

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Machines électriques**

Présenté par

Achour GUETTAF

Sofiane FELLAH

Thème

Commande sans capteur mécanique de la MSAP par la méthode d'injection d'une tension rotationnelle directe et inverse de haute fréquence

Mémoire soutenu publiquement le 07 / 10 / 2015 devant le jury composé de :

Mr Salah HADDAD

Professeur, UMMTO, Président

Mme Ouiza MANSOURI-TOUDERT

Maître Assistante A, UMMTO, Encadreur

Mme Malika IMADOUCHE Ep. DJAOUD

Maître Assistante A, UMMTO, Examineur

Mr Ahmed NAHI

Maître-assistant classe A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Louange à ALLAH le tout puissant de nous avoir donné le courage, la force et la volonté pour réaliser ce travail.

Nous adressons en premier lieu nos remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger notre travail.

Nous remercions notre promotrice madame Ouiza MENSOURI qui nous a patiemment et efficacement encadré et dirigé depuis le début et aussi pour son soutien moral, ses conseils et encouragements qu'elle nous a prodigué tout le long de ce travail, De plus, nous tenons à la remercier pour nous avoir assuré l'encadrement et la documentation nécessaire pour l'élaboration de ce mémoire.

Nous remercions tous nos enseignants qui ont fait leurs possibles pour nous donner le maximum d'informations concernant nos études

Sans oublier les personnes qui nous ont soutenu et encouragé, de près au de loin pour nous permettons de réussir.

Achour et Sofiane

Dédicaces I

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents, pour leur sacrifices, leurs soutien, et leurs encouragements le long de mon cursus et je leurs souhaite une parfaite santé et une longue vie.

A mes très chers frères et mes très chères sœurs

Ma très chère grand-mère et toutes mes tantes, mes oncles et leurs enfants et toute la famille en générale

A tous mes cousins et cousines

À mes ami(e)s

Et finalement à tous mes camarades de la promotion de l'électrotechnique 2015

G. Achour

Dédicaces II

Je dédie ce modeste travail à :

*La mémoire de mon père que dieu ai pitié de son âme et l'accueil
dans son vaste paradis.*

*La personne qui n'a jamais hésité à se sacrifier pour moi, sans
laquelle je ne serai jamais arrivé jusqu'ici et qui m'as soutenue
tout au long de ma vie.*

*Ma mère que j'aime par-dessus tout au monde. Que dieu me la
garde et me la protège.*

Mon frère et sa femme.

Ma très chère sœur.

Toute ma famille.

*Tous mes ami(e)s qui ont contribué à la réalisation de ce
travail.*

Tous mes camarades de la promotion d'électrotechnique 2015.

Notations et Symboles

DTC: Direct torque command,

F.c.é.m.: Force contre électromotrice,

Fém.: Force électromotrice,

MSAP: Machine Synchrone à Aimants Permanents,

MAPI: Machines à aimants permanents internes,

DSP: Digital signal processing,

PI: Correcteur Proportionnel Intégral,

PID: Régulateur Proportionnel Intégrale Dérivé,

FTBO: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte,

FTBF: Fonction de Transfert en Boucle Fermée,

ω_c : Haute Fréquence,

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion,

FFT: Fast Fourier Transform,

PBI: Periodic Burst Injection,

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 [Hz],

f_c : Fréquence de signal injecté ($f_c = 1000\text{Hz}$ dans cette étude),

f_r : Fréquence des courants rotoriques [Hz],

ξ : Rapport de la saillance,

L_q, L_d : Inductances des axes respectivement direct et en quadrature [Wb],

θ_r : Position électrique du rotor [rd],

θ_m : Position mécanique du rotor [rd],

$V_{abc} = [V_s]$: Les tensions des phases statoriques respectivement a, b, c [V],

$i_{abc} = [i_s]$: Courants des phases statoriques respectivement a, b, c [A],

$\Phi_{abc} = [\Phi_s]$: Les flux produits par les phases statoriques respectivement a, b, c [Wb],

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

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques [H],

$[M_{ab}], [M_{ba}], [M_{ac}], [M_{ca}], [M_{bc}], [M_{cb}]$: Les inductances mutuelles entre phases statoriques [H],

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

L_1 : Inductance de fuites [H],

L_0, L_2 : Composantes de l'inductance des enroulements statoriques [H],

$[L_{sf}]$: Matrice des inductances mutuelles stator-aimants [H],

$\hat{\Phi}_{fd}$: Flux d'induction maximum de l'aimant permanent [Wb],

Φ_f : Flux engendré par l'aimant [Wb],

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

ω_r : Vitesse de rotation du rotor [rd/s],

C_{em} : Couple électromagnétique [N*m],

C_r : Couple résistant [N*m],

J : Moment d'inertie [Kg*m²],

f_v : Coefficient de frottement visqueux [N*m*s/rd],

G_0 : Gain ,

$[X_{dq0}]$: Vecteur de la variable X dans le repère de Park,

$[X_{abc}]$: Vecteur de la variable X dans le repère triphasé,

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

$P (\Theta_r)^{-1}$: La matrice de passage inverse de Park,

v_d, v_q : Les tensions des axes respectivement direct et en quadrature [V],

i_d, i_q : Les courants des axes respectivement direct et longitudinal [A],

Φ_d, Φ_q : Les flux des axes respectivement direct et longitudinal [Wb],

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ et $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$: respectivement les constantes de temps d'axe direct et en quadrature,

$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$: Les tensions statoriques diphasés dans le repère α, β [V],

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: Les courants statoriques diphasés dans le repère α, β [A],

$\Phi_{\alpha s}, \Phi_{\beta s}$: Les flux statoriques diphasées dans le repère α, β [wb],

ω_m : vitesse mécanique de rotation du rotor [rd/s],

z : Coefficient l'amortissement,

$v_d^{\text{lin}}, v_q^{\text{lin}}$: Les tensions linéaires respectivement d'axes d et q [V],

$v_d^{\text{dec}}, v_q^{\text{dec}}$: Les tensions de découplage respectivement dans les axes d et q [V],

$I_{q\text{ref}}$: Consigne du courant quadrature [A],

K_p : Gain proportionnel du régulateur PI,

K_i : Gain intégral du régulateur PI,

T_d, T_q : Constantes de temps d'intégration PI respectivement dans l'axe direct et en quadrature,

p : Operateur de Laplace,

G_{0d}, G_{0q} : Gains statiques d'intégration PI respectivement dans l'axe direct et en quadrature,

N_p : Nombre de paires de pôles,

I_2 : Matrice Identité

$I_{\alpha\beta s_c}$: Courant de la porteuse dans un référentiel lié au stator [A],

I_c : Amplitude du signal injecté [A],

$[L_{\alpha\beta}]$: Matrice des inductances dans le repère $(\alpha\beta)$ [H],

E_g : Tension de la génératrice tachymétrique [V],

k_g : Constante de la génératrice tachymétrique [V.min/tr],

Ω_g : vitesse de rotation de la génératrice tachymétrique [rd/s],

K_{obs} : Constante de l'observateur,

Les repères :

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

q, d: Axes du référentiel de Park,

β, α : Axes du référentiel statorique,

Oa: Axe homopolaire,

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I : Modélisation et Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	
I.1 Introduction	4
I.2 Classification des machines synchrones	4
I.2.1 Les différents types de machines synchrones	5
I.3 Description de la machine synchrone à aimants permanents	5
I.3.1-Définition de la machine synchrone à aimants permanents	5
I.3.1.1 Le stator	5
I.3.1.2 Le rotor	6
I.4 Fonctionnement de la MSAP	6
I.5 Les différents types de machines synchrones à aimants permanents	7
I.5.1 Machines à aimants permanents internes	7
I.5.2 Machines à aimants permanents surfaciques	7
I.5.3 Machines à aimants permanents internes à saillance inversée	8
I.6. Avantages de la machine synchrone à aimants permanents	9
I.7 Inconvénients de la MSAP	9
I.8 Les domaines d'application de la MSAP	9
I.9 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :.....	10
I.9.1 Mise en équation de la MSAP dans le repère (a-b-c)	10
I.9.2 Les équations de la machine synchrone à aimant permanent	11
I.9.2.1 Équations électriques	11
I.9.2.2 Les équations du flux	12
I.9.2.3 L'équation mécanique	13

I.9.2.4 Le couple électromagnétique de la MSAP	13
I.9.3 Transformations triphasée -diphasée	13
I.9.3.1 Transformations de Clark	13
I.9.3.2 Transformations de Concordia	14
I.9.3.3 Transformation de Park	15
I.9.3.3.1 Les équations électrique dans les axes d et q	16
I.9.3.3.2 Les équations de flux	17
I.9.3.3.3 Modèle d'état de la MSAP	17
I.9.4 Modèle d'état dans un referentiel lié au stator	17
I.9.4.1 Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$	18
I.10 Stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents	19
I.10.1 Principe de la commande vectorielle	19
I.10.2 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP	20
I.10.3 Avantages de la commande vectorielle	20
I.10.4 Inconvénients de la commande vectorielle	20
I.11. Le Découplage	21
I.12 La régulation	22
I.12.1 La régulation en boucle multiple (cascade)	22
I.12.2 Calcul des régulateurs par la méthode de placement de pôles	22
I.12.2.1 Le régulateur de courant I_d	23
I.12.2.2 Le régulateur de courant I_q	24
I.12.2.3 Boucle de la vitesse	25
I.13 Les résultats de la simulation	26
I.14 Interprétation des résultats	30
I.15 Conclusion	30

Chapitre II : Les méthodes d'estimation de la position et de la vitesse rotorique sans le capteur mécanique de la MSAP

II.I Introduction	31
II.2 Les différents capteurs de position	31
II.2.1 Le résolveur	32
II.2.1.1 Avantages et inconvénients du résolveur	32
II.2.1.1.1 Avantages	32
II.2.1.1.2 Inconvénients	32
II.2.2 Les codeurs incrémentaux	32
II.2.2.1 Avantages et inconvénients des codeurs incrémentaux	32
II.2.2.1.1 Avantages	32
II.2.2.1.2 Inconvénients	32
II.2.3 Codeurs absolus	33
II.2.3.1 Avantages et inconvénients des codeurs absolus	33
II.2.3.1.1 Avantages	33
II.2.3.1.2 Inconvénients	33
II.2.4 Mesure de la vitesse avec la Génératrice Tachymétrique	33
II.2.4.1 Avantages et inconvénients de la Génératrice Tachymétrique	34
II.2.4.1.1 Avantages	34
II.2.4.1.1 Inconvénients	34
II.3 Concepts d'estimateur et d'observateur	34
II.3.1 Estimateurs	34
II.3.2 Observateurs	34
II.3.2.1 Classification des observateurs	35
II.3.2.1.1 Observateurs pour les systèmes linéaires	36
II.3.2.1.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires	36

II.3.2.1.3 Observateurs d'ordre complet	36
II.3.2.1.4 Observateurs d'ordre réduit	36
II.3.2.1.5 Filtre de Kalman	37
II.4 Estimation de la position sans capteur mécanique par les méthodes basées sur la saillance magnétique	37
II.5 Estimation de la position des saillances basée sur un modèle non linéaire de la machine	38
II.6 Estimation de la position des saillances basée sur la méthode INFORM	38
II.7 Estimation de la position des saillances à partir de la phase de la tension	39
II.8 Estimation de la position des saillances par l'injection d'un signal à haute fréquence	39
II.9 Excitation par un signal à haute fréquence	40
II.9.1 Injection des salves périodiques de tension	41
II.9.2 Injection d'un courant à haute fréquence dans la machine	42
II.9.3 Injection d'une tension à haute fréquence dans la machine	43
II.10 Calcul des courants à hautes fréquences	43
II.11 Résultats de simulation	44
II.12 Interprétation des résultats	46
II.13 Conclusion	46
Chapitre III : Méthodes d'extraction de la position et de la vitesse rotorique de la machine synchrone à aimants permanents.	
III.1 Introduction	47
III.2 Méthodes d'extraction de la séquence négative du courant	47
III.2.1 Extraction des composantes inverses par filtrage adaptatif et FFT	47
III.2.2 Extraction de la composante négative par un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe-haut.....	48
III.2.3 Extraction de la composante négative par deux filtres synchrones passe-haut	48
III.2.4 Extraction de la composante négative par un filtre synchrone passe-bas	49

III-3 Méthode d'extraction de la position rotorique par l'injection d'une tension rotationnelle de haute fréquence directe	50
III.4 Estimation de la position du rotor	51
III.5 Résultats de simulation de la tension directe	51
III.6 Méthode d'extraction de la position rotorique par l'injection d'une tension rotationnelle de haute fréquence inverse	54
III.7 Les résultats de simulation de la tension inverse	55
III.8 Interprétation des résultats	59
III.9 Conclusion	59
CONCLUSION GENERALE	60

Bibliographie

Annexe I

Annexe II

Annexe III

Figure II.6 : La variation du courant haute fréquence lorsque $L_d = 4.8\text{mH}$; $L_q = 3.1\text{mH}$... 45

Figure II.7 : La variation du courant haute fréquence lorsque $L_d = 4.8\text{mH}$; $L_q = 4.1\text{mH}$... 46

Figure III.1 : Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre analogique suivi par un filtre synchrone passe haut 48

Figure III.2 : Schéma d'extraction des composantes inverses par deux filtres synchrones passe haut 49

Figure III.3 : Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre synchrone passe bas 50

Figure III.4 : Estimation de la position du rotor par la fonction arc tangente 51

Figure III.5 : La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée pour la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 10\text{tr/min}$ 52

Figure III.6 : La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée pour la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 50\text{tr/min}$ 52

Figure III.7 : La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée pour la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 100\text{tr/min}$ 53

Figure III.8 : Les erreurs de la position pour les différentes valeurs de la vitesse de référence $N = 10\text{tr/min}$, $N = 50\text{tr/min}$, $N = 100\text{tr/min}$ 53

Figure III.9 : Les erreurs de la position pour les différentes valeurs de la vitesse de référence $N = 10\text{tr/min}$, $N = 50\text{tr/min}$, $N = 100\text{tr/min}$ (zoomées) 54

Figure III.10 : Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre analogique suivi par un filtre synchrone passe haut 55

Figure III.11 : La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée pour la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 10\text{tr/min}$ 56

Figure III.12 : La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée pour la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 50\text{tr/min}$ 56

Figure III.13 : La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée pour la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 100\text{tr/min}$ 57

Figure III.14 : Les erreurs de la position pour les différentes vitesses de référence N = 10tr/min, N = 50tr/min, N = 100tr/min	57
Figure III.15 : Les erreurs de la position pour les différentes vitesses de référence N = 10tr/min, N = 50tr/min, N = 100tr/min (zoomées)	58
Figure III.16 : Les erreurs de la position pour la vitesse de référence N = 10tr/min pour les deux méthodes (directe et inverse).	58
Figure III.17 : Les erreurs de la position pour la vitesse de référence N=10 tr/min pour les deux méthodes inverse et directe (zoomé)	59

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi ces machines électriques utilisées ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) vu leur divers avantages tels que [1], [2] :

- un couple massique élevé.
- une inertie très faible.
- absence de pertes Joules au rotor ce qui augmentent leur rendement.

Pour faire varier la vitesse des machines synchrones à aimants permanents, on fait varier leur fréquence et ce en les alimentant par des onduleurs de tension par exemple, à base de composants de haute fréquence de découpage comme les transistors IGBT (Insolated Gate Bipolar Transistor). En outre, grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple [2], [3]. Différentes stratégies de commande des machines à courant alternatif existent, telles que la commande scalaire, la commande directe du couple et la commande vectorielle. Ces commandes nécessitent la connaissance de la position du rotor d'où la présence d'un capteur de position s'impose [1].

Ils existent quatre types de capteurs de positions qui sont [4]:

- la génératrice tachymétrique.
- le codeur incrémental.
- le codeur absolu.
- le résolveur.

Ces capteurs donnent une information sur la position du rotor quelle que soit la vitesse mais ils ont des inconvénients:

D'abord leur placement sur l'arbre de la machine, le capteur augmente le volume et le coût global du système, en effet dans les machines à petites puissances (2 à 5 kW) le coût du capteur est environ semblable à celle de la machine, aussi pour les machines à 50 kW, le coût est de 20à 30% par rapport au coût de la machine elle-même[5], [6]. En plus, le placement du capteur nécessite des modifications sur l'arbre de la machine et demande un montage délicat et une attention spéciale aux bruits de mesure. Afin de remplacer ces capteurs, des recherches dans la commande sans capteur appelée ('sensorless') se sont alors lancées dans le but d'établir un capteur logiciel qui pourra ainsi les remplacer.

Plusieurs méthodes ont déjà été développées pour la commande sans capteur mécanique de position qui peuvent réduire le coût du système. Cette solution nécessite l'utilisation des méthodes sophistiquées pour préserver des hautes performances dynamiques [7], [8]. Les recherches consistent alors à proposer des solutions efficaces pour estimer la position et/ou la vitesse du rotor en association avec des méthodes assurant la commande de la machine. Ainsi, il est plutôt nécessaire de développer des observateurs ou bien des estimateurs qui évaluent en temps réel la position et la vitesse des rotors afin de s'affranchir de ce capteur pour renforcer la fiabilité du système et pour réduire le coût[9].

Les techniques d'estimation de la position de la MSAP les plus utilisées peuvent être classées en deux catégories:

- L'estimation par les observateurs.
- L'estimation par injection d'un signal à haute fréquence.

Pour l'estimation basée sur les observateurs, elle a de bonnes performances à haute et moyenne vitesse mais elle trouve ses limites à basses vitesses vu la faible valeur de la F.E.M qui peut être noyée dans les bruits de mesure, afin de contrecarrer ce problème, la deuxième catégorie est la plus adaptée à faible vitesse voir même à l'arrêt. Cette technique est basée sur l'injection d'un signal de tension à haute fréquence superposé à la tension de référence d'alimentation de la machine. En effet, le signal résultant de l'injection contient des informations sur la position du rotor de la MSAP [10], [11], [12]. Plusieurs formes de signaux à haute fréquence peuvent être injectées [13]:

- Signal rotationnel direct ou inverse.
- Signal pulsatoires ou impulsionsnel.

Le travail proposé dans cette étude traite la commande sans capteur de position de la machine synchrone à aimants permanents par la méthode d'injection d'un signal rotationnel inverse et d'un signal rotationnel direct de haute fréquence.

Pour mener à bien notre étude, nous avons subdivisé notre travail en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation et à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

Les méthodes d'estimation de la position et de la vitesse rotorique sans le capteur mécanique fera l'objet du deuxième chapitre.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de deux méthodes d'extraction de la position rotorique en injectant un signal rotationnel direct et inverse.

I.1 Introduction

Dans l'industrie, la machine synchrone à aimants permanents essaye de plus en plus de remplacer la machine à courant continu dans les applications où l'on cherche des performances dynamiques et statiques très élevée avec des puissances importantes. Ce type de machines s'impose sur le marché en raison de sa simplicité de commande et sa puissance massive élevée, vu que les aimants modernes ont la capacité de produire une forte induction dans l'entrefer sous un faible volume, ce qui est impossible avec un inducteur bobiné [14].

I.2 Classification des machines synchrones

En reprenant le principe de la classification de Chalmers et de ses collègues, on peut agencer l'ensemble des machines synchrones comme l'indique la figure I.1. Les machines sont distinguées par la nature de leur excitation (bobinages, aimants permanents, etc....) et par leur rapport de saillance [16] :

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \quad (\text{I.1})$$

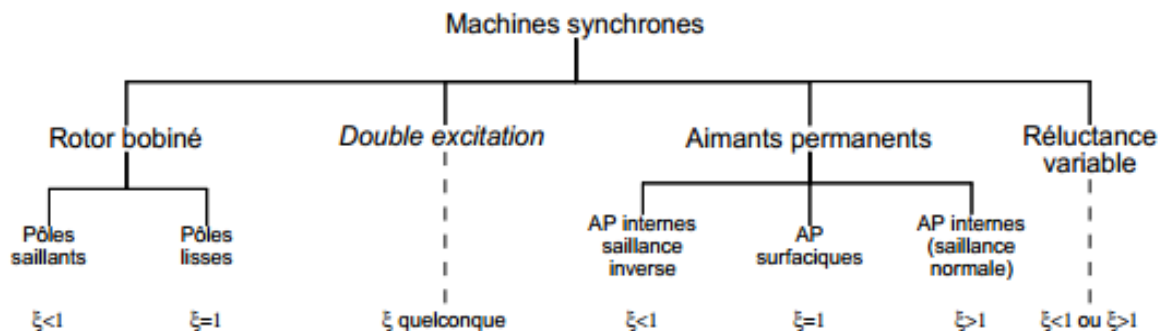


Figure I.1: Classement des machines synchrones

On peut classer les machines synchrones d'après le mode de construction utilisé pour la fabrication des rotors mais quel que soit le type utilisé, sa vitesse est constante.

I.2.1 Les différents types des machines synchrones

Il existe plusieurs types de machines synchrones tel que (figure I.1):

- Machines synchrones à rotor bobiné (à pôles lisses et à pôles saillants).
- Machines synchrones à double excitation.
- Machines synchrones à réluctance variable.
- Machines synchrones à aimants permanents (à pôles lisses et à pôles saillants).

Dans notre travail on s'intéresse au dernier type qui est les machines synchrones à aimants permanents. Il existe de nombreuses configurations de la machine synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération.

