

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE D'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
« HOUARI BOUMEDIEN »
FACULTÉ D'ÉLECTRONIQUE ET D'INFORMATIQUE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER

EN : Electronique

Spécialité : Systèmes Electroénergétiques

Par : M^{elle} Hocine Lila

Sujet

***Commande sans capteur de la machine
synchrone à aimants permanents par la méthode
d'injection de signal***

Soutenu le : 17 / 12 / 2008, devant le jury composé de :

M ^R Y.Ouazir	Maître de conférences	USTHB	Président
M ^R H. Zeroug	Maître de conférences	USTHB	Directeur de thèse
M ^R M.Menaa	Maître de conférences	USTHB	Examineur
M ^R A.Nait-Seghir	Maître de conférences	USTHB	Examineur
M ^{me} L.Mansouri-Toudert	Chargée de cours	UMMTO	Invitée

Remerciement

Mes remerciements vont tout premièrement, le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je remercie Monsieur H.ZEROUG Maître de conférence à l'USTHB pour avoir accepté d'être le directeur de ce mémoire.

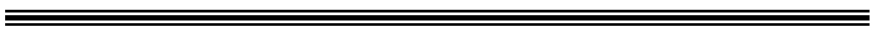
Je tiens à exprimer mes plus remerciements à Monsieur Y.OUAZIR, Maître de Conférences à l'USTHB, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Mes remerciements vont particulièrement, aux membres de jury, pour avoir accepté d'examiner mon travail: Mr M.MENAA, Maître de Conférences à l'USTHB et A.NAIT-SEGHIR, Maître de Conférences à l'USTHB.

Je tiens à remercier aussi M^{me} L.MANSOURI-TOUDERT, Chargée de cours à l' UMMTO pour avoir fait l'honneur d'accepter pour être mon invité à l'examen de ce mémoire.

Je voudrais vivement remercier mes amis RAFA Souad, BOUDJIT Kamel, BELGUERRAS Lamia et SAIDI Khadija avec qui j'ai toujours partagé les moments d'inquiétude et ceux de joie.

Sommaire



INTRODUCTION GENERALE01

CHAPITRE I *Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine synchrone à Aimants Permanents.*

I.1 Introduction.....	04
I.2 Constitution et fonctionnement de la PMSM.....	04
I.2.1 Structure de la machine.....	05
I.2.2 Principe de fonctionnement de la PMSM.....	05
I.2.3 L'autopilotage de la PMSM.....	05
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	06
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	06
I.3.2 Equation du modèle de la machine.....	07
I.3.3 Application de la transformation de Park.....	09
• Equations électriques.....	10
• Equations magnétiques.....	10
• Equation mécanique.....	10
• Le couple électromagnétique.....	11
I.4 Modélisation de l'alimentation de la PMSM.....	12
I.4.1 Modélisation du redresseur.....	12
I.4.2 Modélisation du filtre.....	13
I.4.3 Présentation de l'onduleur.....	14
I.4.4 Principe de fonctionnement de l'onduleur.....	15
I.5 la modulation vectorielle.....	16
I.5.1 Principe de la modulation vectorielle.....	17
I.5.2 Réalisation de la modulation vectorielle.....	18
I.5.2.1 Détermination du secteur.....	18
I.5.2.2 Calcul des durées T1 T2 et T0.....	19
I.5.2.3 Détermination des instants de commutation de chaque interrupteur.....	20
I.6 Commande vectorielle de la PMSM.....	22
I.6.1 Principe de la commande vectorielle.....	22
I.6.2 Synthèses des régulateurs.....	23
I.6.2.1 Régulateurs de courant.....	24
I.6.2.2 Régulateur de vitesse.....	25
I.7 Simulation du fonctionnement de l'ensemble commande onduleur machine.....	27
I.8 Conclusion.....	32

CHAPITRE II *Application de la méthode sans capteur à un système électrique à mouvement linéaire*

II.1 Introduction.....	34
II.2 Principe de la méthode d'injection de signal.....	35
II.3 Etude théorique.....	36
II.4 Détermination de la caractéristique inductance-position du system électrique.....	37
II.5 Estimation de la position à basse fréquence.....	38
II.6 Estimation de la position à haute fréquence.....	40
II.6.1 Description des différents circuits	40
II.6.1.1 Circuit de puissance.....	40
II.6.1.1.1 Transistor.....	41
II.6.1.1.2 Driver.....	42
II.6.1.1.3 Diode de roue libre.....	42
II.6.1.1.4 Optocoupleur.....	42

II.6.1.2 Circuit de mesure.....	43
II.6.1.3 Les alimentations stabilisées.....	45
II.6.2 Calcul de l'inductance.....	47
II.6.2.1 Acquisition de la composante à 1Khz du courant.....	47
II.6.2.2 Étalonnage du capteur de courant.....	48
II.6.2.3 Acquisition de la composante à 1Khz de la tension.....	49
II.6.3 Influence du rapport cyclique.....	50
II.7 Conclusion.....	53

CHAPITRE III *Commande sans capteur de la PMSM par la méthode d'injection de signal.*

III.1 Introduction	55
III.2 Estimation de la position par la méthode d'injection de signal.....	56
III.2.1 Saillance de la PMSM	56
▪ Les machines synchrones à aimant surfacique.....	56
▪ Les machines synchrones à aimants insérés dans l'armature rotorique.....	57
▪ Les machines synchrones à aimants internes dans l'armature rotorique.....	58
▪ Détermination des inductances L_d et L_q	58
III.2.2 Caractéristiques du signal à haute fréquence injecté	59
III.2.3 Courant résultant de l'injection du signal à haute fréquence.....	60
III.2.4 Modèle de la PMSM dans le domaine des hautes fréquences.....	61
III.2.4.1 Transformation de Clarke.....	62
III.2.4.2 Vecteur tension injecté.....	63
III.2.4.2.1 Excitation par un vecteur tournant direct.....	64
III.2.4.2.2 Excitation par un vecteur tournant inverse.....	64
III.2.5 Choix de l'amplitude et de la fréquence du signal injecté.....	65
III.2.5.1 Taux d'ondulation	65
III.2.5.2 THD du courant statorique de phase.....	66
III.2.5.3 Simulation du fonctionnement de la PMSM avec injection de signal.....	67
III.2.6 Extraction de la composante à haute fréquence.....	69
III.2.6.1 Généralités sur les filtres.....	69
III.2.6.1.1 Fonction de transfert.....	69
III.2.6.1.2 Bande passante.....	69
III.2.6.1.3 Choix du filtre.....	69
III.2.6.2 Filtre passe bas.....	70
III.2.6.3 Filtre passe haut	71
III.2.6.4 Filtre passe bande.....	71
III.2.7 Extraction de la composante modulée par la position.....	73
III.3 Estimation de la vitesse.....	78
III.4 Commande vectorielle sans capteur.....	82
III.5 Conclusion.....	88

Conclusion Générale.....	90
---------------------------------	-----------

Références Bibliographiques

Annexes

Nomenclature

PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine
SVM	Space Vector Modulation.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
THD	Total Harmonic Distortion
P	Nombre de paires de pôles.
R_s	Résistance statorique
L_d	Inductance longitudinale.
L_q	Inductance transversale.
Φ_f	Flux d'un aimant.
U	Tension continue.
V_d	Tension suivant l'axe d.
V_q	Tension suivant l'axe q.
i_d	Courant suivant l'axe d.
i_q	Courant suivant l'axe q.
Φ_d	Flux suivant l'axe d.
Φ_q	Flux suivant l'axe q.
J	Moment d'inertie du moteur.
Ω	Vitesse angulaire mécanique du rotor.
f_r	Coefficient de frottement visqueux.
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur.
C_r	Couple résistant, ou de charge.
ω_r	Vitesse de rotation électrique.
θ_r	La position de rotor.
τ	Taux d'harmonique de couple.
Γ_{max}	Couple électromagnétique maximale.
Γ_{min}	Couple électromagnétique minimale.
Γ_{moy}	Couple électromagnétique moyen.
V_f	Amplitude de l'alimentation fondamentale.
V_{abc-c}	Tension triphasé injecté.
V_{sc}	Amplitude du signal injecté.
ω_c	Fréquence du signal injecté.
$V_{\alpha\beta-c}$	Tension injecté dans le référentielle statorique.
$I_{\alpha\beta-c}$	Courant résultant de la tension injecté.
$\hat{\theta}_r$	Position estimée.
$\hat{\omega}_r$	Vitesse estimée.

Introduction générale =====

Introduction générale

La technologie des systèmes d'entraînement actuelle exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant une stabilité, une rapidité et un rendement le plus élevé possible. Le moteur à courant continu, a longtemps satisfait une partie de ces exigences mais la présence de l'ensemble ballais-collecteur, limite sa puissance et sa vitesse et présente des difficultés de maintenance et de fonctionnement dans les milieux hostiles. Pour toutes ces raisons, l'orientation c'est faite vers les entraînements à vitesse variable utilisant les machines à courant alternatif alimentée par des convertisseurs de puissance [01] [02] [03].

Le développement apporté aux aimants permanents ces dernières années a offert à la machine synchrone à aimants plusieurs avantages entre autres : un couple volumique élevé, une faible inertie, une fiabilité due à l'absence des contacts glissant. De plus, 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. L'ensemble de ces propriétés fait de la machine synchrone à aimants permanents un bon candidat pour les entraînements à vitesse variable.

La commande vectorielle permet un fonctionnement optimal de la PMSM. A cet effet une information précise et permanente sur la position du rotor est nécessaire. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur mécanique placé sur l'arbre de la machine. La présence de ce capteur entraîne plusieurs inconvénients tels que: l'augmentation du volume et du coût global du système. De plus, l'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator et une maintenance régulière, diminuant ainsi la fiabilité du système [01] [02] [03].

Tenant compte des limites que présente le fonctionnement avec capteur. Plusieurs travaux ont été conduits dans ce domaine utilisant des techniques variées [01] [03]. Nous nous sommes intéressés dans le présent mémoire à l'étude et l'application d'une méthode d'estimation de la position utilisant une excitation à haute fréquence indépendante de l'alimentation principale. L'interaction entre le signal injecté et la saillance présente dans la machine, induit au niveau du courant statorique une composante à haute fréquence, cette

composante véhicule l'information sur la position du rotor. Cette méthode a été exploitée dans la commande des machines asynchrones. Cependant son application et ses performances sur les machines synchrones à aimants permanents ne sont pas suffisamment établies, particulièrement pour les machines à faible saillance et pour des fonctionnements sur une large gamme de vitesse. L'objectif de ce travail est de conduire une étude par simulation pour évaluer les performances de cette commande sur PMSM. Le travail présenté dans ce mémoire est structuré comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude des performances du moteur synchrone à aimants permanents basée sur la modélisation de la machine associée à son convertisseur d'alimentation utilisant la modulation de largeur d'impulsion comme stratégie de commande de l'onduleur. Le principe de la commande vectorielle et son application à la PMSM sont présentés. Cette dernière utilise une régulation de courant et de la vitesse. Les performances sont présentées à travers une simulation du fonctionnement de l'ensemble commande-onduleur-PMSM sous différentes conditions de charge.

Le deuxième chapitre présente une étude préliminaire permettant de mettre en relief le principe de la technique sans capteur par l'injection d'un signal à haute fréquence. Cette étude se fera sur un système à mouvement linéaire constitué d'une bobine et d'un noyau plongeur. Pour disposer du signal à haute fréquence à injecter, la réalisation d'un hacheur a été accomplie. Les essais entrepris ont permis de mettre en valeur le principe de la méthode.

Dans le troisième chapitre nous nous sommes intéressés à l'application de cette méthode sans capteur pour l'estimation de la position du rotor de la machine synchrone à aimants permanents. Nous effectuerons tout d'abord une étude sur le choix du signal à injecté et nous développerons l'équation du courant résultant de l'interaction entre ce signal et la saillance présente dans la machine. On démontre que ce courant comporte, en plus de la composante fondamentale, une composante à haute fréquence modulée par la position du rotor que nous avons isolée en utilisant un filtre passe bande. Ensuite, nous présentons le modèle de la machine synchrone dans le domaine des hautes fréquences et nous détaillerons la partie de traitement du signal qui a permis d'extraire l'information sur la position. Enfin une étude de la commande sans capteur de la PMSM a été conduite. Des résultats de simulation accompagnent chaque étape présentée.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposerons des perspectives à ce travail.

CHAPITRE I

Modélisation et Commande

Vectorielle de la Machine

Synchrone à Aimants Permanents

Chapitre I

Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I.1 Introduction

L'étude de tout système et plus particulièrement des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation. L'objectif de cette modélisation est le développement d'un outil mathématique représentant fidèlement les caractéristiques électriques, magnétiques et mécaniques de la machine.

Dans ce chapitre, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents PMSM destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctions de la commande est d'abord élaborée. Dans une deuxième partie, c'est l'ensemble de l'alimentation qui est modélisée avec son contrôle par une modulation de largeur d'impulsion (modulation vectorielle). La dernière partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de la commande vectorielle, son application à la PMSM et à la synthèse des régulateurs. On termine avec une simulation numérique du fonctionnement de l'ensemble commande-onduleur-PMSM-charge.

I.2 Constitution et fonctionnement de la PMSM

Les machines synchrones à aimants ont connu une évolution importante ces dernières années. Cela est dû en grande partie, à l'intérêt porté au développement des aimants permanents qui leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres : une faible inertie, un couple massique élevé et une augmentation de la fiabilité, due à l'absence de contacts bague-balais [01] [02] [07] [11].

I.2.1 Structure de la machine

La (PMSM) est constituée essentiellement de deux parties :

- La première partie fixe « **l'induit** » se trouve au stator. Celui-ci est muni d'un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés l'un par rapport à l'autre de 120° électrique (Fig. I.1), connectés en étoile à neutre isolé et placés dans des encoches [13]. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. En alimentant cet enroulement par des courants triphasés, on crée un champ d'induction tournant.
- L'autre partie dite « **inducteur** » se situe au rotor dont le nombre de pôles est égal à celui du stator. Contrairement à la machine synchrone à rotor bobiné, l'inducteur de la PMSM est remplacé par des aimants permanents. Ceci présente l'avantage d'éliminer les balais, les pertes dans le contact frottant, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [07]. Ces aimants se caractérisent par un cycle d'hystérésis relativement large et une capacité à conserver une aimantation même lorsqu'ils sont plongés dans des milieux hostiles. On distingue plusieurs structures de la (PMSM) selon l'alimentation, la géométrie et la disposition de ces aimants au niveau du rotor [02] [03].

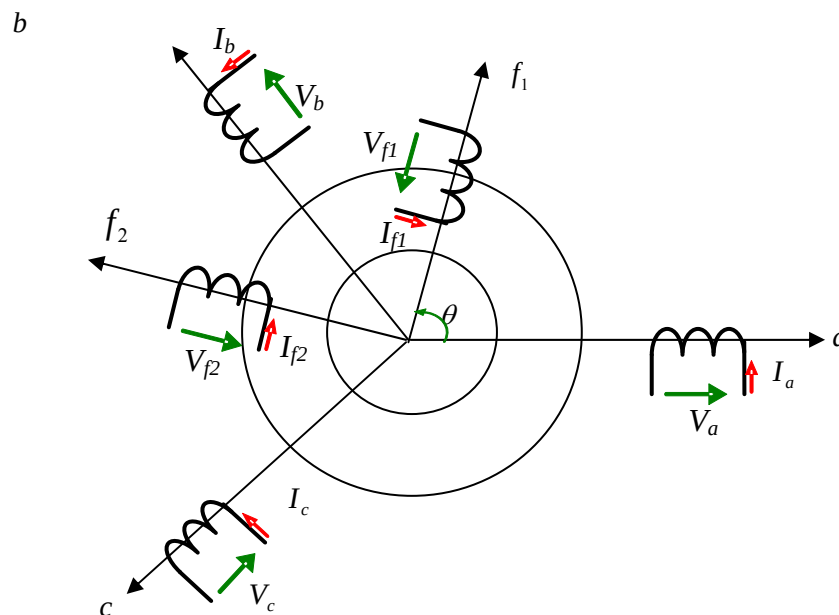


Figure I.1 Représentation schématique d'une PMSM

I.2.2 Principe de fonctionnement de la PMSM

Le bobinage statorique du moteur synchrone à aimants permanents est alimenté par un système de courants triphasés alternatifs de pulsation ω_s créant un champ tournant avec une pulsation de rotation $\Omega_s = \omega_s / p$. Ce champ va accrocher le champ inducteur produit par les aimants permanents du rotor qui ne peut donc tourner qu'à la vitesse du champ tournant dite vitesse de synchronisme.

I.2.3 Autopilotage de la PMSM

L'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents impose que, la fréquence des courants d'alimentation du bobinage statorique, délivrée par le convertisseur, soit rigoureusement liée à la vitesse de rotation. Dans ces conditions, les interrupteurs du convertisseur doivent être commandés suivant une loi, en fonction de la position du rotor, de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle rigoureux du couple (Fig.I.2).

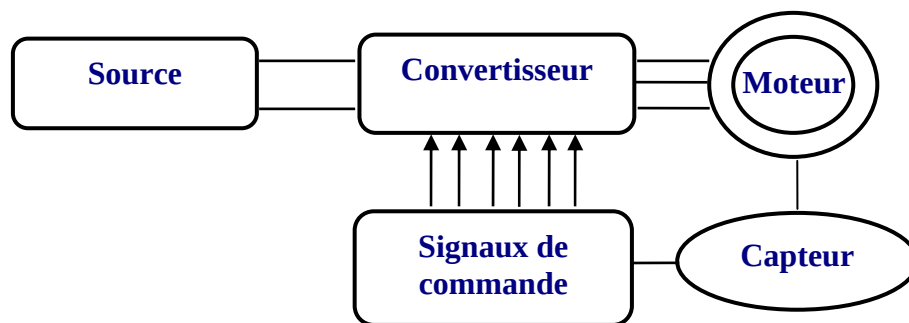


Figure I.2 schéma synoptique de la boucle d'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents.

I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Lors du développement du modèle de la machine, certains phénomènes ne seront pas considérés car d'une part leur formulation mathématique reste difficile, et d'autre part leur incidence sur le comportement de la machine est négligeable. De ce fait certaines hypothèses simplificatrices seront nécessaires afin d'aboutir à un modèle.

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- On ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice créée par chaque phase du stator et du rotor.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- Le phénomène d'hystérésis et l'effet de peau sont négligeables.
- le rotor à aimants permanents du moteur synchrone est constitué de tôles feuilletées en matériaux conducteurs.
- on suppose que les aimants permanents utilisés sont de type terre rares à perméabilité presque égale à celle de l'air, De ce fait le terme dû à l'effet de la réaction magnétique du stator sur le rotor est négligé.
- Les aimants permanents sont du point de vue magnétique équivalents au bobinage d'indice ' f_1 ', traversé par le courant ' i_{f_1} ' constant, donc l'équation d'inducteur correspondante est constante et n'a pas d'intérêt du point de vue dynamique de la machine synchrone.

I.3.2 Équations du modèle de la machine

La machine synchrone à aimants permanents est un cas particulier de la machine synchrone vu que le stator a une structure identique. Des modifications et des simplifications apportées par la structure du rotor ou plus précisément par les aimants permanents permettent de modéliser la machine synchrone à aimants permanents à partir du modèle de la machine synchrone triphasée.

En tenant compte de ces simplifications, les équations électriques de la PMSM dans le référentiel triphasé sont :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Ces équations sont représentées sous la forme matricielle suivante :

$$[V]_s = [R]_s [i]_s + \frac{d}{dt} [\Phi]_s \quad (I.2)$$

$$\text{Avec : } [\Phi]_s = [L][I] + [\Phi_f]$$

$$[V] = [V_a \ V_b \ V_c]^t \quad \text{Vecteur des tensions statoriques.}$$

$$[I] = [I_a \ I_b \ I_c]^t \quad \text{Vecteur des courants statoriques.}$$

$$[\Phi] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^t \quad \text{Vecteur des flux dans les enroulements statoriques.}$$

$$[\Phi_f] : \text{Vecteur flux dû aux aimants permanents.}$$

R_s : résistance d'une phase d'enroulement statorique.

$[L]$: Matrice des inductances propres et mutuelles statorique qui est définie comme suit :

$$L = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}; \quad [\Phi_f] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Avec :

L_a, L_b, L_c : Inductances des bobinages statoriques telles que :

$$\begin{aligned} L_a &= L^s + L^{sr} \cos 2\theta \\ L_b &= L^s + L^{sr} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_c &= L^s + L^{sr} \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.3)$$

M_{ab}, M_{bc}, M_{ac} : Mutuelles inductances entre les phases deux à deux telles que :

$$\begin{aligned} M_{ab} &= M^s + L^{sr} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{ac} &= M^s + L^{sr} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{bc} &= M^s + L^{sr} \cos 2\theta \end{aligned} \quad (I.4)$$

Où : θ est la position du rotor

L^s : L'inductance propre à un bobinage statorique.

L^{sr} : exprime l'effet de saillance du rotor.

M^s : La mutuelle inductance entre deux bobinages statoriques.

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est un système d'équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps (dépendance des inductances mutuelles de l'angle de rotation), ce qui complique sa résolution. Afin d'aboutir à un model plus simple, on utilise la transformation de PARK.

I.3.3 Application de la transformation de Park

Le principe de cette transformation est de ramener le référentiel triphasé «a, b, c» à un référentiel biphasé «d, q» tournant à une vitesse spécifique (Fig.I.3), où les paramètres de la machine apparaissent constants. Le passage d'un référentiel à un autre s'effectue à l'aide de la matrice $P(\theta)$ dite matrice de PARK [13].

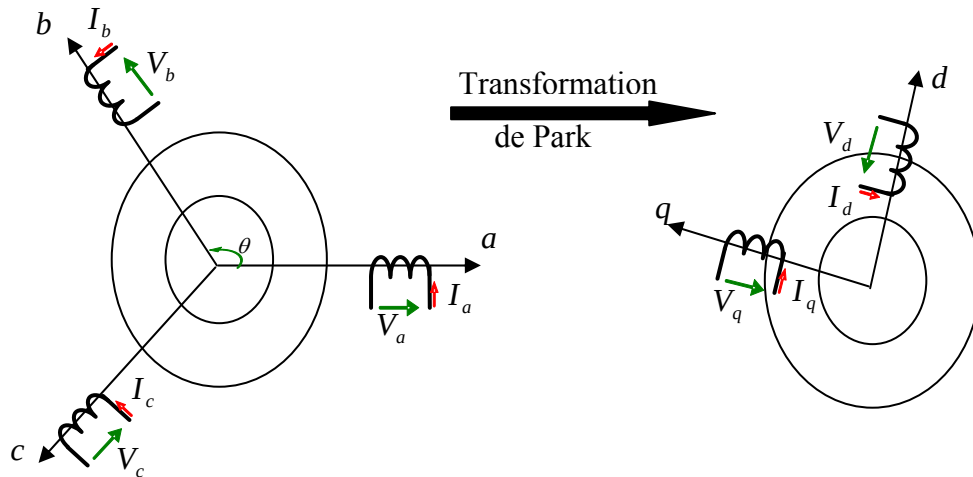


Figure I.3 Principe de la transformation de Park .

$$P(\theta)_{abc \rightarrow odq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

θ : Déplacement angulaire du nouveau référentiel par rapport au référentiel réel.

La matrice inverse de la matrice de park $P(\theta)$ notée $P(\theta)^{-1}$, est donnée par la matrice suivante :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Le modèle de la PMSM dans le repère de PARK « d, q » lié au rotor est décrit par les équations ci-dessous :

- **Équations électriques**

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - \omega_r \cdot \Phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + \omega_r \cdot \Phi_d \end{cases} \quad (I.7)$$

- **Équations magnétiques**

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d \cdot i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (I.8)$$

- **Équation mécanique**

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r \\ \Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \end{cases} \quad (I.9)$$

Avec :

p : Nombre de paire de pôles

C_r : Le couple résistant.

J : Le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine - charge.

f : Le coefficient de frottement.

Ω_r : La vitesse de rotation mécanique du rotor.

- **Le couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q] \quad (I.10)$$

$\Phi_f I_q$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

$(L_d - L_q) I_d I_q$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est donné par le schéma bloc suivant (Fig. I.4):

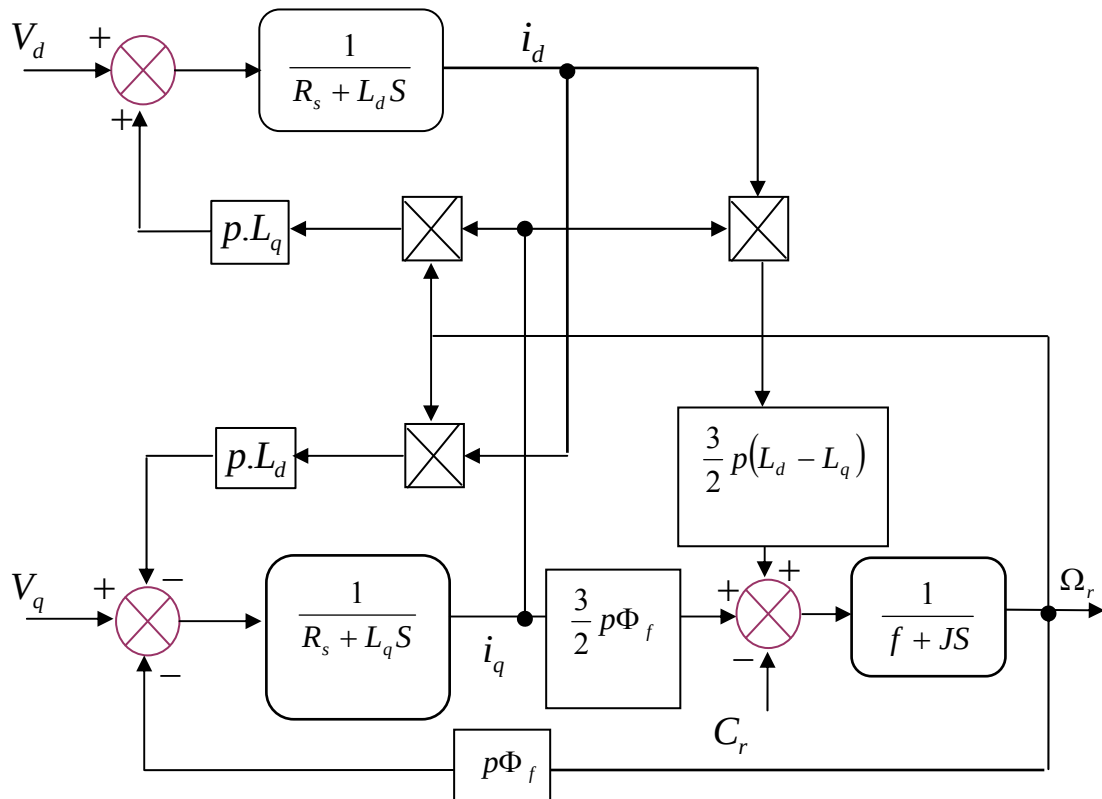


Figure I.4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.

I.4 Modélisation de l'alimentation de la PMSM

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent à celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones [03].

Parmi les procédés permettant de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone, le plus utilisé consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables par la commande. Ceci est possible en alimentant la machine via un convertisseur. Le convertisseur utilisé dans notre étude est constitué de trois étages :

Un redresseur connecté au réseau triphasé d'alimentation, un filtre permettant de réduire les ondulations de courant et de la tension et un onduleur de tension permettant d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable.

La structure générale de l'alimentation est donnée par la (Fig I.5).

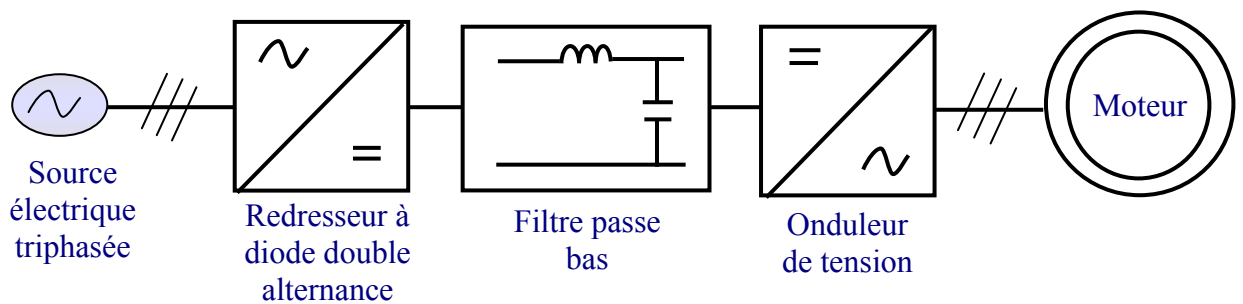


Figure I.5 schéma synoptique de l'alimentation de la PMSM

I.4.1. Modélisation du redresseur

Le schéma du pont redresseur est donné par la (Fig.I.6):

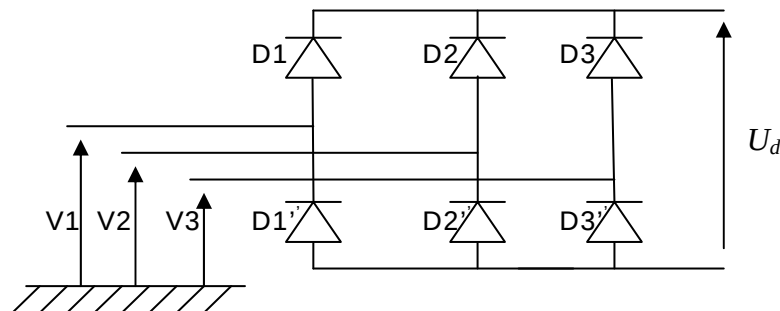


Figure I.6 Schéma d'un pont redresseur.

Les diodes sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associée une fonction logique de connexion D_{pj} et D_{nj} ($j=1, 2, 3$), définies comme suit:

$$D_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_j \text{ est la plus positive.} \\ 0 & \text{si } V_j \text{ est la plus négative.} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Avec : $i = p, n$

La tension redressée est alors donnée par :

$$U_r = \sum_{j=1}^3 (D_{pj} - D_{nj}) V_j . \quad (\text{I.12})$$

La valeur moyenne de la tension redressée est :

$$U_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) V_{\text{max}} . \quad (\text{I.13})$$

I.4.2. Modélisation du filtre

Pour diminuer les ondulations de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur un filtre ; celui-ci est schématisé par la figure I.7.

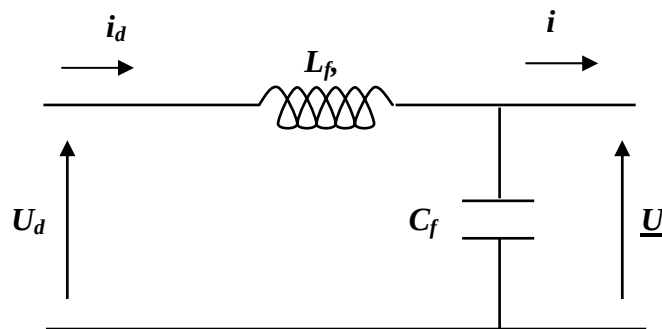


Figure I.7 Schéma du filtre.

- La capacité C_f permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance L_f permet de réduire les ondulations du courant i_d .

