technology", IEEE Trans. Ind. Electron., vol.45, no.6, Dec.1998.
- [22] J. Holtz, "Sensorless control of induction machines; with or without signal injection", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.53, pp. 7-30, 2006.
- [23] C. Silva, G. M. Asher, M. Sumner, "Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed", Industrial electronics, IEEE Transactions on, vol. 53, pp. 373-378, 2006.