I.3 Description de la machine synchrone à aimants permanents

I.3.1 Définition de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est une machine électrique à courant alternatif qui peut fonctionner en moteur c.-à-d. 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 [15] :

I.3.1.1 Le stator

Il représente la partie fixe de la machine synchrone, qu'elle soit à pôles saillants ou à pôles lisses, constitué de trois enroulements identiques décalés de 120^0 dans l'espace. Ces enroulements sont 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.

Dans la grande majorité des cas, les trois enroulements sont couplés en étoile, ce qui annule la composante homopolaire de courant. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de courant, 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 selon la relation (I.2) [1]:

$$\Omega = \frac{\omega}{N_p} \quad (\text{I.2})$$

I.3.1.2 Le rotor

Il représente la partie mobile de la machine. Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternants pôles nord et pôle sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices alternatives. L'interaction des champs statoriques et rotoriques donne naissance à un couple sur l'arbre de la machine et entraîne la machine à vitesse de rotation synchrone [1].

La figure I.2 représente la machine synchrone à aimants permanents :

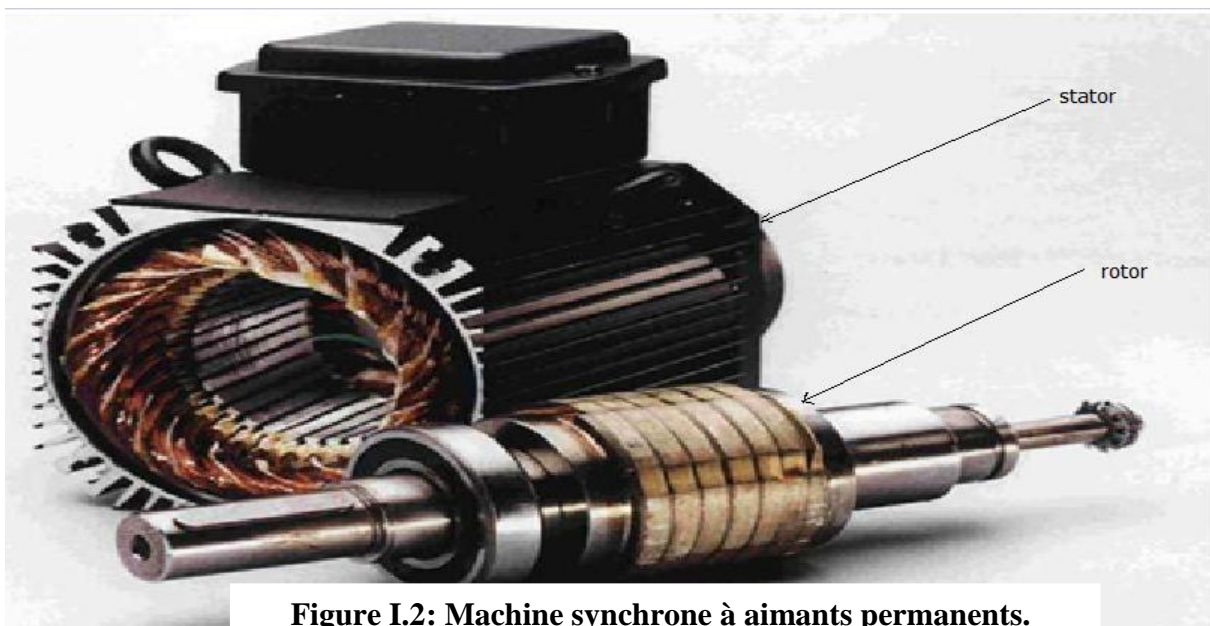


Figure I.2: Machine synchrone à aimants permanents.

I.4 Fonctionnement de la MSAP

D'après la relation suivante, l'appellation synchrone pour cette machine vient du fait que la vitesse de rotation de celle-ci soit l'image exacte de la fréquence d'alimentation telle que :

$$\Omega = \frac{60f}{N_p} \quad (I.3)$$

On remarque que cette vitesse de rotation ne dépend ni de la charge ni de l'amplitude de la tension d'alimentation [15].

I.5 Les différents types des machines synchrones à aimants permanents

I.5.1 Machines à aimants permanents internes

La machine a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui de la machine triphasé à induction. L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple /vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés. La machine à aimants permanents internes est représentée par la figure I.3. [16], [17]

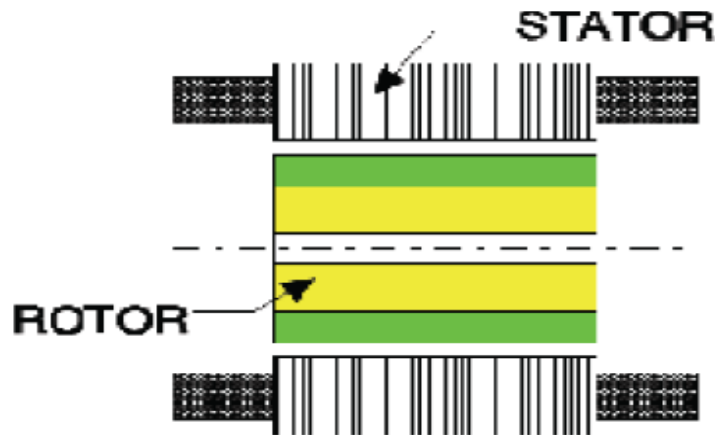


Figure I.3: Machines à aimants permanents internes.

I.5.2 Machines à aimants permanents surfaciques

La Machine à aimants permanents surfaciques peut favoriser une meilleure intégration de l'actionneur au système dans certaines applications. Ainsi, pour la ventilation par exemple, les pales du ventilateur peuvent être montées directement sur le rotor. Le maintien des aimants est facilité par la force centrifuge et un simple collage peut être suffisant pour assurer leur fixation mécanique.

Une structure de la machine à aimants permanents surfaciques permet aussi de réduire le diamètre extérieur puisque généralement la hauteur des aimants est moins importante que la profondeur des encoches, la machine à aimants permanents surfaciques est représentée sur la figure I.4 [16], [17] :



Figure I.4: Machine à aimants permanents surfaciques.

I.5.3 Machines à aimants permanents internes à saillance inverse

Les machines à aimants permanents internes à saillance inverse ont fait leur apparition dans certaines applications à encombrement réduit (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en générale sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieur à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault. Leur avantage est leur faible coût, leur forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse. La machine à aimants permanents internes à saillance inverse est représentée par la figure I.5 [16], [17] :

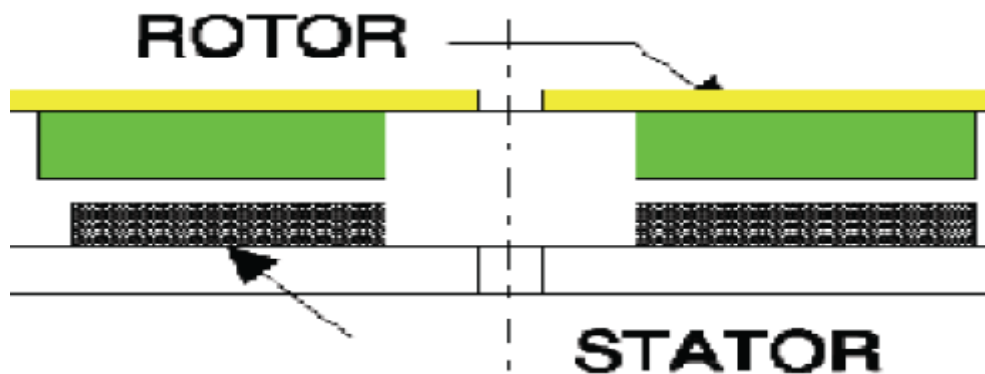


Figure I.5: Machine à aimants permanent internes à saillance inverse.

I.6 Avantages de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents présente plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone comme suit [3], [18] :

- Rendement élevé.
- Haute vitesse.
- Environnement propre.
- Longue durée de vie.
- Aucun courant d'excitation.
- Le grand avantage de la machine synchrone est l'élimination des pertes par glissement, en particulier pour les moyennes et petites puissances.
- C'est une machine qui peut accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement.

I.7 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on peut citer [19]:

- le Coût élevé des aimants
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon une loi logarithmique en fonction du temps.

I.8 Les domaines d'application de MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont largement utilisées dans plusieurs applications, comme les machines-outils, la robotique où elles ont remplacé les machines à courant continu. elles équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des ordinateurs, aussi dans les équipements domestiques (machine à laver), dans les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste), dans les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements, dans les servomoteurs, dans les applications de l'énergie éolienne, dans les ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateurs [3], [19], [20].

I.9 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation est une représentation mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [1]:

- ✓ La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- ✓ Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- ✓ L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- ✓ Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- ✓ Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ✓ Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.
- ✓ Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendante des intensités des courants.
- ✓ Les pertes dans le fer sont nulles.

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

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

I.9.1 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 à aimants permanents présenté par la figure I.6 [1]:

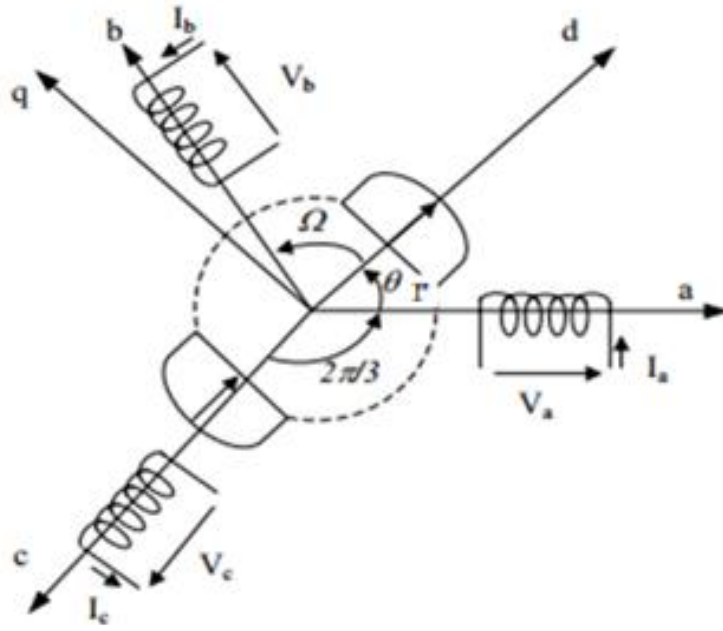


Figure I.6: Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (a-b-c)

Pour le 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 références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a) [1].

I.9.2 Les équations de la machine synchrone à aimants permanents

I.9.2.1 Equations électriques

A partir de la figure I.6, nous écrivons les équations statoriques de la machine synchrone dans les axes a, b, c tel que [3], [1] :

$$v_a = R_s i_a + \frac{d}{dt} \Phi_a \quad (\text{I.4})$$

$$v_b = R_s i_b + \frac{d}{dt} \Phi_b \quad (\text{I.5})$$

$$v_c = R_s i_c + \frac{d}{dt} \Phi_c \quad (\text{I.6})$$

L'écriture sous forme matricielle est :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$\Phi_{abc} = [\Phi_s] = [L_{ss}][i_{abc}] + [\Phi_{sf}] \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

La forme matricielle des inductances statoriques en fonction de θ_r est donnée par la forme suivante [10] :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r) & L_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

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

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d\{[L_{SS}][i_s]\}}{dt} + \frac{d\{[L_{sf}]\}}{dt} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$[L_{sf}] = \hat{\Phi}_{fd} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Il est possible d'aboutir à l'expression des tensions en fonction des courants ,flux et vitesse :

$$\left[[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{SS}] \frac{d[i_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{SS}]}{d\theta_r} [i_s] + \omega_r \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (\text{I.13})$$

Avec :

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

I.9.2.2 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 :

$$\Phi_{fa} = \hat{\Phi}_{fd} \cos(\theta_r) \quad (\text{I.14})$$

$$\Phi_{fb} = \hat{\Phi}_{fd} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{I.15})$$

$$\Phi_{fc} = \hat{\Phi}_{fd} \cos\left(\Theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{I.16})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_{f,abc}]^T = \Phi_{\max} \left[\cos(\Theta_r) \quad \cos\left(\Theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\Theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{I.17})$$

I.9.2.3 L'équation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega \quad (\text{I.18})$$

I.9.2.4 Le couple électromagnétique de la MSAP

Et l'expression du couple électromagnétique dans la MSAP est donné par :

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (\text{I.19})$$

Remarque

On remarque que les équations obtenues dans le repère (a-b-c) sont des équations non linéaires, elles sont en fonctions de la position électrique θ_r . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système [10].

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 (tensions, courants et flux), permettent d'obtenir des variables fictives appelées les composantes (d-q) et (α, β) c-à-d biphasées. Celles-ci peuvent rendre les équations dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents linéaires.

I.9.3 Transformation triphasée -diphasée

I.9.3.1 Transformations de Clark

Considérons un système composé de trois grandeurs triphasées G_{123} , dépendant du temps. Il existe plusieurs transformations pour faire correspondre au système triphasé deux grandeurs diphasées $G_{\alpha\beta}$ et une grandeur homopolaire G_0 . Une des plus connue est celle de Clark, définie par la matrice $[C_3]$ que l'on décompose en deux sous-matrices. Elle s'écrit sous la forme suivante [21]

$$[C_3] = [[C_{31}], [C_{32}]] \quad (\text{I.20})$$

Avec :

$$[C_{31}] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [C_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Les propriétés des sous-matrices sont :

$$[C_{32}]^t [C_{31}] = 0 \quad (\text{I.21})$$

$$[C_{31}]^t [C_{32}] = 0 \quad (\text{I.22})$$

$$[C_{31}]^{-1} = \left[\frac{1}{3} [C_{31}]^t; \frac{2}{3} [C_{32}]^t \right] \quad (\text{I.23})$$

On peut écrire :

$$[C_{123}] = [C_{31}] \cdot G_0 + [C_{32}] [G_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.24})$$

L'inconvénient de la transformation de Clark est qu'elle n'est pas normée, elle ne conserve donc pas la puissance. La transformation de Concordia permet de pallier à cet inconvénient [21].

I.9.3.2 Transformations de Concordia

Cette transformation notée (T_3) est définie par [21]:

$$[T_3] = [[T_{31}], [T_{32}]] \quad (\text{I.25})$$

$$[T_{123}] = [T_{31}] \cdot G_0 + [T_{32}] [G_{0\alpha\beta}] \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$[T_{31}] = \sqrt{\frac{1}{3}} [C_{31}] = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} [C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes:

- elle est orthogonale :

$$[T_3]^t = [T_3]^{-1} \quad (\text{I.27})$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{31}] = 1 \quad (\text{I.28})$$

$$[T_{32}]^t \cdot [T_{32}] = [1] \quad (\text{I.29})$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{31}] = [0] \quad (\text{I.30})$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{32}] = 0 \quad (\text{I.31})$$

- elle est normée et conserve donc la puissance:

$$v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 = v_0 \cdot i_0 + v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (\text{I.32})$$

I.9.3.3 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 [19], [22].

La figure I.7 présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park).

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

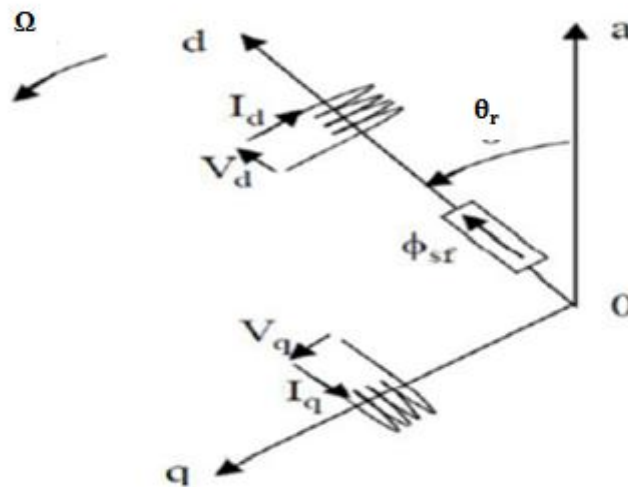


Figure I.7: Représentation de la MSAP dans le repère (d, q).

Le système d'axe de référence au rotor (d-q) est 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 $\theta_r = p \cdot \theta_m$

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 [1]:

La transformé de Park est définie comme sur [18], [19] :

$$[X_{dq0}] = [P(\Theta_r)][X_{abc}] \quad (\text{I.33})$$

Où 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 $[P(\Theta_r)]$ est donnée par :

$$P(\Theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\Theta_r) & \cos(\Theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\Theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\Theta_r) & -\sin(\Theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

La matrice inverse de Park peut être écrite par :

$$P(\Theta_r)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\Theta_r) & -\sin(\Theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\Theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\Theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

I.9.3.3.1 Les équations électrique dans les axes d et q

$$v_d = \frac{d}{dt} \Phi_d + R_s i_d - \omega_r \Phi_q \quad (\text{I.36})$$

$$v_q = \frac{d}{dt} \Phi_q + R_s i_q + \omega_r \Phi_d \quad (\text{I.37})$$

Ce système représente le modèle électrique dynamique dans le repère de Park. Dans notre cas, les enroulements statoriques sont montés en étoile et donc la composante homopolaire s'annule le système est équilibré (la somme instantanée des courants statoriques est nulle) [10].

I.9.3.3.2 Les équations de flux

De même pour le flux, $[\Phi_{dq}] = [P(\theta_r)][\Phi_{abc}]$ en multipliant l'équation (I.38) à gauche et à droite par la matrice de Park $[P(\theta_r)]$, nous aurons [10]:

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{bc} & L_{sc} \end{bmatrix} ([P(\theta_r)^{-1}]) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + [P(\theta_r)] I_f \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Les flux dans chaque phase s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

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

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \left(\frac{di_d}{dt} \right) - \omega_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \left(\frac{di_q}{dt} \right) + \omega_r L_d i_d + \Phi_f \omega_r \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

I.9.3.3.3 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 créé par les aimants permanents. Après simplification, les équations électriques de la MSAP peuvent être modélisées sous la forme suivante [23] :

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-1}{\tau_q} \end{bmatrix} [i_{dq}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} [v_{dq}] - \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_r \Phi_f \end{pmatrix} \quad (\text{I.41})$$

I.9.4 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 [13], [23]:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} = L_{\alpha\beta}(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

Et :

$$L_{\alpha\beta}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_r) & -\Delta L \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L \sin(2\theta_r) & L + \Delta L \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

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

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

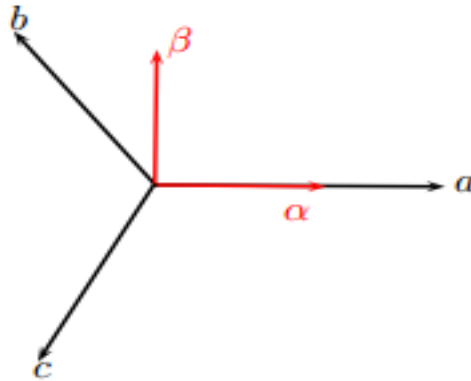


Figure I.8: Repère triphasé- Repère fixe

I.9.4.1 Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$

Le

passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation

$$[X_{\alpha\beta}] = [R][X_{dq}] \quad (\text{I.45})$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

I.10 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.

I.10.1 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 $C_{em} = p \cdot \phi_{sf} \cdot I_q$, 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].

I.10.2 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

Le modèle de la MSAP alimentée en tension est donné par les équations précédentes (I.36, I.37):

L'équation du couple est donné par :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)I_d I_q + \Phi_{sf} I_q] \quad (\text{I.47})$$

Le modèle décrit par les équations précédentes (I.36, I.37) 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 :

$$C_{em} = p\Phi_{sf} I_q \quad (\text{I.48})$$

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

$$C_{em} = K I_q \quad (\text{I.49})$$

Avec :

$$K = p\Phi_{sf} \quad (\text{I.50})$$

I.10.3 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.

I.10.4 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 et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.

- 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.

I.11 Le Découplage

En passant à la transformée de Laplace, on obtient les expressions relatives aux composantes directes et en quadrature des tensions statoriques, ces équations permettent d'aboutir à deux systèmes linéaires, du premier ordre à coefficients constants : [10], [23]:

$$V_d = (R_s + L_d p) I_d - \omega_r L_q I_q \quad (\text{I.51})$$

$$V_q = (R_s + L_q p) I_q + \omega_r L_d I_d + \omega_r \phi_f \quad (\text{I.52})$$

L'analyse de ces équations montre l'existence des termes de couplage qui induisent une forte interaction entre les deux axes, pour cela un découplage par compensation est utilisé dans notre travail tel que :

$$V_d = V_d^{\text{lin}} + V_d^{\text{dec}} \quad (\text{I.53})$$

$$V_q = V_q^{\text{lin}} + V_q^{\text{dec}} \quad (\text{I.54})$$

Avec :

$$V_d^{\text{lin}} = (R_s + L_d p) I_d, \quad (\text{I.55})$$

$$V_q^{\text{lin}} = (R_s + L_q p) I_q \quad (\text{I.56})$$

$$V_d^{\text{dec}} = -L_q \omega_r I_q \quad (\text{I.57})$$

$$V_q^{\text{dec}} = (L_d I_d + \phi_f) \omega_r \quad (\text{I.58})$$

I.12 La régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [20], [25]

I.12.1 La régulation en boucle multiple (cascade)

Elle comporte un régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées, la variable principale (la vitesse) est réglée par la boucle externe. La variable secondaire (le courant) est contrôlée par la boucle interne. La sortie du régulateur de vitesse est I_{qref} considérée comme entrée de référence du régulateur de courant [23].