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_d - U) \\ \frac{dU}{dt} = \frac{1}{C_f}(i_d - i) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tels que sa pulsation de résonance est nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin de minimiser l'influence des harmoniques d'ordre supérieur provoqués par l'onduleur.

$$\omega_f > \omega \quad (\text{I.15})$$

D'où la condition du choix de L_f et C_f .

$$\omega \sqrt{L_f C_f} < 1 \quad (\text{I.16})$$

I.4.3 Présentation de l'onduleur

L'onduleur de tension est constitué de trois bras (Fig.I.8). Chacun est composé de deux cellules de commutation (généralement à transistor IGBT ou MOSFET pour les faibles et moyennes puissances) dont la commande est complémentaire. Chaque transistor est shunté par une diode de récupération. Pour la modélisation de cet onduleur, on suppose que les transistors sont parfaits (les phénomènes dus aux commutations et les chutes de tension aux bornes des interrupteurs actifs sont négligés) et que leur commutation est instantanée [05].

La figure I.8 donne la structure d'un onduleur de tension associé à une PMSM alimentée par une source de tension continue d'amplitude U .

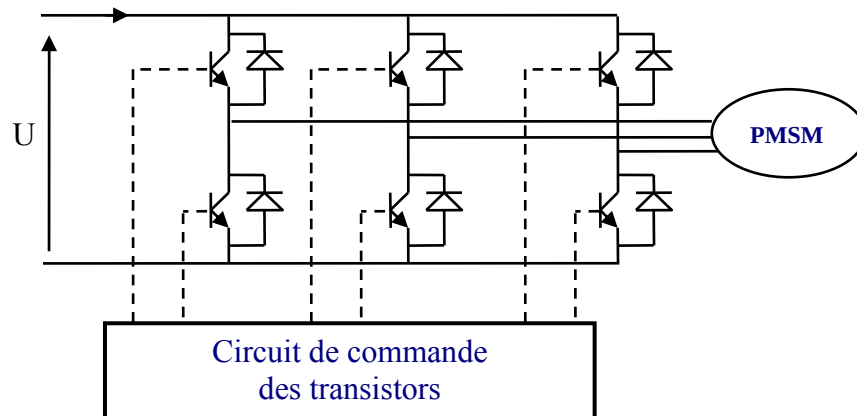


Figure I.8 Schéma de l'onduleur.

I.4.4 Principe de fonctionnement de l'onduleur

Partant d'une alimentation alternative avec le redresseur et le filtre, on disposera d'une tension continue à l'entrée de l'onduleur. Ce dernier se comporte comme un commutateur de tension en appliquant aux bornes du moteur une succession de créneaux de largeur convenable.

Les ordres de commutation des interrupteurs peuvent être obtenus à partir de plusieurs stratégies de commande, on se limitera dans notre étude à la technique de modulation vectorielle.

Afin de simplifier l'étude, on associe à chaque bras de l'onduleur une fonction logique définie comme suit :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{Si l'interrupteur } K_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si l'interrupteur } K_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec : $i = (1, 2, 3)$, $j = (a, b, c)$

Les tensions entre phases sont en fonction des états des interrupteurs.

$$\begin{cases} U_{ab} = (S_a - S_b)U \\ U_{bc} = (S_b - S_c)U \\ U_{ca} = (S_c - S_a)U \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Les tensions de ligne et les tensions de phases appliquées à la machine sont déduites à partir de ces fonctions logiques, sachant que :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{I.19})$$

Les expressions des tensions composées en fonction des fonctions logiques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{ab} - U_{cb}}{3} = \frac{U}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_{bc} - U_{ca}}{3} = \frac{U}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ V_c = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} = \frac{U}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

I.5 La modulation vectorielle

La modulation vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation SVM) est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI), de plus en plus utilisée pour générer des tensions d'alimentation à fréquence variable. Cela est dû au fait qu'elle apporte des améliorations considérables par rapport à la MLI conventionnelle :

- ✓ D'une part, elle permet d'appliquer des tensions plus importantes à la sortie de l'onduleur et donc optimise l'utilisation de ce dernier.
- ✓ D'autre part, le résidu d'harmoniques est nettement plus faible, ce qui implique des pertes cuivre réduites.

La modulation vectorielle se base sur la représentation vectorielle des trois tensions d'alimentation (V_a, V_b, V_c) de la machine synchrone dans le plan complexe (α, β) , par un seul vecteur d'espace $\vec{V}_s$ tel que [15] :

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3} (V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (I.21)$$

avec : $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

En utilisant les variables logiques (S_a, S_b, S_c) représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension va s'écrire sous la forme suivante:

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3} U \cdot (S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (I.22)$$

A partir de la combinaison de ces variables, $\vec{V}_s$ peut se retrouver dans huit positions fixes correspondant aux huit configurations possibles des interrupteurs :

$$V_s = \begin{cases} \frac{2}{3} U \cdot e^{j(m-1) \cdot \frac{\pi}{3}} & \text{pour: } m=1,2,\dots,6 \\ 0 & \text{pour: } m=0,7 \end{cases} \quad (I.23)$$

La figure.I.9 montre la représentation dans le plan complexe des huit vecteurs tensions, deux d'entre eux sont des vecteurs nuls $\vec{V}_0(000)$ et $\vec{V}_7(111)$ [16].

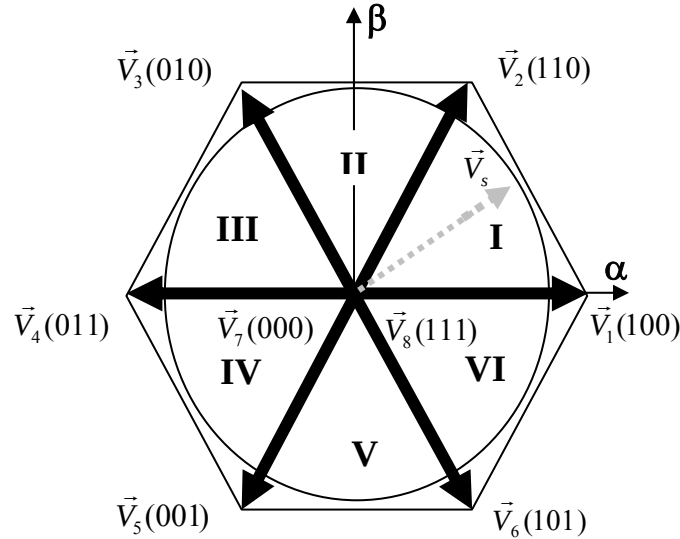


Figure I.9 Représentation du vecteurs d'espace $\vec{V}_s$ dans le plan (α, β) .

I.5.1 Principe de la modulation vectorielle

La modulation vectorielle consiste à reconstituer le vecteur tension de référence $\vec{V}_s$ pendant une période d'échantillonnage par les vecteurs tensions adjacents $\vec{V}_m$ et $\vec{V}_{m+1}$ ($m=0,2,\dots,6$) correspondant aux huit états possibles de l'onduleur.

La symétrie du système, nous permet de réduire l'étude au cas d'un secteur de 60 degrés. On se place alors dans le cas où le vecteur de référence $\vec{V}_s$ est situé dans le secteur I (Fig.I.10).

Dans ce cas, la tension de référence $\vec{V}_s$ est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des tensions $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$ (Fig.I.6) [16].

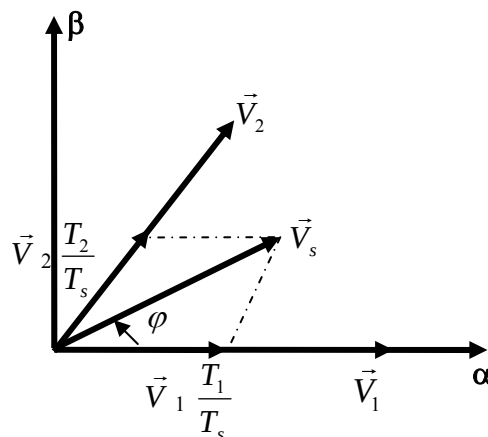


Figure I.10 Principe de construction du vecteur tension $\vec{V}_s$.

Pour une fréquence de commutation T_s suffisamment élevée, le vecteur $\vec{V}_s$ est considéré constant pendant un cycle de commutation et sera déterminé à l'aide de la relation suivante:

$$\vec{V}_s.T_s = \vec{V}_1.T_1 + \vec{V}_2.T_2 \quad (I.24)$$

Avec : $T_s = T_0 + T_1 + T_2$

T_s : Période d'échantillonnage.

T_0 : Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls $\vec{V}_0(000)$ et $\vec{V}_7(111)$.

T_1 : Temps réservé au vecteur $\vec{V}_1$.

T_2 : Temps réservé au vecteur $\vec{V}_2$.

I.5.2 Réalisation de la modulation vectorielle

La réalisation de la technique de modulation vectorielle se fait en trois étapes comme suit :

1^{ère} étape : Détermination du secteur dans lequel se situe le vecteur $\vec{V}_s$.

2^{ème} étape : Détermination des durées allouées aux vecteurs adjacents T_0, T_1, T_2

3^{ème} étape : Détermination des instants de commutation des transistors de l'onduleur.

I.5.2.1 Détermination du secteur

Cette étape permet de déterminer le secteur dans lequel se trouve le vecteur tension de référence $\vec{V}_s$ et ce à partir du système (I.25):

$$\begin{cases} \text{Si } V_{\text{aref}} > 0 \text{ alors } A=1, \text{ sinon } A=0 \\ \text{Si } V_{\text{bref}} > 0 \text{ alors } B=1, \text{ sinon } B=0 \\ \text{Si } V_{\text{cref}} > 0 \text{ alors } C=1, \text{ sinon } C=0 \end{cases} \quad (I.25)$$

La figure I.11 illustre la répartition des secteurs suivant les valeurs des tensions de références $V_{\text{aref}}, V_{\text{bref}}, V_{\text{cref}}$.

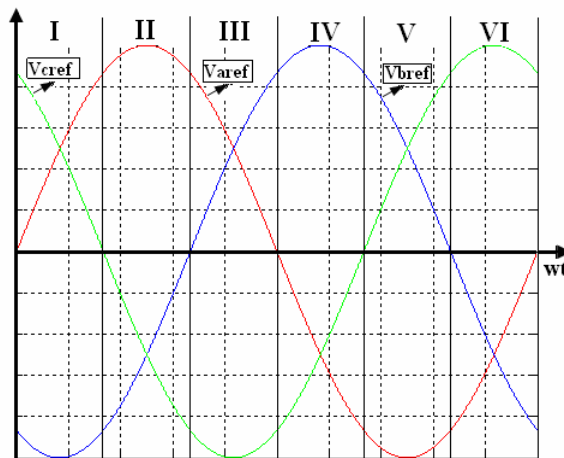


Figure I.11 Principe de détermination du secteur.

$$\begin{aligned}
X &= \sqrt{3} \cdot \frac{T_s}{V_{dc}} \cdot V_{\beta} \\
Y &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{T_s}{V_{dc}} \cdot V_{\beta} + \frac{3}{2} \cdot \frac{T_s}{V_{dc}} \cdot V_{\alpha} \\
Z &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{T_s}{V_{dc}} \cdot V_{\beta} - \frac{3}{2} \cdot \frac{T_s}{V_{dc}} \cdot V_{\alpha}
\end{aligned} \tag{I.27}$$

V_{dc} Étant la tension continue disponible à l'entrée de l'onduleur, et T_s la période d'échantillonnage.

Le calcul de $T1$ et $T2$ pour chaque secteur se fait suivant le tableau I.2 :

Secteur	I	II	III	IV	V	VI
T1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

Tableau I.2 $T1$ et $T2$ correspondant à chaque secteur.

I.5.2.3 Détermination des instants de commutation de chaque interrupteur

Cette étape permet la génération des séries d'impulsions qui serviront à réaliser les signaux de commande S_a, S_b, S_c entrant dans le modèle de l'onduleur (Fig.I.13).

Selon le secteur, t_a, t_b et t_c sont définies à partir des trois expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
t_{aon} &= (T - T1 - T2) / 2. \\
t_{bon} &= t_{aon} + T1. \\
t_{con} &= t_{bon} + T2.
\end{aligned} \tag{I.28}$$

Le calcul de t_a, t_b et t_c pour chaque secteur se fait suivant le tableau I.3 :

Secteur	I	II	III	IV	V	VI
t_a	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{con}
t_b	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}
t_c	t_{con}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}

Tableau I.3 t_a, t_b et t_c correspondant a chaque secteur.

La figure. I.13 présente les signaux de commande des trois bras de l'onduleur :

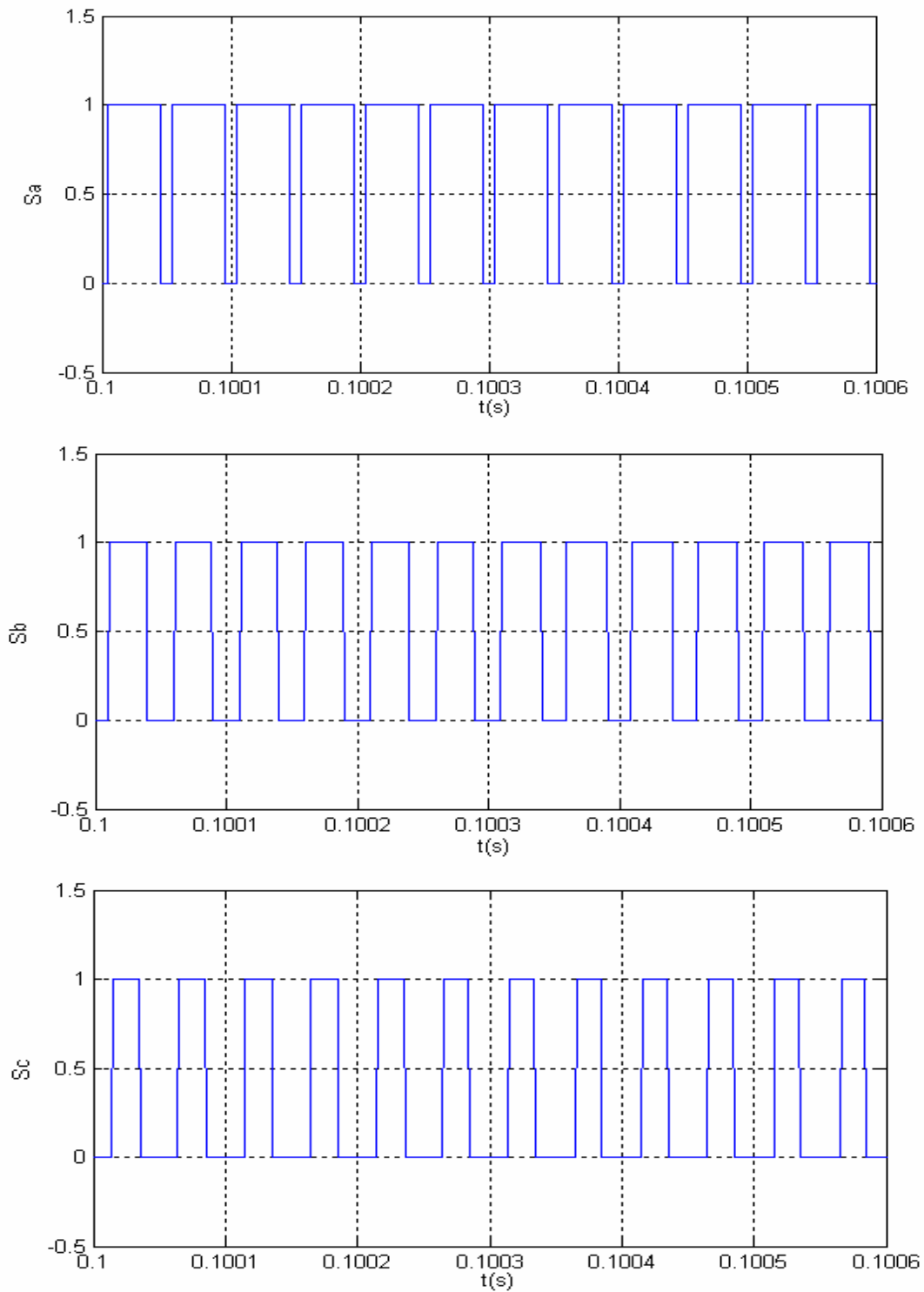


Figure I.13 Les fonction logique S_a , S_b et S_c .

I.6 Commande vectorielle de la PMSM

Le problème des machines à courant alternatif réside dans leurs modèles mathématiques caractérisés par un couplage très rigide entre la partie mécanique (couple et vitesse) et la partie magnétique (flux), ce qui rend la commande de ces machines difficile. Avec le développement de la théorie du champ orienté, la machine synchrone peut épouser un comportement similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée dont le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. D'autre part l'évolution de la technologie des semi-conducteurs a amélioré les performances de la commande vectorielle en introduisant les régulateurs qui assurent une certaine robustesse contre les perturbations externes et internes que peut subir la machine.

I.6.1. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à maintenir le courant direct i_d fixe de telle sorte à assurer le contrôle du couple par la composante en quadrature i_q seulement [01].

Le couple électromagnétique développé par une machine synchrone à aimants permanents, s'écrit dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q] \quad (I.29)$$

Dans le cas des machines à rotor lisse ($L_d = L_q$), l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \Phi_f \cdot I_q \quad (I.30)$$

Le couple ne dépend que de la composante en quadrature I_q . Il est maximal pour un courant donné si l'on impose $i_{dref} = 0$. Dans ce cas, le couple obtenu est proportionnel au courant d'alimentation de la machine [04].

Le but du choix du courant direct consiste à maximiser la puissance et le rendement [06].

Dans ce but, pour les machine à pôles saillants ($L_d \neq L_q$), i_{dref} est fixée à une valeur constante, cette valeur est positive lorsque ($L_d > L_q$) et négative lorsque ($L_d < L_q$). Elle est égale à la valeur donnée par l'équation (I.31) ou le couple est optimisé [01] [05] [06]:

$$i_{dref} = \frac{\Phi_f - \sqrt{\Phi_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_{\max}^2}}{2(L_q - L_d)I_{\max}} \quad (I.31)$$

Ce choix apporte un surcroît de couple d'autant plus grand que l'effet de saillance est élevé.

Φ_f et i_{dref} étant constants, le couple ne sera contrôlé que par la composante en quadrature i_{qref} .

Le choix d'un courant direct nul est également fréquent dans les machines saillantes, bien que cette solution ne soit alors avantageuse que par sa simplicité [06].

La commande vectorielle revient alors à contrôler les deux composantes i_d et i_q du courant statorique en imposant les tensions V_d, V_q . Pour imposer ces tensions, il suffira d'imposer les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} à l'entrée de l'onduleur.

A l'aide des régulateurs, on obtient les tensions de référence permettant de maintenir les courants direct et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence I_{dref} et I_{qref} [01].

I.6.2 Synthèses des régulateurs

L'utilisation des régulateurs permet de maintenir les grandeurs de sortie égales aux grandeurs de référence même en présence de perturbations. Ceci afin d'assurer la robustesse du système. Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre.

$$\begin{aligned} V_d &= R_s \cdot i_d + L_d S \cdot i_d - L_q \omega_r \cdot i_q \\ V_q &= R_s \cdot i_q + L_q S \cdot i_q + \omega_r \cdot \Phi_f + \omega_r \cdot L_d \cdot i_d \end{aligned} \quad (I.32)$$

Ce couplage peut être éliminé par une méthode de compensation. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage et en les rajoutant à la sortie des régulateurs de courant, afin d'obtenir les tensions de référence V_{dref}, V_{qref} comme l'indique le schéma de la (Fig. I.14). Les termes de compensation sont donnés comme suit :

$$\begin{aligned} V_d^c &= -L_q \omega_r \cdot i_q \\ V_q^c &= \omega_r \cdot \Phi_f + \omega_r \cdot L_d \cdot i_d \end{aligned} \quad (I.33)$$

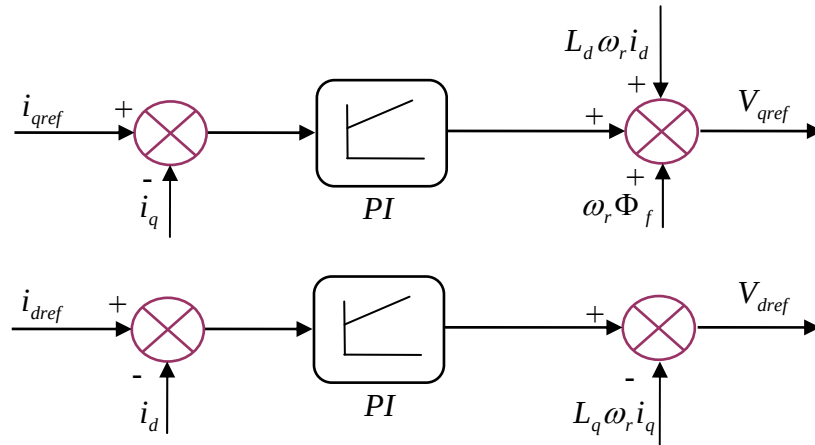


Figure I.14 Schéma du principe de la compensation.

I.6.2.1 Synthèse des régulateurs de courant

Nous considérons que le découplage des courants est parfaitement réalisé. Ainsi, les régulateurs de courants peuvent être calculés séparément. La boucle de régulation de courants est représentée comme suit :

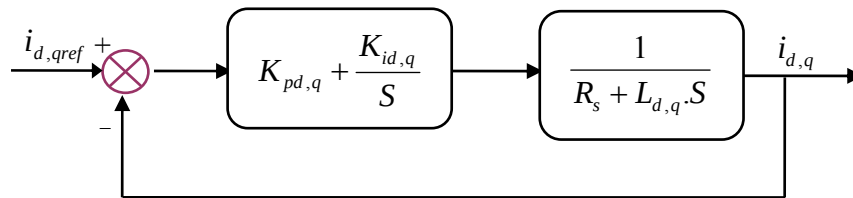


Figure I.15 Boucle de régulation des courants (i_d, i_q).

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{BO}(S) = \left(K_{pd,q} + \frac{K_{id,q}}{S} \right) \left(\frac{1}{R_s + L_{d,q} \cdot S} \right) \quad (\text{III.34})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_{BF}(S) = \frac{(K_{pd,q}S + K_{id,q}) \frac{1}{L_{d,q}}}{S^2 + \frac{R_s + K_{pd,q}}{L_{d,q}}S + \frac{K_{id,q}}{L_{d,q}}} \quad (\text{I.35})$$

L'équation caractéristique $D(S)$ est :

$$D(S) = L_{d,q} S^2 + (R_s + K_{pd,q}) S + K_{id,q} \quad (I.36)$$

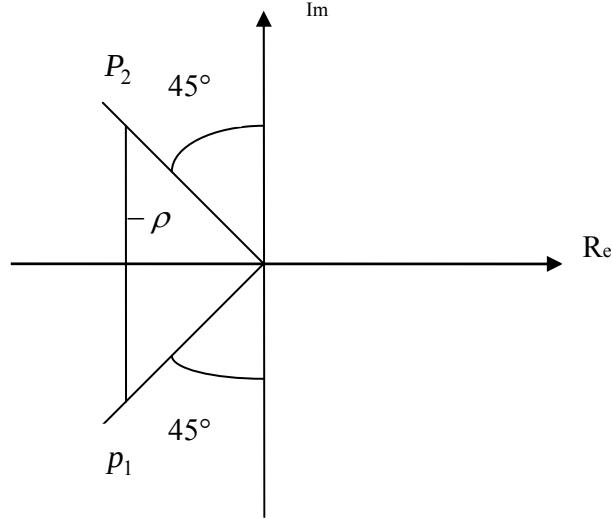


Figure I.16 Méthode des pôles imposés.

En prenant : $S_1 = -\rho - j\rho$ $S_2 = -\rho + j\rho$

L'équation de $D(S)$ peut s'écrire :

$$D(S) = (S - S_1)(S - S_2) = S^2 - (S_1 + S_2)S + S_1 S_2. \quad (III.37)$$

Par identification avec l'équation caractéristique désirée (I.36), nous obtenons :

$$\begin{aligned} K_{id} &= 2L_d \rho^2 .et. K_{pd} = 2\rho L_d - R_s \\ K_{iq} &= 2L_q \rho^2 .et. K_{pq} = 2\rho L_q - R_s \end{aligned} \quad (I.38)$$

I.6.2.2 Régulateur de vitesse

La figure I.17 représente la boucle de régulation de vitesse :

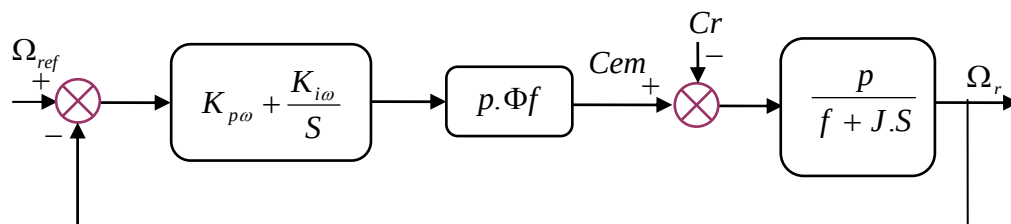


Figure I.17 Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\Omega_r(S)}{\Omega_{ref}(S)} = \frac{(K_{p\omega} \cdot S + K_{i\omega}) \cdot \frac{p^2 \Phi_f}{J}}{D(S)} \quad (I.39)$$

L'équation caractéristique D(S) est :

$$D(S) = S^2 + \frac{f + K_{p\omega} p^2 \Phi_f}{J} \cdot S + \frac{K_{i\omega} p^2 \Phi_f}{J} = 0 \quad (I.40)$$

En imposant toujours deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, en boucle fermée et par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée, nous obtenons :

$$\begin{aligned} K_{i\omega} &= \frac{2J\rho^2}{p^2 \Phi_f} \\ K_{p\omega} &= \frac{2\rho \cdot J - f}{p^2 \Phi_f} \end{aligned} \quad (I.41)$$

Le schéma global de la commande vectorielle en boucle fermée de la PMSM avec régulateurs de courants, est donné par la figure.I.18.

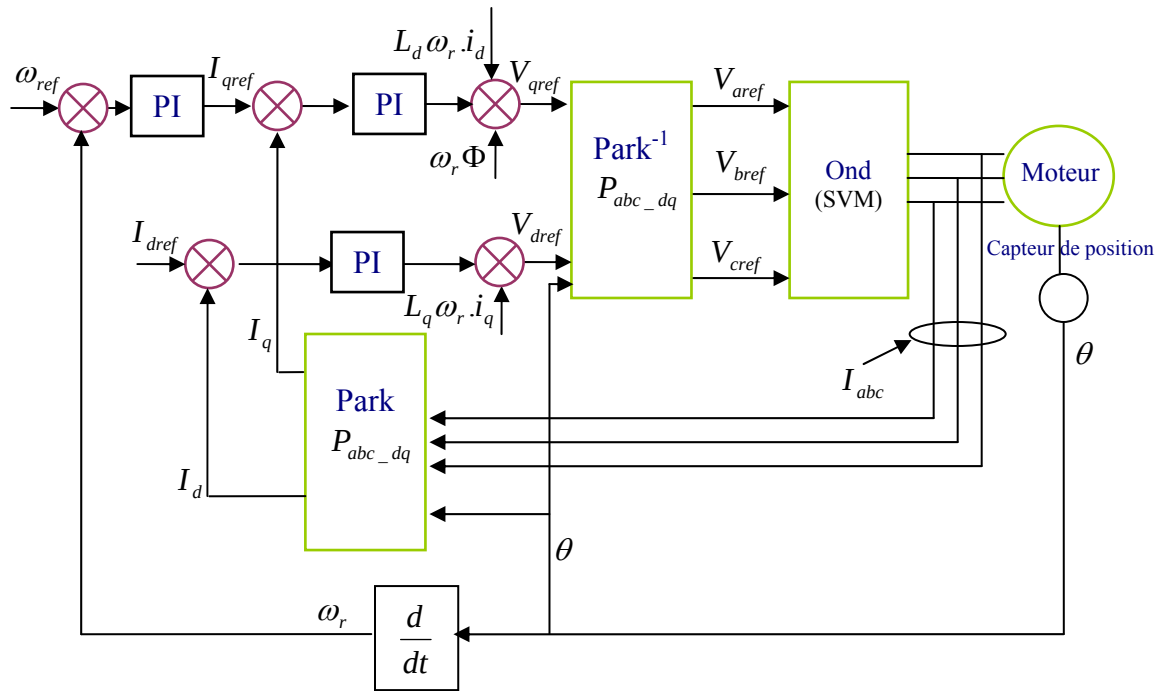


Figure I.18 Schéma bloc de la commande vectorielle de la PMSM

I.7 Simulation du fonctionnement de l'ensemble commande-onduleur-machine

Simuler de façon numérique un système physique, consiste à résoudre le système d'équations régissant son fonctionnement. L'écriture sous forme d'équation d'état sera déduite directement à partir des équations du modèle de Park qui peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - p \cdot \omega_r L_q i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} - p \cdot \omega_r L_d i_{ds} + p \omega_r \Phi_f \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad \text{avec} \quad C_f = f_r \cdot \Omega_r \\ C_{em} = p \cdot \Phi_f \cdot i_{qs} = p \left[(L_d - L_q) i_{ds} + \Phi_f \right] i_{qs} = K_T \cdot i_{qs} \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \Omega_r \end{array} \right. \quad (I.42)$$

A partir de ce système d'équations, on peut établir le schéma bloc qui permet de simuler la commande vectorielle d'une PMSM sous MATLAB/Simulink.

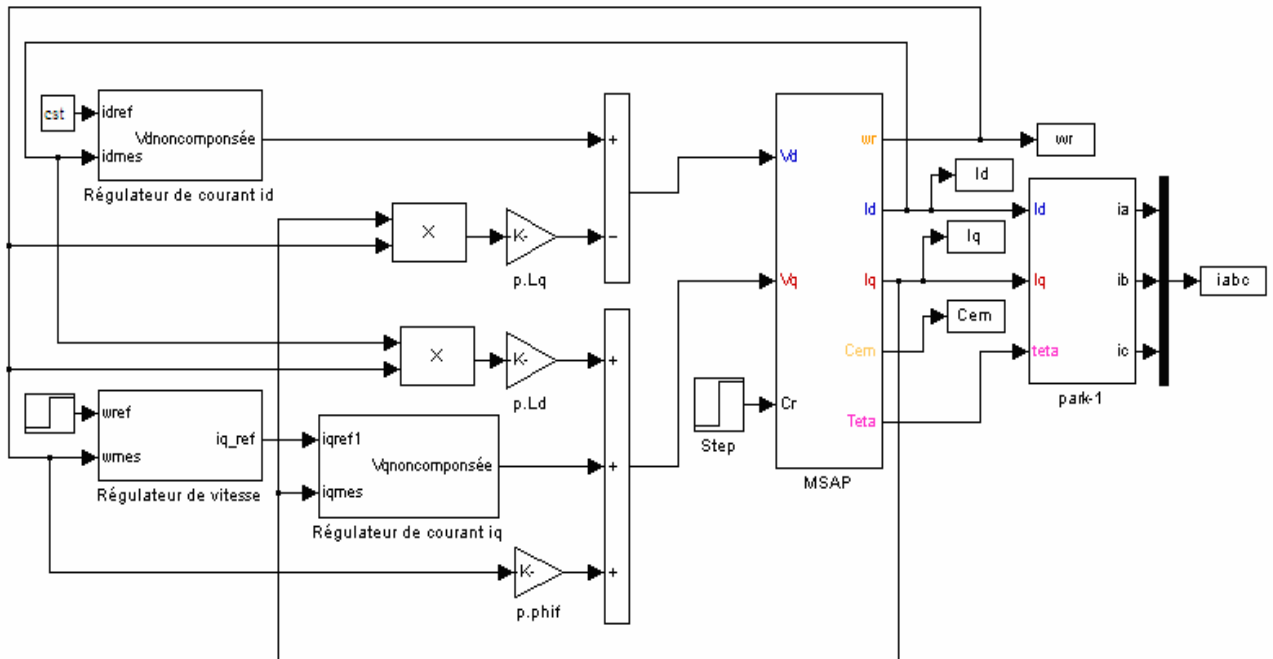


Figure I.19 Bloc de simulation du fonctionnement de la PMSM avec une commande vectorielle sous MATLAB/Simulink

➤ Résultats de simulation et interprétation

Les figures I.20 à I.22 illustrent les résultats de simulation de la commande de la PMSM avec régulation de la vitesse et des courants.