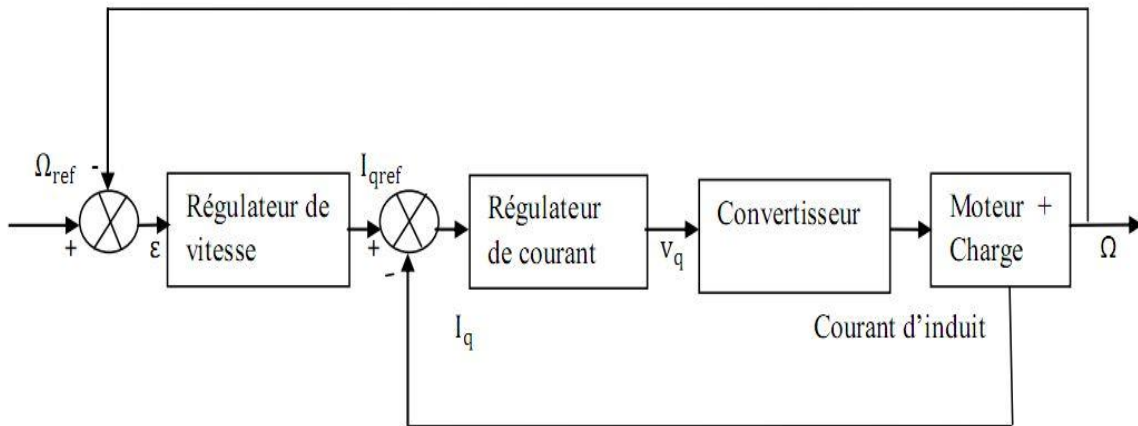


Figure I.9: Régulateur à boucle cascade (boucle de vitesse).

Notre étude a pour but d'analyser les méthodes de la commande vectorielle sans capteur mécanique des MSAP. Nous nous contenterons donc des régulateurs de type PI, ces derniers nous permettent de contrôler séparément les courants I_d et I_q (et donc le couple) et la vitesse Ω . Nous avons adopté la méthode de placement de pôles pour leur dimensionnement.

I.12.2 Calcul des régulateurs par la méthode de placement de pôles

Les régulateurs à calculer sont :

- Le régulateur du courant I_d (Reg d).
- Le régulateur du courant I_q (Reg q).
- Le régulateur de vitesse Ω_r (Reg Ω).

Cette méthode calcule les paramètres de régulateur PI à partir de la spécification des pôles désirés en boucle fermée [23].

I.12.2.1 Le régulateur du courant I_d

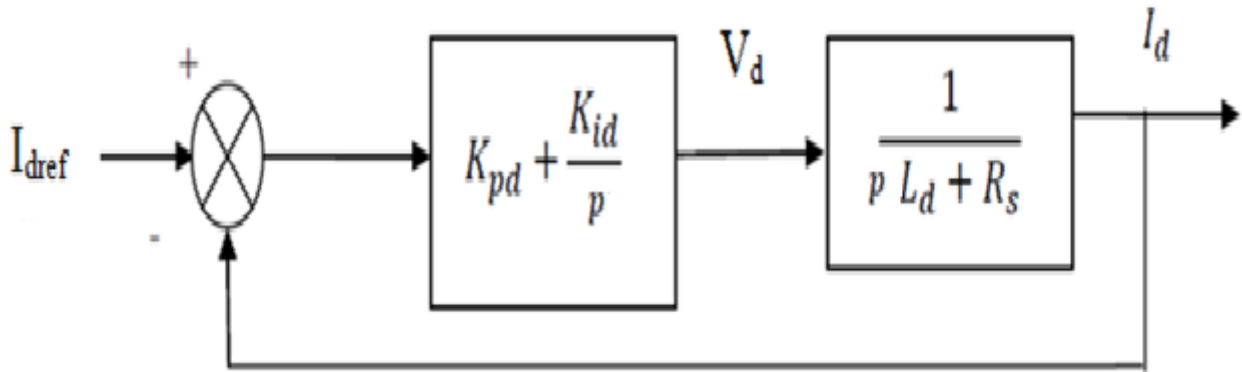


Figure I.10: Boucle de régulation du courant I_d .

$$\frac{I_d(p)}{V_d(p)} = \frac{G_{0d}}{1+T_d p} \quad (\text{I.59})$$

Avec :

$$G_{0d} = \frac{1}{R_s} \text{ et } T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{I.60})$$

Avec un régulateur PI :

$$\text{FTBOD}(p) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{p} \right) \left(\frac{G_{0d}}{T_d p + 1} \right) \quad (\text{I.61})$$

$$\text{FTBFD}(p) = \frac{\frac{G_{0d} K_{pd}}{T_d} p + \frac{G_{0d} K_{id}}{T_d}}{p^2 + \frac{G_{0d} K_{pd} + 1}{T_d} p + \frac{G_{0d} K_{id}}{T_d}} \quad (\text{I.62})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique d'un système de 2^{ème} ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique:

$$F(s) = \frac{K\omega_n^2}{p^2 + 2z\omega_n p + \omega_n^2} \quad (\text{I.63})$$

On obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \omega_{nd}^2 = \frac{G_{0d} K_{id}}{T_d} \\ 2z\omega_{nd} = \frac{G_{0d} K_{pd} + 1}{T_d} \end{cases} \quad (\text{I.64})$$

I.12.2.2 Le régulateur du courant I_q

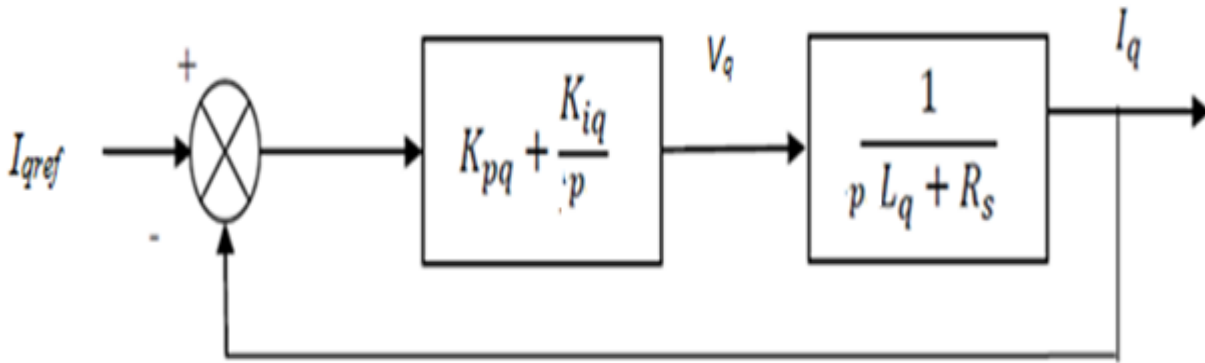


Figure I.11: Boucle de régulation du courant I_q

$$\frac{I_q(p)}{V_q(p)} = \frac{G_{0q}}{1+T_{iq}p} \quad (\text{I.65})$$

Avec :

$$G_{0q} = \frac{1}{R_s} \quad (\text{I.66})$$

$$T_q = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{I.67})$$

$$FTBFQ(p) = \frac{\frac{G_{0q}K_{pq}}{T_q}p + \frac{G_{0q}K_{iq}}{T_q}}{p^2 + \frac{G_{0q}K_{pq}+1}{T_q}p + \frac{G_{0q}K_{iq}}{T_q}} \quad (\text{I.68})$$

D'où

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{T_q \omega_{nq}^2}{G_{0q}} \\ K_{pq} = \frac{2z\omega_{nq}T_q - 1}{G_{0q}} \end{cases} \quad (\text{I.69})$$

I.12.2.3 Boucle de régulation de la vitesse

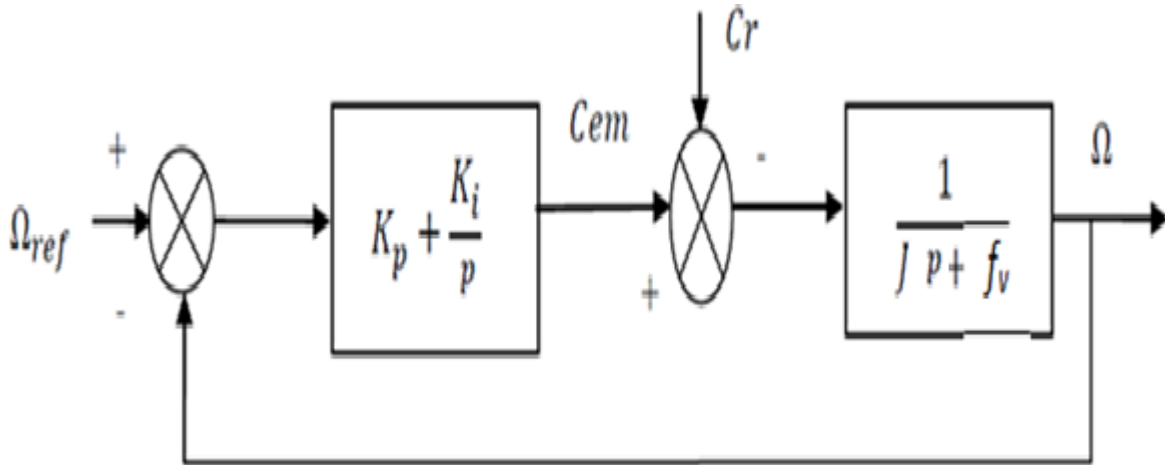


Figure I.12: Boucle de régulation de la vitesse.

$$\frac{\Omega_r(p)}{I_{qref}(p)} = \frac{3}{2} N_p \phi_f \frac{1}{Jp + f_v} = \frac{G_0}{1 + T_{or}p} \quad (I.75)$$

Avec :

$$G_0 = \frac{3}{2} N_p \frac{\phi_f}{f_v} \quad (I.76)$$

$$T_{or} = \frac{J}{f_v} \quad (I.77)$$

Avec un régulateur :

$$FTBO\Omega(p) = \left(K_{p\omega r} + \frac{K_{i\omega r}}{p} \right) \left(\frac{G_{0\omega r}}{T_{or}p + 1} \right) = \frac{(K_{p\omega r}p + K_{i\omega r})G_{0\omega r}}{T_{or}p^2 + p} \quad (I.78)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par

$$FTBF\Omega(p) = \frac{\frac{K_0 K_{p\omega}}{T_\omega} p + \frac{K_0 K_{i\omega}}{T_\omega}}{p^2 + \frac{K_0 K_{p\omega} + 1}{T_\omega} p + \frac{K_0 K_{i\omega}}{T_\omega}} \quad (I.79)$$

D'où :

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{K_{i\omega} K_0}{T_\omega} \\ 2z\omega_n = \frac{K_{p\omega} K_0 + 1}{K_0} \end{cases} \quad (I.80)$$

Ainsi $K_{i\omega}$ et $K_{p\omega}$ peuvent être déterminés en fixant $\omega_{n\omega}$ et z .

Remarque

Nous remarquons que la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée possède un zéro.

Les pôles peuvent être fixés par les paramètres du régulateur et le zéro se place automatiquement à une valeur Z_0

I.13 Les résultats de la simulation

Les figures suivantes représentent le cas nominal d'une commande vectorielle de la MSAP sans capteur mécanique où la position θ_r est supposée connue ainsi que les différents paramètres de la machine. La vitesse de référence est donnée par un échelon de vitesse de 100tr/min et un échelon de couple résistant de 0,2N.m est appliqué à l'instant 0,4s (figure I.13) et aussi par un test Benchmark (figure I.19) avec le courant i_d régulé à une valeur nulle.

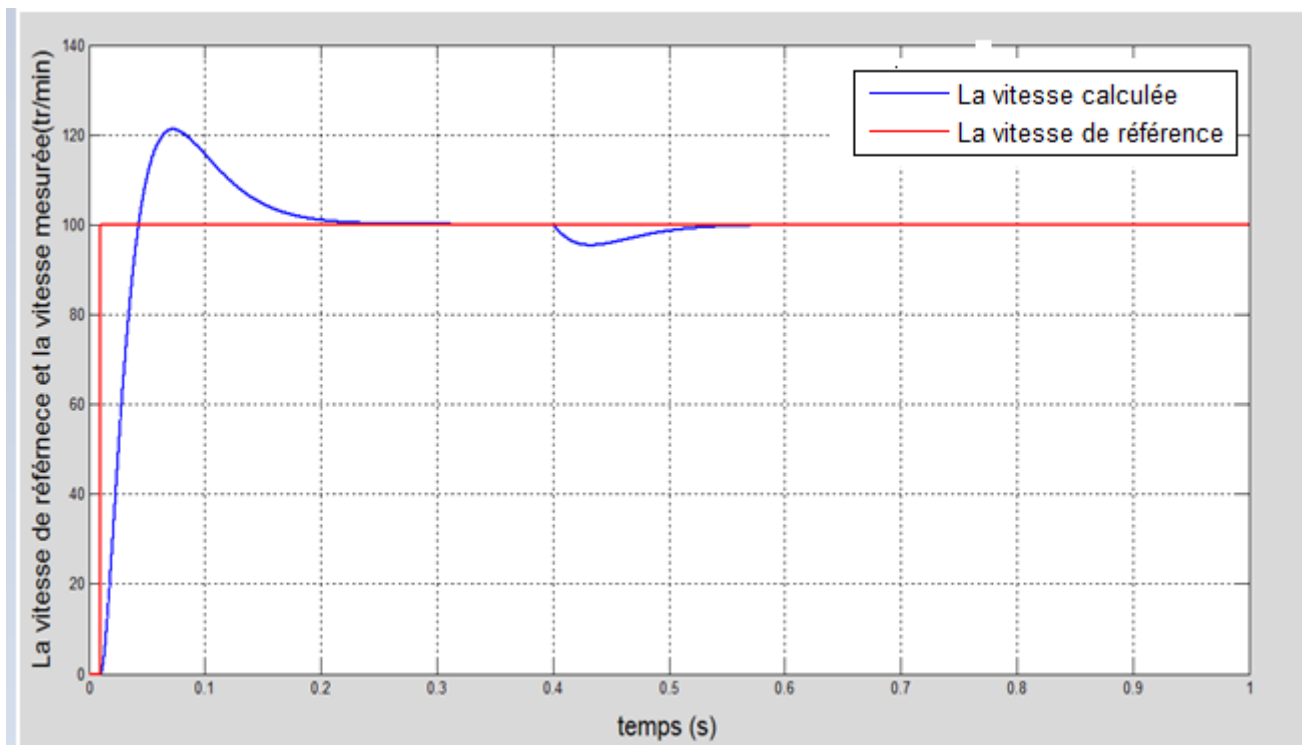


Figure I.13: La vitesse calculée et la vitesse de référence

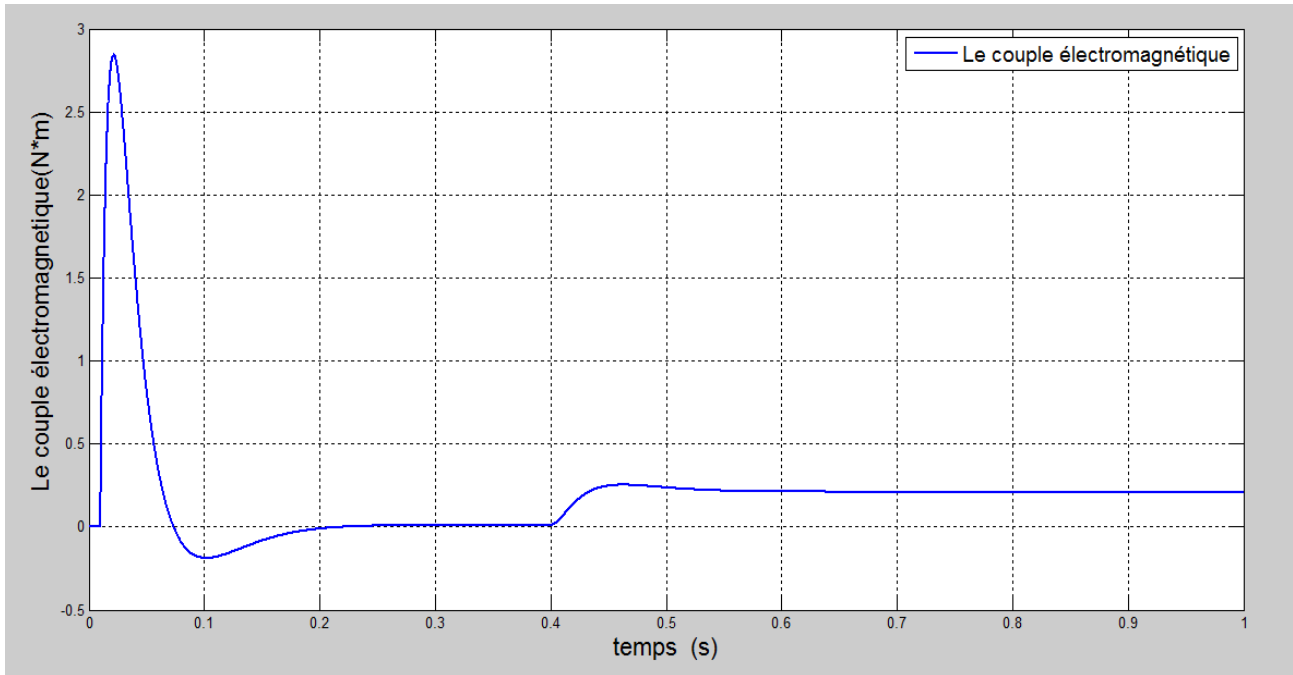


Figure I.14: Le couple électromagnétique C_{em}

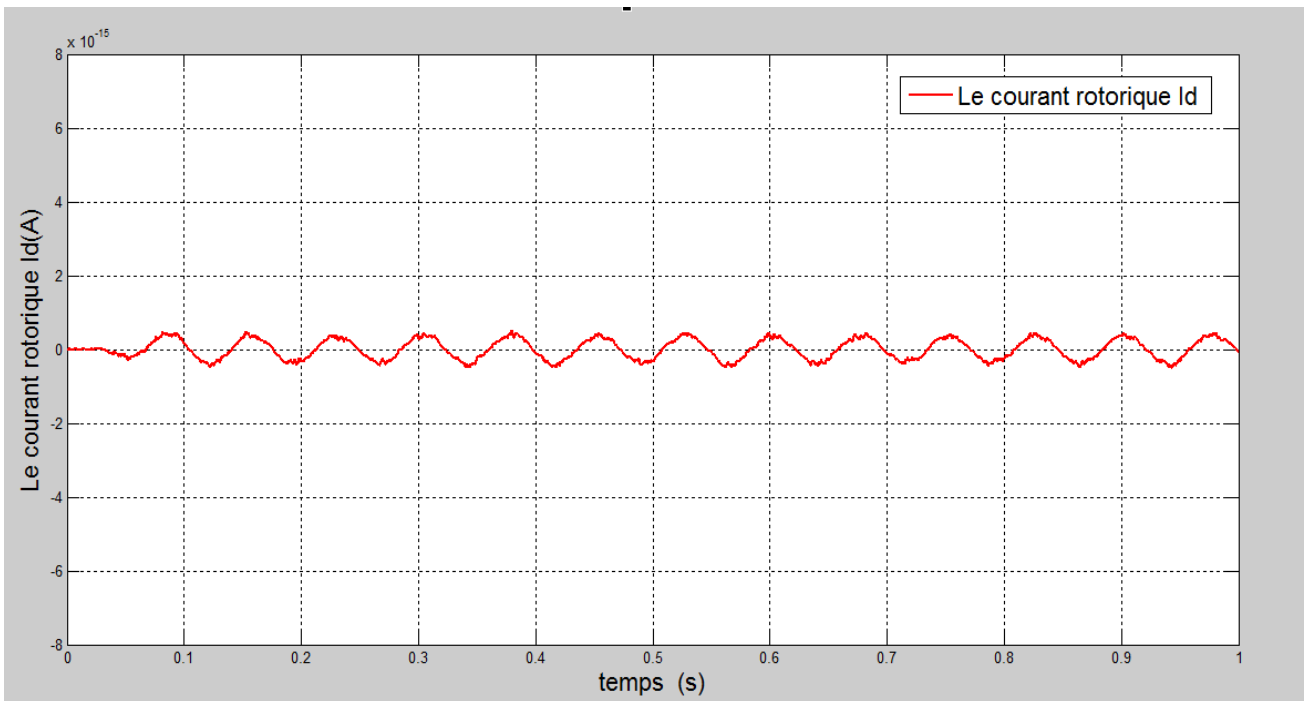


Figure I.15: Le courant d'axe direct (I_d)

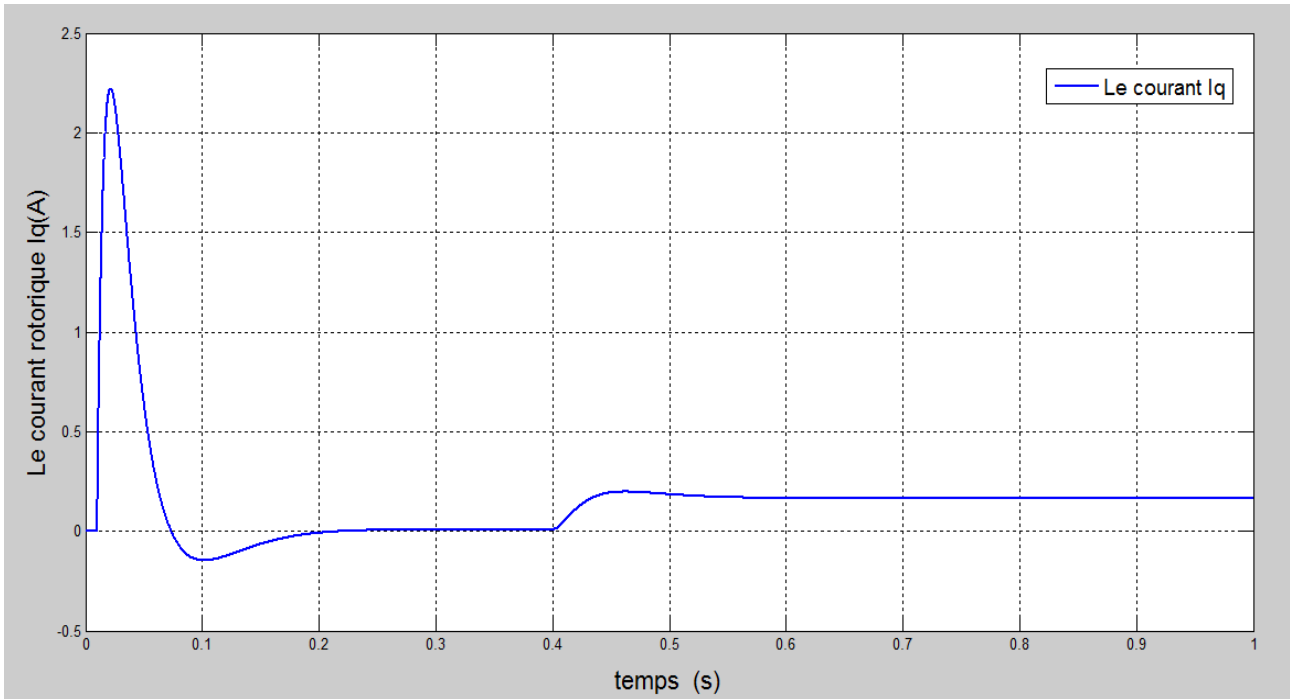


Figure I.16: Le courant d'axe quadrature (I_q)

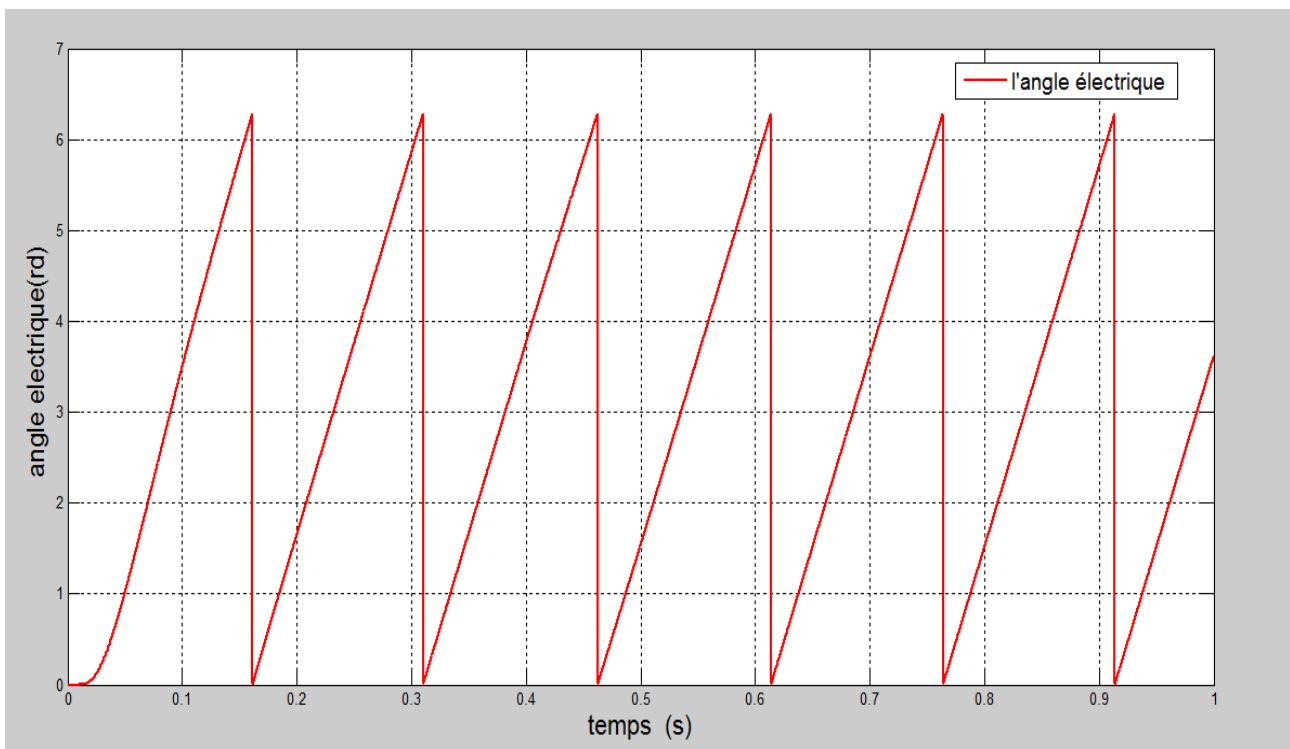


Figure I.17: La position électrique (θ_r)

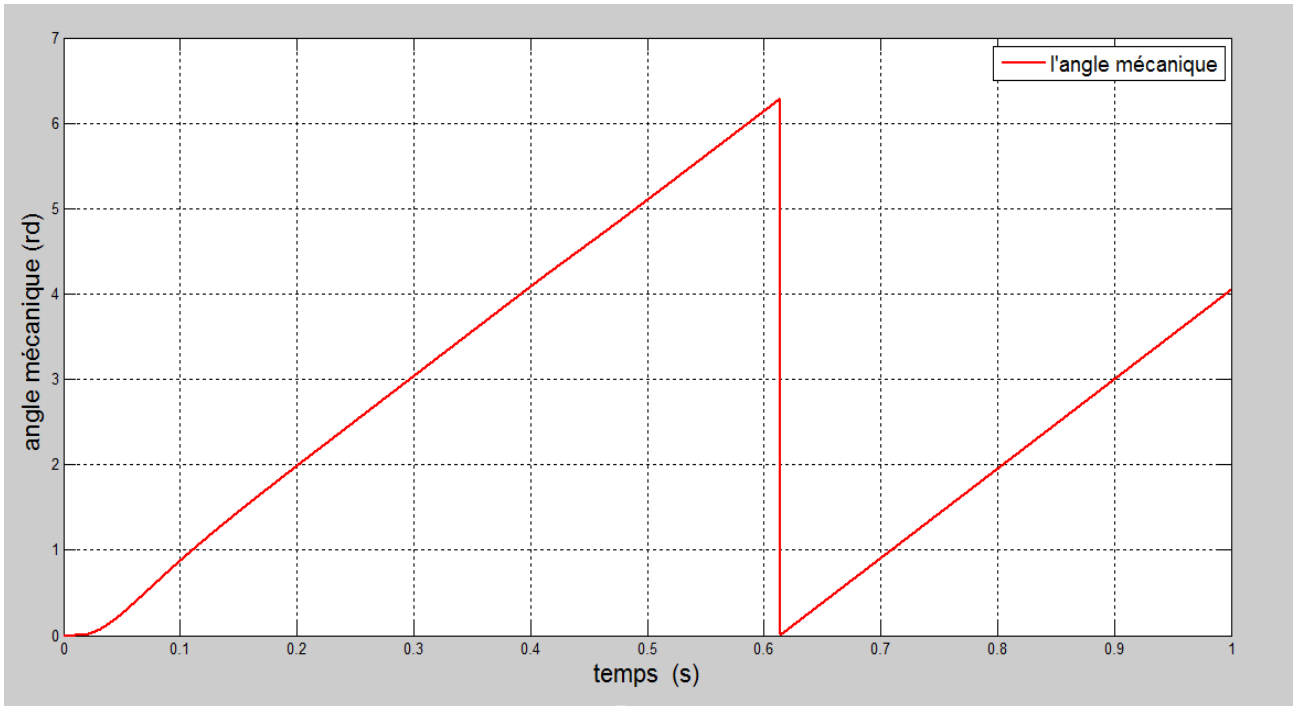


Figure I.18: Position mécanique (θ_m)

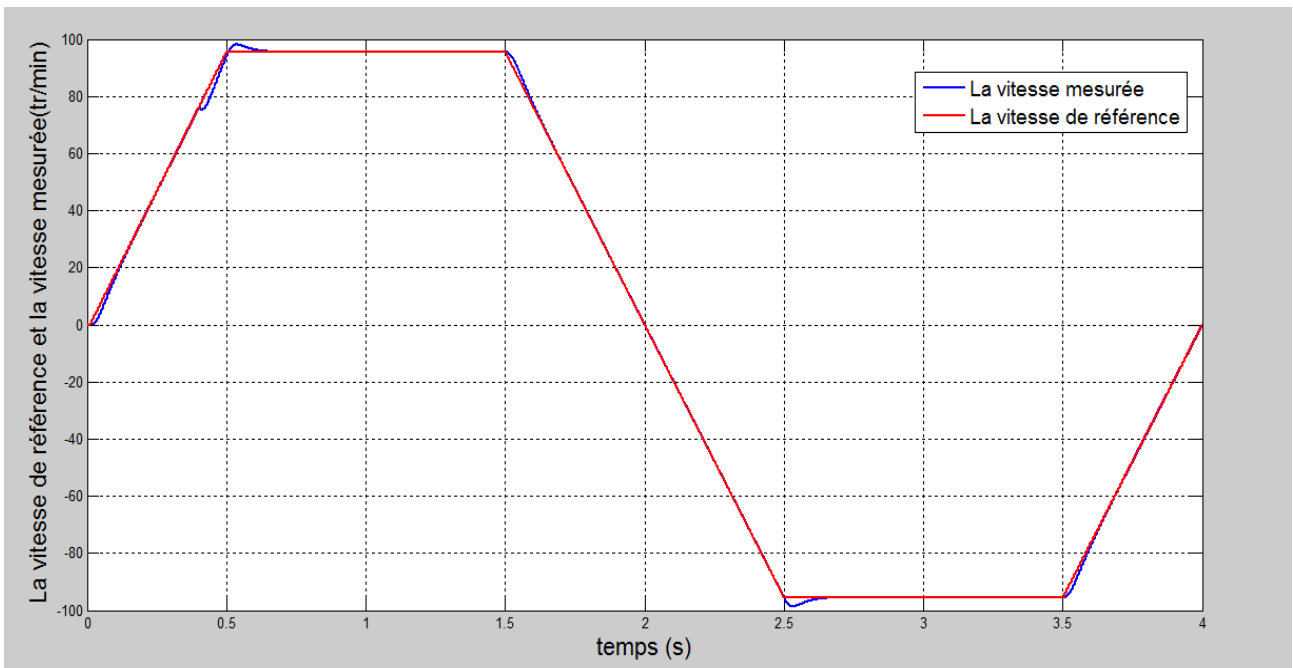


Figure I.19: La réponse de la vitesse à un test Benchmark.

I.14 Interprétation des résultats

Lorsqu'on applique un échelon de vitesse de 100tr/min on remarque que la forme de la vitesse mesurée à un dépassement de la valeur maximal égal 22% à l'instant 0.08s. Quand on applique un échelon de couple résistant de 0.2N.m à l'instant 0.4s la vitesse mesurée va diminuer puis reprend rapidement sa valeur de consigne (voir figure I.13)

Avec cet essai, on note le suivi de la trajectoire de vitesse, le rejet de la perturbation de couple ainsi que le bon asservissement des deux courants I_d et I_q .

I.15 Conclusion

Au début de ce chapitre, on a présenté la classification des machines synchrones. En suite, on a fait une description de la machine synchrone à aimants permanents; ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'application. Par la suite on a présenté le modèle dynamique triphasé de la machine synchrone à aimants permanents et on a aussi défini ses différents modèles dans les différents repères (le repères d'axes fixe(abc), le repère d'axes tournant (d, q) et le repère d'axes $(\alpha\beta)$). On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient linéaire, plus simple et facile à étudier. On a présenté aussi dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP. Les correcteurs de courants et de la vitesse ont été présentés et testés en simulation en utilisant le profil de vitesse et de couple donné par le Benchmark "Commande sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents".

II.1 Introduction

Les différentes applications industrielles des variateurs synchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent, leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leur commande. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques captés. De plus, ils manifestent une sensibilité aux interférences extérieures et exigent une maintenance très coûteuse. D'un autre côté, certaines grandeurs internes d'une machine ne sont pas mesurables directement (flux, couple résistant). Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient l'un des critères les plus importants dans de nombreuses applications [20], [27]. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur des observateurs qui dépendent du modèle de la machine synchrone et des f.c.e.m. C'est pour cette raison que ces techniques échouent à se substituer aux capteurs de position dans le domaine des basses vitesses. D'autres recherches reposent sur l'estimation de la position du rotor à partir des grandeurs électriques statoriques du moteur tels que les courants ou les tensions de phases et aussi aux saillances de la machine. Puisque ces saillances sont, en général, dues à la saturation (créée par le flux principal) ou à la variation de l'entrefer, des informations sur la position du flux principal ou du rotor peuvent être obtenues. Si elles se basent sur l'alimentation fondamentale de la machine, ces techniques échouent également à basse vitesse et à l'arrêt. La troisième partie des méthodes proposées est celle qui se base sur l'estimation de la position des saillances via une excitation supplémentaire à haute fréquence indépendante de l'alimentation fondamentale de la machine. Ces techniques promettent de donner de meilleurs résultats dans le domaine des basses vitesses y compris à l'arrêt [28], [29].

II.2 Les différents capteurs de position et de vitesse

Il existe quatre types de capteurs de position telle que [4]:

- Les résolveurs.
- Les codeurs incrémentaux.
- Les codeurs absolus.

- Les génératrices tachymétriques.

II.2.1 Le résolveur

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 [4].

II.2.1.1 Avantages et inconvénients du résolveur

II.2.1.1.1 Avantages

- ✓ Exécution robuste.
- ✓ Insensible aux vibrations et à la variation de la température.
- ✓ Ce type de capteur est bien adapté aux commandes purement analogiques.
- ✓ Montage sur un moteur possible.

II.2.1.1.2 Inconvénients

- ✓ Limitation au niveau de la vitesse et de l'accélération maximale permise.
- ✓ Temps de réponse relativement élevé à cause du traitement numérique.
- ✓ Prix relativement élevé.

II.2.2 Les codeurs incrémentaux

Les codeurs incrémentaux sont destinés à des applications de positionnement et de contrôle de déplacement d'un mobile par comptage / décomptage des impulsions qu'ils délivrent [4].

II.2.2.1 Avantages et inconvénients des codeurs incrémentaux

II.2.2.1.1 Avantages [4]

- ✓ Large choix de résolutions, formes et interfaces.
- ✓ Très grande résolution possible.
- ✓ Montage sur un moteur possible.

II.2.2.1.2 Inconvénients

- ✓ Ils sont sensibles aux coupures de réseau : chaque coupure du courant peut faire perdre la position réelle du mobile à l'unité de traitement. Il faudra alors procéder à la réinitialisation du système automatisé.
- ✓ Ils sont sensibles aux parasites en ligne, un parasite peut être comptabilisé par le système de traitement comme une impulsion délivrée par le codeur.

- ✓ Les fréquences des signaux étant généralement élevées, il faudra vérifier que le système de traitement soit assez rapide pour prendre en compte tous les incréments (impulsions) délivrés par le codeur. Le non comptage d'une impulsion induit une erreur de position qui ne peut être corrigée que par la lecture du top zéro.

II.2.3 Codeurs absolus

Les codeurs absolus sont destinés à des applications de contrôle de déplacement et de positionnement d'un mobile. Rotatifs, ils fonctionnent de manière similaire aux capteurs incrémentaux mais s'en distinguent par la nature du disque [4].

II.2.3.1 Avantages et inconvénients des codeurs absolus

II.2.3.1.1 Avantages

- ✓ Ils sont insensibles aux coupures de réseau : la position du mobile est détenue dans un code qui est envoyé en parallèle au système de traitement.
- ✓ L'information de position est donc disponible dès la mise sous tension.
- ✓ Si le système de traitement « saute » une information de position délivrée par le codeur, la position réelle du mobile ne sera pas perdue car elle restera valide à la lecture suivante.

II.2.3.1.2 Inconvénients

- ✓ Ils sont de conception électrique et mécanique plus complexe d'où leur coût plus élevé qu'un codeur incrémental.
- ✓ Les informations de position sont délivrées « en parallèle » ; son utilisation mobilisera donc un nombre important d'entrées du système de traitement.

II.2.4 Mesure de la vitesse avec la Génératrice Tachymétrique

La génératrice tachymétrique est une petite génératrice à courant continu fonctionnant à vide. Elle délivre donc une tension proportionnelle à la vitesse de rotation :

$$E_g = k_g \cdot \Omega_g \quad (\text{II.1})$$

II.2.4.1 Avantages et inconvénients de la Génératrice Tachymétrique

II.2.4.1.1 Avantages

On peut citer :

- ✓ indépendance de l'alimentation par le circuit de bord.
- ✓ Précise à haute vitesse.

II.2.4.1.2 Inconvénients

Parmi ces inconvénients on peut citer :

- ✓ Moins précise à basse vitesse.

II.3 Concepts d'estimateur et d'observateur

II.3.1 Estimateurs

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours du fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure II.1 [20], [30].

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur au travers d'une matrice de gain de correction K_{obs} , c'est ce qu'on entend par observateur.

II.3.2 Observateurs

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K_{obs} pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Figure(II.1) [20], [30].

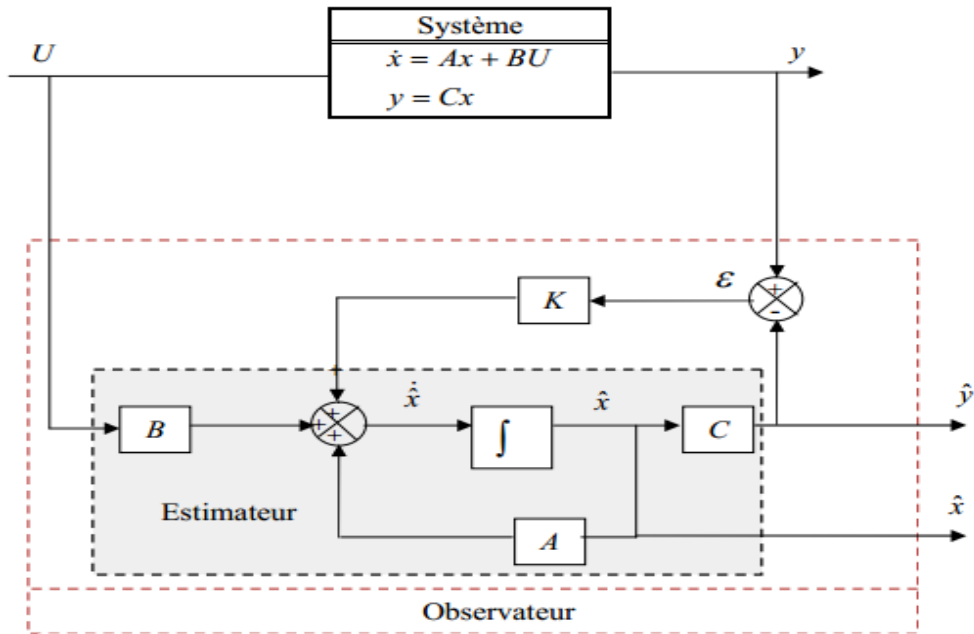


Figure II.1: Schéma bloc d'un observateur.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessus, représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur,
- Un vecteur d'état x constitué des grandeurs à observer,
- Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (tensions, courants). La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [27]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\epsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (II.2) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite.

II.3.2.1 Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et enfin de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit). En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [26], [30]:

II.3.2.1.1 Observateurs pour les systèmes linéaires

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A " du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

II.3.2.1.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- ✓ des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapunov,
- ✓ des observateurs à structure variables (modes glissants),
- ✓ des observateurs à grand gain.

En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles [27] :

II.3.2.1.3 Observateurs d'ordre complet

Les observateurs d'ordre complet (4 pour la machine symétrique) qui donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long.

II.3.2.1.4 Observateurs d'ordre réduit

Les observateurs d'ordre réduit (2 pour la machine symétrique) obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

En fin, en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [31] :

- ✓ Observateurs de type déterministes,
- ✓ Observateurs de type stochastiques.

II.3.2.1.5 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 [32], [33], [34], [35], ce dernier 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 [28], [36]. 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 [28].
- 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 [28].
- Cette méthode étant basée sur le même modèle d'observateurs de flux, elle reste sensible aux variations des paramètres [28].
- 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 [28].

II.4 Estimation de la position sans capteur mécanique par les méthodes basées sur la saillance magnétique

Les techniques reposent sur le phénomène de la saillance [23]. La saillance est définie comme toute anisotropie vue du stator qu'elle soit d'origine électrique ou magnétique. Elles peuvent être dues aux imprécisions de construction (comme l'excentricité), l'existence des encoches rotoriques et le phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances.

Ces méthodes se basent principalement sur l'injection de signaux de tensions ou de courants à haute fréquence (HF) dans les phases de la machine synchrone et exploitent les

signaux qui y sont induits pour détecter la position du rotor. Certains algorithmes injectent périodiquement des signaux de tension au moteur [37] et évaluent son inductance statorique pendant un court instant ce qui les rend insensibles à la variation des paramètres et aux bruits de mesure. En outre, en raison de l'échantillonnage du signal injecté, une méthode de compensation, telle que le filtre de Kalman, doit être utilisée.

La méthode d'injection de signaux de tension fluctuants à haute fréquence montre une bonne performance dans la région des basses vitesses et à l'arrêt sous des contraintes de charge. Cependant, elle n'est employée que dans le cas du moteur synchrone à aimants internes (IPM).