Nous avons effectué une simulation du fonctionnement de la commande de la PMSM, avec :

- Un test de régulation : consigne de vitesse égale à 240 rad/s et application d'un couple de charge ($C_r = 1 \text{ N.m}$) entre $t = 0.15\text{s}$ et $t = 0.3\text{s}$.
- Deux tests d'asservissement: une consigne de vitesse qui subit un échelons de 240rad/s ,300rad/s à $t = 0.15\text{s}$, une inversion de consigne de vitesse égale à 500rad/s.

A partir des résultats obtenus on peut faire les remarques suivantes :

- ✓ La vitesse de la machine s'établit après un temps de réponse minime (0.01s) et suit parfaitement sa référence sauf quelque perturbation au moment de l'application de la charge.
- ✓ l'application de la charge provoque un écartement de la vitesse qui est tout de suite compensé par le système de régulation de vitesse. Ceci montre la robustesse de ce système vis-à-vis des perturbations du couple de charge avec un temps de rétablissement de (0.03s).
- ✓ Le couple électromagnétique atteint la valeur de 1 *N.m* qui est la valeur du couple résistant appliqué à la machine.
- ✓ Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement. Le courant i_d reste constant, le couple dépend seulement de la composante i_q .
- ✓ Lors du changement de consigne la vitesse de la machine suit sa référence.

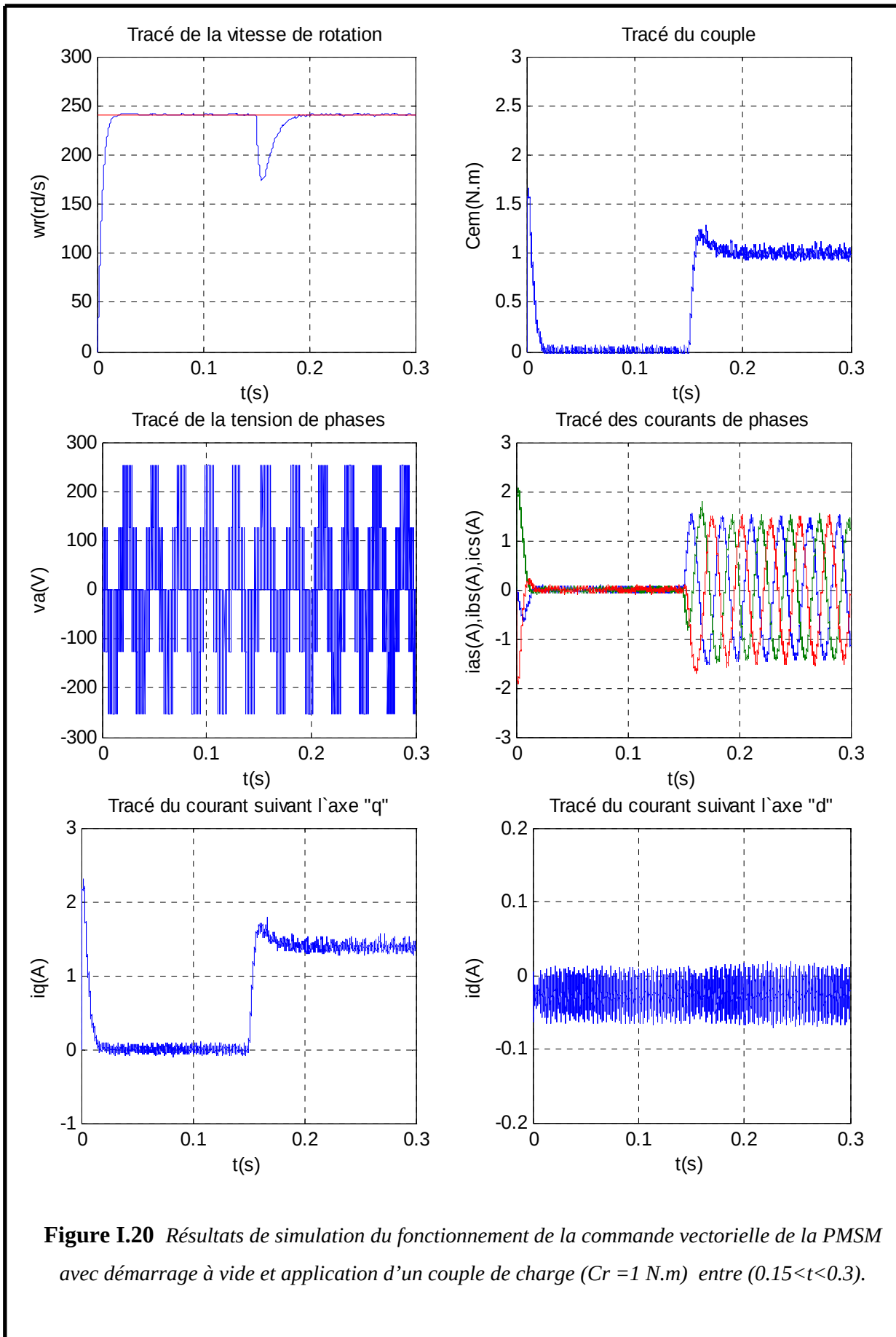


Figure I.20 Résultats de simulation du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM avec démarrage à vide et application d'un couple de charge ($C_r = 1 \text{ N.m}$) entre ($0.15 < t < 0.3$).

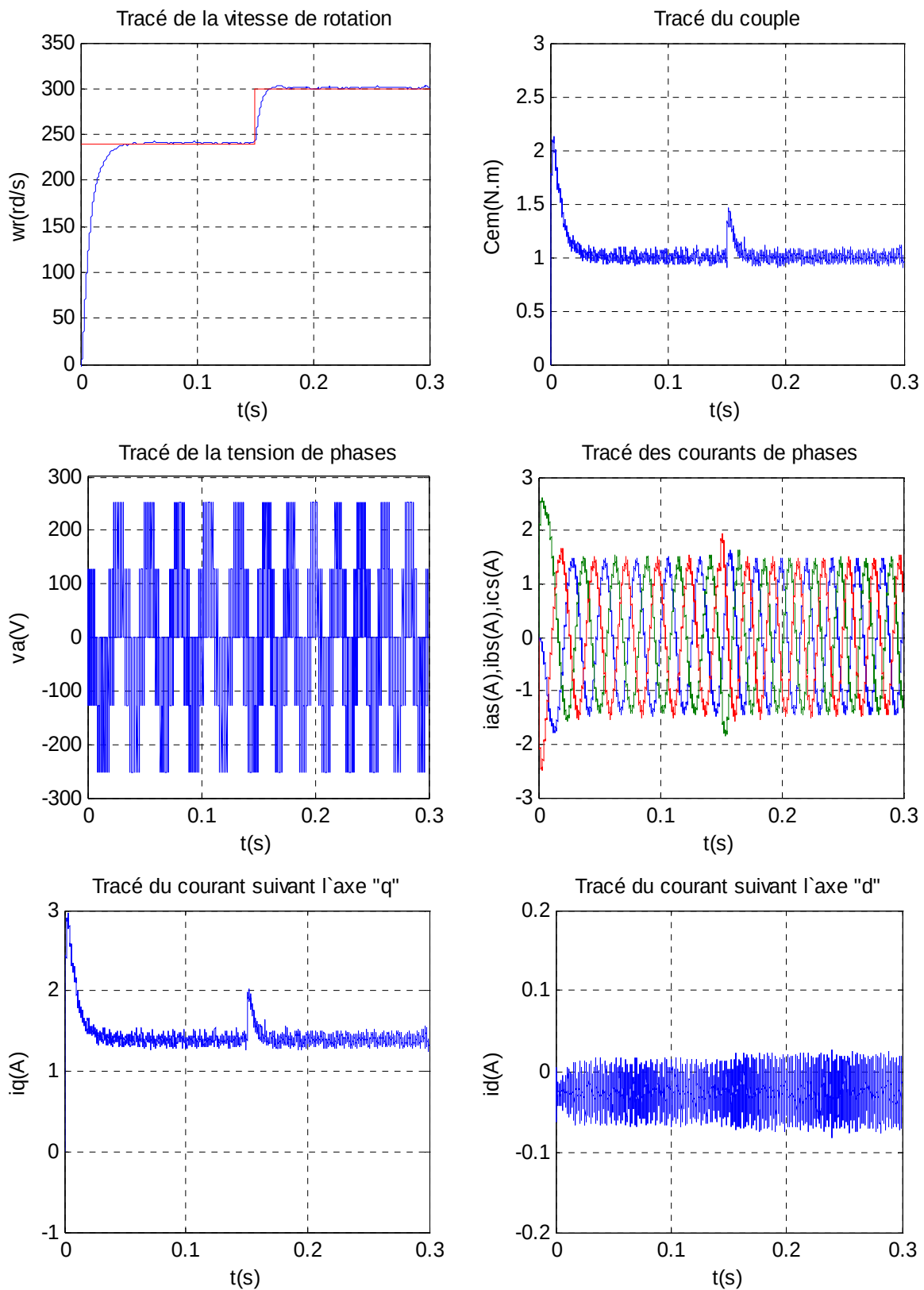


Figure I.21 Résultats de simulation du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM avec un couple de charge ($C_r = 1$ N.m) et un changement de consigne de vitesse à $t=0.15$

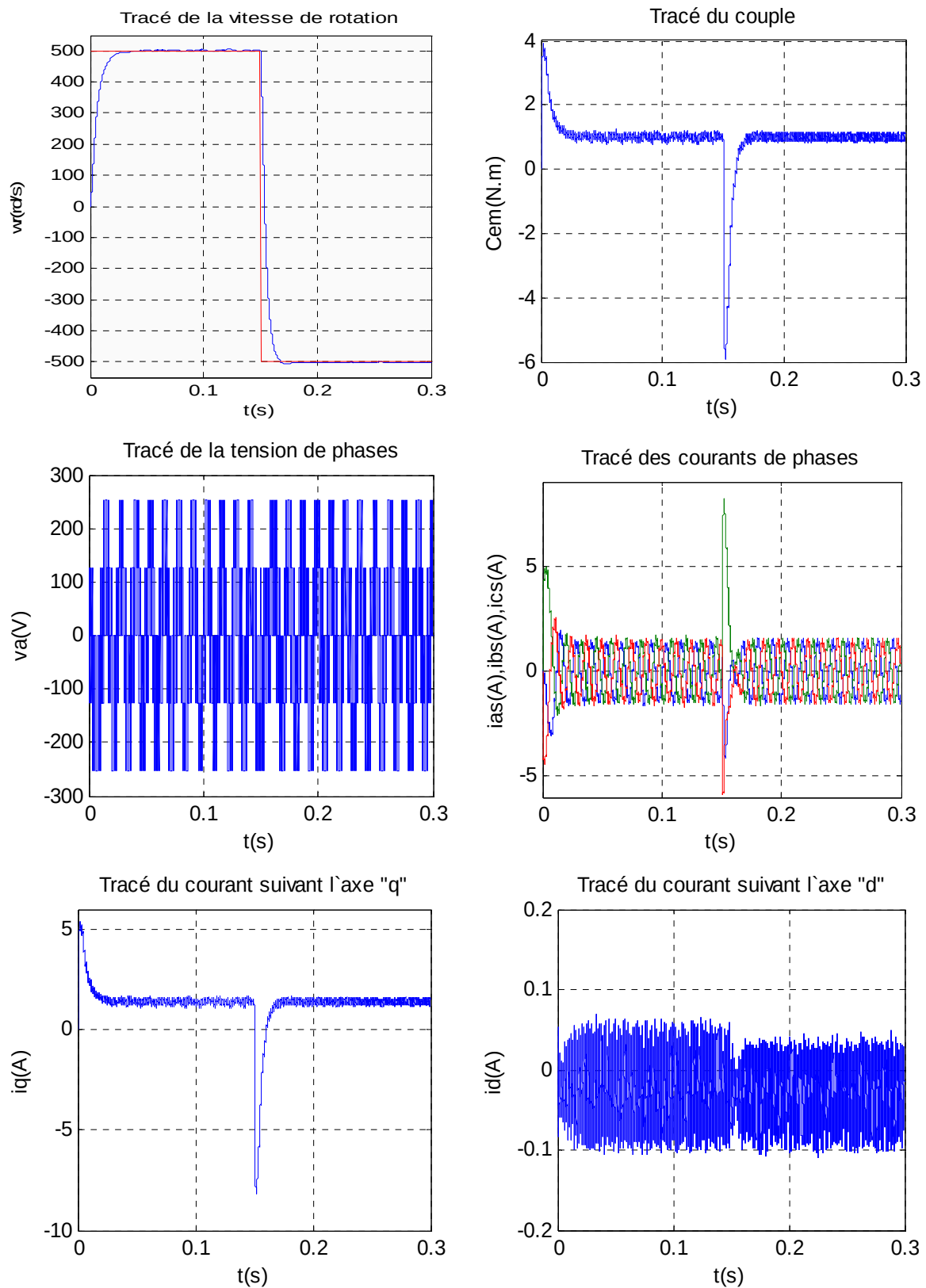


Figure I.22 Résultat de simulation du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM avec une inversion de consigne de vitesse à $t=0.15$ s.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord définie le modèle de la machine synchrone à aimants permanents. Par la suite c'est l'onduleur d'alimentation qui est modélisé avec son contrôle par modulation de largeur d'impulsion (modulation vectorielle).

Le modèle de la PMSM a montré un couplage rigide entre la partie mécanique et la partie magnétique, ce qui rend la commande de cette machine difficile. Pour pallier à ce problème la commande vectorielle de la PMSM a été présentée.

On termine avec quelques résultats du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM, obtenus à l'aide d'un bloc de simulation que nous avons développé sous MATLAB/Simulink.

Au vu des résultats obtenus, on peut dire que la commande vectorielle est performante et permet un contrôle indépendant des deux grandeurs flux et couple de la PMSM.

Cependant pour se faire nous avons besoin d'avoir en continue et avec précision l'information sur la position du rotor. Cette information est habituellement fournie par un capteur mécanique.

Tenant compte des limites que présente le fonctionnement avec capteur, la suite de notre travail sera consacrée à l'étude et l'application d'une méthode d'estimation de la position utilisant une excitation à haute fréquence.

CHAPITRE II

*Application de la Méthode
Sans Capteur à un Système
Electrique à Mouvement Linéaire*

Chapitre II

Application de la Méthode Sans Capteur à un Système Electrique à Mouvement Linéaire

II.1 Introduction

Que ce soit pour la commande vectorielle, la commande scalaire ou la commande DTC, la connaissance de la position du rotor est importante afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine. Mais pour des raisons économiques et de robustesse, de multiples études se sont orientées sur l'estimation de la position du rotor à partir des grandeurs électriques au lieu d'une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position.

Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but :

- 1- méthodes utilisant des observateurs d'état.
- 2- méthodes fondées sur l'estimation de la f.e.m.
- 3- méthodes fondées sur la saturation locale du circuit magnétique.
- 4- méthodes fondées sur l'estimation de la position des saillances via une excitation supplémentaire à haute fréquence indépendante de l'alimentation fondamentale de la machine.

Une grande partie des méthodes proposées est basée sur des observateurs d'état qui dépendent du modèle de la machine (filtre de Kalman, observateur à modes glissants) dont la tâche sera de fournir une estimation des grandeurs non mesurées du système étudié en fonction des informations disponibles sur ce même système qui sont d'une part les mesures des grandeurs d'entrée et de sortie, et d'autre part le modèle dynamique du système. Du fait que les modèles de la machine utilisés ne sont souvent pas observables à l'arrêt, ces techniques échouent à se substituer au codeur incrémental dans le domaine des basses vitesses [01] [07] [23] [24] [26] [30].

La deuxième catégorie est constituée des méthodes qui utilisent la relation entre la f.e.m. et la position du rotor. Du fait de leur simplicité et de leur efficacité, elles sont largement utilisées à vitesse moyenne et au-delà. Cependant, le vecteur f.e.m. n'est pas mesurable, et doit être estimé par un observateur d'état. De ce fait, comme pour les méthodes de la première catégorie, ces méthodes ne fonctionnent pas à basse vitesse car la f.e.m. est alors trop faible et les incertitudes sur le modèle deviennent relativement importantes et mettent en cause la bonne estimation de la f.e.m [01] [07] [23] [24] [26] [30].

D'autres recherches reposent sur l'estimation de la position des saillances de la machine. Ces saillances sont, en général, dues à la saturation (créée par le flux principal) ou à la variation de l'entrefer. L'exploitation du signal résultant de la saillance sans injection ne nécessite aucune modification sur la commande existante et n'entraîne aucune perturbation supplémentaire. Cependant, ce signal possède plusieurs caractéristiques qui rendent son exploitation sensible : sa faible amplitude, accompagnée d'un environnement fréquentiel proche de la fréquence statorique. De plus, si elles se basent sur l'alimentation fondamentale de la machine, ces techniques échouent également à basse vitesse et à l'arrêt [01] [23] [26] [30].

La famille des méthodes utilisant la saillance de la machine est un domaine de perspectives au niveau de l'extraction et du traitement du signal. Les méthodes basées sur une injection de fréquence permettent d'avoir un signal de fort niveau, et de fréquence indépendante de celle du fondamental ce qui facilite son exploitation [23] [26] [30].

Ce chapitre est consacré à une étude préliminaire dans le but de mettre en relief le principe de la technique sans capteur par l'injection d'un signal à haute fréquence. Cette étude se fera sur un actionneur linéaire constitué d'une bobine et d'un noyau plongeur. Pour disposer du signal à haute fréquence à injecter, la réalisation d'un hacheur a été accomplie. Les essais entrepris ont permis de mettre en valeur le principe de la méthode.

II.2 Principe de la méthode d'injection de signal

Le concept de cette méthode est basé sur la relation existante entre la position du rotor (la position du noyau pour le système linéaire) et l'inductance statorique de la machine (l'inductance de la bobine pour le système linéaire) [22].

L'injection d'une tension à haute fréquence induit une composante de la même fréquence au niveau du courant dont l'amplitude varie avec la position du noyau.

L'extraction de la composante à haute fréquence des deux variables courant et tension nous permettra de calculer la valeur de l'inductance. Connaissant la valeur de l'inductance nous pourrons déduire la position du noyau à partir de la caractéristique prédéfinie donnant la valeur de l'inductance correspondant à chaque position du noyau.

II.3 Etude théorique

L'actionneur sur lequel nous avons effectué les essais se compose d'une bobine d'excitation et d'un noyau mobile.

L'impédance Z de la bobine est donnée par l'équation II.1 :

$$Z = R + j\omega L \quad (\text{II.1})$$

Avec : $\omega = 2\pi.f$

R est la résistance de la bobine.

L est l'inductance de la bobine.

f est la fréquence de la tension d'alimentation de la bobine.

Lorsqu'on travaille à des fréquences élevées le terme de l'inductance sera dominant dans l'équation de l'impédance ($2\pi.fL \gg R$). De ce fait la résistance de la bobine deviendra négligeable.

À haute fréquence l'impédance de la bobine est donc donnée par l'équation II.2

$$Z = j2\pi.f.L. \quad (\text{II.2})$$

L'inductance de la bobine se calcule en utilisant l'équation suivante :

$$L = \frac{1}{2\pi.f} \times \frac{v}{i} \quad (\text{II.3})$$

Avec: v , i sont respectivement les valeurs efficaces des composantes à haute fréquence de la tension et du courant à travers la bobine.

II.4 Détermination de la caractéristique inductance–position du système électrique

La mesure de l'inductance a été faite directement par RLC Mètre comme l'indique la (Fig.II.1). Pour différentes positions du noyau nous avons relevé les valeurs correspondantes de l'inductance affichées sur RLC Mètre. La courbe obtenue est présentée à la (Fig.II.2).



Figure II.1 Mesure par RLC Mètre

À l'aide d'un logiciel ORIGIN5.0, nous avons effectué une interpolation de cette caractéristique, ce qui nous a permis d'acquérir une fonction polynomiale donnant la position du noyau en fonction de l'inductance de la bobine.

La fonction retenue est un polynôme d'ordre quatre dont les coefficients sont :

$$y = k + k_1 * x^1 + k_2 * x^2 + k_3 * x^3 + k_4 * x^4 \quad (\text{II.4})$$

$$k = -66.96492$$

$$k_1 = 3.95453$$

$$k_2 = -0.08536$$

$$k_3 = 8.28169e - 4$$

$$k_4 = -2.94128e - 6$$

avec :

y : la position du noyau.

x : l'inductance de la bobine.

La courbe obtenue par la fonction interpolée (II.4) est représentée à la fig.II.2, celle-ci se superpose à la courbe réelle obtenue par mesure. Cette fonction nous permet de ce fait de déterminer la position du noyau à partir de la valeur de l'inductance avec une bonne précision. Cette caractéristique va être considérée comme référence pour estimer la position du noyau correspondant à la valeur de l'inductance de la bobine déterminée par d'autres méthodes de calculs à savoir : les méthodes à faible et à haute fréquence.

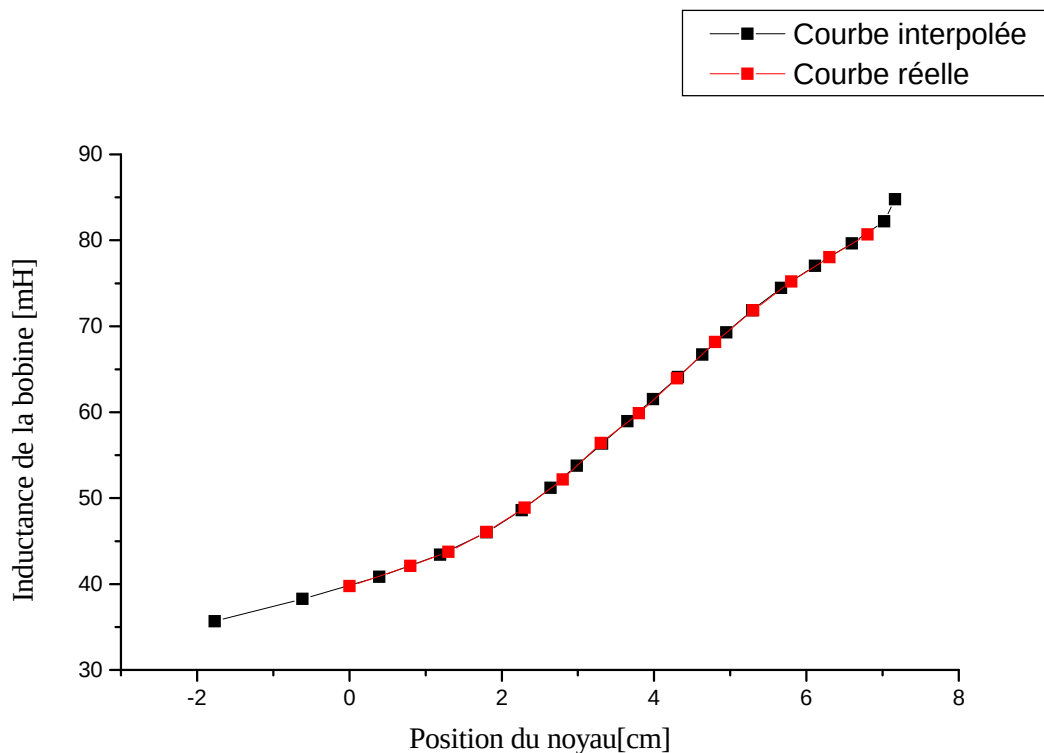


Figure II.2 Inductance de la bobine en fonction de la position du noyau.

II.5 Estimation de la position à basse fréquence

Pour cette méthode d'estimation, nous avons alimenté la bobine par un signal alternatif de faible fréquence (50Hz) à l'aide d'un autotransformateur comme l'indique la (Fig.II.3). Pour différentes positions du noyau nous avons relevé les valeurs du courant correspondant. Le calcul de l'inductance se fait suivant l'équation ci-dessous :

$$L = \sqrt{\left(\frac{V}{I}\right)^2 - R^2} \times \frac{1}{2\pi \cdot f} \quad (\text{II.5})$$



Figure II. 3 Montage de la mesure à (50Hz).

À partir du polynôme défini en équation II.4, on déduit la valeur de la position du noyau correspondant à chaque valeur de l'inductance calculée. Celle-ci est comparée à la position réelle mesurée directement comme le montre la (Fig.II.4).

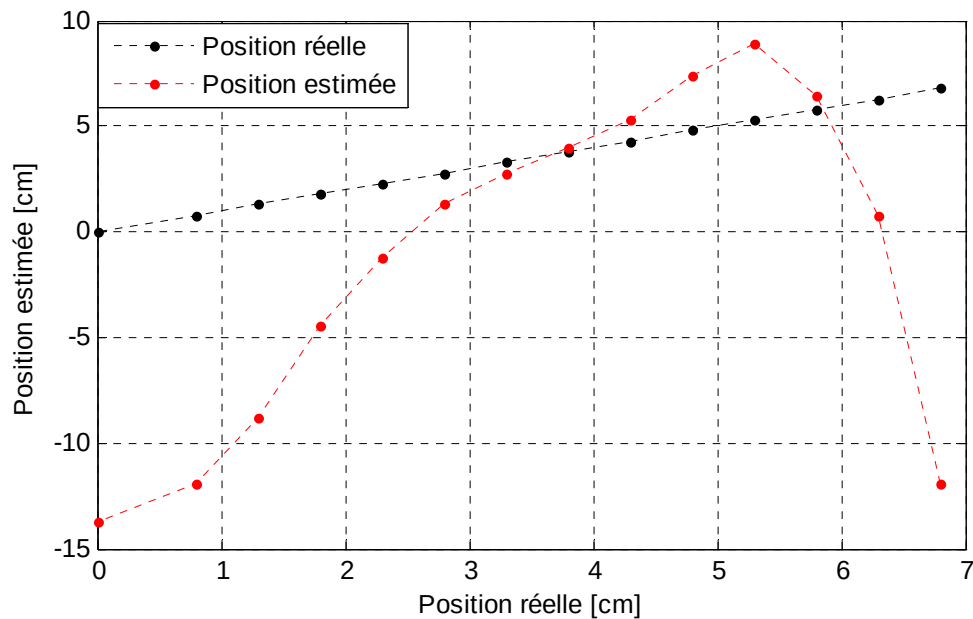


Figure II.4 Comparaison entre la position mesurée et la position estimée.

À partir de la (FigII.4) on constate qu'à basse fréquence (50Hz) la position estimée présente une grossière erreur par rapport à la position mesurée. La variation du courant n'est plus proportionnelle à la variation de l'inductance.

Par conséquent, il est difficile de prédire la position à partir de cette méthode.

II.6 Estimation de la position à haute fréquence

L'alimentation de la bobine se fait par un signal carré de haute fréquence. La fréquence de ce signal doit être suffisamment élevée pour pouvoir négliger la résistance de la bobine devant le terme dû à l'inductance, mais avec une certaine limite pour pouvoir apprécier la variation du courant (pour une valeur trop grande de la fréquence le courant à travers la bobine aura une forme lisse).

Après plusieurs essais, le choix de la fréquence du signal injecté s'est porté sur 1kHz. A cette fréquence, la résistance de la bobine est négligeable devant le terme de la l'inductance. La Fig.II.5 montre les différents circuits du montage utilisé.

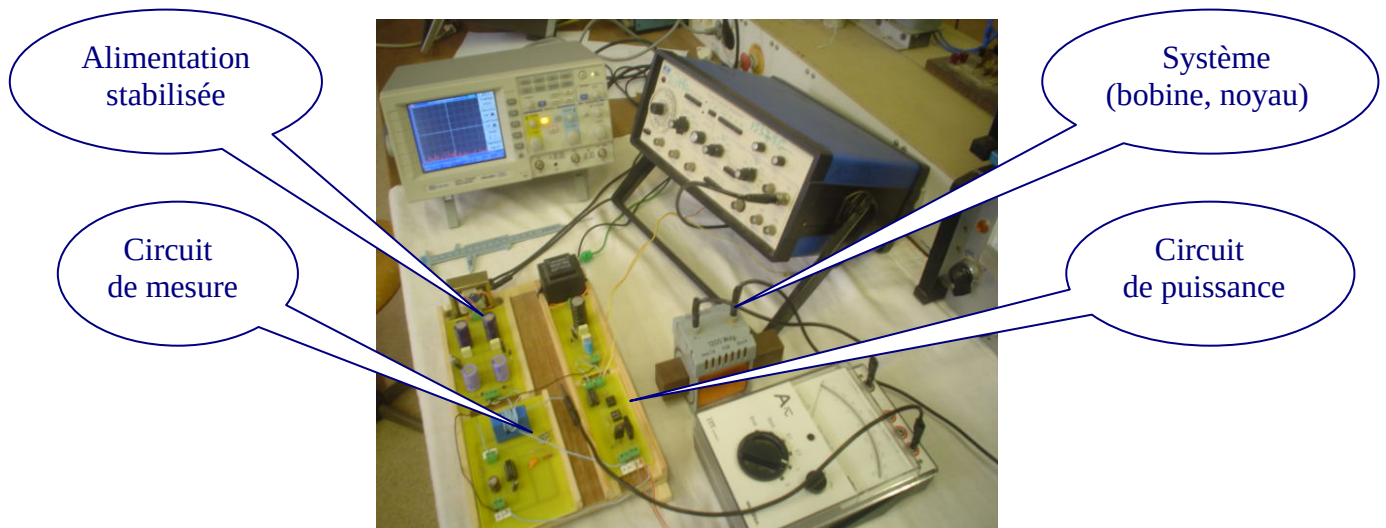


Figure II.5 Montage de la mesure à (1KHz).

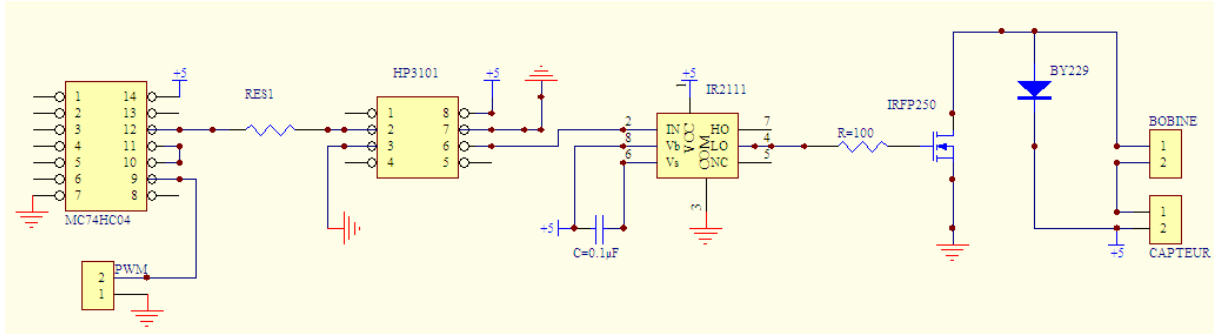
II.6.1 Description des différents circuits

Le dispositif utilisé à cet effet est constitué d'une bobine avec un noyau amovible, un circuit de puissance et un circuit de mesure.