Enfin l'utilisation de cette catégorie de méthodes en vitesses élevées n'est pas souhaitable car les signaux HF injectés superposés à l'alimentation de la machine engendrent un couple parasite pouvant dégrader les performances de l'entraînement [37].

De grandes actions de recherche sont menées dans le but de développer une stratégie fiable et peu coûteuse pour la commande sans capteur des machines synchrones. De telles techniques dites "sensorless", sont généralement basées sur une estimation de la position du rotor à partir des grandeurs électriques statoriques du moteur telles que les courants ou les tensions de phases [37].

II.5 Estimation de la position des saillances basée sur un modèle non linéaire de la machine

Cuzner et al. ont proposé ce qu'ils ont appelé un modèle de codeur magnétique. Ce modèle est un observateur en boucle fermée basé sur la modélisation de toutes les saillances présentes dans la machine [28]. L'erreur entre la sortie de cet observateur et les tensions et courants de la machine force l'estimation de la position du rotor ou du flux à converger vers les valeurs correctes. Un inconvénient majeur de cette technique exige une identification détaillée de chaque machine ce qui devient difficile dans le cas de saillances parasites.

II.6 Estimation de la position des saillances basée sur la méthode INFORM

Le principe de la méthode INFORM (INdirect Flux detection by Online Reactance Measurement) proposée est l'estimation de la position du flux, du rotor ou de sa vitesse en utilisant des saillances dues à la saturation ou aux encoches rotoriques ouvertes [28], [38]. En appliquant des impulsions périodiques de tension sur une courte durée aux bornes de la machine et en étudiant la variation du courant statorique, la position du flux, la position du

rotor ou sa vitesse peuvent être estimées. La méthode INFORM a deux avantages sur les autres :

- Le fait d'appliquer un signal de test indépendant du fondamental rend l'algorithme d'estimation opérationnel dans le domaine des basses vitesses, là où les autres méthodes échouent.
- Elle est indépendante des paramètres de la machine. Par contre, le fait de remplacer le fondamental par le signal de test et vis versa perturbe la boucle de régulation du courant. Ceci rend l'estimation de nature discrète.

II.7 Estimation de la position des saillances à partir de la phase de la tension

En étudiant les effets des saillances sur la phase de la composante homopolaire de la tension, la position du rotor ou du flux peut être estimée. La composante homopolaire est obtenue en connectant le neutre d'une machine connectée en étoile. Ensuite, la fréquence de la composante homopolaire de la tension est calculée par un test de passage par zéro ou par une boucle à verrouillage de phase. Cette fréquence nous donne des informations relatives à la position du rotor si les saillances présentes dans la machine sont dues aux encoches rotoriques. Dans le cas où les effets de saillances sont dus à la saturation, nous obtenons des informations relatives à la position du flux dans l'entrefer. Un des inconvénients des méthodes basées sur la saturation, est la nécessité de sursaturer la machine dans les conditions normales d'opération, chose que l'on évite de faire habituellement. Pour l'estimation de la position du rotor comme pour la position du flux, cette technique ne dépend pas des paramètres de la machine. Néanmoins, elle, comme celles mentionnées auparavant, dépend de l'excitation fondamentale de la machine. Donc, à basse vitesse et à l'arrêt, la séparation spectrale et le niveau du signal, indispensables pour faire fonctionner l'algorithme d'estimation, sont insuffisants [28].

II.8 Estimation de la position des saillances par l'injection d'un signal à haute fréquence

En analysant toutes les techniques d'estimation de la position du flux, du rotor ou de la vitesse que nous avons discutées, nous trouvons que pour avoir une estimation sans capteur robuste, trois conditions doivent être validées [10]:

- Une excitation permanente indépendante de l'excitation fondamentale est nécessaire pour avoir une estimation dans le domaine des basses vitesses y compris à vitesse nulle.

- L'algorithme d'estimation doit être basé sur des saillances modélisables dépendantes de la position du rotor ou de celle du flux afin d'avoir une estimation indépendante des paramètres de la machine synchrone.
- Un traitement de signal robuste est indispensable pour extraire la position du rotor ou du flux (ou bien encore d'extraire la vitesse) en ligne et avec le moins de perturbations.

Une technique qui valide ces trois conditions a été proposée dans [28]. Cette technique, dont le schéma de principe est présenté sur la figure (II.2), est basée sur l'injection d'un signal à haute fréquence dans la machine superposé au signal fondamental d'alimentation de la machine. Si la machine présente des saillances, le signal résultant de l'injection contient des informations sur la position du rotor ou du flux.

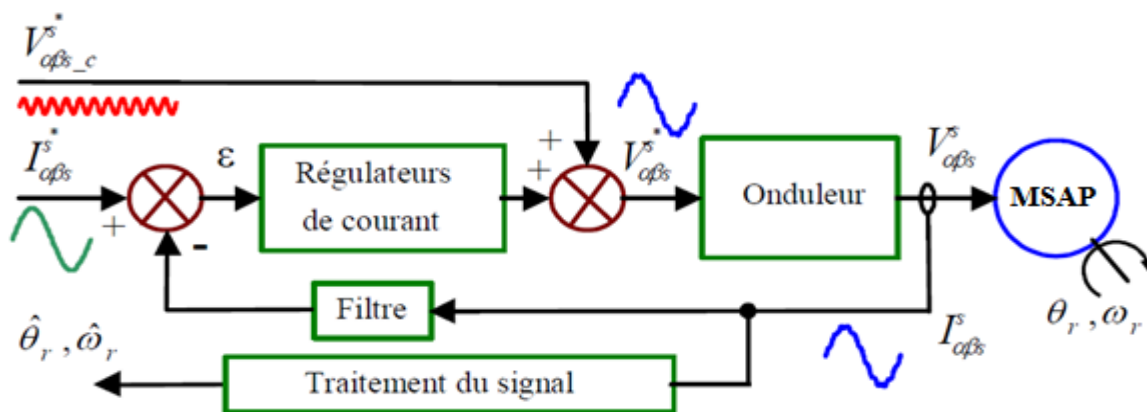


Figure II.2: Schéma du principe de la méthode d'estimation de la position du rotor par l'injection d'un signal à haute fréquence.

II.9 Excitation par un signal à haute fréquence

Le signal à haute fréquence que l'on injecte peut être de différentes formes : salves périodiques de tension, courant à haute fréquence, tension à haute fréquence qui peut être un signal rotatif ou un signal impulsionnel. Cette tension injectée est ajoutée à la tension calculée par les régulateurs de courants (figure II.2). En effet, il suffit d'ajouter les tensions V_{abc_c} du signal à haute fréquence aux tensions V_{abc} à la sortie des régulateurs de courants. Ensuite, la tension résultante est appliquée aux bornes de la machine via un onduleur commandé en MLI. L'interaction entre la tension à haute fréquence et la saillance présente dans la machine produit un courant triphasé contenant des informations sur la position du rotor.

II.9.1 Injection des salves périodiques de tension

Deux façons d'injecter des salves périodiques de tension ont été proposées. Dans la première méthode, une salve de courte durée est, tout d'abord, superposée à la tension statorique $V_{\alpha s}^s$ ensuite, et après un quart de période de l'alimentation fondamentale, une autre salve est superposée à la tension statorique $V_{\beta s}^s$ (figure II.3.a). Alors les salves seront appliquées sur une des deux phases toutes les demi-périodes de l'alimentation fondamentale. Ensuite, les courants statoriques sont analysés tous les quarts de la période de l'alimentation fondamentale afin d'en extraire la position du rotor [28].

Pour diminuer la nature discrète de la première méthode, une autre méthode d'injection des salves a été développée. La seule différence entre les deux méthodes c'est la période de salve. Dans cette méthode une salve est appliquée sur la tension statorique $V_{\alpha s}^s$, pour une période égale au quart de la période de l'alimentation fondamentale. Ensuite, une autre salve est appliquée sur la tension statorique $V_{\beta s}^s$, pour la même période et ainsi de suite (figure II.3.b). La position du rotor peut être estimée, en analysant les courants statoriques [29], [28].

Vu la nature discrète de ces méthodes d'injection, l'estimation sera de nature discrète également. D'autre part, le fait d'injecter et d'arrêter l'injection du signal demande une dynamique rapide pour extraire le signal exploitable sans le perturber par la dynamique des filtres.

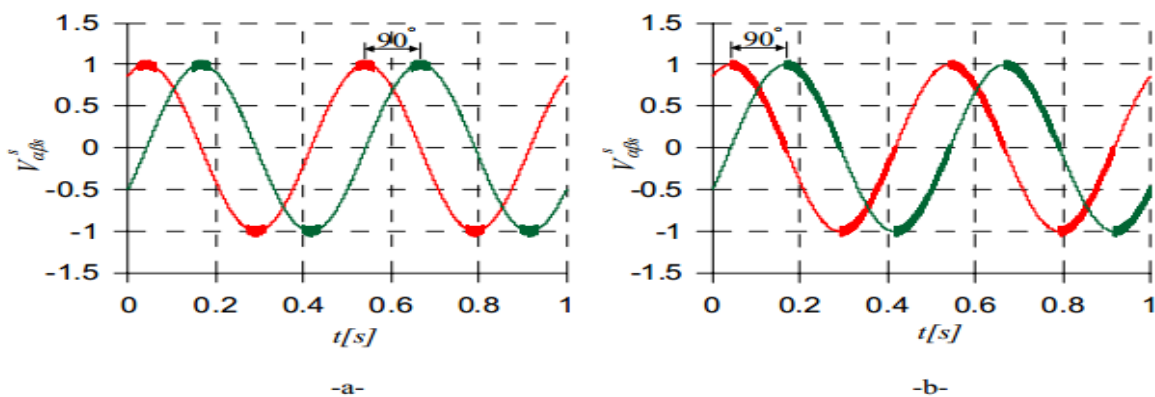


Figure II.3.:a) Injection des salves périodiques de tension pour une courte durée.

b) Injection des salves périodiques de tension pour une longue durée

Pour éviter ces perturbations, nous préférons, au cours de ce travail, injecter un signal de nature continue.

II.9.2 Injection d'un courant à haute fréquence dans la machine

Le schéma général de cette méthode est montré sur la figure (II.4). Un courant à haute fréquence triphasé d'amplitude I_c et de fréquence ω_c est ajouté aux entrées des régulateurs de courant dans un schéma de commande vectorielle. L'interaction entre le courant à haute fréquence et les saillances dans la machine, produit une tension triphasée contenant des informations sur la position du rotor [28], [29].

$$I_{\alpha\beta s_c}^{s*} = I_c e^{j\omega_c t} \quad (\text{II.3})$$

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.

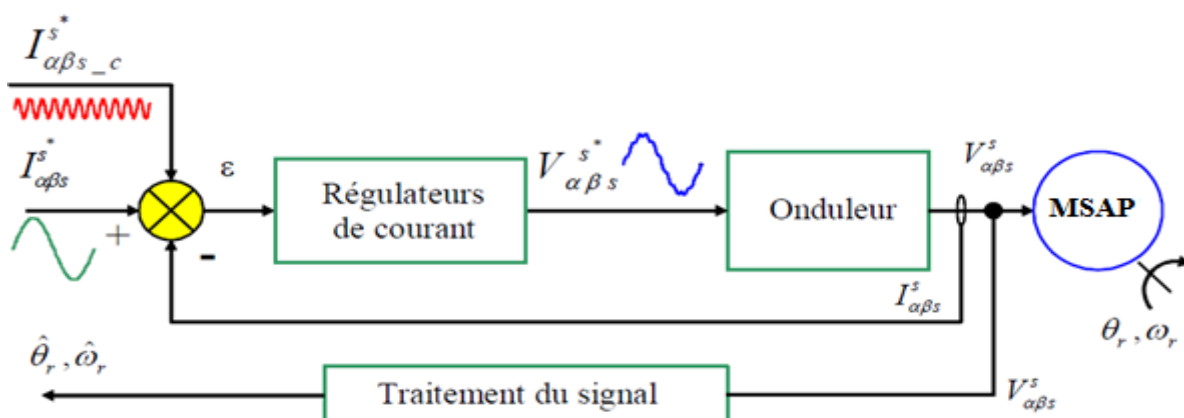


Figure II.4: Estimation de la position du rotor par l'injection du courant à haute fréquence.

II.9.3 Injection d'une tension à haute fréquence dans la machine

Ils existent plusieurs formes de tension à injecter, la forme la plus simple du signal injecté est une tension sinusoïdale triphasée équilibrée d'amplitude V_{-c} et de pulsation ω_{-c} , donnée par l'équation (II.4). 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 $V_{\alpha\beta s_{-c}}^s$ équation (II.4) du signal à haute fréquence aux tensions $V_{\alpha\beta s}^s$ de l'alimentation fondamentale de la machine des régulateurs de courant. Ensuite, la tension résultante est appliquée aux bornes de la machine synchrone via un onduleur (figure II.2) [23].

$$V_{\alpha\beta s_{-c}}^s = V_{-c} \begin{pmatrix} -\sin \omega_{-c} t \\ \cos \omega_{-c} t \end{pmatrix} = V_{-c} e^{j(\omega_{-c} t + \frac{\pi}{2})} \quad (\text{II.4})$$

II.10 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 [23]:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha_{-c}} \\ V_{\beta_{-c}} \end{bmatrix} = \left(R_s I_2 + \frac{dL_{\alpha\beta}}{dt}(\theta_r) \right) \begin{bmatrix} I_{\alpha_{-c}} \\ I_{\beta_{-c}} \end{bmatrix} + L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha_{-c}} \\ I_{\beta_{-c}} \end{bmatrix} \approx L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha_{-c}} \\ I_{\beta_{-c}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$_{-c} = \text{HF}$: 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 .

Ainsi le courant à haute fréquence peut être déduit par l'expression II.6 :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_{-c}} \\ I_{\beta_{-c}} \end{bmatrix} = \frac{V_{-c}}{\omega_{-c}(L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} L \cos(\theta_{-c}) + \Delta L \cos(2\theta_r - \theta_{-c}) \\ L \sin(\theta_{-c}) + \Delta L \sin(2\theta_r - \theta_{-c}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

θ_H : représente l'angle entre la tension à haute fréquence injectée et l'axe de repère statique

Le courant $I_{\alpha\beta_{-c}} = I_{\alpha_{-c}} + jI_{\beta_{-c}}$ résulte de l'injection de la tension de haute fréquence qui peut s'écrire par :

$$I_{\alpha\beta} \approx I_{-cp} e^{j(\omega_c t)} + I_{-cn} e^{j(-\omega_c t + 2\theta_r)} + I_{\alpha\beta f} \quad (\text{II.7})$$

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

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

Nous remarquons que ce courant 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, 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.

II.11 Résultats de simulation :

Nous avons simulé la commande sans capteur par injection d'un signal de haute fréquence d'amplitude de 10V et d'une fréquence de 1000Hz et nous avons obtenu les résultats des figures suivantes :

Pour différentes valeurs des inductances directes et en quadrature. $L_d = L_q = 4.8\text{mH}$,
 $L_d = 4.8\text{mH}$; $L_q = 3.1\text{mH}$ et $L_d = 4.8\text{mH}$; $L_q = 4.1\text{mH}$

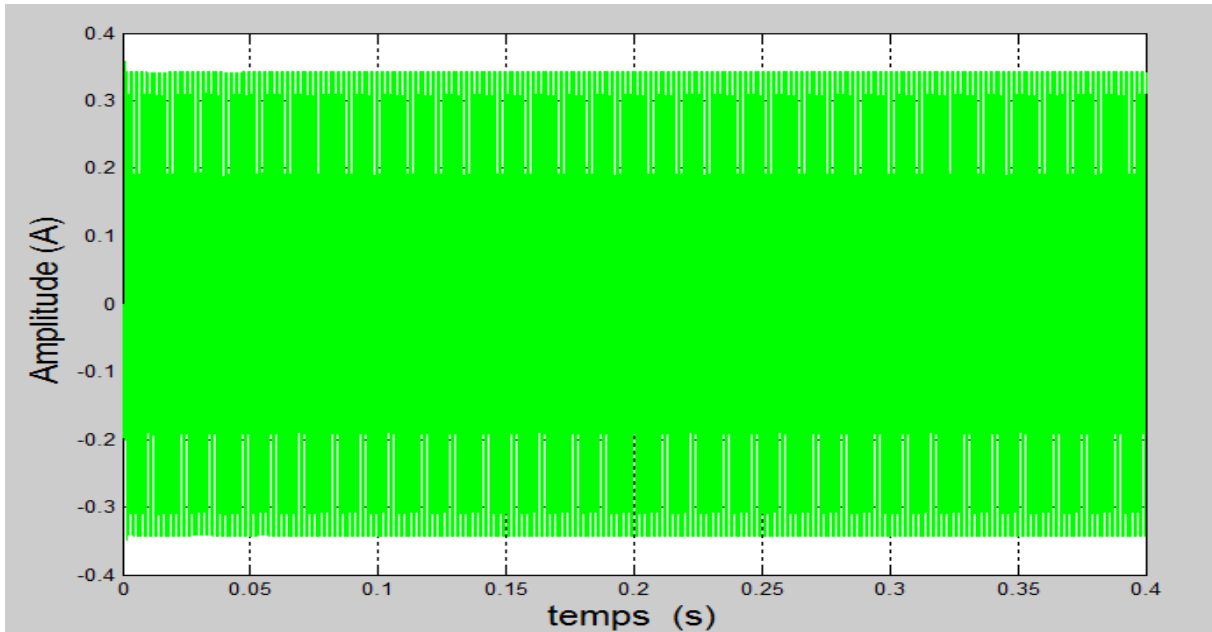


Figure II.5: La variation du courant haute fréquence ($I_{\alpha\beta}$) lorsque $L_d = L_q = 4.8\text{mH}$

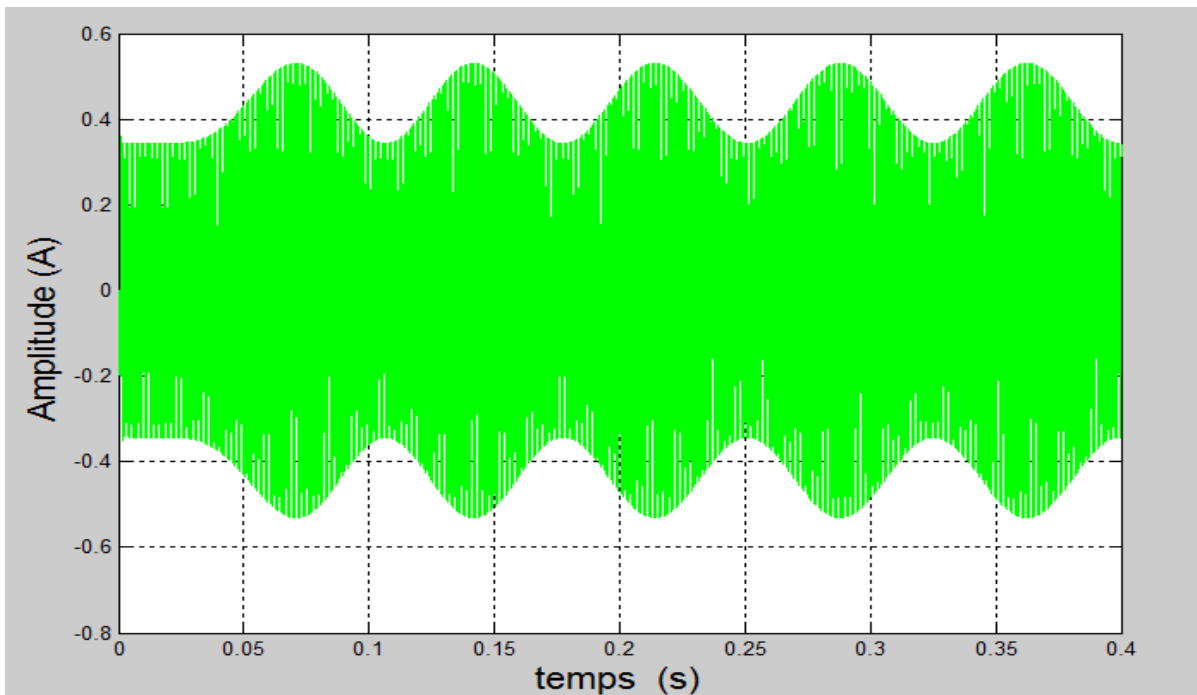
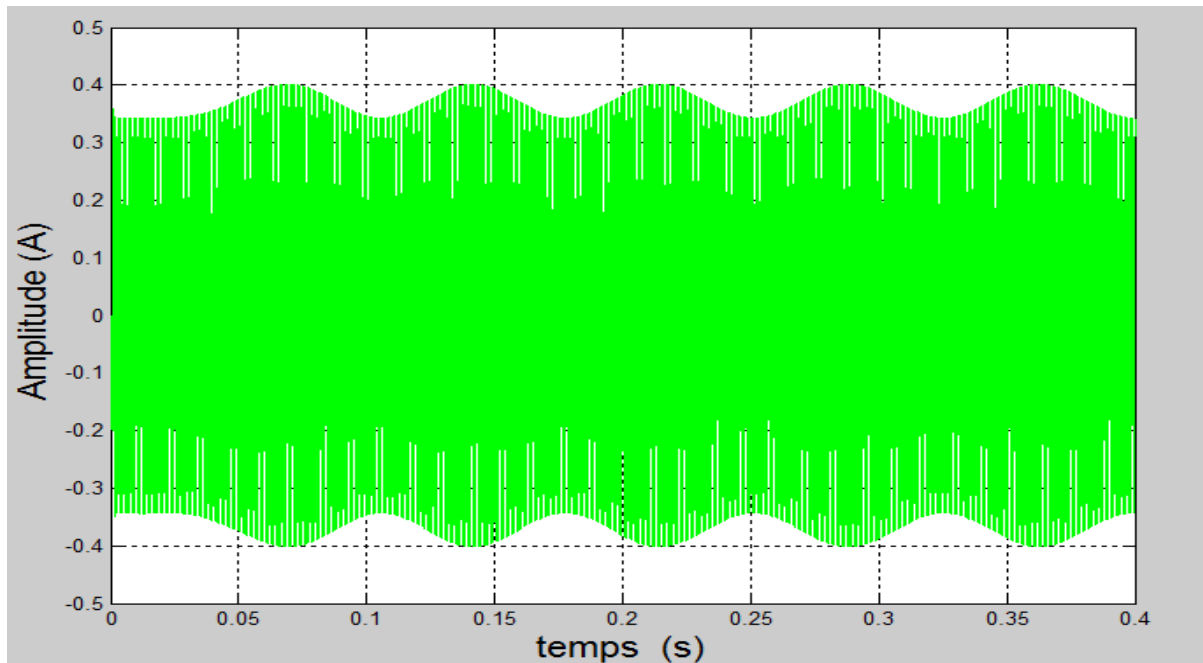


Figure II.6: La variation du courant haute fréquence ($I_{\alpha\beta}$) lorsque $L_d = 4.8\text{mH}$;
 $L_q = 3.1\text{mH}$



**Figure II.7: La variation du courant haute fréquence ($I_{\alpha\beta}$) lorsque $L_d = 4.8\text{mH}$;
 $L_q = 4.1\text{mH}$**

II.12 Interprétation des résultats :

Nous remarquons que quand $L_d = L_q$ (cas d'une machine à pôles lisses) le courant haute fréquence n'est pas modulé par la position rotorique (figure II.5) par contre lorsque $L_d \neq L_q$ le courant haute fréquence est modulé par la position rotorique (figure II.7), plus la différence entre les deux inductances est importante meilleure est la perception de la modulation (figure II.6).