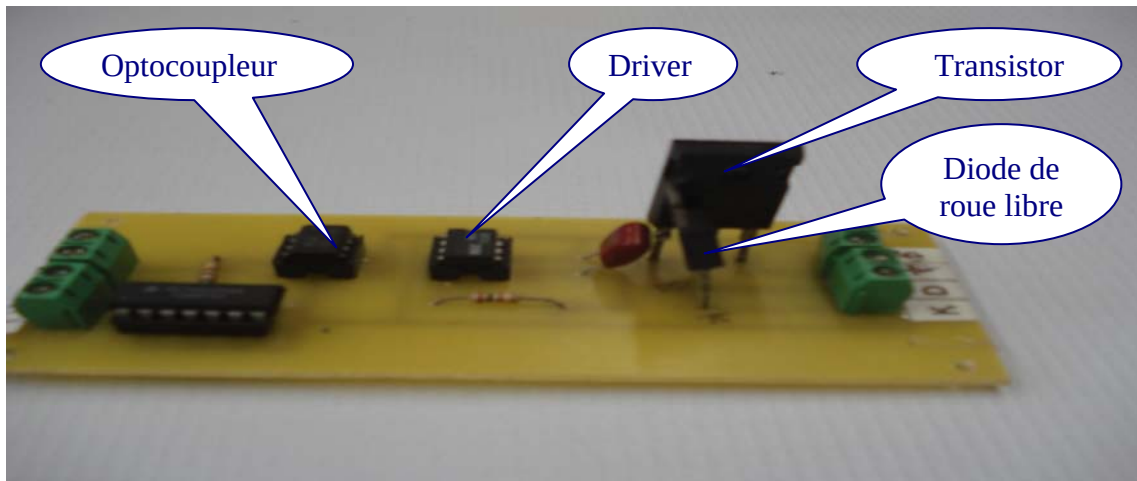
II.6.1.1 Circuit de puissance

Afin de disposer d'un signal d'une fréquence 1kHz aux bornes de la bobine nous avons procédé à la réalisation d'un hacheur qui peut commuter à cette fréquence, ce dernier se compose comme le montre la (Fig.II.6) d'un transistor, de son circuit d'attaque et d'une diode de roue libre.

Lorsque le transistor est passant, la bobine est alimentée à travers celui-ci et la tension à ses bornes est égale à la tension d'alimentation (on néglige les chutes de tension aux bornes du transistor). Lorsque le transistor est bloqué, la diode de roue libre assure la continuité du courant à travers la bobine et la tension à ses bornes sera égale à zéros.



(a)



(b)

FigII.6 Circuit de puissance.

a)-Schéma électrique.

b)-Circuit électrique.

II.6.1.1.1 Transistor

Il est utilisé comme interrupteur de commutation dans le circuit de puissance. Le choix du transistor s'est porté sur un MOSFET, les critères qui ont déterminé ce choix sont : un circuit d'attaque plus simple et une fréquence de commutation plus élevée comparativement aux BJT, GTO et IGBT.

Le MOSFET (*Metal Oxyde Semi Conductor Field Effect Transistor*) est un dispositif contrôlé en tension. Pour qu'il commute, la tension V_{GS} entre la grille et la source doit être supérieure à une tension de seuil. Cette tension se note V_{TH} , TH étant l'abréviation de *threshold* en

anglais (seuil). Lorsque la tension grille-source V_{GS} est inférieure à la tension V_{TH} , on dit que le transistor est bloqué. Dans le cas contraire, il est passant.

Le MOSFET utilisé est un IRFP250 dont les caractéristiques sont présentées en ANNEX2.

II.6.1.1.2 Driver

Bien qu'il soit un dispositif contrôlé en tension, un courant de grille suffisant est nécessaire pour commuter le MOSFET. Le signal PWM produit n'ayant pas assez de puissance, un circuit d'attaque est exigé pour fournir la puissance suffisante pour le commuter.

Le circuit intégré IR2111 est un double circuit d'attaque ou chacun des deux circuits commande un transistor, le circuit du bas fonctionne par rapport à la masse par contre celui du haut admet un référentiel flottant. Pour commuter le MOSFET, nous n'utilisons que le circuit du bas comme le montre la figure II.7.

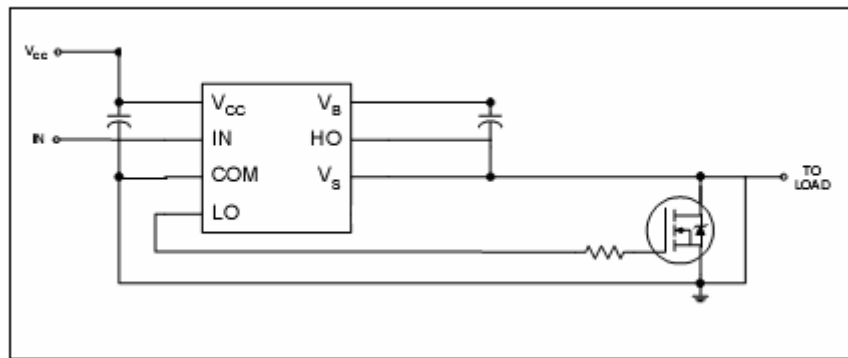


Figure II.7 Circuit d'attaque IR2111.

II.6.1.1.3 Diode de roue libre

Lorsque le MOSFET est bloqué, la diode de roue libre assure la continuité du courant à travers la bobine. Le choix de la diode de roue libre se base sur sa rapidité de commutation et sa tenue en tension inverse. La diode utilisée dans notre application est une BY229 dont les caractéristiques sont présentées en ANNEX2.

II.6.1.1.4 Optocoupleur

Pour isoler la partie commande de la partie puissance, nous utilisons un optocoupleur de type HP3101 sa fonction principale est la distinction des deux références, ceci grâce à la transmission optique des signaux.

II.6.1.2 Circuit de mesure

À l'issue de la première méthode de mesure (par RLC mètre), nous avons constaté que l'inductance de la bobine est effectivement relative à la position du noyau. De ce fait, la connaissance de celle-ci va suffire pour détecter la position du noyau, et l'inductance se calcule à partir d'une mesure de courant et de la tension aux bornes de la bobine.

Pour la mesure du courant, un capteur à effet all (LA55-P/16 165) a été utilisé. Ce type de capteur exploite l'effet Hall pour produire une tension qui est l'image exacte (avec un facteur de proportionnalité connu) du courant à mesurer ou à visualiser.

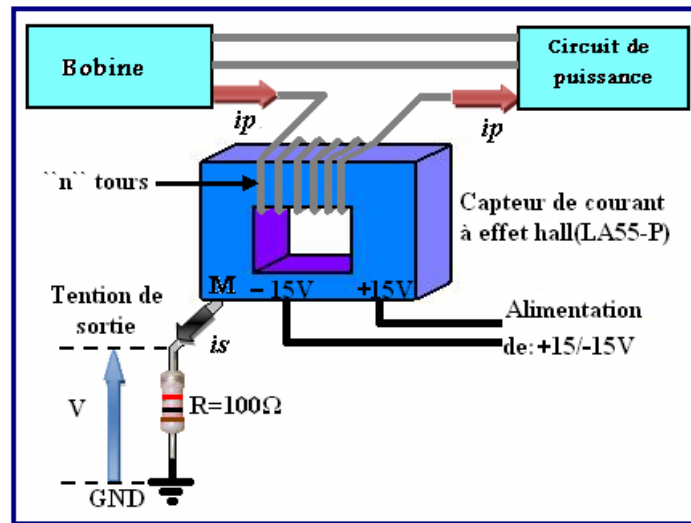


Figure II.8 Fonctionnement du capteur de courant.

- **Principe de fonctionnement**

Il est constitué d'un circuit magnétique, une cellule Hall, un conducteur traversé par le courant circulant dans le circuit de puissance et enfin d'une résistance qui permet de récupérer la tension de sortie à ces bornes.

Le courant primaire i_p qui traverse le conducteur va créer un champ magnétique et le circuit magnétique qui entoure ce conducteur servira à concentrer ce courant sur la cellule Hall.

La cellule Hall va générer un courant secondaire i_s qui est l'exacte représentation du courant primaire avec un facteur de proportionnalité suivant l'équation ci-dessous :

$$i_s = \frac{i_p}{1000} \times n \quad (\text{II.6})$$

Le signal qu'on récupère à la sortie M est une tension proportionnelle au nombre de spires n formées par le fil qui entoure le capteur et à la résistance de sortie R comme le montre la fig.II.9. L'amplitude de cette tension est donnée par la formule suivante :

$$V = R \times i_s = \frac{R \times n}{1000} \times i_p \quad (\text{II.7})$$

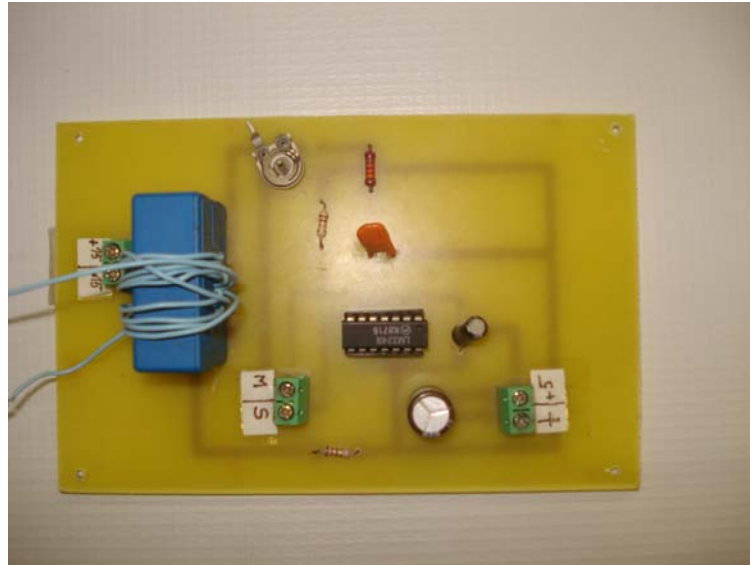


Figure II.9 Circuit de mesure.

Le signal visualisé à la sortie de ce capteur et représenté à la fig.II.10.

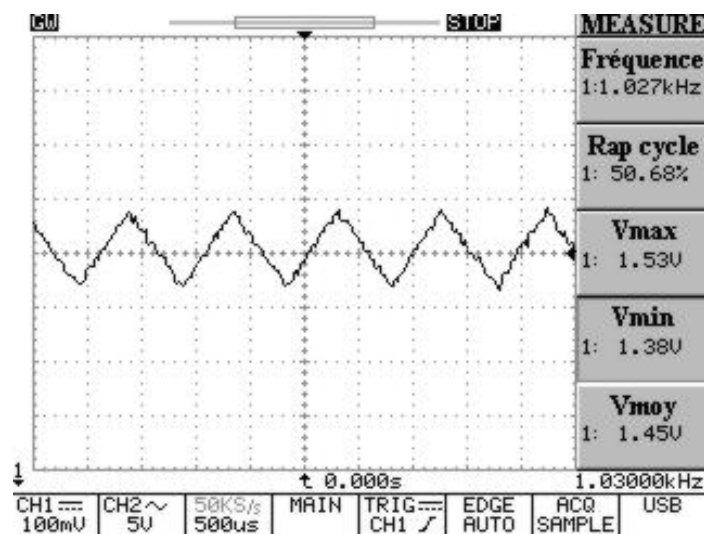


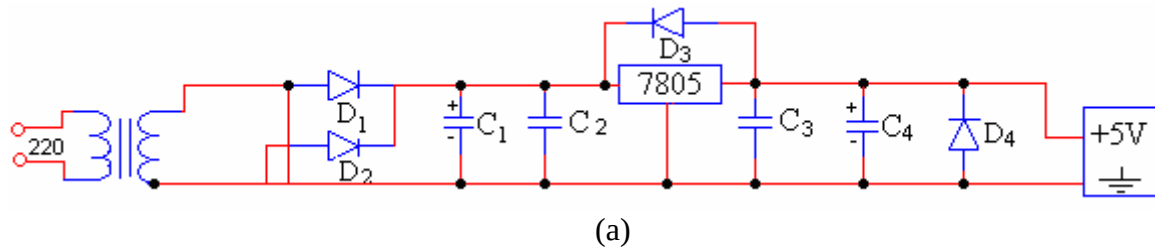
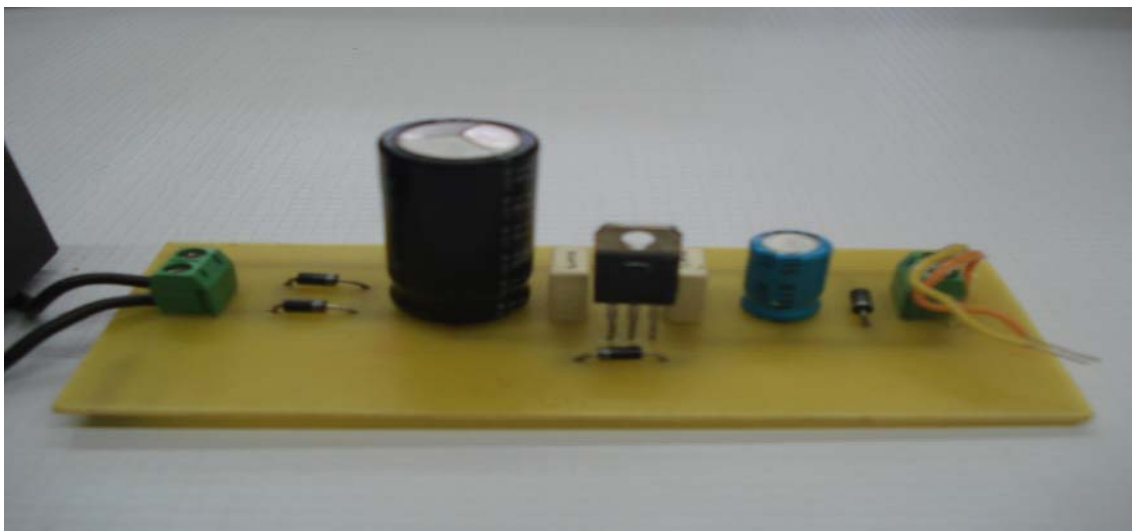
Figure II.10 Forme du courant.

II.6.1.3 Les alimentations stabilisées

Afin d'alimenter les différentes parties du circuit de commande, nous avons réalisé deux alimentations stabilisées, l'une est de $\pm 15V$ (Fig.II.12) pour l'alimentation du capteur de courant et l'autre de $+5V$ (Fig. II.11) pour l'alimentation du circuit d'amplification, le driver et l'optocoupleur.

Composants utilisés pour l'alimentation stabilisée $+5V$:

- Transformateur 220V/18V
- Régulateurs 7805.
- C1 :4700 μ F 16V
- C4 :100 μ F 25V
- D1 à D4 :1N4004
- C2 et C3 : 0.1 μ F.



(b)

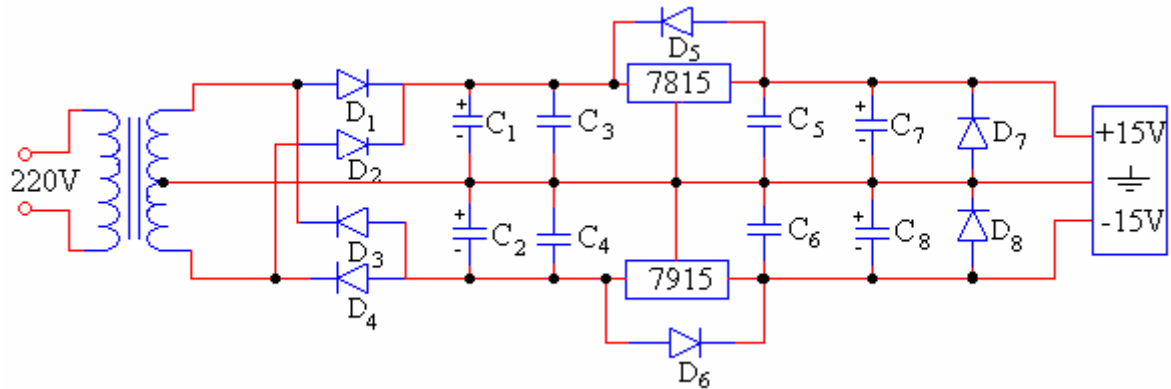
Figure II.11 Alimentation stabilisée $+5V$.

a)-Schéma électrique.

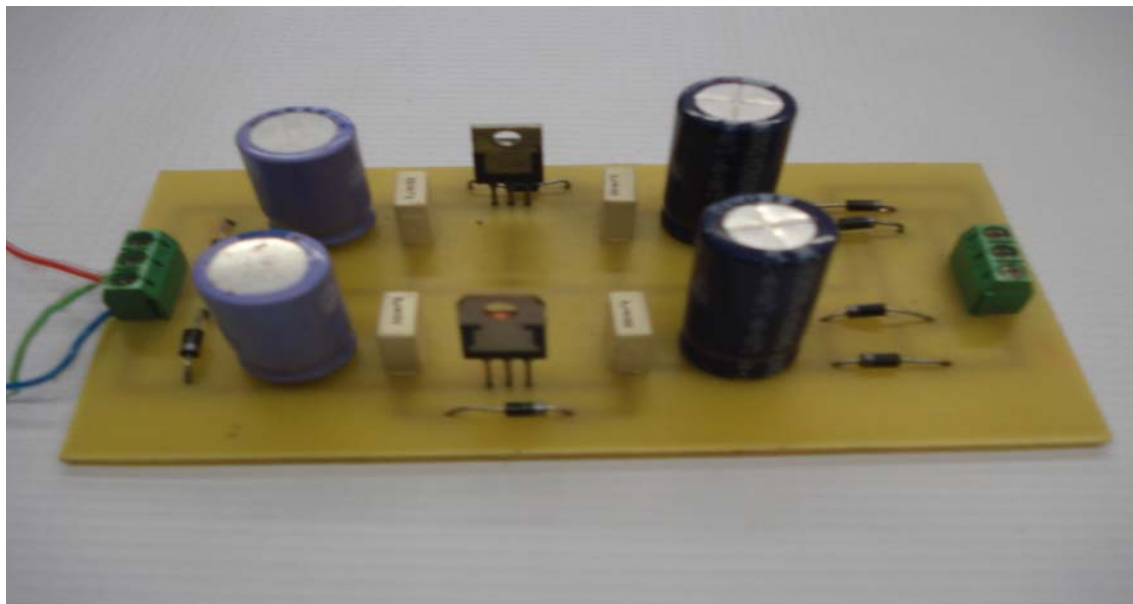
b)-Circuit électrique.

Composants utilisés pour l'alimentation stabilisée $\pm 15V$:

- Transformateur 220V/2x12V
- Régulateurs 7815 et 7915
- C1, C2 : 2200 μ F 35V
- C7, C8 : 330 μ F 35V
- D1 à D8 : 1N4004
- C3 à C6 : 0.1 μ F.



(a)



(b)

Figure II.12 Alimentation stabilisée $\pm 15V$.

a)-Schéma électrique.

b)-Circuit électrique.

II.6.2 Détermination de l'inductance

L'inductance de la bobine se calcule à partir de l'équation II.3. Pour cela nous avons besoin de connaître l'amplitude de la composante fondamentale (1kHz) du courant et de la tension aux bornes de la bobine.

II.6.2.1 Acquisition de la composante à 1kHz du courant

À l'aide d'un oscilloscope numérique, on a visualisé la tension équivalente au courant qui travers le capteur à effet Hall. Ce dernier, nous permet d'effectuer une transformée de fourrier et de visualiser le spectre donnant les différentes harmoniques et particulièrement l'harmonique à 1kHz de ce courant qui contient l'information sur la position du noyau.

Pour différentes positions du noyau, nous relevons l'amplitude de la composante à 1kHz. La (FigII.13) présente l'amplitude de cette harmonique pour trois positions différentes.

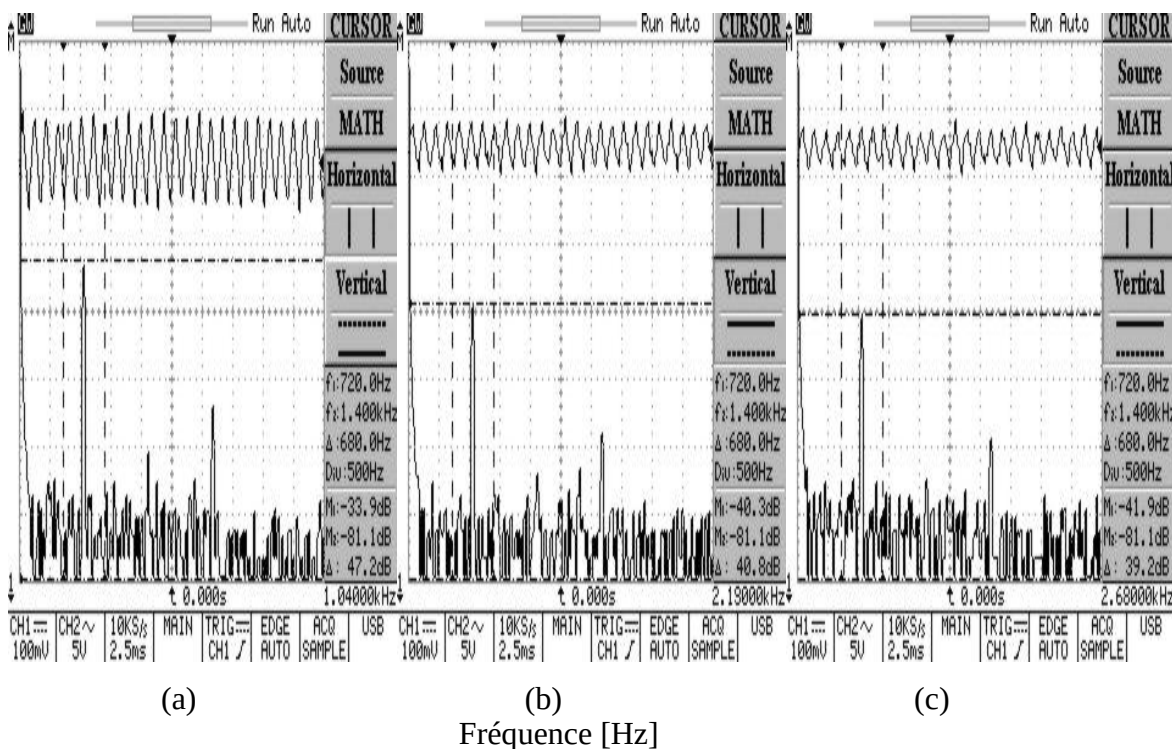


Figure II.13 Spectre d'harmonique pour différentes positions du noyau.

- a)- Position du noyau 6.8cm.
- b)- Position intermédiaire.
- c)- Position du noyau 0cm.

II.6.2.2 Étalonnage du capteur de courant

Le circuit utiliser pour l'étalonnage du capteur de courant est donné en figure II.14. Celui-ci se compose d'une charge alimenté en continue à travers le capteur de courant.



Figure II.14 Montage utilisé pour étalonner le circuit de mesure

Pour différentes valeurs de la tension d'alimentation nous avons relevé la valeur du courant indiquée par l'ampèremètre et la valeur de la tension lui correspondant indiquée sur l'oscilloscope. Les valeurs relevées sont représenté par la courbe de la figure II.15.

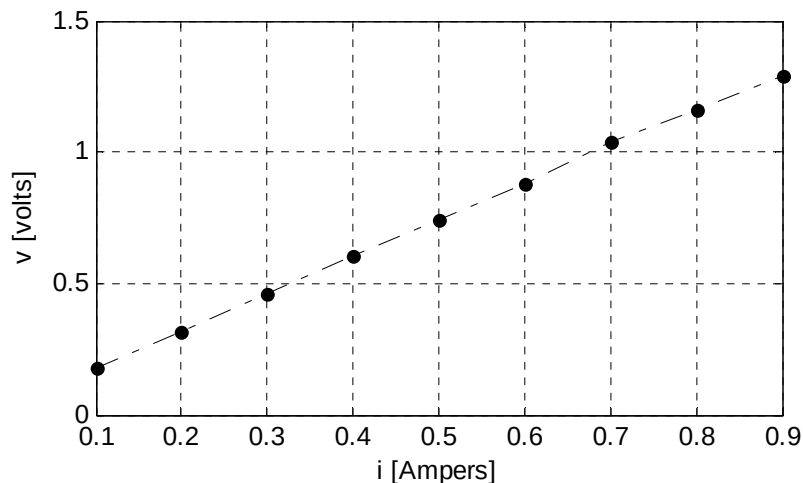


Figure II.15 Tension en fonction du courant équivalente

La pente de cette courbe est donnée comme suit :

$$R = \frac{\Delta i}{\Delta v} = 0.66 \, \Omega^{-1} \quad (\text{II.8})$$

Ce qui nous fait :

1 Volt sur l'oscilloscope correspond à 0.66 Amper

II.6.2.3 Acquisition de la composante à 1khz de la tension

Pour calculer l'inductance, nous avons besoin de connaître la valeur efficace de la composante à 1kHz de la tension aux bornes de la bobine. Comme le montre la (Fig.II.16) la tension aux bornes de la bobine est un signal carré de tension maximum $V_{\max} = 11.9$.volt et de fréquence $f=1\text{kHz}$. L'amplitude du fondamental A_1 de ce signal se calcule à partir de l'équation (II.9).

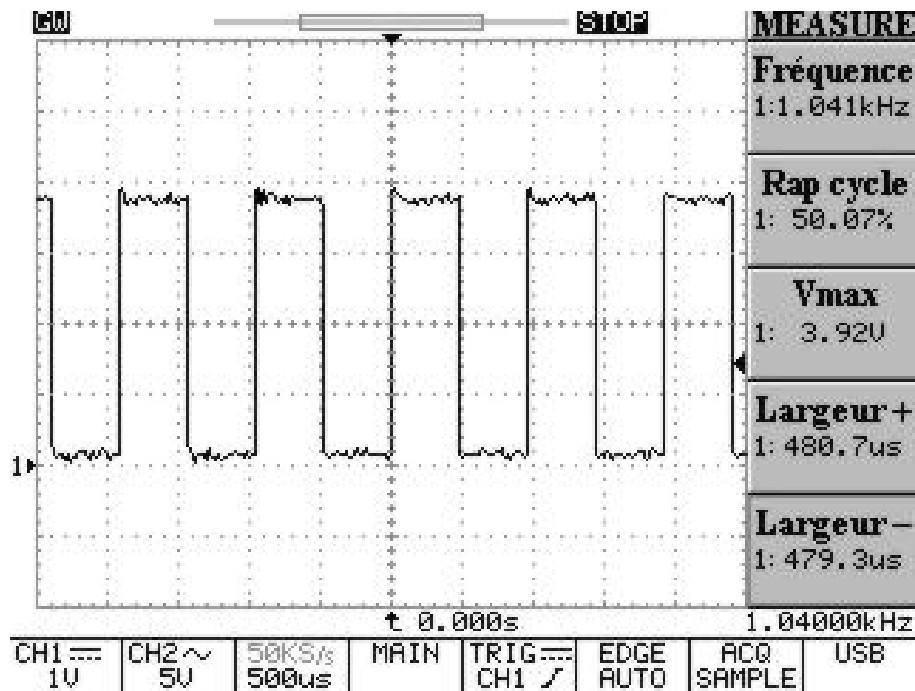


Figure II.16 Forme de la tension aux bornes de la bobine

$$A_1 = \frac{2.V_{\max}}{\pi} \quad (\text{II.9})$$

A_1 Étant l'amplitude maximale d'un signal sinusoïdal de fréquence 1khz donc sa valeur efficace V_{eff} se calcule à partir de l'équation suivante :

$$V_{\text{eff}} = \frac{A_1}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.10})$$

Après avoir calculé l'inductance de la bobine, nous pouvons déduire la position du noyau correspondant à chaque valeur, et ce à partir du polynôme défini par l'équation (II.4).

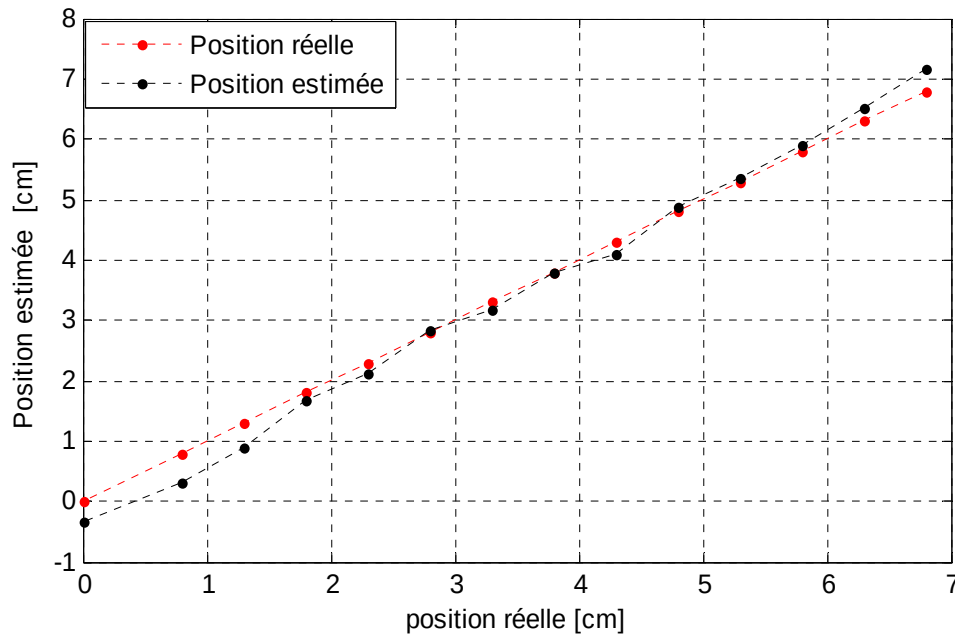


Figure II.17 Comparaison entre la position mesurée et la position estimée

La (Fig.II.17) présente une comparaison entre la position mesurée et la position estimée. On remarque la superposition des deux courbes avec une faible marge que nous pouvons attribuer à des erreurs de mesure.

Ce résultat confirme, qu'avec l'injection d'un signal à haute fréquence, la mesure du courant à travers un capteur de courant s'avère appropriée pour déduire la position du noyau à condition de disposer de la caractéristique inductance position du système électrique.

II.6.3 Influence du rapport cyclique

Pour ce teste nous avons refait la méthode exposée au paragraphe (II.6) pour le calcul de l'inductance de la bobine. Celle-ci est alimentée par un signal carré de fréquence 1kHz pour des rapports cycliques différents : 30% et 70%.

Les formes du courant circulant à travers la bobine visualisées par oscilloscope pour les deux rapports cycliques 30% et 70% sont présentées à la (Fig.II.18).