II.13 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté quatre capteurs de position avec leurs avantages et leurs inconvénients et par la suite nous avons défini les différentes méthodes d'estimation de la position rotorique de la MSAP sans capteur mécanique, à savoir les observateurs et les méthodes par injection de signal de haute fréquence. Nous avons ensuite présenté une étude théorique des méthodes d'excitation supplémentaires de la machine par un signal à haute fréquence. Nous avons montré qu'un courant de haute fréquence résulte de cette injection qui contient l'information sur la position du rotor ainsi un traitement de signal adéquat est nécessaire pour l'extraction de la position rotorique.

III.1 Introduction

L'injection d'une tension de haute fréquence rotationnelle directe ou inverse à la machine synchrone à aimants permanents présentant des saillances, permet d'avoir un courant de haute fréquence dont sa composante négative contient des informations sur la position du rotor (équation II.7). En plus des deux composantes du courant à haute fréquence, le courant de la machine mesuré contient d'autres composantes à savoir : la composante fondamentale et des composantes harmoniques qui sont dues à la commutation des composants semi-conducteurs de l'onduleur. L'extraction de la position du rotor à partir de cette mesure nécessite l'élimination de ces différents termes perturbateurs. Cela peut se faire à l'aide de différentes techniques. On trouve dans la littérature quatre stratégies pour l'extraction de la séquence négative du courant à haute fréquence. Elles sont présentées de la manière suivante [23]:

III.2 Méthodes d'extraction de la séquence négative du courant

III.2.1 Extraction des composantes inverses par filtrage adaptatif et FFT

Quand une tension est appliquée à une machine asynchrone ou synchrone présentant des saillances, un courant contenant des fréquences dépendantes de la position des saillances sera induit. Certains travaux de recherche proposent d'isoler ces fréquences en adoptant un filtrage adaptatif et une transformée de Fourier rapide, ou par un filtre adaptatif prédictif. Ces techniques sont appliquées pour estimer la position des saillances dues aux encoches rotorique et statorique. Un grand nombre d'encoches rotoriques par pôle donne une large séparation spectrale entre la fréquence du fondamental et celle de la saillance [28].

L'avantage de cette technique est son indépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. La seule connaissance requise est le rang d'harmoniques de la saillance à "traquer". Ce nombre ne varie pas avec les différentes conditions de fonctionnement de la machine. Cette technique est limitée pour les raisons suivantes :

- Temps de calcul prohibitif en plus de la nécessité d'avoir un grand nombre de points pour effectuer la FFT.
- Estimation discrète de la vitesse dépendant de la résolution de la FFT.
- Dans le domaine des basses vitesses, la séparation spectrale entre la fréquence du fondamental et celle de la saillance se réduit jusqu'à devenir nulle à l'arrêt.

III.2.2 Extraction de la composante négative par un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe-haut

Cette structure est constituée d'un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe-haut. Le filtre passe bande, dont la bande passante est choisie autour de la fréquence du signal à haute fréquence, permet d'éliminer la composante fondamentale. Quant au filtre synchrone passe haut, il isole la composante négative du courant à HF. Ce filtre exploite la conséquence de rotation des deux vecteurs de courant à HF dans deux directions différentes. En effet, il a pour principe le transfert du vecteur courant à haute fréquence dans un référentiel en rotation synchrone avec la fréquence de la tension haute fréquence injectée. Ce passage permet de transformer la séquence positive du courant à HF en une composante continue facile à éliminer à l'aide d'un filtre passe haut. Ensuite, une transformation inverse est appliquée à la composante résultante pour transférer à nouveau le signal dans le repère statorique.

Le schéma d'extraction de la séquence négative du courant à haute fréquence par cette méthode est présenté par la figure (III.1).

Malgré la facilité d'implantation de cette structure, elle présente un inconvénient qui réside dans le degré du filtre passe haut à employer. En effet, l'utilisation d'un filtre de 1^{er} ordre accroît le temps de réponse, et cette conséquence dégrade l'estimation de la position du rotor durant les transitoires [29].

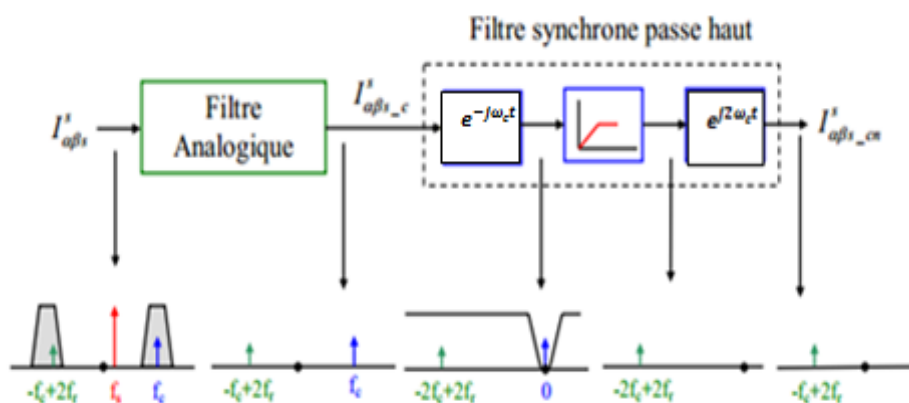


Figure III.1: Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre analogique suivi par un filtre synchrone passe haut.

III.2.3 Extraction de la composante négative par deux filtres synchrones passe-haut

Cette structure est caractérisée par l'utilisation de deux filtres synchrones passe-haut. Le premier élimine la composante fondamentale et le deuxième la composante positive.

Le courant mesuré de la machine est transféré, en premier lieu, dans le référentiel lié à la pulsation d'excitation (f_r), ce qui ramène la composante fondamentale à une fréquence nulle (elle devient une composante continue). Ensuite, à travers un filtre passe-haut, ce terme continu est éliminé. Le signal résultant de ce filtre est ramené dans un référentiel lié à la pulsation de la tension haute fréquence injectée (f_c), ce qui permet de transformer la séquence positive du courant à haute fréquence en une composante continue avant son élimination à travers un filtre passe haut. Par la suite, le signal est transféré vers un référentiel lié au champ statorique par la transformation inverse (figure III-2).

Cette structure de filtrage est facile à implanter numériquement et elle permet d'éliminer d'une façon efficace et totale la composante fondamentale et la séquence positive du courant à haute fréquence. Cependant, l'utilisation de filtre de 1^{er} ordre augmente le temps de réponse du système. D'autre part, cette topologie de filtrage présente une contrainte si le courant à filtrer contient d'autres composantes à savoir des termes harmoniques [29], [39].

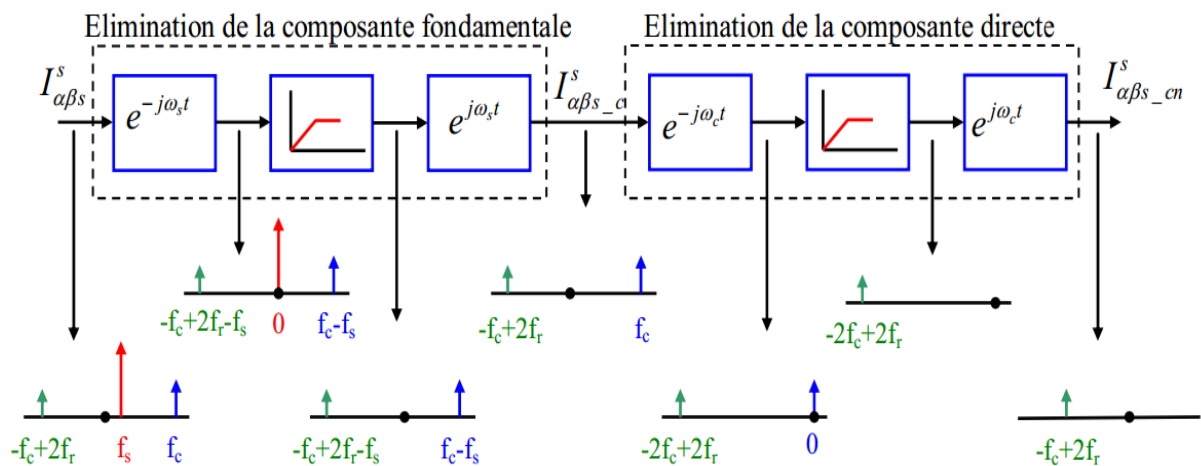


Figure III.2: Schéma d'extraction des composantes inverses par deux filtres synchrones passe haut.

III.2.4 Extraction de la composante négative par un filtre synchrone passe-bas

Pour faire face aux différentes contraintes rencontrées par les stratégies d'extraction précédentes, une autre technique a été mise au point. Celle-ci consiste à extraire la séquence négative du courant à haute fréquence par un filtre synchrone passe-bas [23].

Le principe de ce filtrage est le suivant : le courant mesuré est transféré, en premier lieu, dans un référentiel lié à la pulsation de la tension injectée à haute fréquence ($-f_c$). Ce changement de repère a pour conséquence de transférer la composante négative du courant à haute fréquence dans le domaine des basses fréquences et les composantes « fondamentale et

positive » passent en haute fréquence. Par la suite, un filtre passe bas est employé pour éliminer les termes « fondamentale et positive ».

Cette stratégie de filtrage est très efficace, elle élimine en une seule fois toutes les composantes inutiles à savoir la composante fondamentale, positive et harmonique dans le courant mesuré. Cependant, ce filtre introduit un déphasage important sur le signal filtré qu'il est possible de compenser.

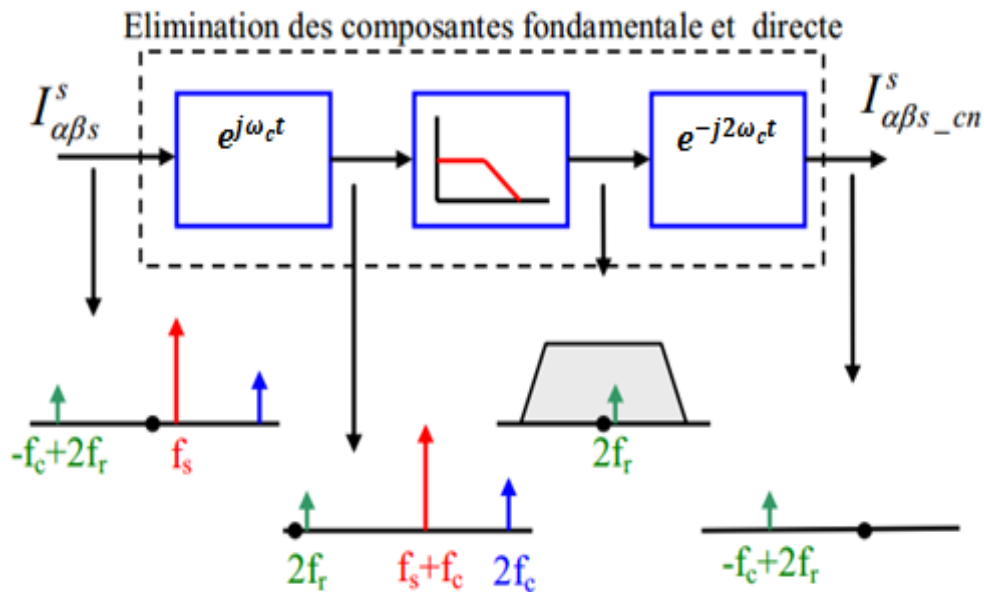


Figure III.3: Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre synchrone passe bas

III.3 Méthode d'extraction de la position rotorique par l'injection d'une tension rotationnelle de haute fréquence directe

Dans le chapitre II, le signal haute fréquence injecté est une tension directe (équation II.4), le courant statorique résultant est donné par l'équation (II.7), afin d'extraire la position rotorique. Nous avons utilisé la deuxième méthode qui est l'extraction de la composante négative par un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe-haut. Nous obtenons la composante utile qui contient l'information sur la position rotorique donnée par l'équation III.1 :

$$I_{\alpha\beta s_c}^{-\omega_c} = I_{cn} e^{-j(2\theta_r)} \quad \text{(III.1)}$$

L'équation III.1 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{\alpha\beta s_c}^{-\omega_c} = I_{\alpha\beta s_c}^{-\omega_c} \cos(2\theta_r) + jI_{\alpha\beta s_c}^{-\omega_c} \sin(2\theta_r) \quad (\text{III.2})$$

III.4 Estimation de la position du rotor

Pour estimer cette position on peut utiliser la fonction Arc tangente (Figure III.4). On peut extraire la position du rotor par:

$$2\theta_r = \arctan\left(\frac{I_{\beta_{nc}}^{-\omega_c}}{I_{\alpha_{nc}}^{-\omega_c}}\right) \quad (\text{III.3})$$

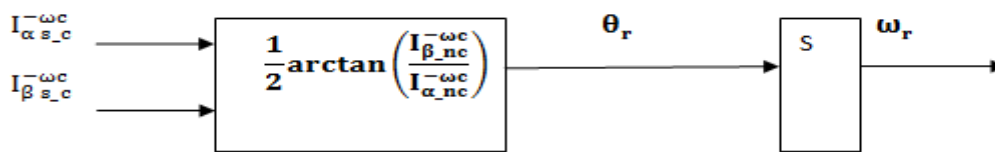


Figure III.4: Estimation de la position du rotor par la fonction arc tangente.

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.

III.5 Résultats de simulation de la tension directe

Nous avons simulé notre machine par l'injection d'une tension rotationnelle de haute fréquence directe pour différentes valeurs de la consigne de vitesse ($N = 10\text{tr/min}$, $N = 50\text{tr/min}$, $N = 100\text{tr/min}$) et on a obtenues les résultats suivants :

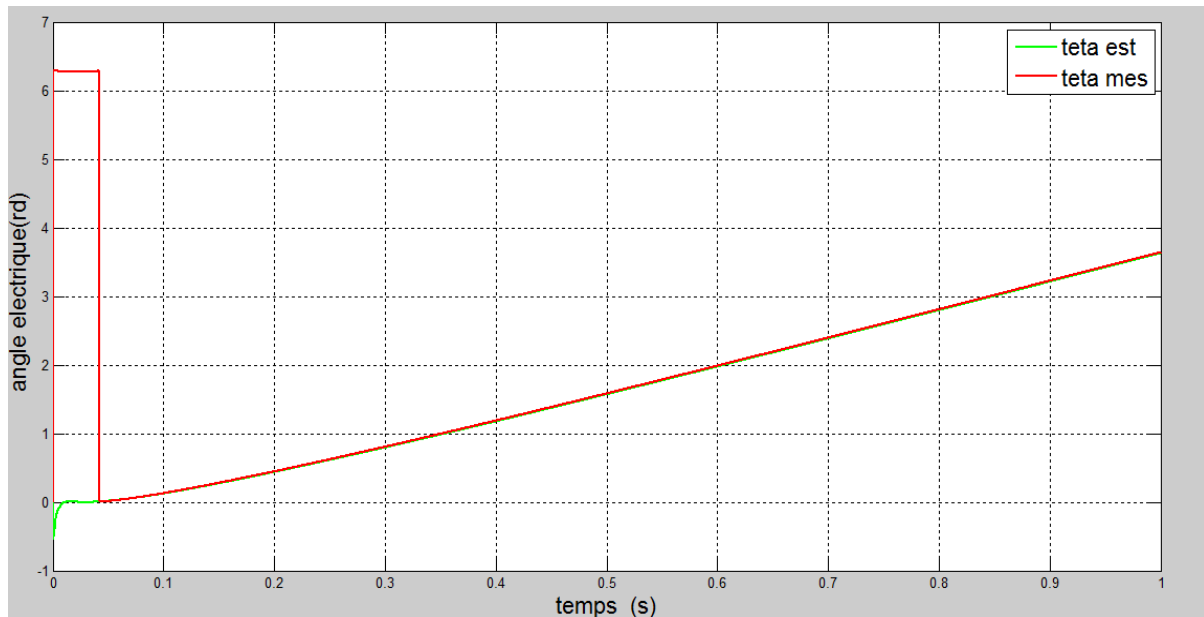


Figure III.5: La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée par la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 10\text{tr}/\text{min}$

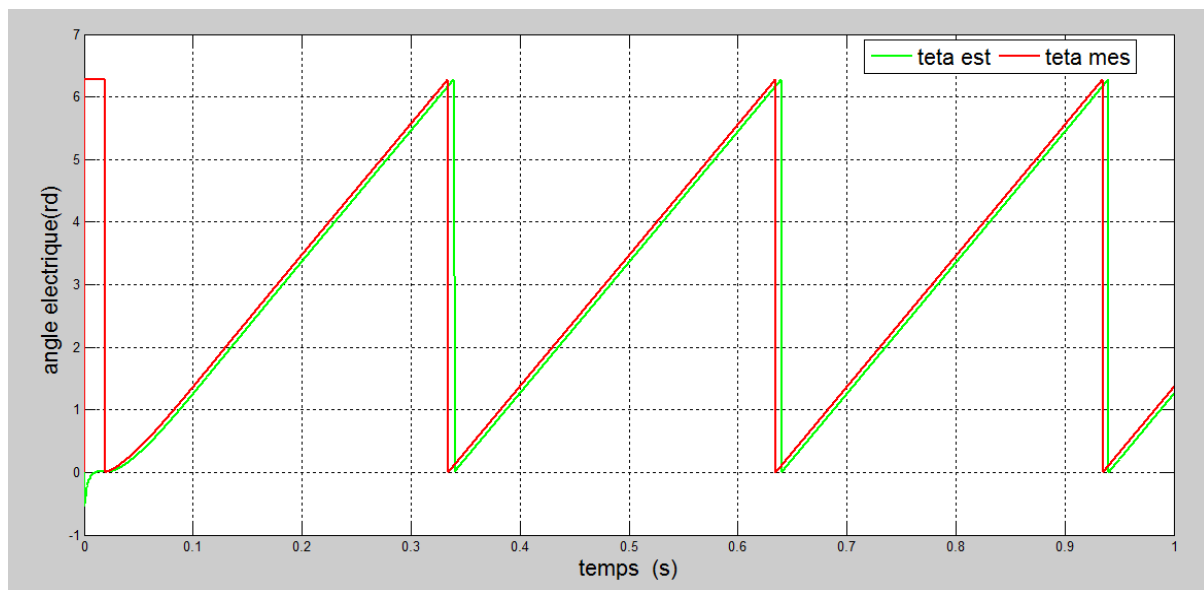


Figure III.6: La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée par la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 50\text{tr}/\text{min}$