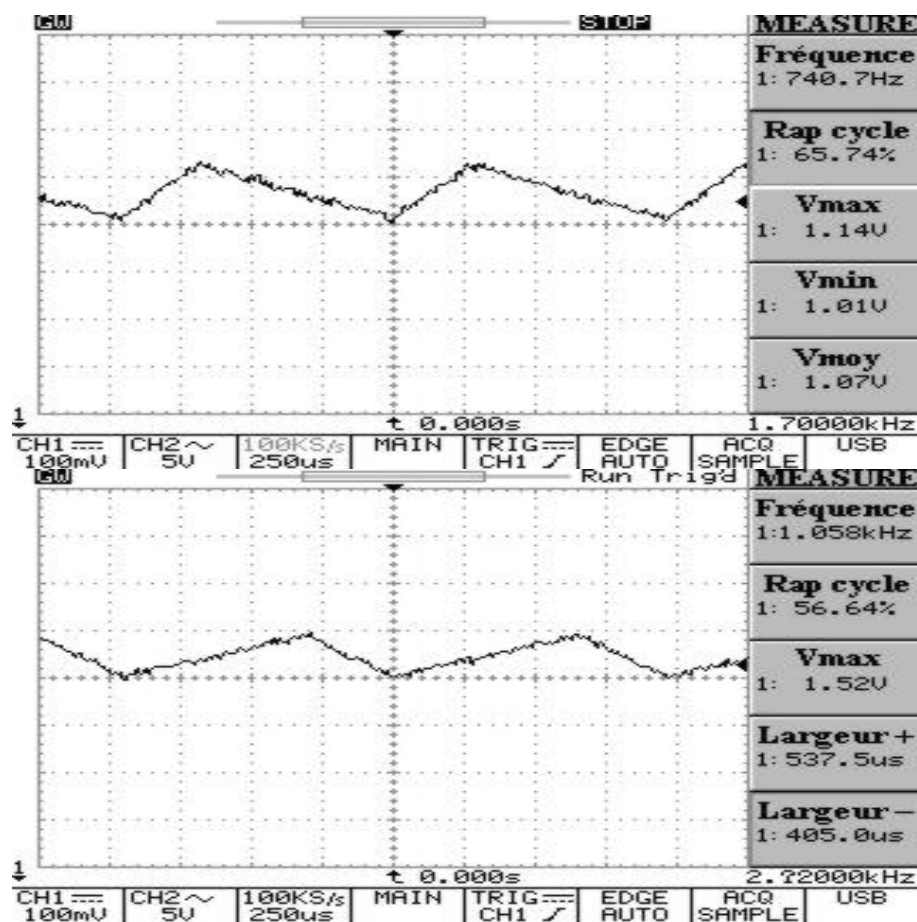


Figure II.18 Formes du courant circulant à travers la bobine pour les rapports cycliques 30% et 70% respectivement.

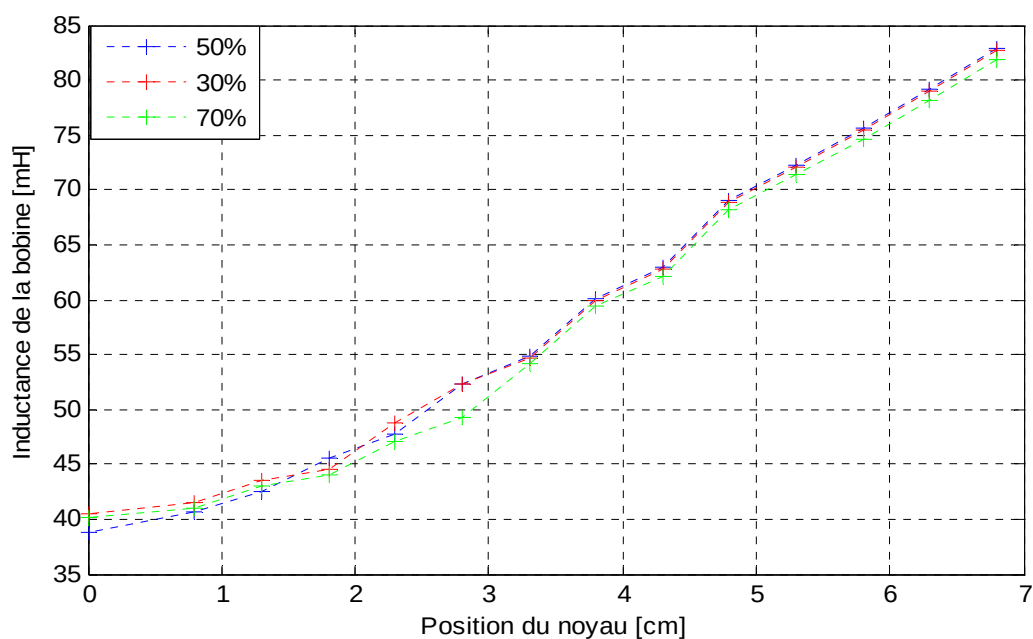


Figure II.19 Courbes donnant l'inductance de la bobine en fonction de la position du noyau pour trois rapports cycliques différents

À partir du polynôme défini en équation II.4, on déduit la valeur de la position du noyau correspondant à chaque valeur de l'inductance calculée. Celle-ci est comparée à la position mesurée comme le montre la (Fig.II.20).

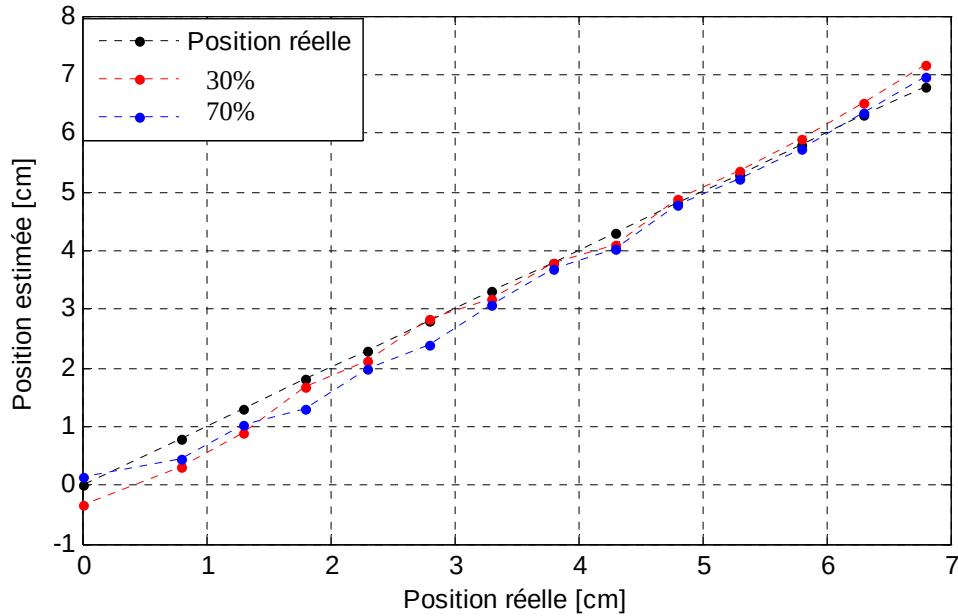


Figure II.20 Courbe donnant l'inductance de la bobine en fonction de la position du noyau.

La (Fig.II.20) présente la position estimée utilisant la méthode d'injection de signal pour les rapports cycliques 30%et 70%. Celles-ci sont comparées à la position mesurée. On remarque que les trois courbes se superposent, l'erreur est estimée à $< 1\%$ ce qui nous permet d'affirmer que le rapport cyclique n'influe pas sur les performances de la méthode d'injection de signal.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la méthode qui utilise une excitation à haute fréquence pour extraire l'information sur la position.

Pour ce faire, nous avons, dans un premier temps, déterminé la caractéristique du système électrique. Celle-ci nous donne l'inductance de la bobine qui correspond à chaque position du noyau.

Dans un second temps, à l'aide d'une alimentation hacheur, nous avons pu injecter un signal de haute fréquence aux bornes de la bobine.

L'acquisition de la composante à haute fréquence du courant dont l'amplitude varie avec la position du noyau, nous a permis de calculer l'inductance lui correspondant et déduire de ce fait la position du noyau à partir de la caractéristique prédéfinie.

Au terme de ce chapitre, nous pouvons conclure qu'avec l'injection d'un signal à haute fréquence, un capteur de courant peut suffire pour déduire la position à condition que le système électrique présente une saillance dépendante de la position.

Dans le chapitre qui suit nous allons appliquer cette méthode pour estimer la position du rotor de la machine synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE III ---

*Commande sans capteur de la
PMSM par la méthode d'injection
de signal*

Chapitre III

Commande sans capteur de la PMSM par la méthode d'injection de signal

III.1 Introduction

La commande vectorielle des machines synchrones nécessite une information précise et permanente sur la position du rotor. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur de position. Cependant les inconvénients multiples qu'il entraîne tels que : l'encombrement, la fragilité et le coût élevé ont menés à de nombreux travaux pour arriver à une commande sans capteur tout en préservant le bon fonctionnement de la machine [01] [06] [26].

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la méthode d'estimation de la position par l'injection d'un signal à haute fréquence. Nous avons confirmé que par le biais de cette méthode nous pouvons estimer la position dans un système électrique à condition que ce dernier présente des saillances dépendantes de celle-ci.

Ce chapitre est destiné à étudier les performances de la commande sans capteur de la PMSM. Il est structuré comme suit :

Dans un premier lieu, nous allons présenter une étude sur le choix du signal injecté et nous analyserons le courant résultant de l'interaction entre ce signal et la saillance présente dans la machine. Par la suite, et après avoir isolé la composante à haute fréquence du courant statorique qui véhicule l'information sur la position, nous détaillerons la méthode qui permettra d'extraire cette information.

Pour parvenir à une commande sans capteur de la PMSM avec régulation de la vitesse, une estimation de la vitesse du rotor sera effectuée à partir de la position estimée.

Enfin, nous étudions l'effet de l'utilisation de la position et de la vitesse estimées à la place de la position et de la vitesse mesurée sur le fonctionnement d'un système de commande vectorielle d'une PMSM.

La commande par injection de signal de la PMSM, peut être représentée par le schéma synoptique suivant (Fig.III.1):

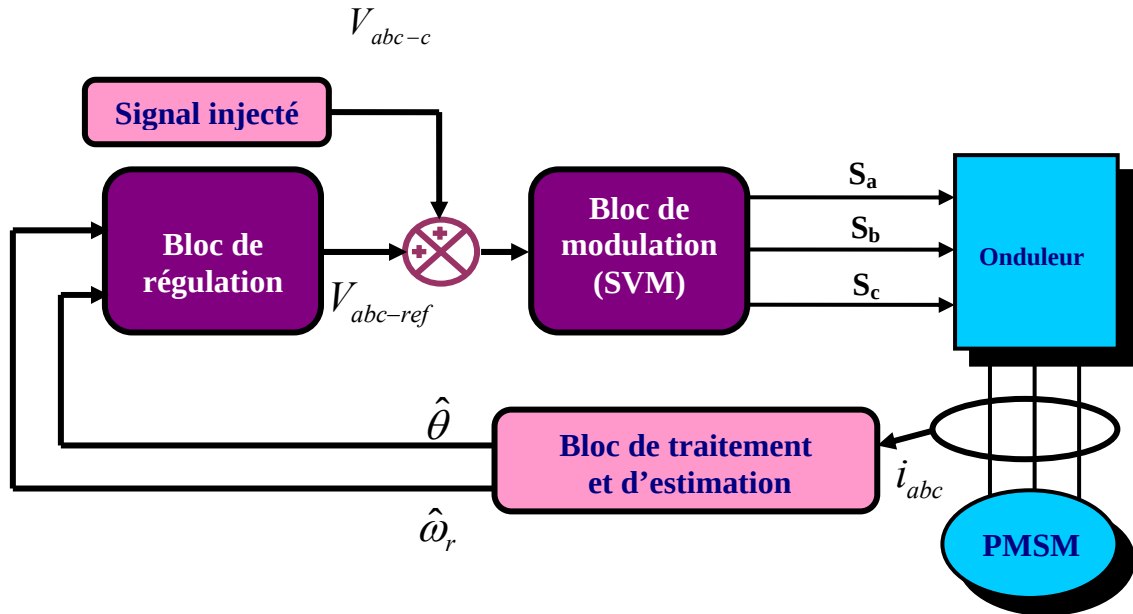


Figure. III.1 Schémas synoptique de la commande sans capteur utilisant la méthode d'injection de signal.

III.2 Estimation de la position par la méthode d'injection de signal

Afin de parvenir à estimer la position du rotor trois conditions sont indispensables [22] :

- 1- La présence de saillances dépendantes de la position du rotor dans la machine.
- 2- Une excitation permanente indépendante de l'alimentation fondamentale de la machine.
- 3- Un traitement du signal adéquat permettant d'extraire l'information sur la position du rotor.

III.2.1 Saillance de la PMSM

La condition nécessaire pour estimer la position du rotor par la méthode d'injection de signal à haute fréquence est la présence d'une saillance dans la machine dépendante de la position du rotor.

La saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple réactif qui vient s'ajouter au couple d'interaction. Dans les machines synchrones à aimants permanents, celle-ci, dépend de la disposition des aimants au niveau du rotor. On distingue:

▪ Les machines synchrones à aimants surfaciques

Ces machines sont caractérisées par le fait que leur rotor comporte des aimants en forme de tuile, directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes. Le sens de l'aimantation peut être radial (Fig.III.2.a), azimutal (Fig.III.2.b) ou mixte (Fig.III.2.c). Les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Ce type de machine présente une faible saillance ($L_q = 1.05 \text{ à } 1.15 L_d$) [25].

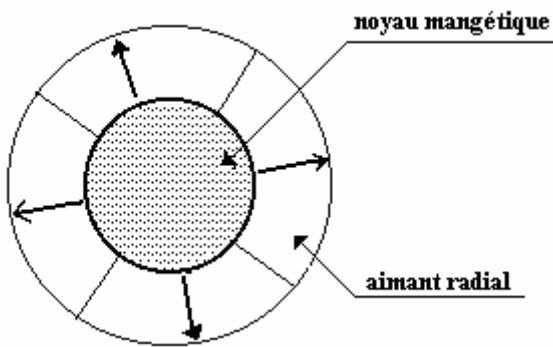


Fig.III.1.a

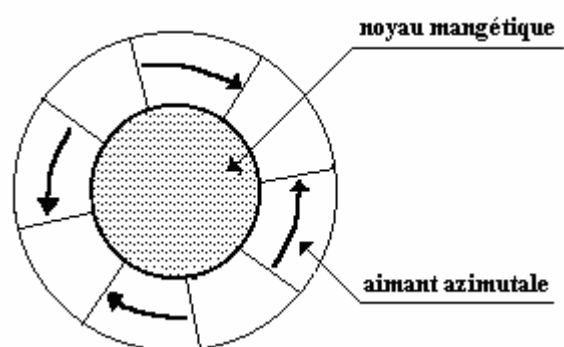


Fig.III.1.b

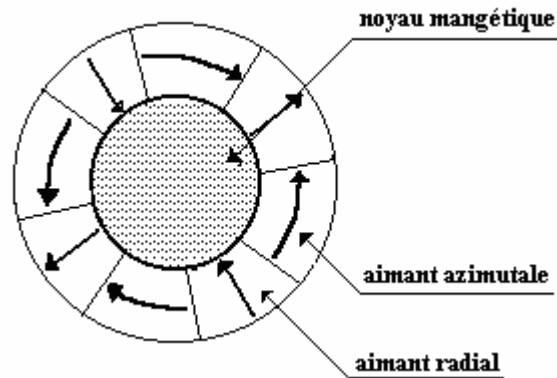


Fig.III.1.c

Figure. III.2 Structures d'inducteurs à pôles lisses

▪ Les machines synchrones à aimants insérés dans l'armature rotorique

Pour ce type de machine, les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotoriques (Fig.III.3). En plus de la simplicité de leur réalisation, ce type de structure permet d'augmenter le couple tout en diminuant le volume d'aimants en acceptant toutefois un certain taux d'ondulation [3]. Ce type de machine présente une plus grande saillance ($L_q = 2 \text{ à } 3 L_d$) [25].

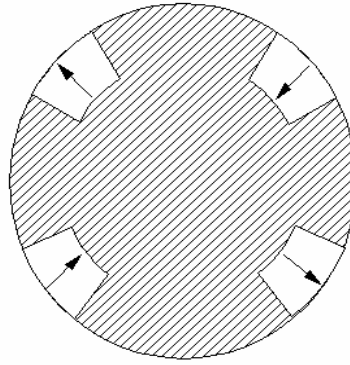


Figure. III.3 Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique

▪ **Les machines synchrones à aimants internes dans l'armature rotorique**

La structure des inducteurs de ce type de machines est à géométrie complexe. Les aimants sont inclus dans le rotor (Fig.III.4). Ce type de machines admet un certain succès dans diverses applications. La robustesse mécanique de ces rotors permet d'atteindre de grandes vitesses de rotation pour des puissances importantes. Toutefois, une saturation apparaît dans les régions où sont encastrés les aimants. Il faut signaler que ces aimants sont souvent équipés d'une cage afin d'assurer le démarrage [3]. Dans ce cas, les aimants sont enfouis à l'intérieur de l'armature rotorique.

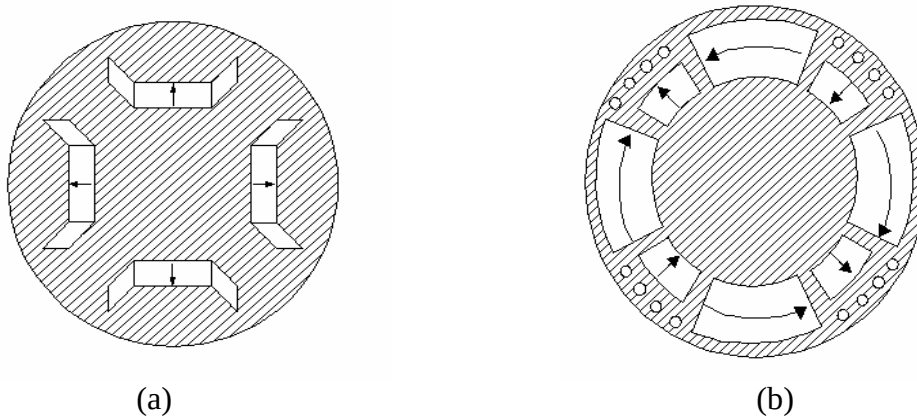


Figure. III.4 Structures à aimants internes dans l'armature rotorique

• **Détermination des inductances L_d et L_q**

Pour utiliser la méthode sans capteur nous avons besoin de connaître la saillance de la machine, celle-ci est véhiculée par les valeurs des inductances cycliques L_d et L_q . À cet effet, nous avons exploité une machines à aimants disponible au niveau du laboratoire. La mesure de l'inductance s'est fait selon la méthode suivante :

Pour mesurer l'inductance, un RLC mètre a été utilisé. Lorsque le bobinage du moteur est connecté en étoile ou en triangle, on peut avoir uniquement la valeur entre phase. Afin de mesurer l'inductance synchrone, on doit maintenir l'état équilibré des courants des trois phases.

Le diagramme de connexion du schéma (n) maintient les trois courants de phase équilibrés, $L_q(L_d)$ peuvent être dérivées de l'inductance équivalente L mesurée du circuit de la (Fig.III.5), en fonction de l'angle du rotor. À partir des équations (III.1) [18], et des valeurs de l'inductance mesurée présentées en (Fig.III.6), on calcule $L_q(L_d)$.

$$L_q = \frac{2}{3} L(\theta = 0^\circ), \quad L_d = \frac{2}{3} L(\theta = 90^\circ) \quad (\text{III.1})$$

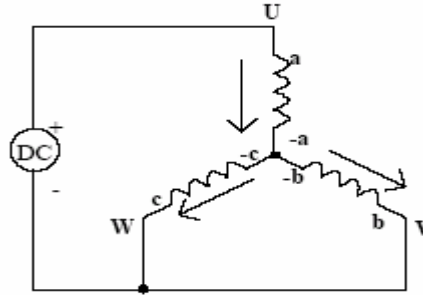


Figure III.5 Schéma de raccordement pour la mesure de l'inductance.

La figure III.6 représente les valeurs de l'inductance mesurée en fonction de la position du rotor de la machine et à partir du raccordement montré en figure III.5

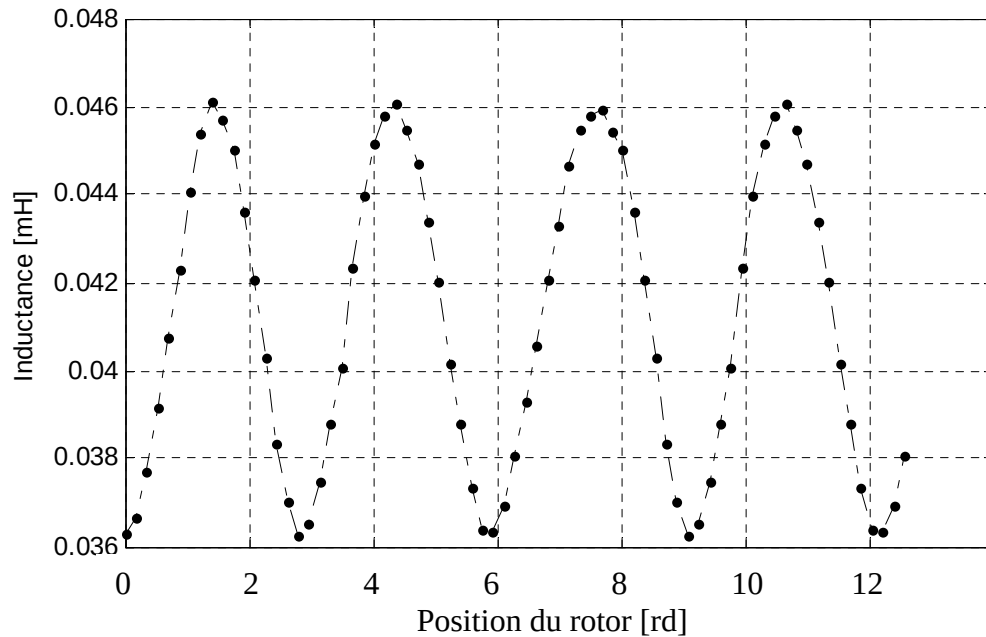


Figure III.6 Inductance mesurée en fonction de la position du rotor.

Les paramètres calculés sont indiqués dans le tableau suivant :

$L_d(mH)$	30.8
$L_q(mH)$	24.3

III.2.2 Caractéristiques du signal à haute fréquence injecté

Le signal injecté doit être permanent pour fournir l'information en continu sur la position du rotor. Il doit également être faible pour ne pas perturber le fonctionnement de la machine. Celui-ci peut être un courant ou une tension à haute fréquence.

Dans le cas où le signal choisi est un courant à haute fréquence, l'injection de ce dernier doit se faire à l'entrée des régulateurs de courant dont la bande passante est limitée [26]. Nous devons alors diminuer la fréquence du signal injecté ce qui va perturber le fonctionnement de la machine.

Dans ce qui suit, le signal injecté est une tension sinusoïdale triphasée équilibrée d'amplitude V_{sc} et de pulsation ω_c , superposée à l'alimentation fondamentale de la machine et ajoutée à la sortie des régulateurs de courant. La tension résultante est appliquée aux bornes de la machine à travers l'onduleur (Fig.III.6) [25] [26] [27] [28].

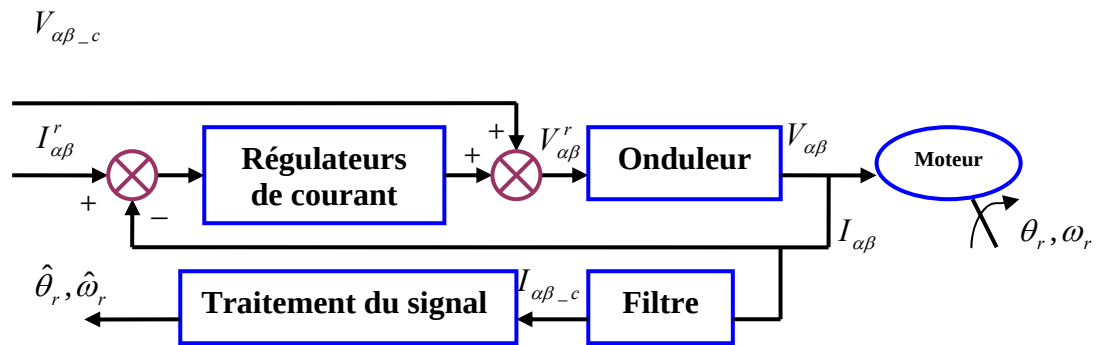


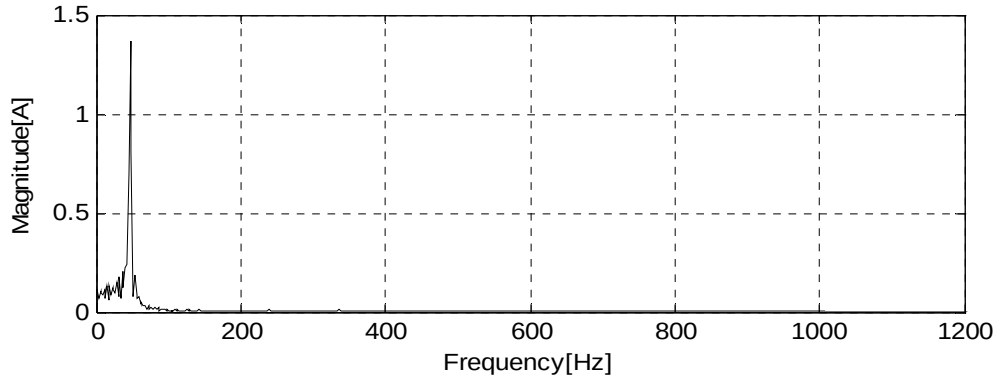
Figure III.7 Schéma du principe de la méthode d'estimation de la position de rotor par l'injection d'un signal à haute fréquence.

L'amplitude et la fréquence du signal injecté, ont été choisies en tenant compte des facteurs suivants :

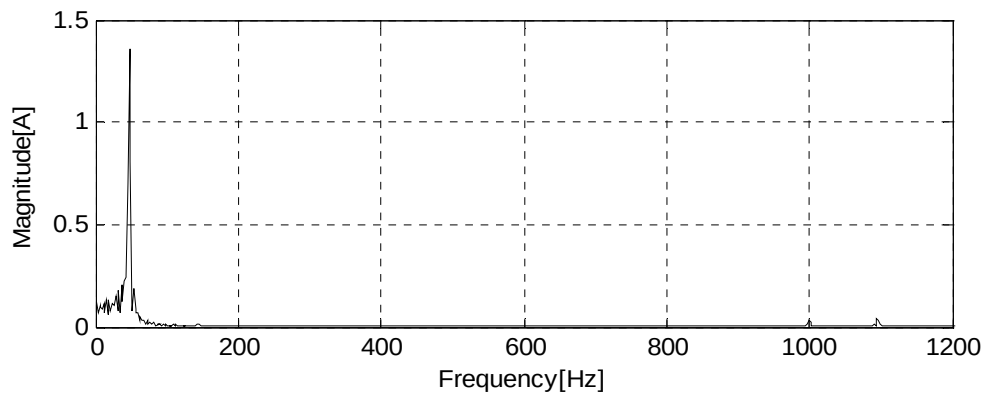
- L'amplitude du signal injecté doit être faible pour minimiser l'effet sur les performances de la machine.
- L'amplitude du signal injecté doit permettre d'apprécier la variation de la composante du courant à haute fréquence.
- La fréquence du signal injecté doit permettre de négliger la résistance de la machine devant le terme inductif.
- La fréquence du signal injecté doit également permettre une séparation spectrale suffisante entre la fréquence du signal injecté et celle de l'alimentation fondamentale évitant ainsi de perturber le fonctionnement de la machine.

III.2.3 Courant résultant du signal à haute fréquence injecté

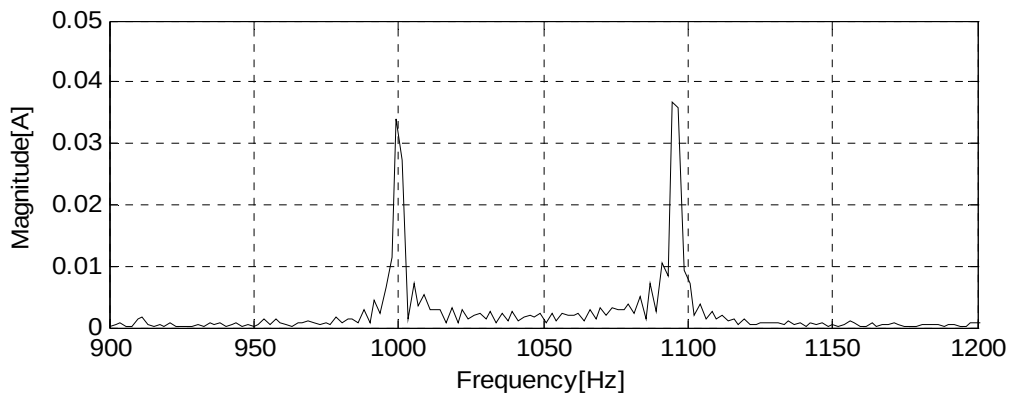
L'interaction entre la tension à haute fréquence injectée et la saillance présente dans la machine induit une composante de haute fréquence au niveau du courant statorique, cette composante est modulée par la position du rotor. Nous montrons cet aspect par une analyse spectrale du courant statorique avant et après injection, présenté à la (Fig.III.8).



(a)



(b)



(c)

Figure III.8 Analyse spectrale du courant statorique.

a)- Spectre du courant statorique avant injection.

b)- Spectre du courant statorique après injection à l'échelle du fondamental.

c)- Spectre du courant statorique après injection à l'échelle des harmoniques

III.2.4 Modèle de la PMSM dans le domaine des hautes fréquences

En vue d'exploiter la méthode sans capteur utilisant le signal à haute fréquence, nous sommes amené à étudier le model de la machine dans le domaine des hautes fréquences.

Dans la commande des machines synchrones à aimants permanents, trois référentielles sont généralement utilisés. Le premier étant le référentiel triphasé (a,b,c) relatif aux trois phases de la machine, pour simplifier cette étude, nous ramenons ce dernier à un référentiel biphasé (α,β) lié au stator en utilisant la transformation de Clarke.

III.2.4.1 Transformation de Clarke :

La transformation directe de Clarke est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\Psi_{abc}]$, la transformation de Clarke fait correspondre les vecteurs

$[v_{\alpha\beta}]$, $[i_{\alpha\beta}]$, $[\Psi_{\alpha\beta}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux [13].