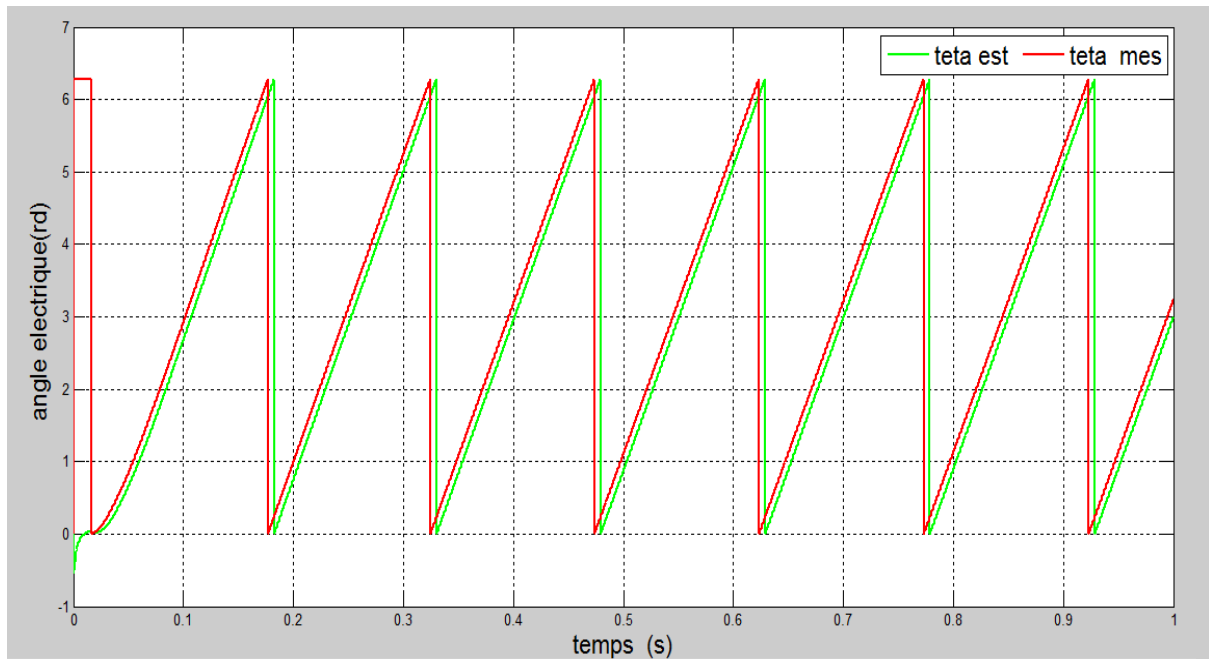


Figure III.7: La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée par la méthode directe pour une vitesse de référence $N = 100\text{tr}/\text{min}$

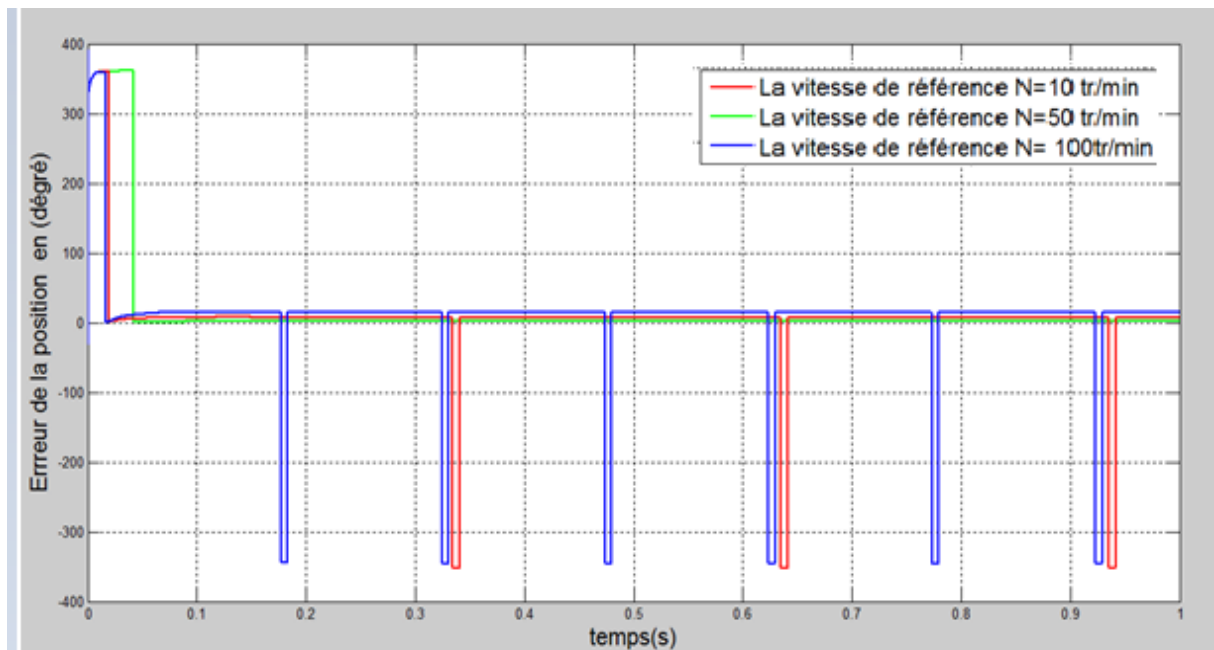


Figure III.8: Les erreurs de la position pour les différentes valeurs de la vitesse de référence $N = 10\text{tr}/\text{min}$, $N = 50\text{tr}/\text{min}$, $N = 100\text{tr}/\text{min}$

Zoom sur la figure (III.8)

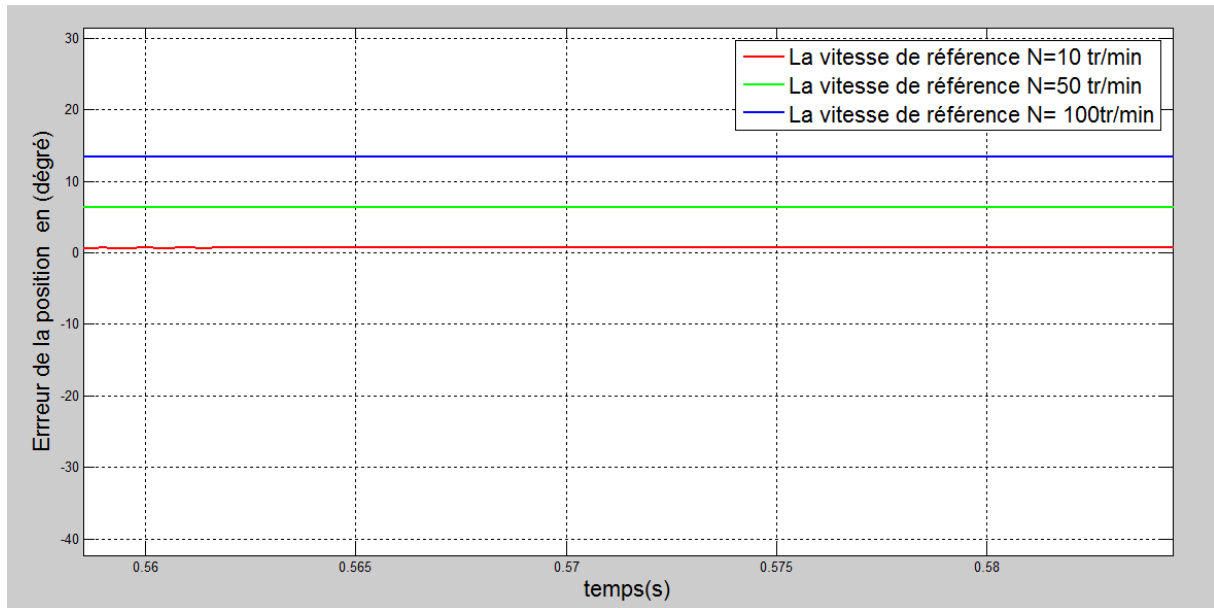


Figure III.9: Les erreurs de la position pour les différentes valeurs de la vitesse de référence $N = 10\text{tr}/\text{min}$, $N = 50\text{tr}/\text{min}$, $N = 100\text{tr}/\text{min}$ (zoomées)

III.6 Méthode d'extraction de la position rotorique par l'injection d'une tension rotationnelle de haute fréquence inverse

Cette méthode est basée sur l'injection d'un vecteur de tension de haute fréquence tournant dans le sens de rotation inverse au fondamental dont les coordonnées sont données par:

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta s_c}^s = V_{-c} \begin{pmatrix} \sin \omega_{-c} t \\ \cos \omega_{-c} t \end{pmatrix} = V_{-c} e^{j(-\omega_{-c} t + \frac{\pi}{2})} \quad (\text{III.4})$$

En remplaçant l'équation ci-dessus dans l'équation (II.5), nous pouvons écrire l'équation finale du courant induit de l'injection d'une tension inverse à haute fréquence sous la forme générale suivante :

$$I_{\alpha\beta} \approx I_{-cn} e^{-j(\omega_{-c} t)} + I_{-cp} e^{j(\omega_{-c} t + 2\theta_r)} + I_{\alpha\beta f} \quad (\text{III.5})$$

Nous remarquons que ce courant est composé de trois termes à savoir :

- Le premier terme est la composante négative qui est un vecteur tournant dans le même sens que la pulsation du signal injecté, 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 positive 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 composante positive de ce courant nous utilisons la même méthode que précédemment c'est-à-dire un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe haut selon la figure III.10 :

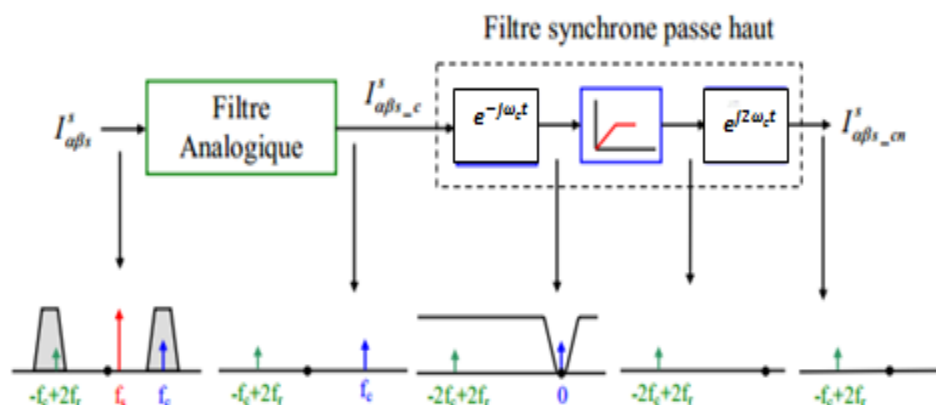


Figure III.10: Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre analogique suivi par un filtre synchrone passe haut.

Nous obtenons ainsi après ce traitement de signal la même équation III.1, et donc la position peut être estimée par la fonction arctangente2 définie précédemment

III.7 Résultats de simulation de la tension inverse

Nous avons simulé notre machine par l'injection d'une tension rotationnelle de haute fréquence directe pour les différentes valeurs de la consigne de vitesse ($N = 10\text{tr/min}$, $N = 50\text{tr/min}$, $N = 100\text{tr/min}$) et on a obtenu les résultats ci-après

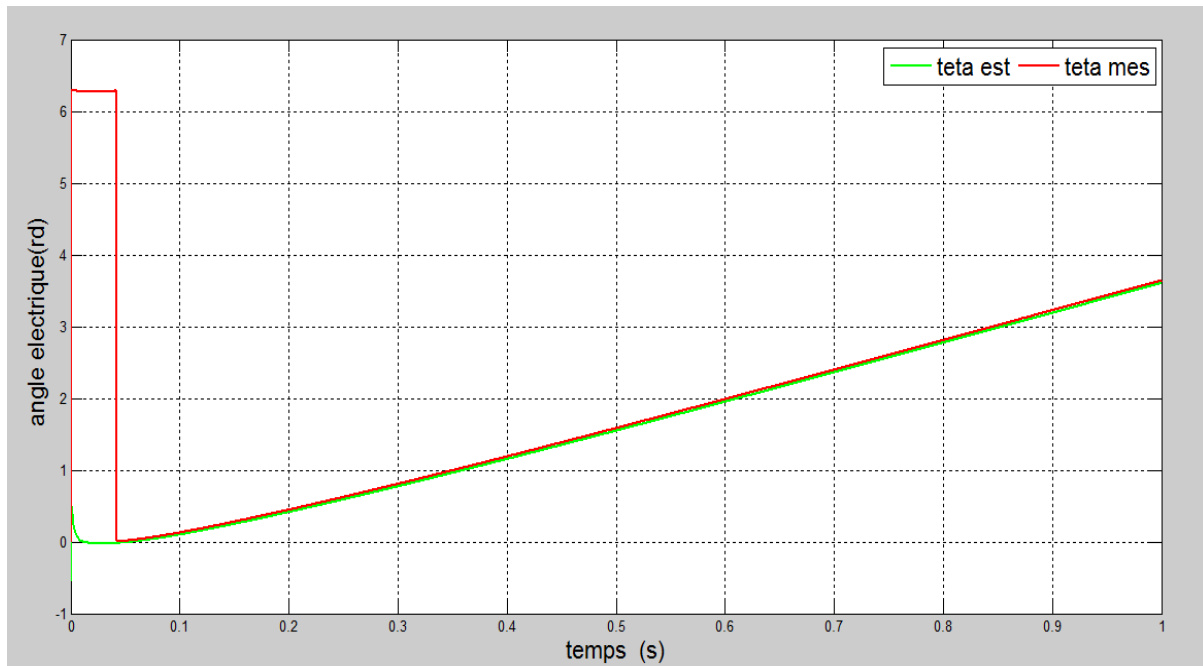


Figure III.11: La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée par la méthode inverse pour une vitesse de référence $N = 10\text{tr}/\text{min}$

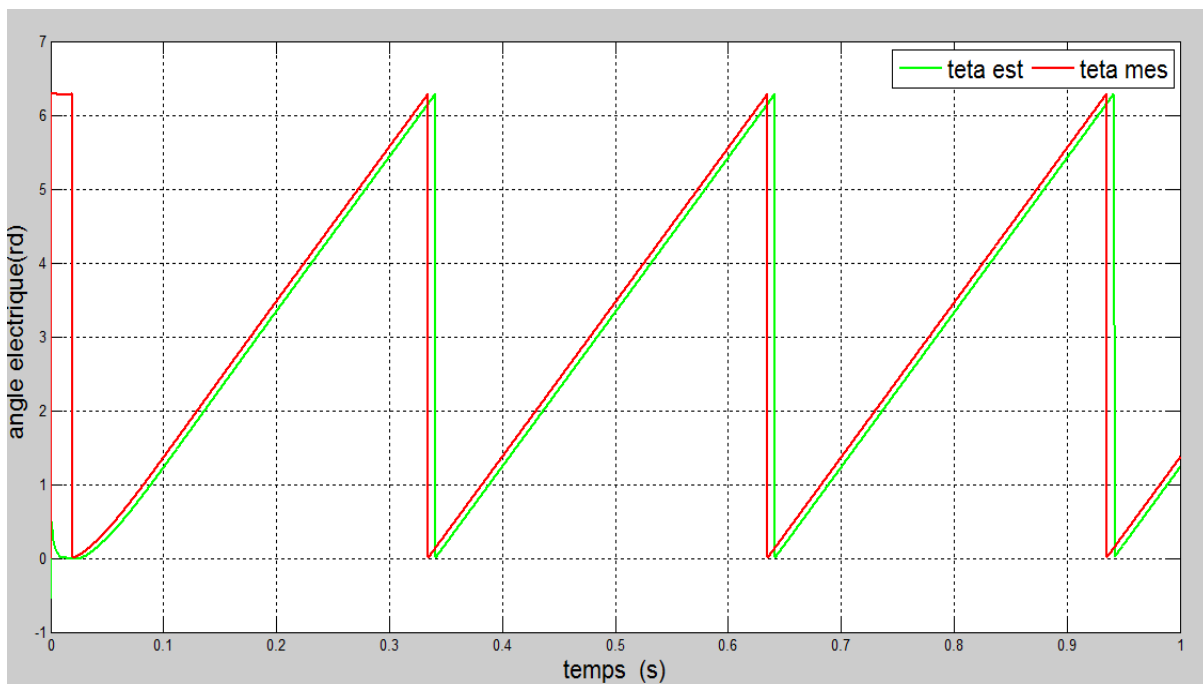


Figure III.12: La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée par la méthode inverse pour une vitesse de référence $N = 50\text{tr}/\text{min}$

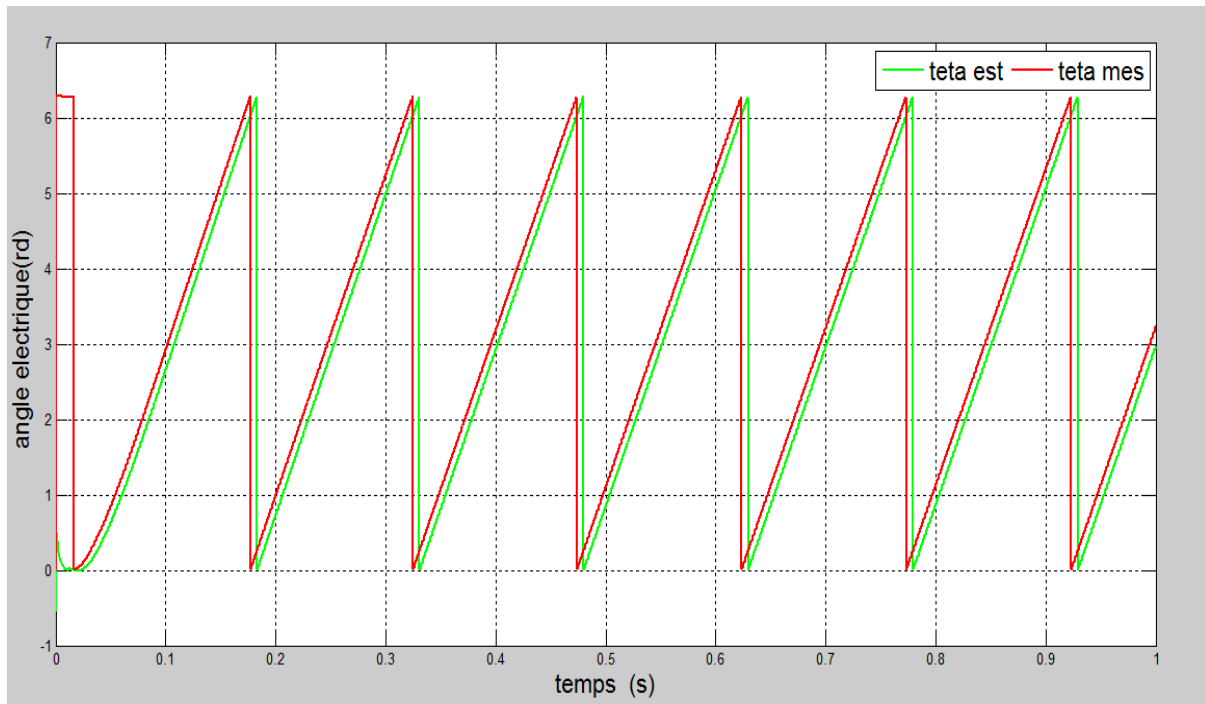


Figure III.13: La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée par la méthode inverse pour une vitesse de référence $N = 100\text{tr/min}$

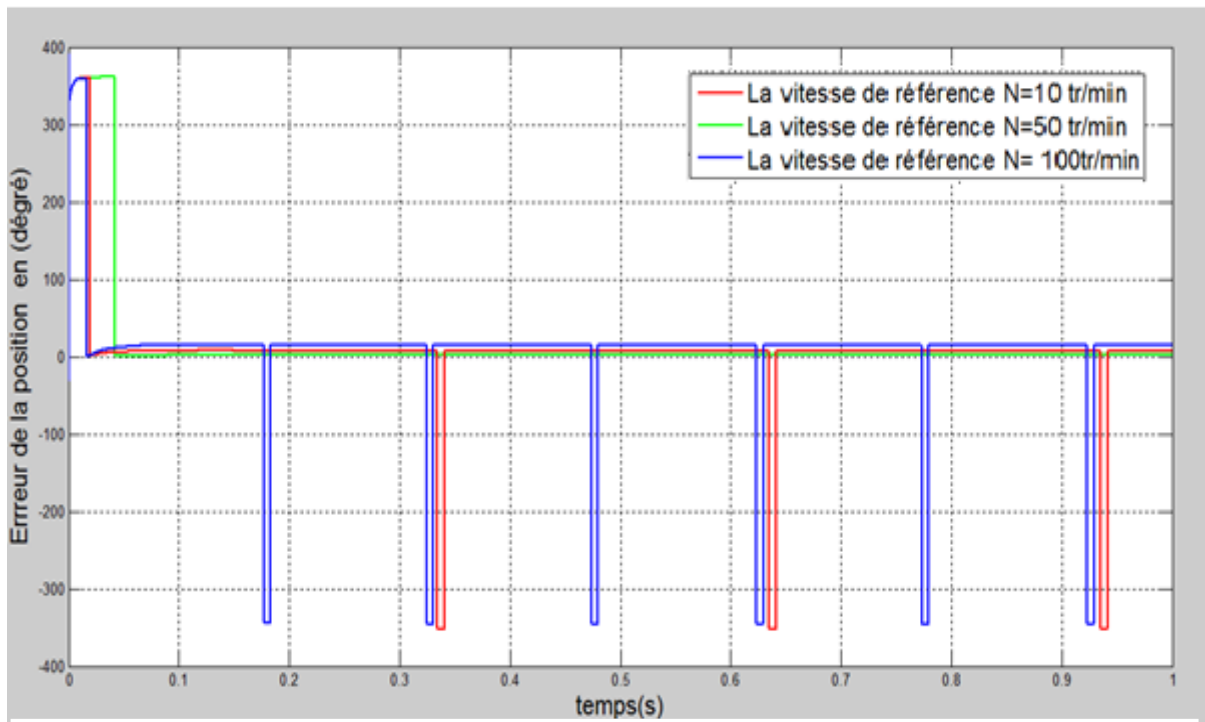


Figure III.14: Les erreurs de la position pour les différentes vitesses de référence $N = 10\text{tr/min}$, $N = 50\text{tr/min}$, $N = 100\text{tr/min}$

Zoom sur la figure (III.14)