Les vecteurs x_α et x_β représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b , et x_c . La transformation de Clarke est définie comme suit [17] :

$$[x_{\alpha\beta}] = [C][x_{abc}] \quad (\text{III.2})$$

$$[x_{abc}] = [C]^{-1}[x_{\alpha\beta}] \quad (\text{III.3})$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe, elle est donnée par :

$$C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

En appliquant la transformation de Clarke aux vecteurs courant et tension de la machine, le modèle de la machine dans le référentiel lié au stator à la fréquence du signal injecté est donné par l'équation (III.5):

$$V_{\alpha\beta-c} = R_s i_{\alpha\beta-c} + j\omega_c L_{\alpha\beta} i_{\alpha\beta-c} \quad (\text{III.5})$$

En ne considérant que la composante à haute fréquence, nous pourrions négliger la résistance statorique de la machine par rapport aux réactances. Donc le modèle simplifié des tensions

statoriques dans un référentiel lié au stator à la fréquence du signal injecté va être approximé selon l'équation ci-dessous [25] [26] [28] :

$$V_{\alpha\beta-c} = j\omega_c L_{\alpha\beta} i_{\alpha\beta-c} \quad (\text{III.6})$$

Où, $L_{\alpha\beta}$ est le résultat de la transformation de la matrice des inductances statorique dans un référentiel lié au stator :

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

En développant la dernière équation nous obtenons la matrice suivante :

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \Sigma L_{qd} + \Delta L_{qd} \cos(2\theta_r) & -\Delta L_{qd} \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L_{qd} \sin(2\theta_r) & \Sigma L_{qd} - \Delta L_{qd} \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Avec:

$$\Sigma L_{qd} = \frac{L_q + L_d}{2}, \quad \Delta L_{qd} = \frac{L_q - L_d}{2}$$

A partir de (III.6), l'équation du courant sera donnée comme suit:

$$I_{\alpha\beta-c} = \frac{1}{j\omega_c} L_{\alpha\beta}^{-1} V_{\alpha\beta-c} \quad (\text{III.9})$$

III.2.4.2 Vecteur tension injecté

Le système de tension triphasé injecté peut être choisi de tel sort à créer un vecteur tournant soit dans la même direction que le fondamental ou alors dans la direction opposée.

III.2.4.2.1 Excitation par un vecteur tournant direct

Le système de tension triphasé injectée dans ce cas va créer un vecteur tournant à la fréquence ω_c dans la même direction que le fondamental [26].

$$V_{\alpha\beta-c} = V_{sc} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Nous calculons l'inverse de la matrice inductance et nous remplaçons l'expression trouvée dans l'équation (III.9), on trouve:

$$i_{\alpha\beta-c} = \frac{V_{sc}}{j\omega_c} \frac{\Sigma L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} - \frac{V_{sc}}{j\omega_c} \frac{\Delta L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r - \omega_c t) \\ \sin(2\theta_r - \omega_c t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

$$i_{\alpha\beta-c} = \frac{V_{sc}}{\omega_c} \frac{\Sigma L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\omega_c t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + \frac{V_{sc}}{\omega_c} \frac{\Delta L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Pour simplifier, nous pouvons écrire l'équation finale du courant induit sous la forme générale suivante :

$$i_{\alpha\beta-c} = I_1 \begin{pmatrix} \cos(\omega_c t - \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\omega_c t - \frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} + I_2 \begin{pmatrix} \cos(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Avec:

$$I_1 = \frac{V_{sc}}{\omega_c} \frac{\Sigma L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2}$$

$$I_2 = \frac{V_{sc}}{\omega_c} \frac{\Delta L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2}$$

A partir de l'équation (III.13) on remarque que le courant résultant du signal injecté est la somme de deux termes.

- Le premier terme est constant, proportionnelle à la moyenne des inductances statoriques et ne contient pas d'information sur la position du rotor.
- Le second terme est modulé par la position du rotor et il est proportionnel à la différence des inductances statoriques. Ce dernier serait donc égale à zéro si la machine ne présentait pas de saillances. Par conséquent, il serait impossible d'appliquer la méthode d'estimation de la position du rotor par l'injection du signal à haute fréquence. D'où la nécessité de la présence de saillances dans la machine.

III.2.4.2.2 Excitation par un vecteur tournant inverse :

Le vecteur tension injecté dans ce cas est un vecteur tournant dans le sens inverse de rotation du fondamental [25] [26] [27] [28].

$$V_{\alpha\beta-c} = V_{sc} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ -\sin(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Le courant induit sera donné comme suit:

$$i_{\alpha\beta-c} = \frac{V_{sc}}{j\omega_c} \frac{\Sigma L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} - \frac{V_{sc}}{j\omega_c} \frac{\Delta L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r + \omega_c t) \\ \sin(2\theta_r + \omega_c t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

$$i_{\alpha\beta-c} = \frac{V_{sc}}{\omega_c} \frac{\Sigma L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ -\sin(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + \frac{V_{sc}}{\omega_c} \frac{\Delta L_{qd}}{(\Sigma L_{qd})^2 - (\Delta L_{qd})^2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r + \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(2\theta_r + \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Pour simplifier, nous pouvons écrire l'équation finale sous la forme générale suivante :

$$i_{\alpha\beta-c} = I_1 \begin{pmatrix} \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ -\sin(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} + I_2 \begin{pmatrix} \cos(2\theta_r + \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(2\theta_r + \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Comme pour le cas de l'injection d'un vecteur tension direct, le courant résultant a deux composantes. La première ne contenant pas d'information sur la position du rotor. L'amplitude de cette composante est proportionnelle à la moyenne des inductances statoriques. La deuxième est modulée par la position du rotor et son amplitude est proportionnelle à la différence des inductances statoriques.

La différence entre l'injection, d'un vecteur tension direct, ou d'un vecteur tension inverse se trouve dans la séparation spectrale entre la composante qui contient l'information sur la position du rotor et le fondamental. Cette séparation spectrale dans le cas de l'excitation par un vecteur tension inverse est supérieure à celle dans le cas d'une excitation par un vecteur tension direct. Nous montrons cette différence par une analyse spectrale du courant statorique de la machine pour les deux cas d'excitation (Fig.III.9).

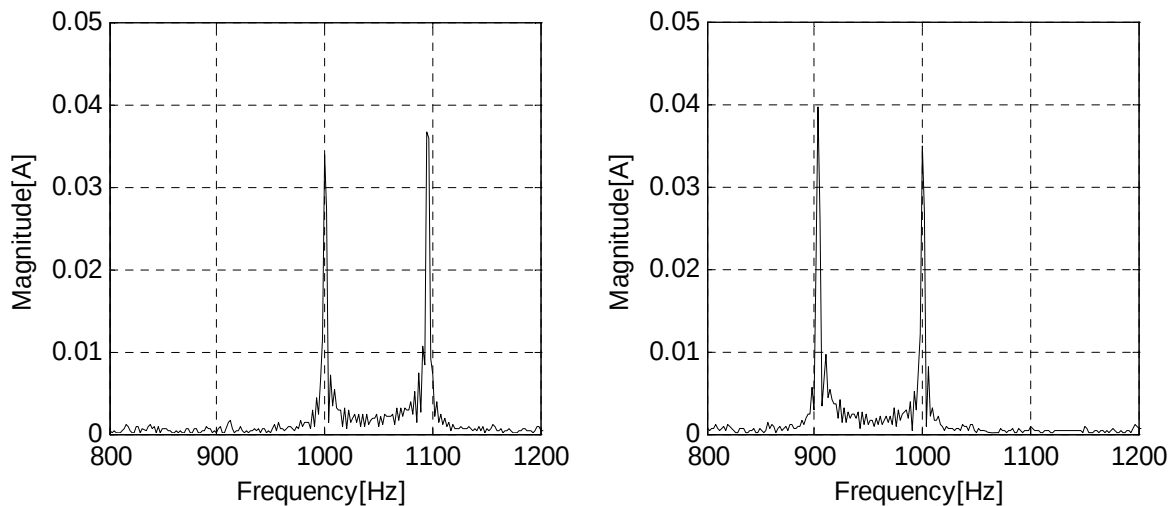


Figure III.9 Analyse spectrale du courant statorique.

a)- Vecteur tension inverse.

b)- Vecteur tension direct.

III.2.5 Choix de l'amplitude et de la fréquence du signal injecté

Pour le choix de l'amplitude et de la fréquence du signal injecté deux critères ont été pris en considération, le taux d'ondulation du couple de la machine et le THD (Total Harmonic Distortion) du courant statorique de phase.

III.2.5.1 Taux d'ondulation

Les ondulations du couple sont caractérisées par un taux d'ondulation défini comme suit :

$$\tau(\%) = 100 \frac{\Gamma_{\max} - \Gamma_{\min}}{\Gamma_{\text{moy}}} \quad (\text{III.18})$$

Où $\Gamma_{\max}$, $\Gamma_{\min}$ et Γ_{moy} : représentent respectivement le couple maximal, le couple minimal et le couple moyen.

III.2.5.2 THD du courant statorique de phase

Le Total Harmonic Distorsion décrit l'influence des composantes harmoniques d'un signal. Ce dernier, est défini comme suit [31]:

$$THD\% = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^H I_h^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (\text{III.19})$$

I_h : Valeur efficace du courant.

I_1 : Composante fondamentale.

h : Rang harmonique.

H : Rang harmonique maximal, en théorie infini.

Plusieurs simulation du fonctionnement de la machine avec injection du signal à haute fréquence ont été effectués et ceux pour différentes fréquences et amplitudes du signal injecté.

Le bloc utilisé à cet effet est représenté à la figure III.10. Les tensions appliquées à la machine sont celles de l'alimentation fondamentale et le signal à haute fréquence injecté.

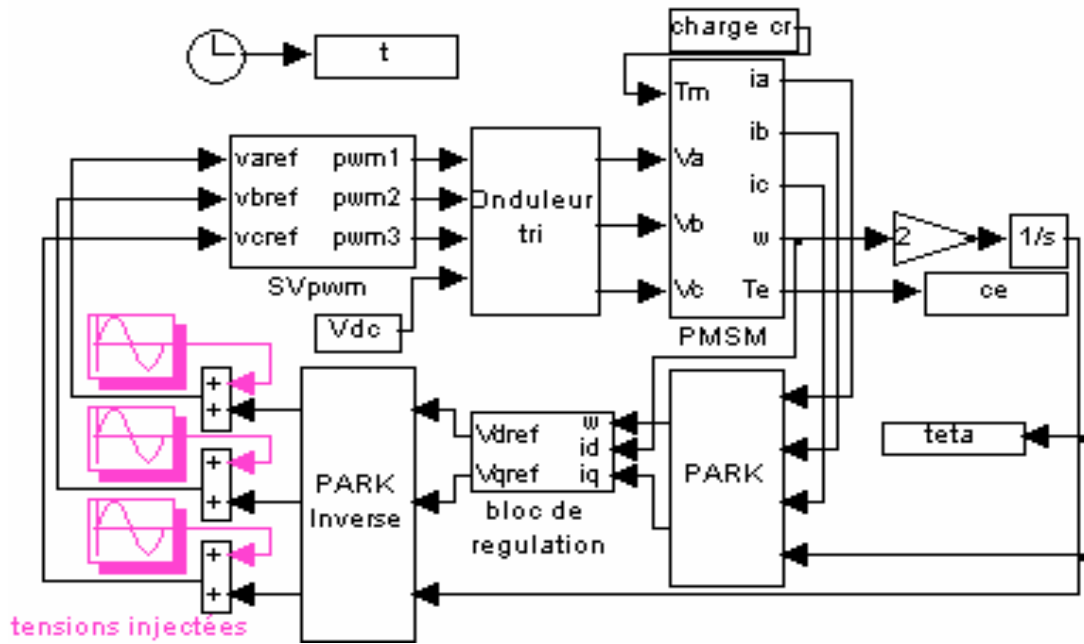


Figure III.10 Bloc de simulation du fonctionnement de la PMSM avec l'injection du signal à haute fréquence

Le taux d'ondulation du couple est le THD du courant de phase correspondant à chaque amplitude et à chaque fréquence du signal injecté, sont comparées en figure III.11 et figure III.12 respectivement.

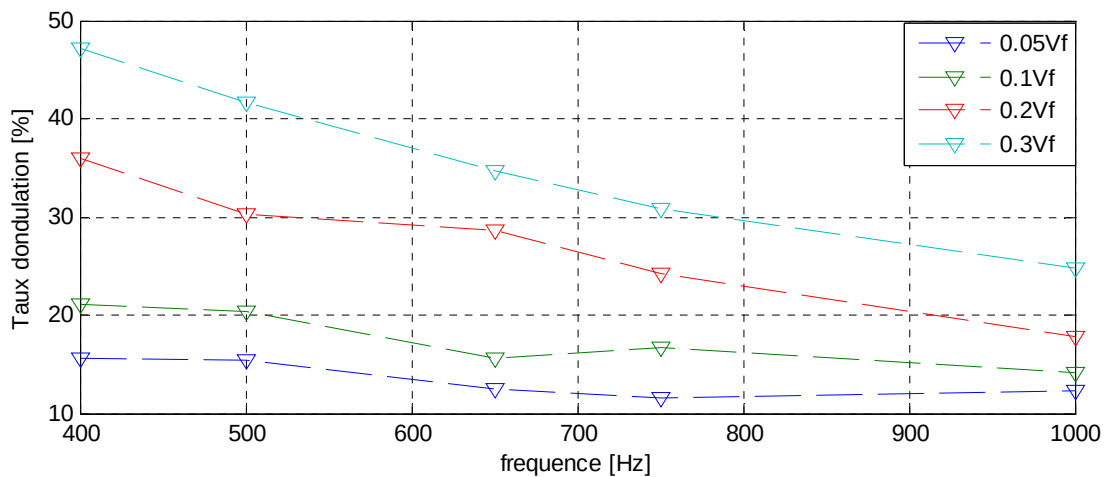


Figure III.11 Tau d'ondulation du couple en fonction de l'amplitude et de la fréquence du signal injecté.

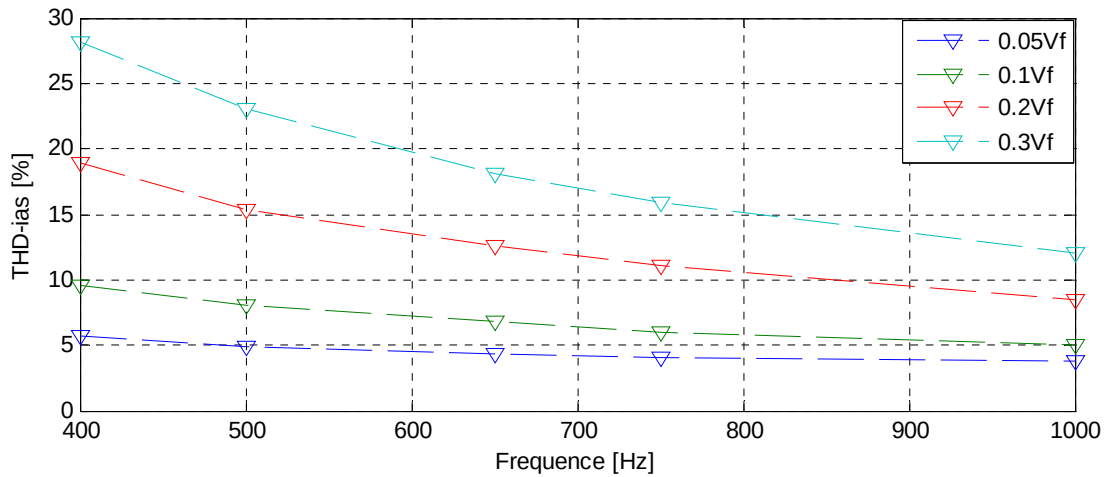


Figure III.12 THD du courant statorique en fonction de l'amplitude et de la fréquence du signal injecté.

Le choix de l'amplitude et de la fréquence du signal injecté a été effectué selon un compromis entre un taux d'ondulation et une erreur sur la position estimée minimale. Les valeurs retenues sont les suivantes : $f_c = 1\text{kHz}$; $V_{sc} = 0.1 * V_f$ avec : V_f étant l'amplitude de l'alimentation fondamentale.

III.2.5.3 Résultats de simulation et interprétation

La figure III.13 illustre les résultats de simulation de la commande de la PMSM après injection du signal à haute fréquence. Avec une consigne de vitesse égale à 300 rad/s et application d'un couple de charge ($C_r = 1\text{ N.m}$) entre $t = 0.15\text{s}$ et $t = 0.3\text{s}$.

A partir de ces résultats, nous constatons que, la tension injectée ne perturbe pas le fonctionnement de la machine. Comme on peut le confirmer, la vitesse de la machine suit parfaitement sa référence et la perturbation du couple de charge a été rapidement rejetée par le régulateur de vitesse. Le découplage est toujours maintenu.

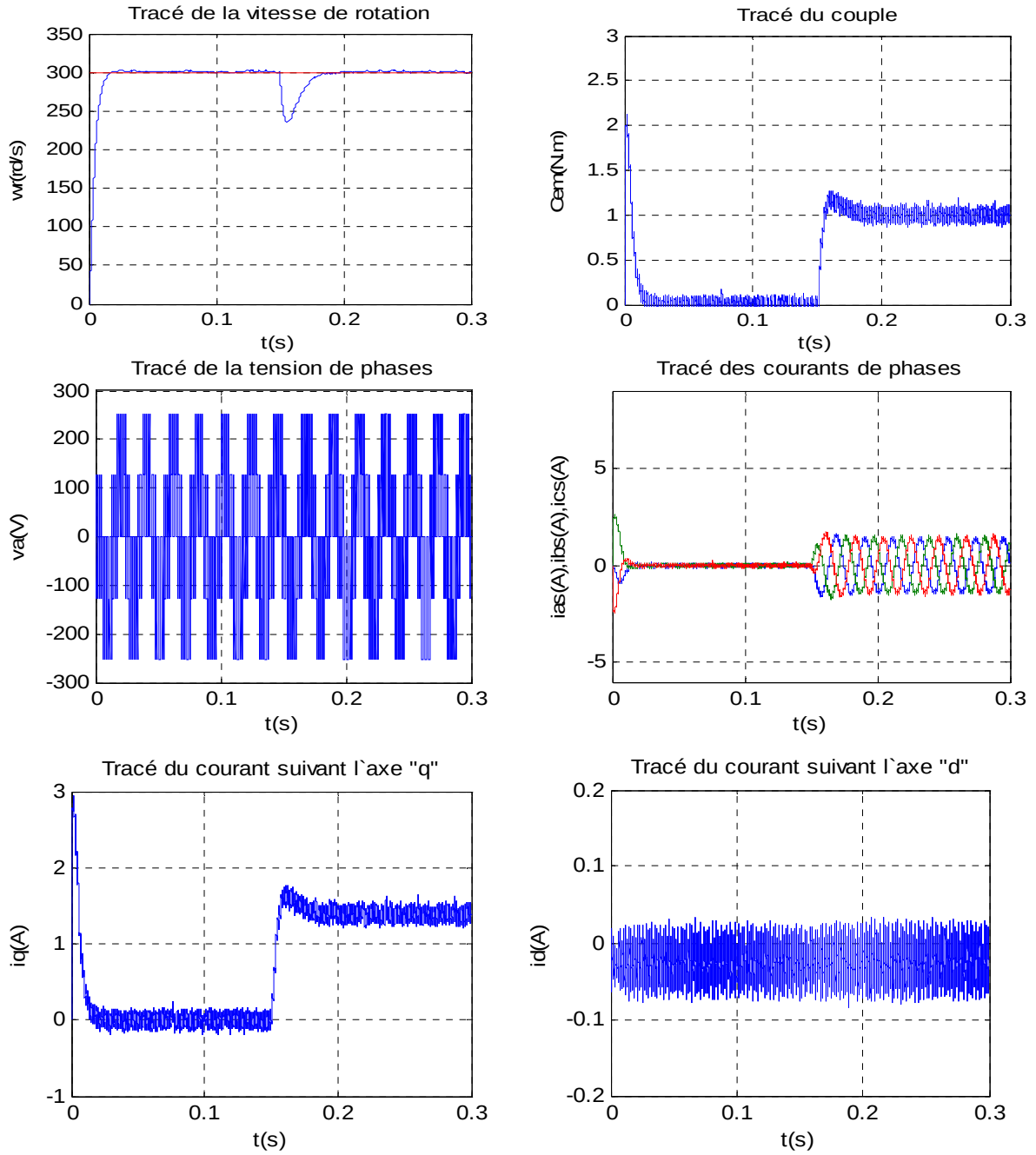


Figure III.13 Résultats de simulation du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM avec injection du signal à haute fréquence

III.2.6 Extraction de la composante à haute fréquence

La première étape indispensable pour l'estimation de la position du rotor est d'éliminer la composante fondamentale du courant statorique et d'isoler de ce fait la composante à haute fréquence. Pour ce faire, on a utilisé un filtre analogique passe bande (FPB). Ce dernier se compose d'un filtre passe haut et d'un filtre passe bas en cascade.

III.2.6.1 Généralités sur les filtres

La fonction principale d'un filtre est la transmission des signaux dont la fréquence est située dans la bande passante et la réjection des autres [10]. Chaque filtre est caractérisé par une fonction de transfert et une bande passante.

III.2.6.1.1 Fonction de transfert

La fonction de transfert $H(S)$ d'un filtre (Fig.III.14) et le rapport entre son signal de sortie U_s et son signal d'entrée U_e [10]:

$$H(s) = \frac{U_s(S)}{U_e(S)} \quad (\text{III.20})$$

Où S est l'opérateur de Laplace

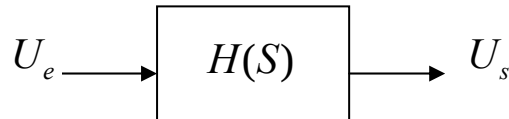


Figure III.14 Fonction de transfert d'un filtre.

En régime sinusoïdal, $s = j\omega$, la fonction de transfert est une grandeur complexe caractérisée par son module $|H(j\omega)|$ et par sa phase $\Phi(\omega) = \arg H(j\omega)$

III.2.6.1.2 Bande passante

La bande passante est le domaine de pulsation où le module vaut l'unité et bande bloquante celui où il vaut zéro. Une pulsation de coupure ω_c marque le passage de l'une à l'autre de ces bandes [10].

III.2.6.1.3 Choix du filtre

Plusieurs types de filtres sont présentés dans la littérature, par exemple les filtres de Butterworth, Tchebychev et les filtres de Bessel. Le choix d'un filtre particulier est basé sur les critères suivants :

Son gain doit être aussi constant que possible dans la bande passante de façon que l'amplitude ne soit pas entachée d'une erreur du à la fréquence. Par contre, au de la de la fréquence de coupure, le gain doit descendre le plus vite possible pour atténuer au mieux les termes nuisibles.

Une première catégorie de filtre satisfait à ces conditions, leur gain est le plus constant possible dans la bande passante. Ce sont les filtres de Butterworth [11].

Les filtres de Tchebychev ont une pente de leur gain à la fréquence de coupure beaucoup plus grande que celle des filtres de Butterworth mais le prix à payer est une ondulation du gain dans la bande passante [11].

Les filtres de Bessel ont une atténuation qui varie au de la de la fréquence de coupure beaucoup plus lentement que ceux de Butterworth, pour cette raison ils sont rarement utilisés [11].

III.2.6.2 Filtre passe bas

Le filtre passe bas utiliser est un filtre de Butterworth du deuxième ordre, dont la fonction de transfert est donnée comme suit [12] [13]:

$$H_L(s) = \frac{a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}, \quad f_{c1} = 1200 \text{ Hz} \Rightarrow \omega_{c1} = 7.5398 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$a_0 = 5.6849 \cdot 10^7$$

$$b_0 = 1, b_1 = 1.0661 \cdot 10^4, b_2 = 5.6849 \cdot 10^7$$

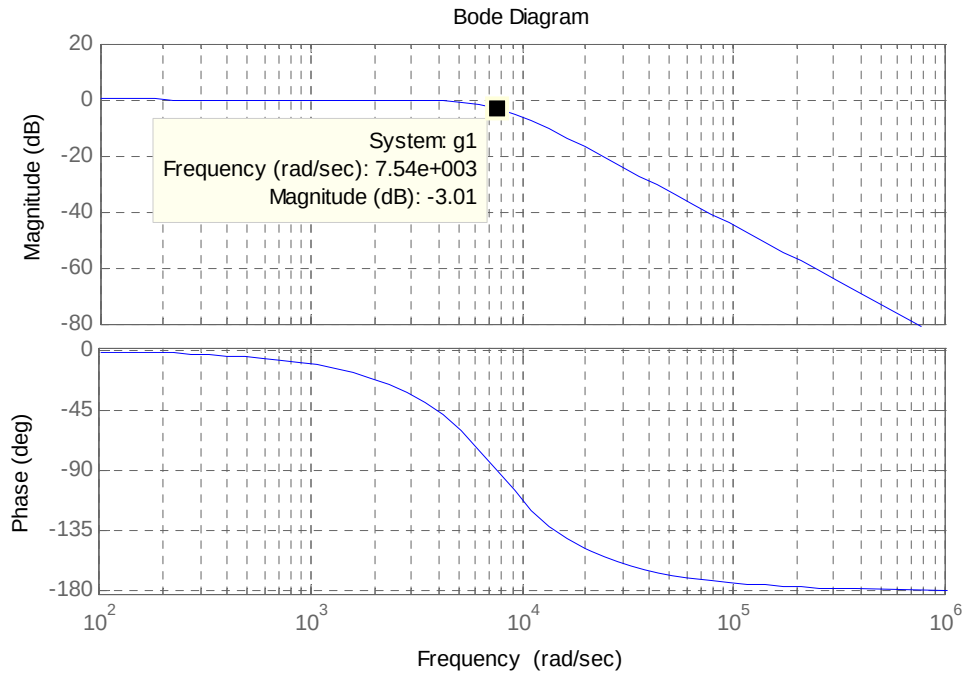


Figure III.15 Diagramme de Bode du filtre passe bas.

Par transformation de fréquence, on peut déduire la fonction de transfert du filtre passe haut [10] [12] [13].

III.2.6.3 Filtre passe haut

La fonction de transfert du filtre passe haut est donnée comme suit [13]:

$$H_h(s) = \frac{a_2 s^2}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad f_{c2} = 800 \text{ Hz} \Rightarrow \omega_{c2} = 5.0265 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$a_2 = 1$$

$$b_0 = 1, b_1 = 7.1075 \cdot 10^3, b_2 = 2.5266 \cdot 10^7$$

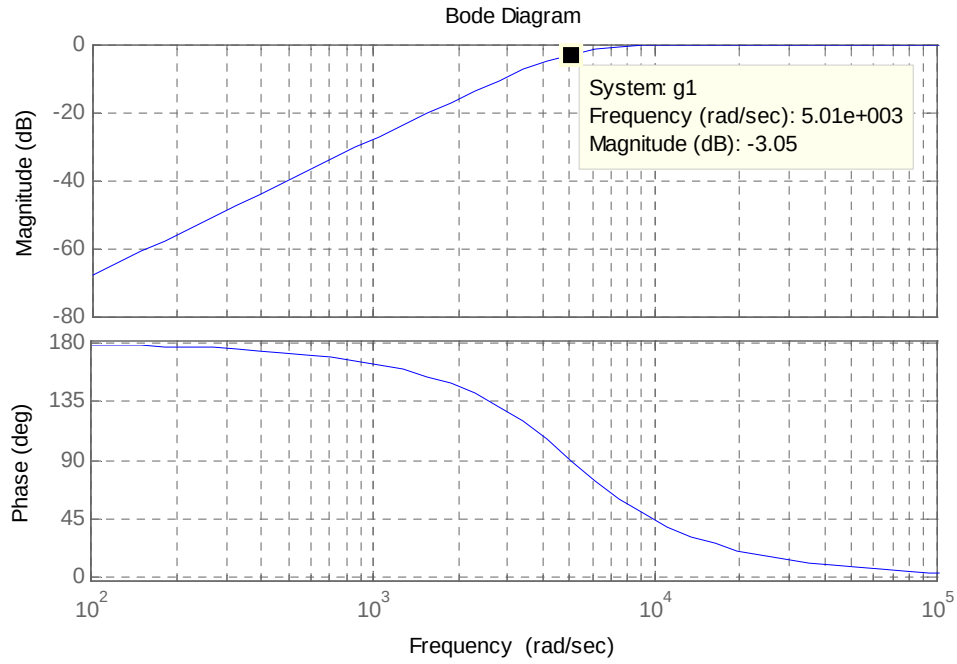


Figure III.16 Diagramme de Bode du filtre passe haut.

III.2.6.4 Filtre passe bande

Donc la fonction de transfert du filtre passe bande prend la forme suivante :

$$H_h(s) = \frac{a_2 s^2}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}, \quad f_{c3} = 1000 \text{ Hz} \Rightarrow \omega_{c3} = 5.0265 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$$a_2 = 5.6849 \cdot 10^7$$

$$b_4 = 1, b_3 = 1.7769 \cdot 10^4, b_2 = 1.5789 \cdot 10^8, b_1 = 6.7342 \cdot 10^{11}, b_0 = 1.4363 \cdot 10^{15}$$

f_{c1}, f_{c2} : sont respectivement les fréquences de coupure des filtres : passe bas et passe haut.

f_{c3} : Est la fréquence centrale du filtre passe bande.

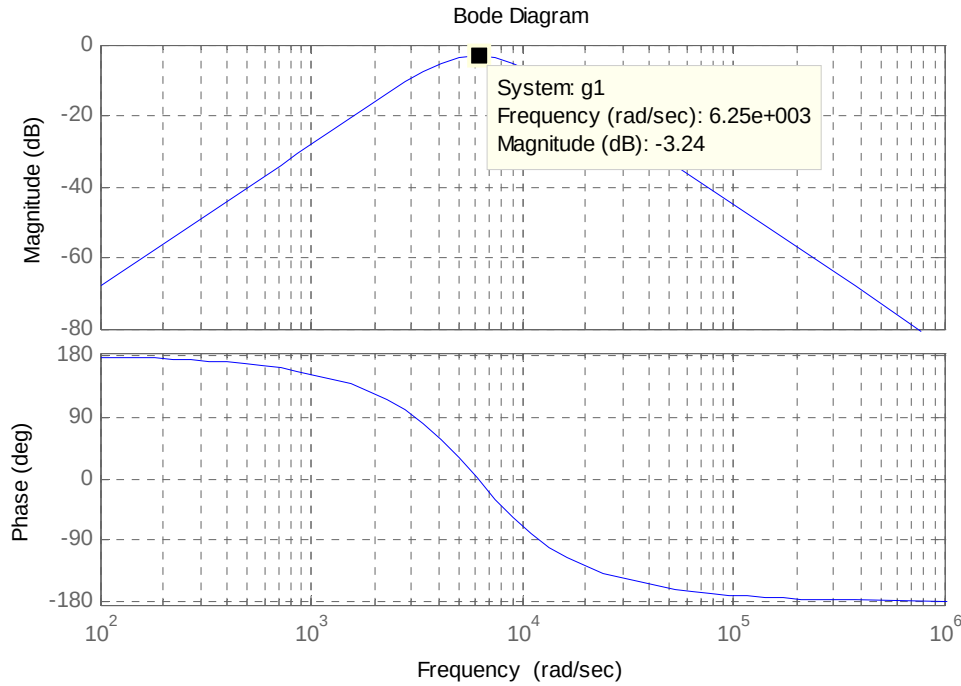


Figure III.17 Diagramme de Bode du filtre passe bande.

L'analyse spectral du signal obtenu (Fig.III.18) montre que le filtre passe bande utilisé à atténuer la composante fondamentale du courant statorique sans pour autant perturber les composantes à haute fréquence qui contiennent l'information sur la position.

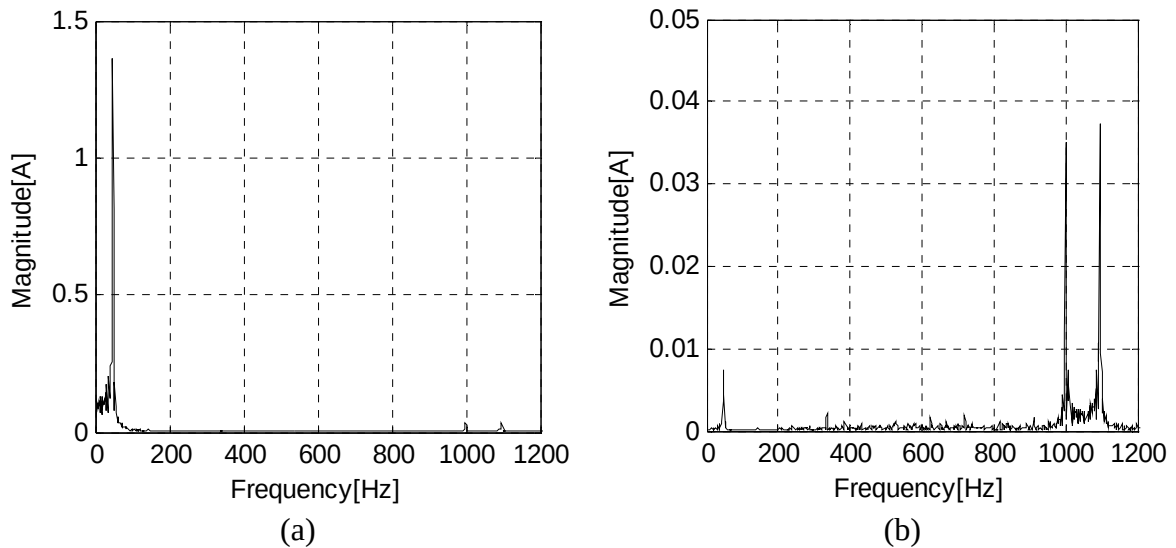


Figure III.18 Analyse spectrale du courant statorique.

a)- Avant filtrage.

b)- Après filtrage.

La figure.III.19 représente le courant de phase de la machine i_{as} , ainsi que les deux composantes i_α et i_β du courant obtenue à la sortie du filtre passe bande. Ces courbes montrent qu'effectivement ces composantes sont modulées par la position du rotor.

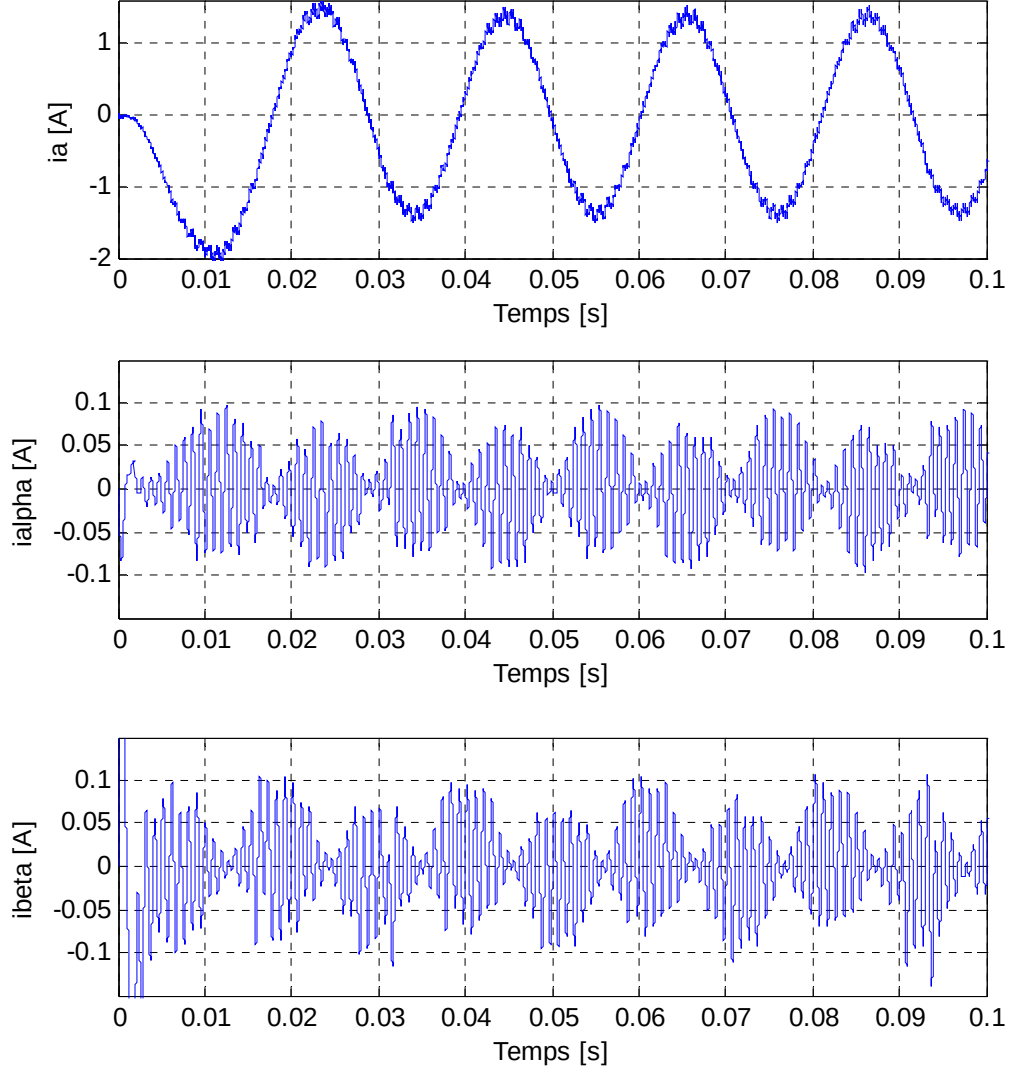


Figure III.19 Analyse spectrale du courant statorique.

III.2.7 Extraction de la composante modulée par la position

Plusieurs transformations sont effectuées afin de parvenir à extraire l'information sur la position à partir de la composante à haute fréquence du courant statorique.

Une première rotation d'un angle $\theta = -\omega_c t$ transforme le premier terme de l'équation (III.17) en composante continue, qui sera totalement éliminée par un filtre passe haut. Cette rotation se fait suivant l'équation (III.24), on aboutie au système d'équation (III.26) [28]:

$$i'_{\alpha\beta-c} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t) \end{bmatrix} * i_{\alpha\beta-c} + \begin{bmatrix} -\sin(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} * i_{\alpha\beta-c} \quad (\text{III.24})$$

$$i'_{\alpha\beta-c} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t) \end{bmatrix} * \left[I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ -\sin(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + I_2 \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r + \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(2\theta_r + \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \right] + \begin{bmatrix} -\sin(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} * \left[I_1 \begin{bmatrix} -\sin(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + I_2 \begin{bmatrix} \sin(2\theta_r + \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(2\theta_r + \omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.25})$$

$$i'_{\alpha\beta-c} = I_2 \begin{pmatrix} \sin(2\theta_r + 2\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(2\theta_r + 2\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Le bloc utilisé à cet effet est représenté à la fig.III.20.

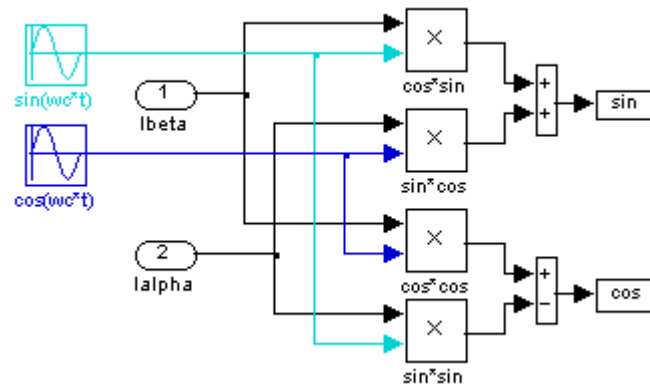


Figure III.20 Bloc de rotation développé sous MATLAB/Simulink

Une seconde rotation d'un angle $\theta = -2\omega_c t$ est nécessaire pour aboutir au système (III.29) qui est en relation direct avec l'angle de rotation du rotor [28].

$$i'' = \begin{bmatrix} \cos(2\omega_c t) \\ -\cos(2\omega_c t) \end{bmatrix} * i'_{\alpha\beta-c} + \begin{bmatrix} \sin(2\omega_c t) \\ \sin(2\omega_c t) \end{bmatrix} * i'_{\alpha\beta-c} \quad (\text{III.27})$$

$$i''_{\alpha\beta-c} = I_2 * \begin{bmatrix} \cos(2\omega_c t) \\ -\cos(2\omega_c t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r + 2\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(2\theta_r + 2\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + I_2 * \begin{bmatrix} \sin(2\omega_c t) \\ \sin(2\omega_c t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \sin(2\theta_r + 2\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(2\theta_r + 2\omega_c t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

$$i''_{\alpha\beta-c} = I_2 \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r + (\frac{\pi}{2})) \\ \sin(2\theta_r + (\frac{\pi}{2})) \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

La fig.III.21 montre le signal obtenu après ces transformations. Ce dernier est modulé par la position du rotor. Cependant il est affecté par la présence d'harmoniques de haute fréquence, ce qui conduit à une très grande erreur sur la position estimée.

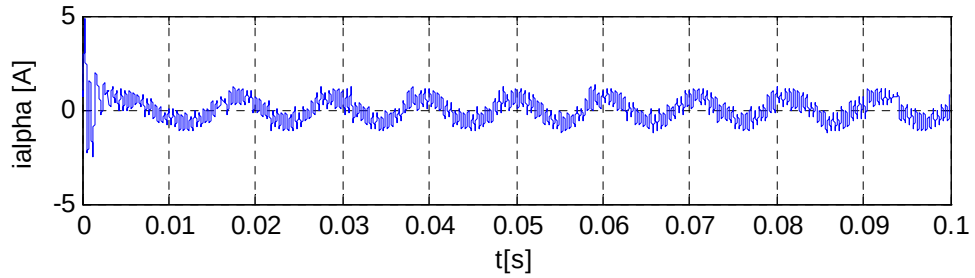


Figure III.21 Signal obtenue après les deux rotations

Pour parvenir à éliminer les distorsions produites par les harmoniques d'ordre supérieur nous avons introduit un filtre passe bas (FPB) dont la fonction de transfert est donnée par l'équation (III.30). Le signal obtenu après filtrage est représenté à la (Fig.III.22).

Filtre passe bas:

$$H_L(s) = \frac{a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}, \quad f_{c1} = 200 \text{ Hz} \quad (\text{III.30})$$

Avec :

$$a_0 = 1.5791 \cdot 10^6$$

$$b_0 = 1, b_1 = 1.8 \cdot 10^3, b_2 = 1.5791 \cdot 10^6$$

La figure III.22 montre le signal obtenu après filtrage, le filtre passe bas a éliminé les harmoniques de haute fréquence sans toute fois perturber l'amplitude et la fréquence fondamentale du signal.

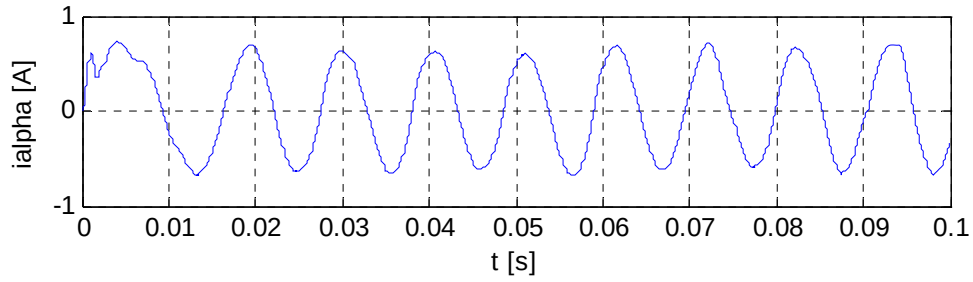


Figure III.22 Signal obtenue à la sortie du filtre passe bas

L'estimation de la position se fait suivant l'équation (III.31) par une simple transformation cartésienne-polaire disponible à la bibliothèque MATLAB/Simulink. Celle-ci utilise la fonction arctangente pour estimer la position à partir des deux signaux du système (III.29) obtenus à la sortie du filtre passe bas, selon l'équation suivante :

$$2\hat{\theta}_r = \arctg\left(\frac{i''_{\alpha-c}}{i''_{\beta-c}}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (\text{III.31})$$

Le schéma du principe de cette estimation est présenté sur la (Fig.III.23).

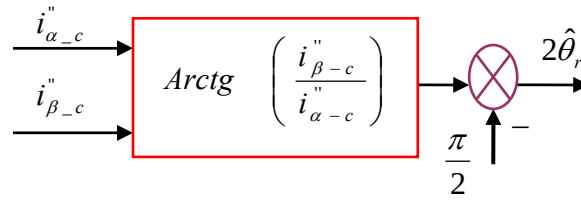


Figure III.23 Blok d'estimation de la position du rotor

La fig.III.24 montre une comparaison entre la position mesurée et la position estimée.

La fig.III.25 montre l'erreur sur la position estimée. Celle-ci présente une erreur dynamique qui est de 0.2rd (11°) et une erreur statique inférieure à 0.1rd (5°)

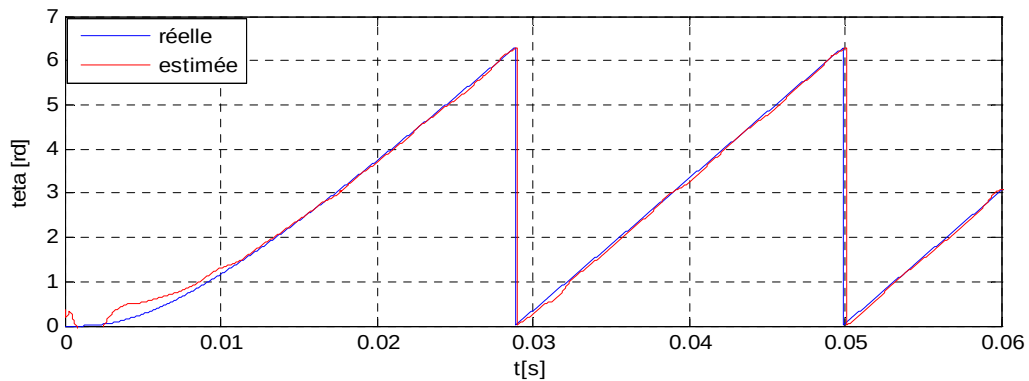


Figure III.24 Comparaison entre la position réelle et la position estimée

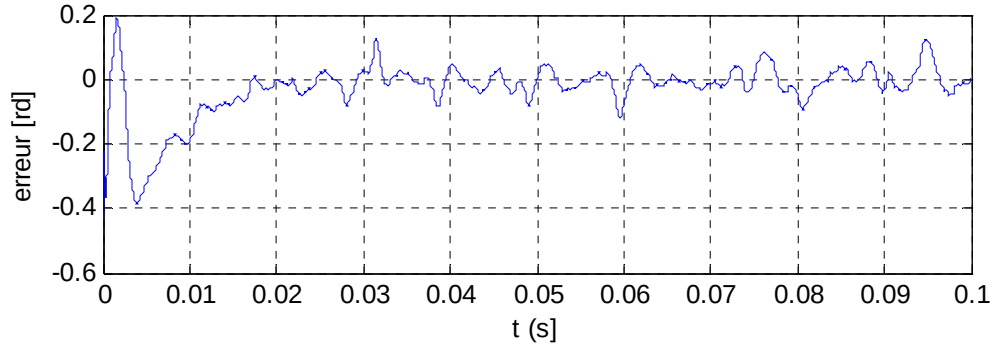


Figure III.25 Erreur sur la position estimée

III.3 Estimation de la vitesse

La vitesse estimée s'obtient par une fonction dérivée de la position estimée. Celle-ci, se fait par un bloc dérivatif disponible à la bibliothèque MATLAB/Simulink, selon le schéma (Fig.III.26).

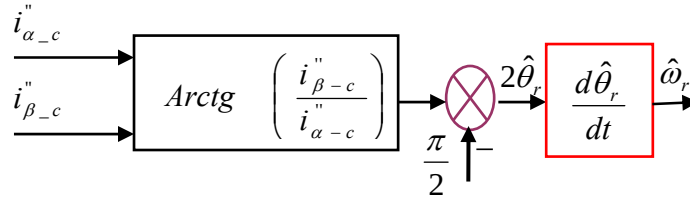


Figure III.26 Blok d'estimation de la vitesse

La (Figu.III.27) montre une comparaison entre la vitesse estimée $\hat{\omega}_r$ obtenue et la vitesse capturée ω_r de la machine. La vitesse estimée présente des oscillations importantes dues à l'erreur sur la position estimée ce qui limite son exploitation pour une commande vectorielle avec une régulation de vitesse.

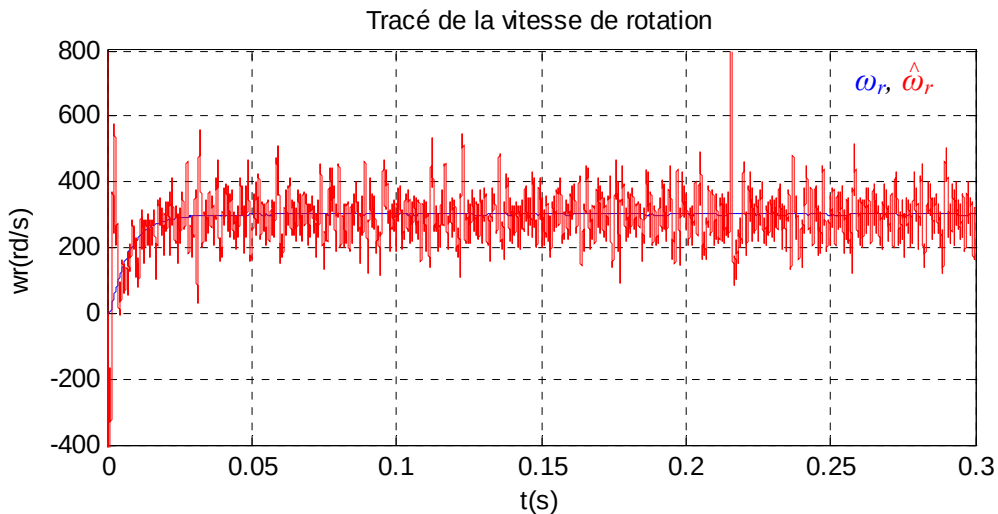


Figure III.27 Comparaison entre la vitesse réelle et la vitesse estimée

Pour parvenir à éliminer les distorsions de la vitesse estimée nous avons introduit un filtre passe bas.

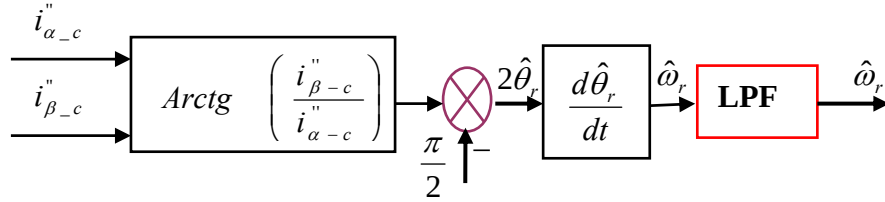


Figure III.28 Blok d'estimation de la vitesse

La (Fig.III.29) montre une comparaison entre la vitesse estimée $\hat{\omega}_r$, obtenue après filtrage et la vitesse capturée ω_r de la machine. Le filtre introduit a éliminé les ondulations de la vitesse estimée, cependant il a introduit un déphasage par rapport à la vitesse réelle de la machine.

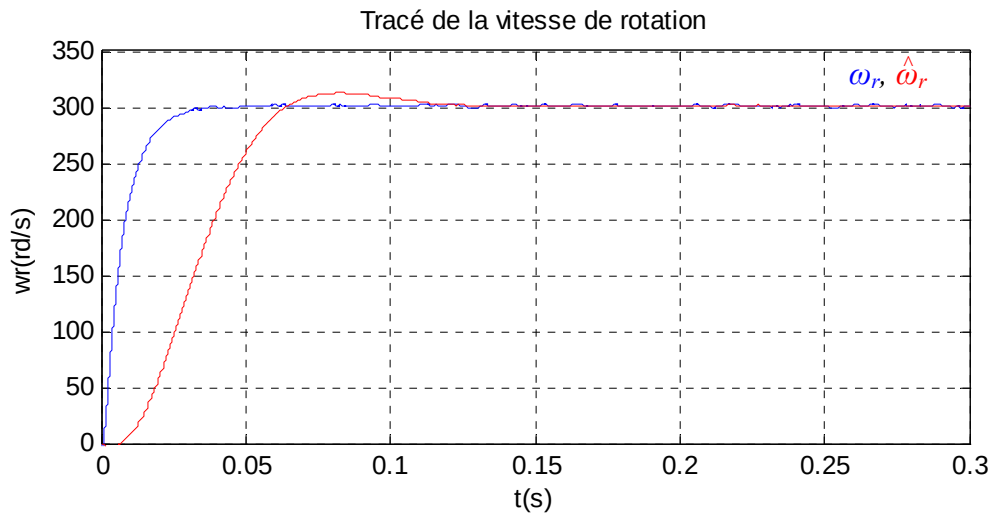


Figure III.29 Comparaisant entre la vitesse réelle et la vitesse estimée après filtrage

La (Fig.III.30) présente le schéma bloc utilisé pour l'estimation de la position et de la vitesse. Les tensions appliquées à la machine sont celles de l'alimentation fondamentale et de la tension du signal injecté. Les courants statoriques sont analysés et traités afin d'en extraire la position et la vitesse du rotor.

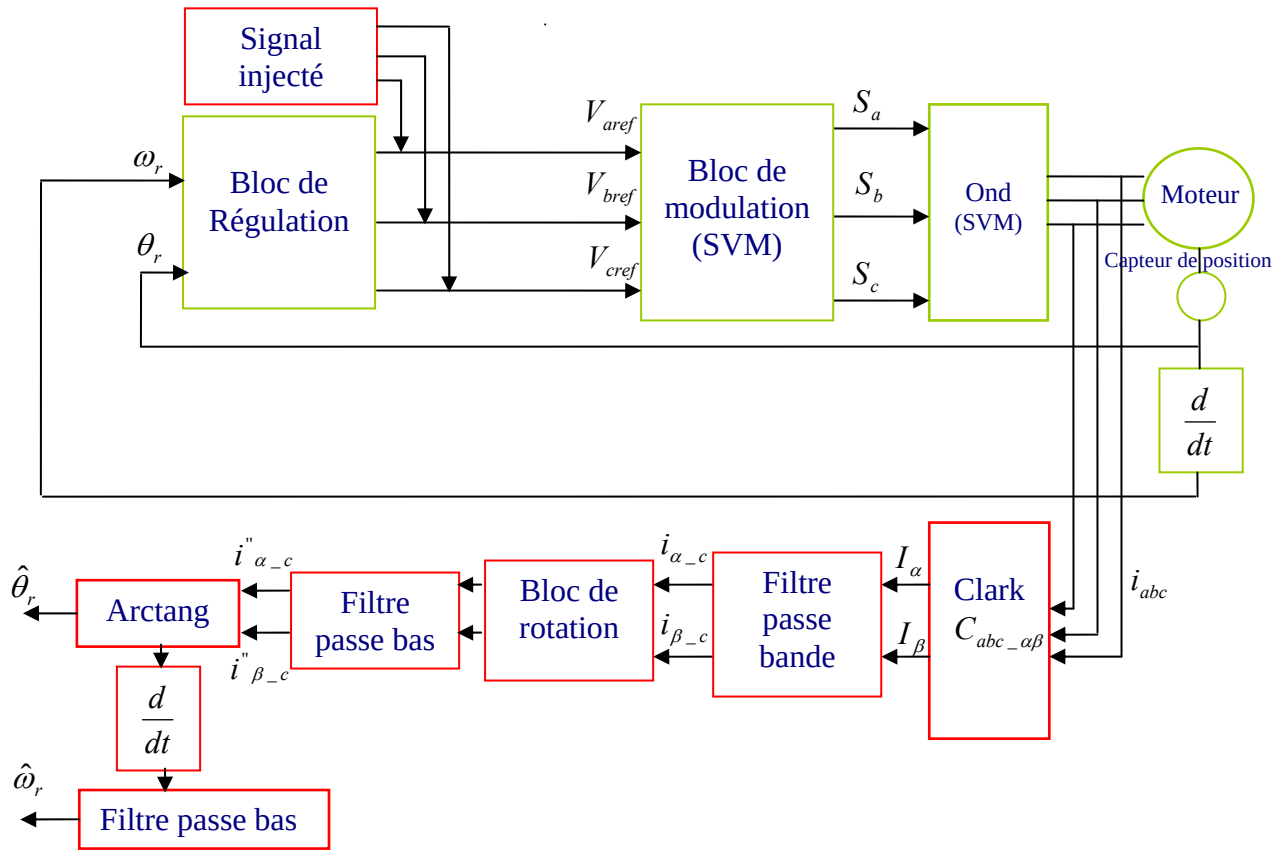
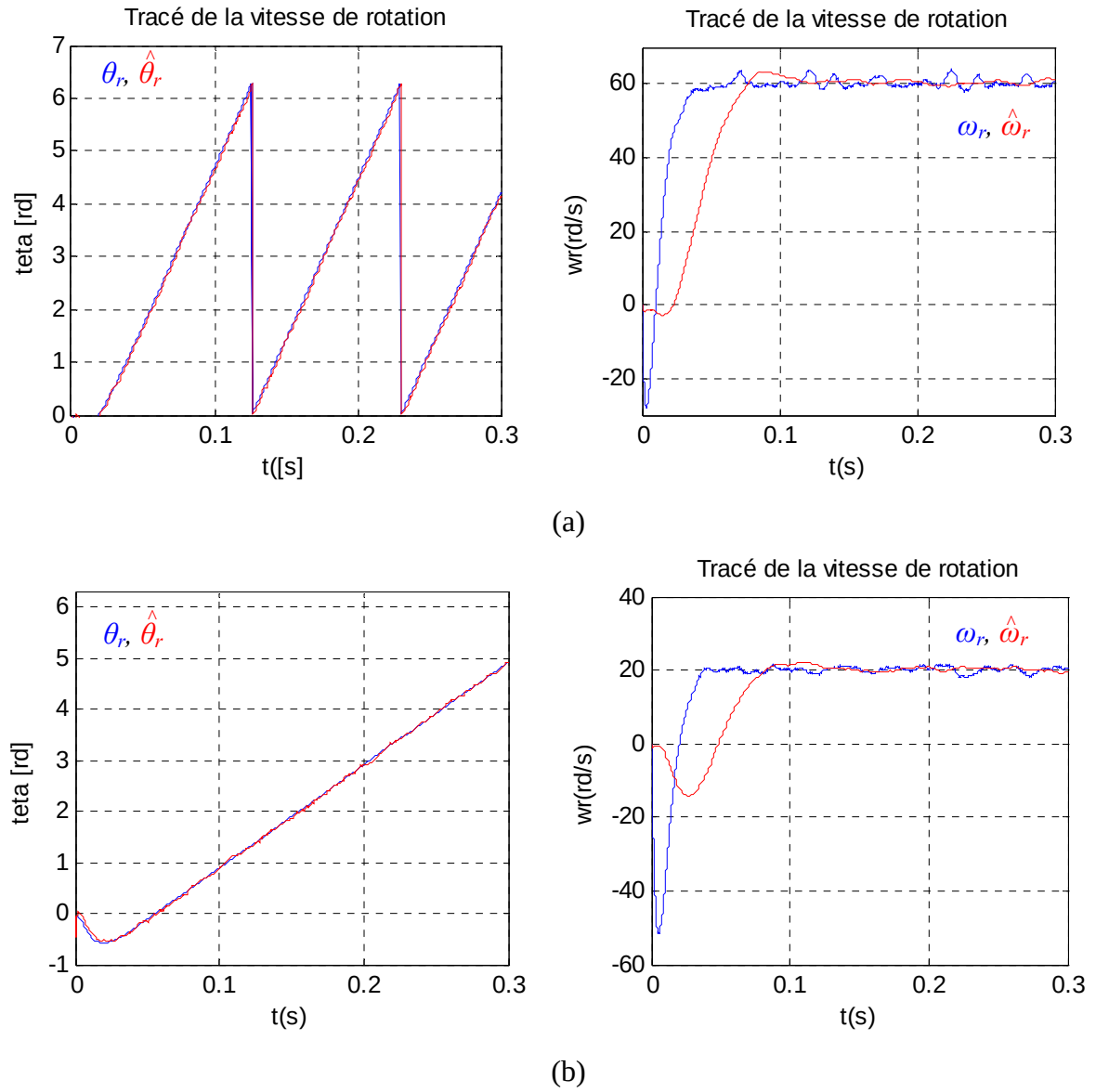


Figure III.30 Schéma bloc de l'estimation de la position et de la vitesse du rotor par la méthode d'injection de signal

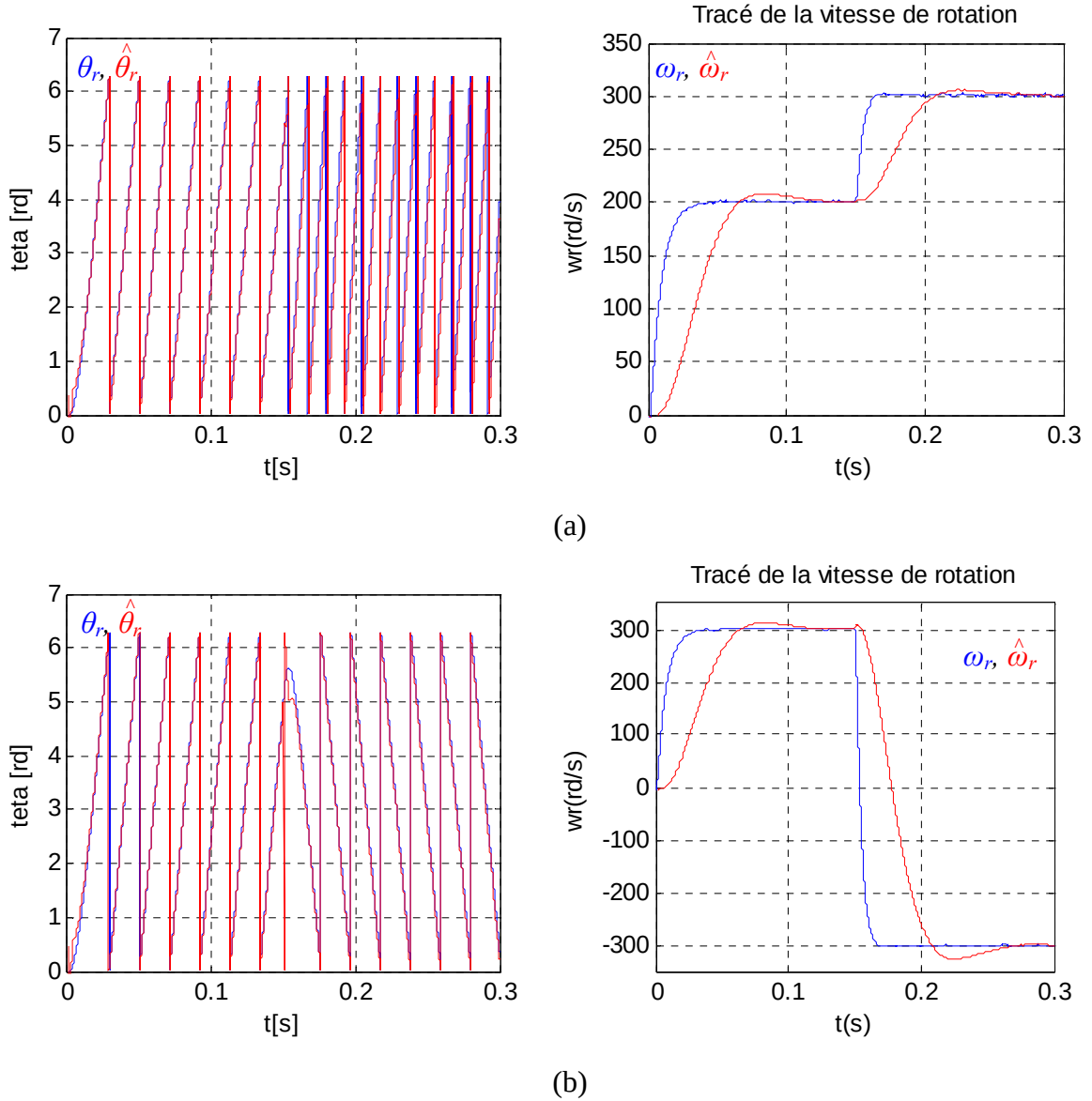
Nous présentons les résultats de la position et de la vitesse estimée obtenue pour différentes consignes de vitesse.