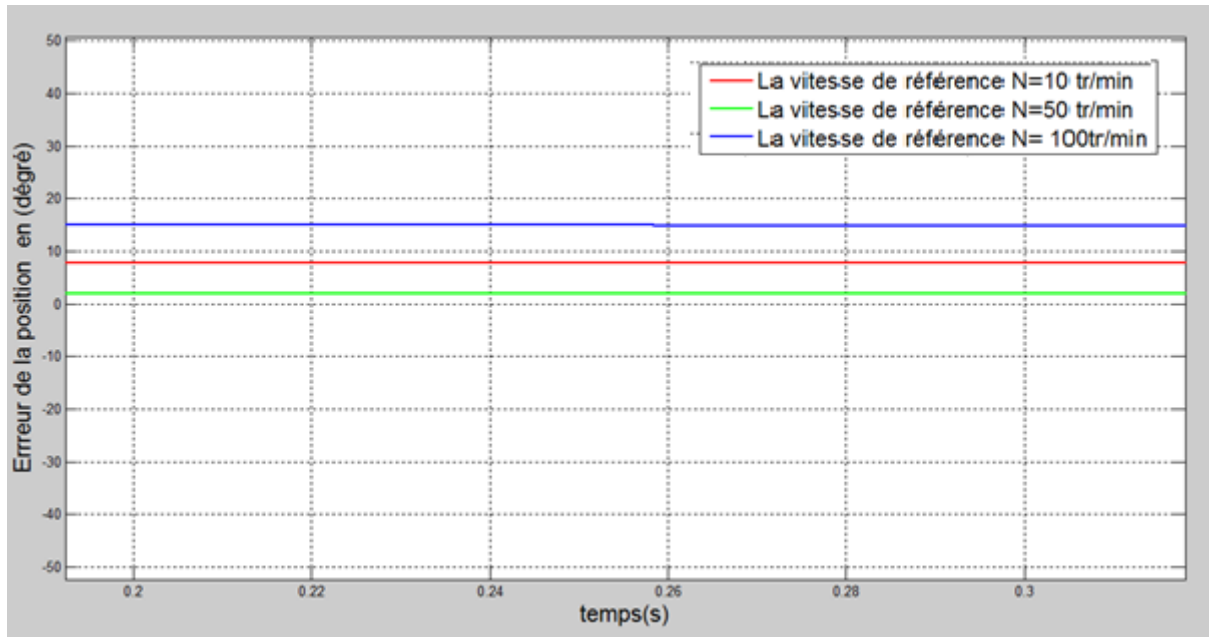


Figure III.15: Les erreurs de la position pour les différentes vitesses de référence $N = 10\text{tr/min}$, $N = 50\text{tr/min}$, $N = 100\text{tr/min}$ (Zoomées)

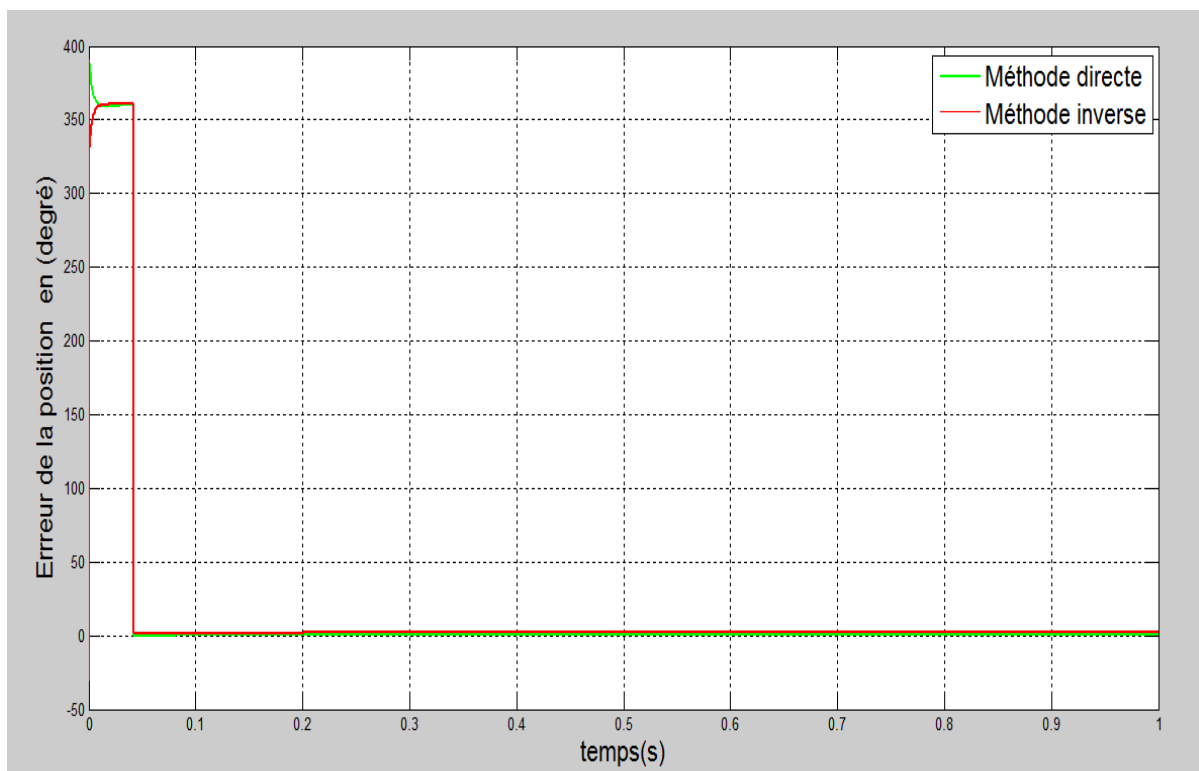


Figure III.16: Les erreurs de la position pour la vitesse de référence $N = 10\text{tr/min}$ pour les deux méthodes (directe et inverse).

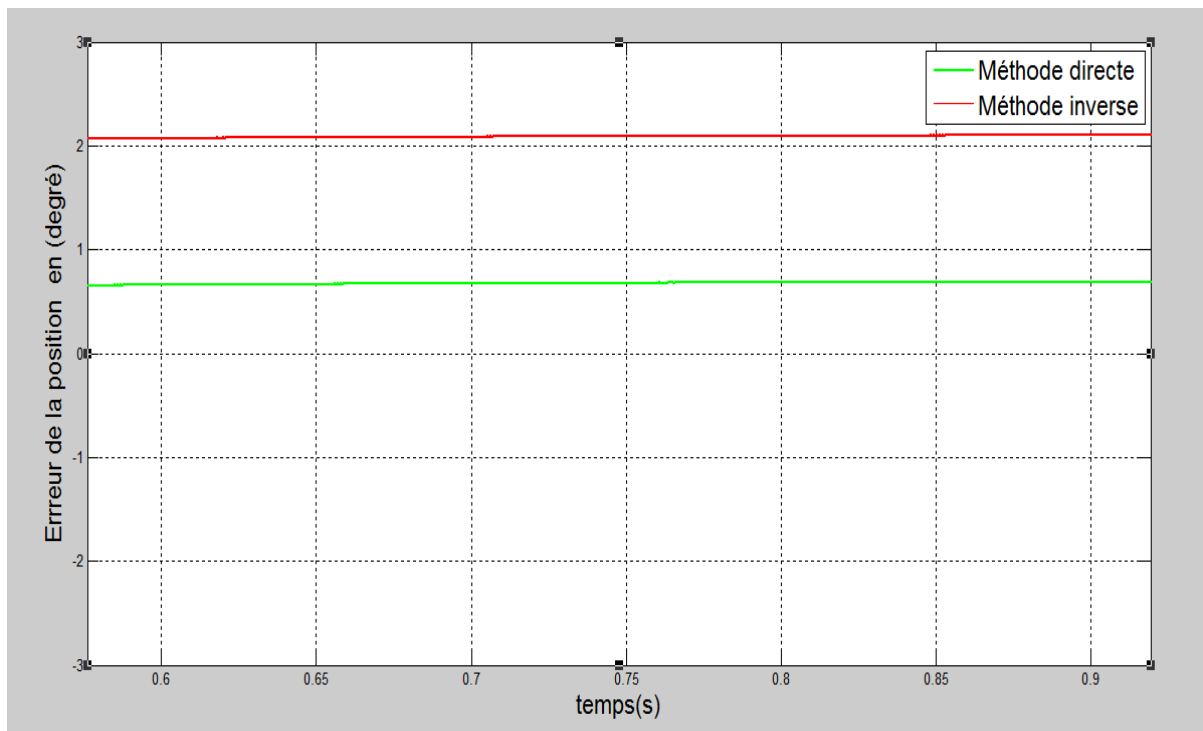


Figure III.17: Les erreurs de la position pour la vitesse de référence $N=10$ tr/min pour les deux méthodes indirect et direct (zoomé)

III.8 Interprétation des résultats

Nous constatons que l'erreur sur la position estimée augmente quand la vitesse augmente (figure III.9) pour la méthode directe et (figure III.15) pour la méthode inverse ce qui justifie que les deux méthodes d'estimation sans capteur de position par injection d'un signal à haute fréquence direct et inverse sont valables aux basses vitesses et à l'arrêt (figure III.17). Pour une référence de 10tr/min nous remarquons que la position estimée est très proche de la position mesurée.

La comparaison de l'erreur d'estimation de la position avec les deux formes de signaux injectés (direct et inverse) sont presque confondues.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux méthodes d'extraction de la position rotorique à partir du système à l'injection d'un signal rotationnel respectivement direct et inverse.

Les performances de ces deux méthodes d'extraction sont par simulation numérique.

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants. L'objectif fixé au début qui est l'injection de deux formes de signaux haute fréquence à savoir une tension directe et une tension inverse est atteint.

Dans un premier temps nous avons présenté les différents types des machines à aimants permanents selon la présence ou non de la saillance ainsi que ses différents modèles dans les différents repères.

Ensuite nous avons abordé les différentes méthodes sans capteur mécanique pour l'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP, la technique d'estimation par injection d'un signal haute fréquence est étudiée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Deux formes de signaux hautes fréquence sont alors injectées au stator de la machine : un vecteur de tension directe et un vecteur de tension inverse.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'influence de l'importance de la saillance sur la composante haute fréquence du courant statorique celle qui est modulée avec la position rotorique.

L'erreur d'estimation de la position augmente avec l'accroissement de la vitesse de consigne, ceci confirme que la méthode d'injection est valable à basse vitesse.

L'injection d'une tension rotationnelle directe ou inverse induit un courant de haute fréquence qui contient deux composantes : une composante directe qui tourne dans le même sens que la tension injectée (appelée composante positive) et une composante inverse qui tourne dans le sens inverse de la tension injectée (composante négative). L'information sur la position est donnée par la composante négative dans le premier cas et par la composante positive dans le deuxième cas. La forme de ces tensions injectées n'influe pas sur l'erreur d'estimation de la position, nous avons obtenu des résultats de simulation identiques.

Cette étude ouvre un certain nombre de perspectives. Nous proposons par exemple d'étudier l'injection d'une autre forme de signal haute fréquence : un signal pulsatoire pour voir son influence sur la composante négative du courant et d'ajouter des bruits sur les mesures de courant afin de voir la robustesse de l'estimateur de position et de la commande aux basses vitesses.

- [1] Mr Zegueb Boubaker, « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [2] R. Lateb, « Modélisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques d'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD », Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006.
- [3] A. Kaddouri, «Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants permanents », Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov, 2000.
- [4] MAMOU Lounes et AKKOUCHE Lyes, « Réalisation d'un capteur de position en vue d'autopiloter une machine synchrone à aimant permanent», Mémoire de Master, UMMTO, 2012.
- [5] Rezgui Sallah Eddine, « Commande de la Machine Electrique en Environnement », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [6] Ramon, Blasco, Giménez, «High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motors Drives», Mémoire de Magister, Nottingham, 1995.
- [7] M. Sebba, A. Chaker, Y. Meslem, S.Hassiane, «Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Doté d'un Observateur d'Etat de Luenberger», 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP, Nov 2007
- [8] B. Robyns, Y. Fu, F. Labrique et H. Buyse, «Commande Numérique de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents de faible puissance», J. PhyIII France, August 1995.
- [9] ISSOUNI Salim « commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimant permanent », Mémoire de Magister en Automatique, 2011.

- [10] Amor Khlaief, « Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines synchrones à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat, Université d'Aix Marseille, Juin 2012.
- [11] Chen Y, Wang L, Kong L, « Research of Position Sensorless Control of PMSM based on High Frequency Signal Injection », Proceeding of the ICEMS, Wuhan, Oct 2008.
- [12] Carpaneto M, Maragliano G, Marchesoni M, Vaccaro L, « A New Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Algorithm Based on Algebraic Method », Proceedings of the 13th European Conference on Power Electronic and Applications, EPE'09, Barcelona, 2009.
- [13] Ines Omrane, « Développement de Capteurs Logiciels de Position Pour la Commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, Jan 2014
- [14] SLIMANE Ould Younes, « commande d'une machine synchrone à aimants permanents par régulateurs de type RST », Mémoire de Master, 2014.
- [15] KICHOU Nadia, « Régulation PID numérique d'une machine synchrone à aimants permanent associée à un onduleur de tension contrôlé en courant », Mémoire de Magister, UMMTO, 1998.
- [16] L. Chédot, « Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur », Mémoire de Magister, 2004.
- [17] ABDELLAOUI hassina, « Etude Expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques », Mémoire de Magister, 2010.
- [18] A. Aoufi, « Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage », Mémoire de magistère, Université de Biskra, 2011.

[19] AID Housseem et AINA Wafaa, «Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents», Mémoire de Master, 2013.

[20] Hammami Mouhammed Ilyes, «Commande Sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Par L'Utilisation de la Commande Directe du Couple et d'un Observateur de Vitesse à Mode Glissant», Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider-Biskra, 2010.

[21] Toufik Rekioua, «Contribution à la Modélisation et à la Commande Vectorielle des Machines Synchrones à Aimants permanents», Thèse de Doctorat, Juillet 1991.

[22] : F. Benchabane, «Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering», Mémoire de magister, Université Mohamed Khider de Biskra, 2005.Algérie,

[23] Ferhat Bouzidi, Bouhali. Med Said, «Estimation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents Par Injection d'un Signal de Haute Fréquence», Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Juin 2014.

[24] : L.Bouras, M.Kadjoudj, N.Golea, «Contrôle directe du couple basé sur la modulation vectorielle avec régulation à hystérésis appliqué la machine à induction», PCSEO.E.Bouaghi, 05 May 2005, pp319-324.

[25] N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune, «Commande de la machine synchrone par orientation du flux rotorique», Juin 2005.

[26] A. Aoufi, «Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage», Mémoire de magistère, Université de Biskra, 2011.

[27] A. Ameer, «Commande Sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissant», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.

- [28] Imad Al-Rouh, «Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone», Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 12 juin 2014.
- [29] A. Chibah, «Commande Sans Capteur de Machines Synchrones à Aimants Permanents et à Pôles Saillants Par Injection de Tension de Haute Fréquence», Master en Electronique et Génie Electrique, Université de Nantes, 2010-2011
- [30] F. Bouchafaa, «Etude et Commande de Différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la Conduite d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents», Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [31] D. Lahouel, «Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.
- [32] Kim.Y.R, Sul.S.K, Park.M.H, «Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using an Extended Kalman Filter», Proceeding of IEEE-IAS 1992 Annual Meeting,
- [33] Kim.Y.R, Sul.S.K, Park.M.H, «Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using an Extended Kalman Filter», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No5, pp, 1225-1233, Sept-Oct, 1994.
- [34] Pena. R. S, Asher. G. M, «Parameter Sensivity Studies for Induction Motor Parameter Identification Using Extended Kalman Filters», Proceeding of Power Electronics and Applications", Vol. 4. pp.306-311, 13-16 Sept 1993.
- [35] Zein. I, Loron. L, Forgez.c, «An Extended Kalman Filter an Appropriate Model for the Real-Time Estimation of the Induction Motor Variables an Parameters», IASTED International Conference Measurement and Control MECO 2001, Pittsburg, USA, 16-18 Mai, 2001.
- [36] Shi. K. L, Chan. T. F, Wong. Y. K, Ho. S. L, «Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter», IEEE Transactions on Industrial Electronic, Vol, 49, No1. pp. 124-133, Feb. 2002.
- [37] Ferhat Chabour, «Commande sans capteur d'un moteur synchrone à rotor bobiné : application à alternateur démarreur séparé STRAS», Thèse de doctorat, 2007.

- [38] Wolbank. T. M, Woehrschimmel. R, Mach. J. L, «Zero Speed Sensorless Control Signals of Induction Motors With Closed Rotor Slots», Proceeding of IEEE Power Electronic Specialists Conference PESC 02, Vol, 2, pp, 997-1002, 23-27 June 2002.
- [39] A. Titaouine, F. Benchabane, K. Yahia, PR. A Moassi, “Commande d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents et Estimation de ses Paramètres en Utilisant le Filtre de Kalman Etendu “, Thèse de Magister, Université Mouhamed Khider-Biskra, 2006.

Annexe I

Paramètres de la machine

Paramètre	Signification	Valeur
N	Vitesse nominale en [tr/min]	1500
R _s	Résistance statorique en [ohm]	0.25
npp	Nombre de paires de pôles	4
L _d	Inductance d'axe d en [H]	4.8e-3
L _q	Inductance d'axe q en [H]	4.1e-3
V _n	Tension efficace maximale en [Volt]	400
V _{bus}	Tension du bus continu en [Volt]	400
J _m	Inertie de la machine en [Kg. m ²]	0,0067
Flux	Flux rotorique en Wb	0,32
F _v	Coefficient de frottement en [Nm.s/rd]	0,001
C _{em_max}	Couple électromagnétique maximal [N.m]	71,1
I _{max}	Courant maximal en [A]	42
Pu	Puissance de la machine en [Kw]	4

Annexe II

Paramètres des filtres utilisés

Paramètre	Signification	Valeur
Filtre passe- bande Q, wlp, whp	Q : facteur de qualité wlp : pulsation caractéristique du filtre passe-bas whp : pulsation caractéristique du filtre passe-haut	Q =0.7071 wlp=7.65e+3 whp=5.13e+3
Filtre passe-haut Q, w	Q : facteur de qualité w : pulsation du filtre	Q=0.577 w=79.99
Filtre passe- bas Q, w	Q : facteur de qualité w : pulsation du filtre	Q=0.577 W=1.5998e+3

Remarque : le filtre passe- bande est la mise en cascade d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe- haut

Annexe III

Déroulement de la phase d'un signal :

Ils existent plusieurs techniques de traitement de signal qui utilisent les quatre cadrans de la fonction arc tangente2 pour calculer la phase d'un signal.

La valeur de la phase calculée par la fonction Arc tangente2 peut prendre des valeurs contenues dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$; Quand les valeurs de la phase excèdent les valeurs de cet intervalle ; 2π ou $n * 2\pi$ doit être ajouté (avec n est un entier).

Pour dérouler la phase d'un signal $x(n)$. On peut suivre les étapes suivantes :

- 1- Calcul la sinusoïde de x .
- 2- Calcul la consinusoïde de x .
- 3- Calcul les quatre quadrants arc tangente2 (atan2) de $\sin(x)$ et de $\cos(x)$.

$$\text{atan2}(a, b) = \begin{cases} \tan^{-1} \left[\frac{a}{b} \right] & \text{si } a > 0, \text{ et } b > 0 \text{ 1}^{\text{er}} \\ \tan^{-1} \left[\frac{a}{b} \right] + \pi & \text{si } a > 0 \text{ et } b < 0 \\ \tan^{-1} \left[\frac{a}{b} \right] - \pi & \text{si } a < 0 \text{ et } b > 0 \\ \tan^{-1} \left[\frac{a}{b} \right] & \text{si } a < 0 \text{ et } b < 0 \end{cases}$$

Où a et b sont des nombres réels.

On peut exprimer le processus de déroulement de phase comme suit :

$$\mathbf{x}_\omega(\mathbf{n}) = \mathbf{W}(\mathbf{x}(\mathbf{n}))$$

Avec :

$x(n)$: C'est le signal original de la phase.

$W(x(n))$: C'est l'opération de déroulement de phase.

$x_\omega(n)$: est la phase déroulée.

Résumé

Dans ce mémoire, on présente la modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à pôles saillants sans capteur mécanique dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande vectorielle.

L'objectif c'est d'étudier deux formes de signaux haute fréquence à savoir une tension directe et une tension inverse.

D'abord, on présente les différents types des machines à aimants permanents selon leurs saillances ainsi que ses différents modèles dans les différents repères.

Ensuite, on aborde les différentes méthodes sans capteur mécanique pour l'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP, la technique d'estimation par injection d'un signal haute fréquence est étudiée sous Matlab/Simulink.

Ensuite, on fait l'étude sur les deux formes de signaux hautes fréquence injectées au stator de la machine : un vecteur de tension directe et un vecteur de tension inverse.

On obtient des résultats de simulation qui montrent l'influence de l'importance de la saillance sur la composante haute fréquence du courant statorique celle qui est modulée avec la position rotorique.

Enfin, on compare les deux méthodes par rapport à l'erreur d'estimation de la position qui augmente avec l'accroissement de la vitesse de consigne, ceci confirme que les deux méthodes d'injection sont valables à basse vitesse mais la méthode directe est plus précise.

Mots Clés :

MSAP: Machine Synchrone à Aimants Permanents,

MAPI: Machines à aimants permanents internes,

PI: Correcteur Proportionnel Intégral,

_C=_HF: Haute Fréquence,

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion,

FFT: Fast Fourier Transform,