La (Fig.III.31) présente des résultats de la position et de la vitesse estimée pour deux vitesses différentes. La première est une vitesse moyenne (60rd/s) et la deuxième est une faible vitesse (20rd/s). Les résultats que nous montrons sur la (Fig.III.32) ont pour objet de tester le bloc d'estimation en régime de poursuite, quand la vitesse de référence subit des échelons de 200 à 300 rd/s et de 300 à -300 rd/s.

**Figure III.31** Position et vitesse estimées

a)- Pour une moyenne vitesse.

b)- Pour une faible vitesse.

**Figure III.32** Position et vitesse estimées

a)-Pour un changement de consigne de vitesse

b)-Pour une inversion de consigne de vitesse

III.4 Commande vectorielle sans capteur

Pour appliquer la commande vectorielle sans capteur, nous devons apporter quelques modifications au schéma de la (Fig.I.18): A cet effet, nous remplaçons la position et la vitesse mesurées à l'aide du capteur par la position et la vitesse estimée. Ces modifications sont présentées par la (Fig.III.33). Celle-ci, montre le schéma bloc utilisé pour simuler le fonctionnement de la commande vectorielle sans capteur de la PMSM.

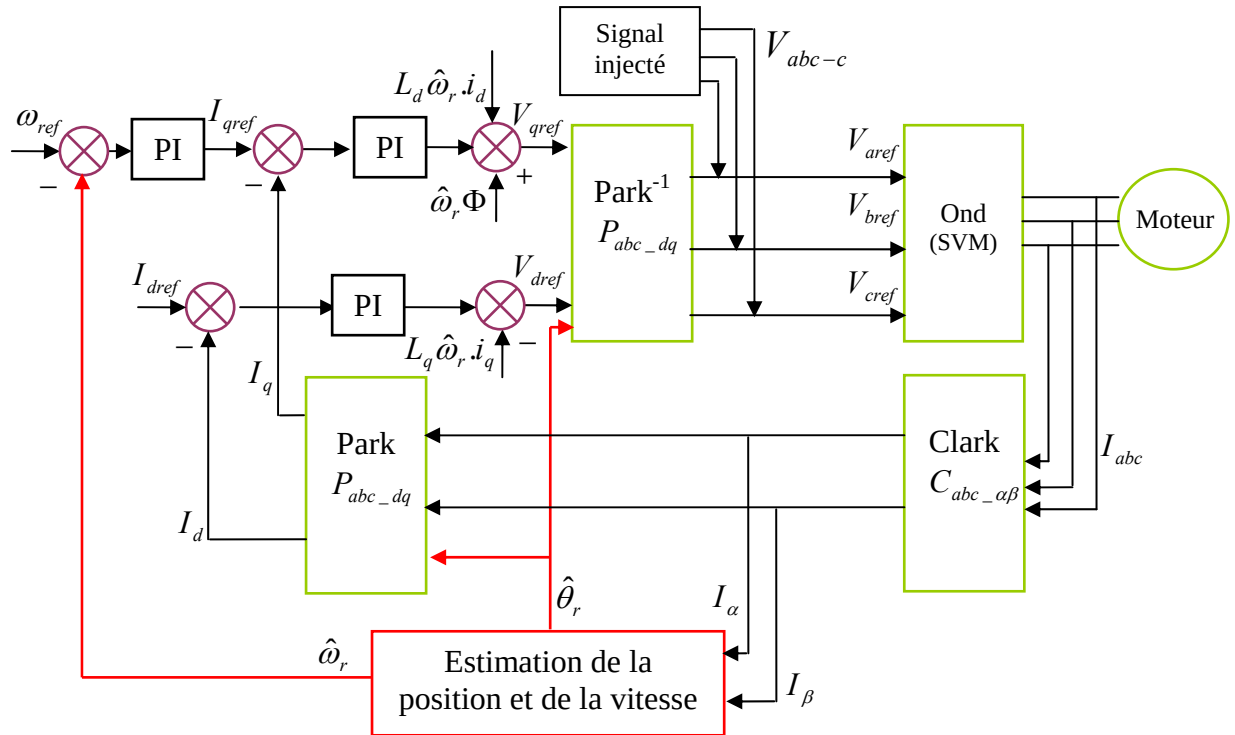


Figure III.33 Schéma bloc de la commande vectorielle de la PMSM sans capteur avec régulation de vitesse

Nous présentons les résultats de simulation de l'utilisation de la position et de la vitesse estimée à la place de la position et de la vitesse mesurée dans un système de commande vectorielle de la PMSM. La position estimée est utilisée pour effectuer les transformations directe et inverse de Park et la vitesse estimée comme entrée du comparateur pour la régulation.

La (Fig.III.34) présente des résultats du fonctionnement de la machine dans un système de commande vectorielle sans capteur. Comme on peut le constater, la vitesse de la machine suit parfaitement sa référence, les courants de phase sont sinusoïdaux et le découplage est toujours maintenu.

Les figures (III.35, III.36) présentent des résultats du fonctionnement de la machine dans un système de commande vectorielle sans capteur, pour deux vitesses différentes. La première est une faible vitesse (20rd/s) et la deuxième est une vitesse moyenne (60rd/s). Nous remarquons que la vitesse estimée a pu remplacer la vitesse mesurée sans perturber la commande vectorielle même à basse vitesse. Cependant, le filtre introduit pour une meilleure estimation de la vitesse a provoqué un déphasage de celle-ci par rapport à la vitesse réelle ce qui conduit à un temps de réponse de la machine plus grand qui est estimé à 0.05s.

Les résultats que nous montrons sur la (Fig.III.37) ont pour objet de tester la commande vectorielle sans capteur en régime de poursuite, quand la vitesse de référence subit un échelon de 200 à 300 rd/s. ceux-ci montrent qu'il n'y a pas eu perte de contrôle vectoriel.

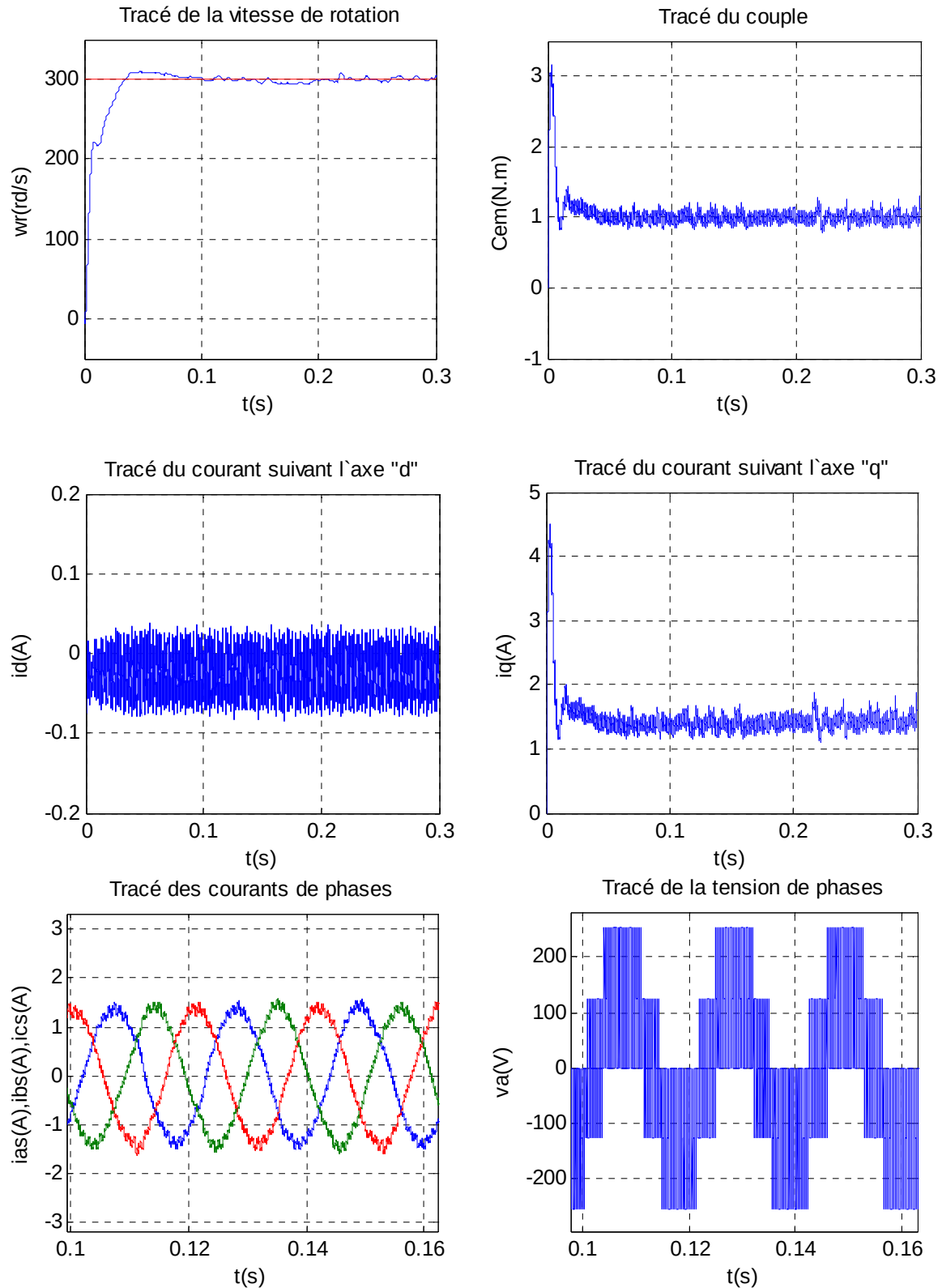


Figure III.34 Résultats de simulation du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM sans capteur pour une consigne de vitesse (300rd/s)

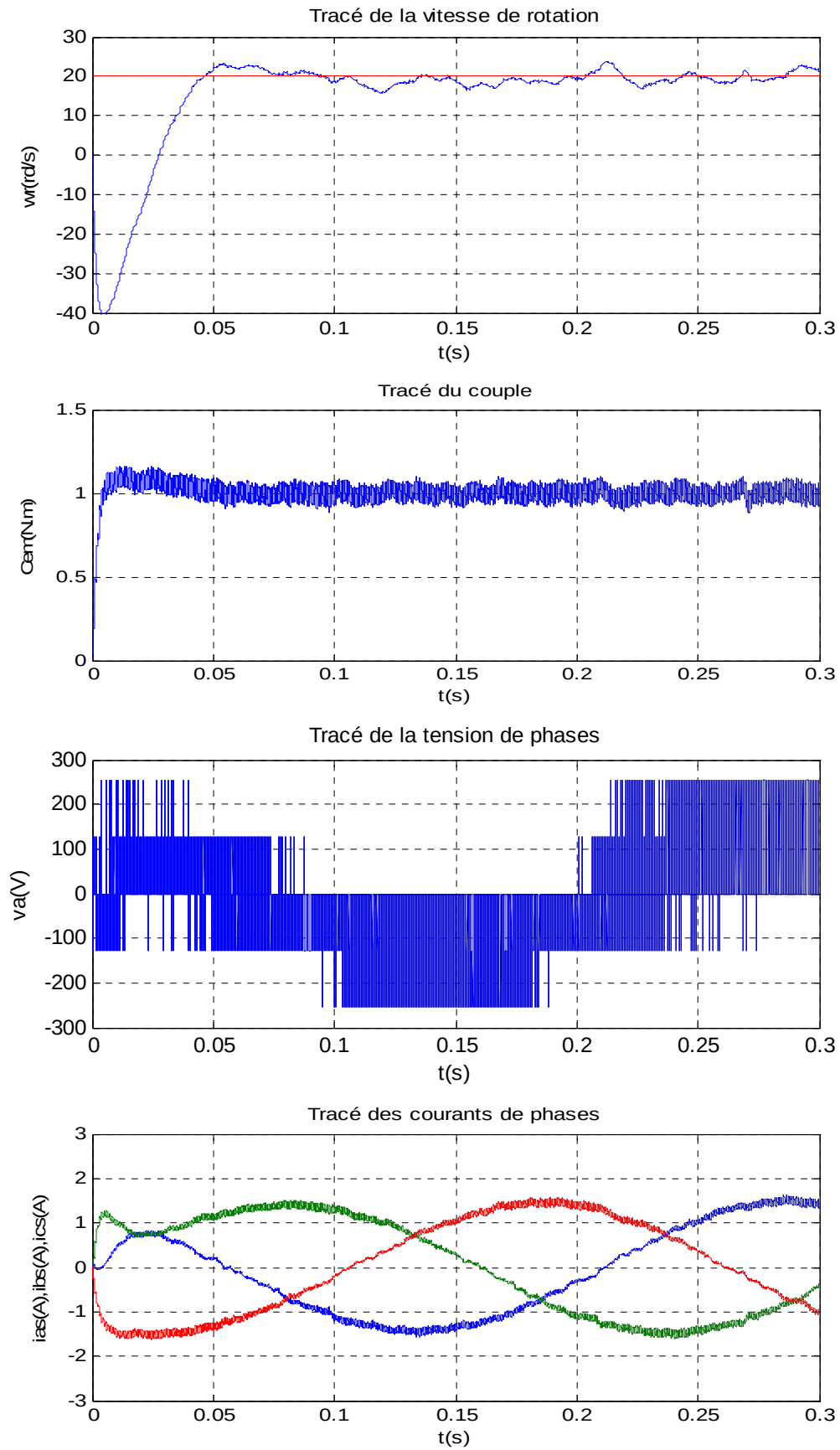


Figure III.35 Résultats de simulation du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM sans capteur pour une faible vitesse (20rd/s)

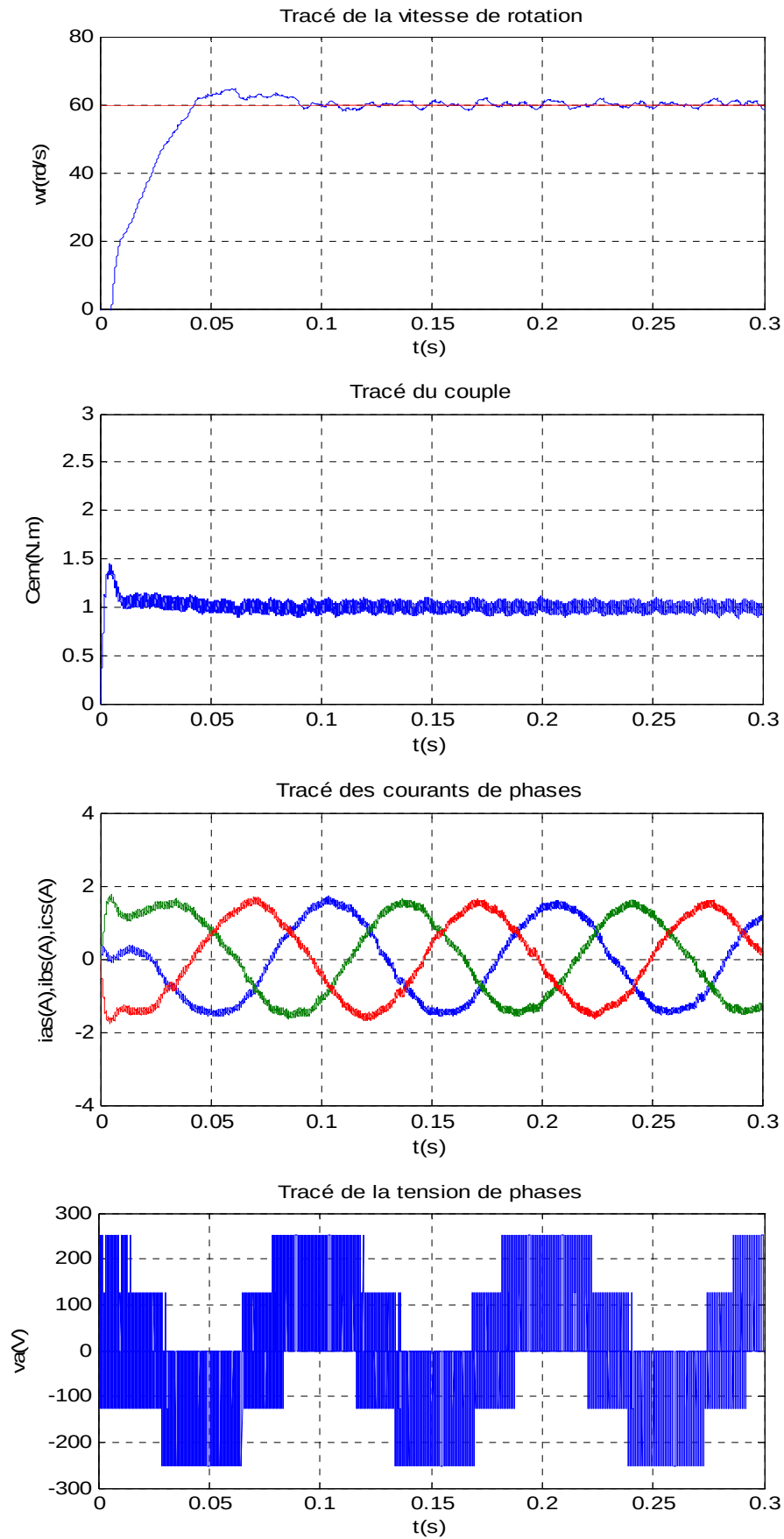


Figure III.36 Résultats de simulation du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM sans capteur pour une vitesse moyenne (60rd/s)

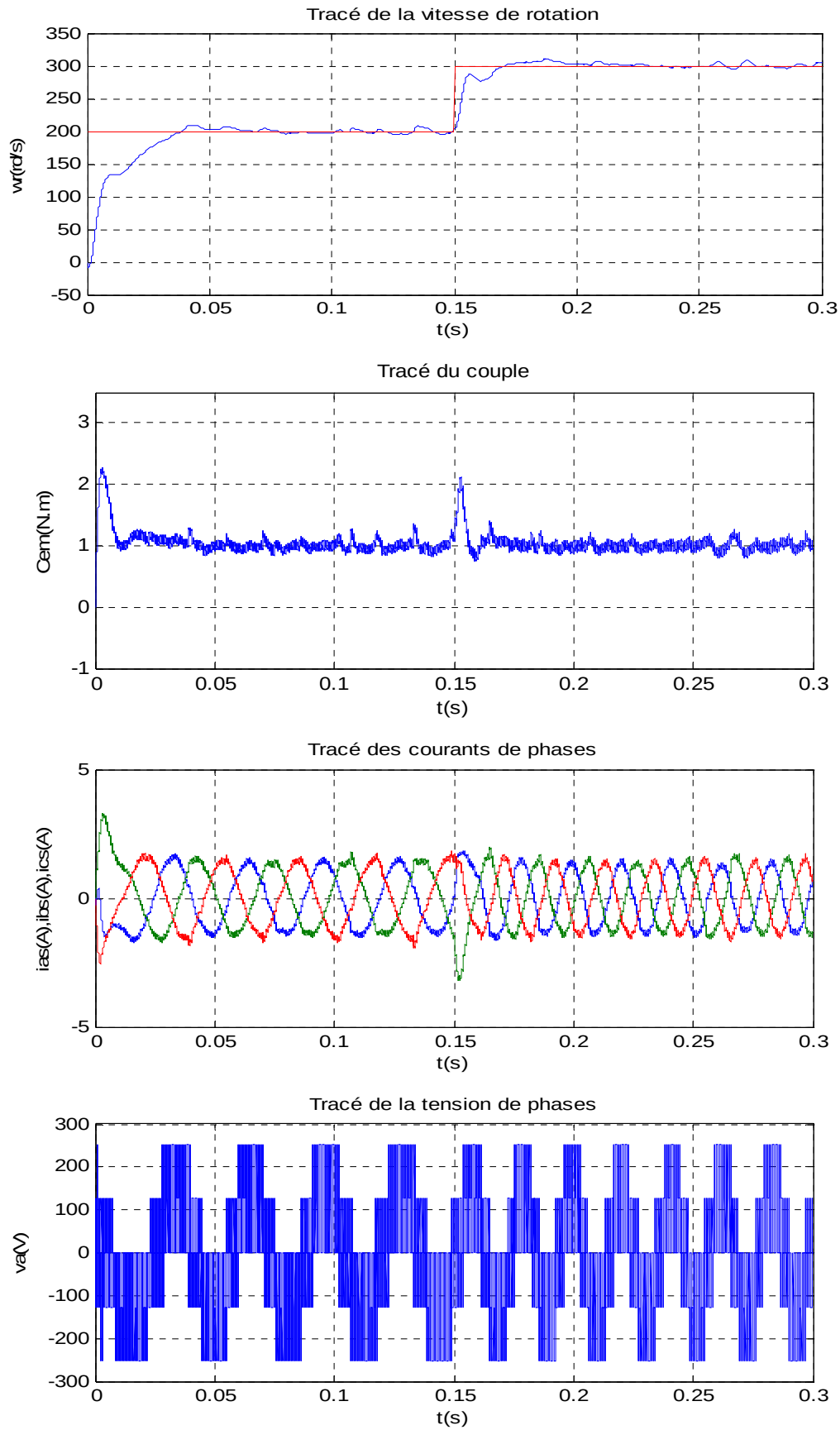


Figure III.37 Résultats de simulation du fonctionnement de la commande vectorielle de la PMSM sans capteur pour échelons de consigne de vitesse (200 à 300rd/s)

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons en premier lieu décrit l'origine de la saillance présente dans la PMSM, condition indispensable pour parvenir à estimer la position du rotor par la méthode d'injection de signal. Par la suite, nous avons présenté la méthode d'excitation de la machine par un signal à haute fréquence. L'utilisation d'un filtre passe bande nous a permis d'isoler la composante à haute fréquence qui véhicule l'information sur la position du rotor.

En second lieu, nous avons détaillé la partie traitement du signal qui a permis d'extraire cette information à partir de la composante du courant statoriques à haute fréquence.

Les résultats obtenues ont montré qu'en injectant un signal à haute fréquence dans la machine et en analysant le signal courant résultant, nous pouvions estimer la position du rotor.

Une estimation de la vitesse a été effectuée par l'application de la fonction dérivative à la position du rotor estimée. La vitesse ainsi obtenue présente des ondulations importantes pouvant conduire à une instabilité de la commande. Afin d'éliminer ces ondulations, un filtre passe bas a été introduit rendant la vitesse estimée exploitable dans un bloc de commande vectoriel sans capteur avec une régulation de la vitesse.

En dernier lieu, nous avons présenté les résultats de simulation de l'utilisation de la position et de la vitesse estimée à la place de la position mesurée dans un système de commande vectorielle de la PMSM. Ces résultats montrent que la commande vectorielle sans capteur est opérationnelle même pour un fonctionnement à faible vitesse. Cependant, les réponses de vitesse sont légèrement lentes à cause de l'effet du filtrage du signal de la vitesse estimée. Ce retard pourrait être diminué et les réponses améliorées par un meilleur choix des régulateurs.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail est d'étudier les performances d'une commande sans capteur d'une machine synchrone industrielle à aimants permanents surfaciques en utilisant la méthode d'injection de signal à hautes fréquences.

Dans un premier lieu et après une description de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons présenté le modèle de la machine associée à son convertisseur d'alimentation utilisant la modulation vectorielle comme stratégie de commande. Dans une deuxième partie, nous avons présenté la commande vectorielle avec régulation de vitesse et de courant par des régulateurs PI. Une simulation du modèle de cette commande a ensuite été effectuée pour différentes conditions de charge. Les résultats de la simulation ont révélé des performances satisfaisantes et des réponses en couples et en vitesses appréciables. Cependant ses performances restent tributaires de l'existence d'un capteur de position à haute résolution monté sur l'arbre de la machine.

Dans le but de remédier aux limites que présente le fonctionnement avec le capteur mécanique, plusieurs méthodes de commande sans capteur ont été citées. Nous nous sommes intéressés à l'application de la méthode d'injection de signal pour l'estimation de la position du rotor de la machine synchrone à aimants permanents.

Pour mettre en évidence le principe de la méthode sans capteur, une étude préliminaire a été effectuée. Le dispositif réalisé à cet effet, est constitué d'une bobine et d'un noyau amovible, un circuit de puissance et un circuit de mesure. A partir d'une mesure de l'amplitude de la composante à haute fréquence du courant, et en calculons la valeur de l'inductance lui correspondant, nous avons estimé la position du noyau à l'aide de la caractéristique prédéfinie donnant la relation entre l'inductance de la bobine et la position du noyau.

Les résultats expérimentaux obtenus confirment le bien fondé de la méthode qui exploite la variation de l'inductance de l'actionneur. Le choix de la fréquence s'est avéré satisfaisant, et ne dépend pas de largeur de l'impulsion.

En vue d'exploiter cette méthode pour la commande sans capteur de la PMSM, une tension à haute fréquence a été superposée à l'alimentation fondamentale de la machine à la sortie des régulateurs de courant du modèle de la PMSM développé. Pour obtenir des performances appréciables et sans détérioration majeure par rapport à la commande vectorielle avec capteur. Une étude sur le choix de l'amplitude du signal injectée a été effectuée. Les résultats de simulation montrent qu'une amplitude du signal à injecter égale à 10% de la tension fondamentale de commande est appropriée. Par ailleurs, il n'était pas nécessaire d'augmenter cette amplitude, malgré la faible saillance exhibée par la machine ($L_q=1.11L_d$).

À partir du modèle de la PMSM développé dans le domaine des hautes fréquences, nous avons montré que le courant résultant est composé de deux termes. Le premier est constant, proportionnelle à la moyenne des inductances statoriques et ne contient pas d'information sur la position du rotor. Alors que le second terme est modulé par la position du rotor et il est proportionnel à la différence des inductances statoriques (L_q-L_d). Ce terme serait donc nul si la machine ne présentait pas de saillance.

Afin d'isoler la composante contenant l'information sur la position, nous avons dans une première étape procédé à un filtrage du signal, suivi d'une rotation éliminant respectivement le fondamental et la composante du signal à haute fréquence non désiré. Une comparaison entre la position estimée et réelle a été effectuée. L'erreur entre les deux positions est faible et inférieure à 6° .

Une étude des performances de la commande sans capteur a été effectuée, en intégrant l'estimateur de la position. La simulation du modèle sans capteur développé, révèle que les performances sont appréciables sur une large gamme de vitesse et particulièrement dans les faibles vitesses (jusqu'à 150 t/mn). Néanmoins, un certain retard a été constaté sur les réponses en vitesses, suite à l'introduction du filtre sur la vitesse estimée. Ce retard pourrait être compensé par un choix judicieux des coefficients des régulateurs ou par l'utilisation d'un filtre adéquat.

Comme perspective, notre travail peut être étendu pour tenir compte de l'effet de la non-linéarité induite par la commutation des transistors de l'onduleur d'une part. D'autres part, une étude pourrait faire l'objet de travaux futures, en considérant d'autres structures à forte saillance utilisant le modèle développé dans le présent travail.

Références Bibliographiques

Références bibliographiques

- [01] B. Nahid Mobarakeh, « Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification "en ligne" des paramètres », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, INPL, décembre 2001.
- [02] A. Ameer, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », Thèse Magister BATNA 2005.
- [03] O. Fadli, « Modélisation et commande non linéaire de l'association : Machine synchrone a aimant-onduleur de tension a trois niveaux », Mémoire de Magister, BATNA 2006.
- [04] K. Benmanseur, « Etude et implantation de contrôleurs robustes et Flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Mémoire de Magister, EMP 1999.
- [05] H. Buhler, « réglage de systèmes d'électronique de puissance», Volume 2 " Entraînement réglés".
- [06] J.P. Caron, J.P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris, 1995.
- [07] F. Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, janvier 2005.
- [08] A.Ivanov-Smolenski, « Machine électrique», Volume 2, Mir. Moscou.
- [09] J-p. Louis, « Modèles pour la commande des actionneurs électriques», Lavoisier, 2004.
- [10] J-D. Chatelain, R. Dessoulavy, « Traité d'électricité », Volume III, Electronique, Presse polytechnique Romande 1985.
- [11] J.Auvray, « Les prototypes passe bas », Cours Systems Electroniques.
- [12] Y.Gaussard, « Les filtres à temps continu», Cours Analyse des signaux, Ecole polytechnique de Montréal.
- [13] R.Mauro, « Engineering Electrics A practical approach», Department of Electrical Enggineering, Prentice Hall.

- [14] J. Chatelain, « Traité d'électricité », Volume X, Machine électrique, Edition Georgi 1983.
- [15] J.Lesenne, F.Notelet, G.Séguier, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Technique et Documentation, Lavoisier 1989.
- [16] G. Lacroux, « Les aimants permanents », Technique et Documentation, Lavoisier 1981.
- [17] G. Sturtzer, E. Smigiel, « Modélisation et commande des moteurs triphasés », technosup, ellipses 2000.
- [18] B. Saint-Jean, « Electrotechnique et machine électrique », Eyrolles 1976.
- [19] D. Rathnakumar, J. LakshmanaPerumal, T. Srinivasan, «A new software implementation of space vector PWM», Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology,
- [20] M. Khafallah, A. El afia , A. Saad, J. Ghouili, « Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdal régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI », IEEE, pp 578-582, May 2005.
- [21] K. Zhou, D. Wang, «Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis », IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 1, pp. 186-195. February 2002.
- [22] Simon Looi, «Sensorless Position Detection in Variable Reluctance Actuators», Project Thesis submitted in support of the Degree of Master of Engineering in Electrical and Electronic Engineering
- [23] Z. Song, Z. Hou, C. Jiang, X. Wei, «Sensorless Control of surface permanent magnet synchronous motor using a new method», Energy Conversion and Management 47, pp 2451-2460, January 2006.
- [24] F.Parasiliti, R.Petrella, M.Tirsini, «Sensorless Speed Control of a PM Synchronous Motor based on Sliding Mode Observer and Extended Kalman Filter», IEEE transactions on industry application, pp 533-540, 2001.
- [25] Barbara H.Kenny, Peter E.Kascak, « Sensorless Control of Permanent Magnet Machine for NASA flywheel Technology Development », Washington, DC, July 2002.
- [26] Imad AL-ROUH, «Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone», thèse de doctorat en génie électrique, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I 2004.
- [27] XieYunxiang, Zhang Ping, Niu Haiqing, « A Study on High Frequency Signal Injection Method of Aiming at Detecting the Rotor Position of the Salient - pole Brushless DC Motor ».

- [28] A.S.Budden, R.Wrobel, D.Holliday, P.H.Mellor, «Sensorless Control of Permanent Magnet Machine Drives for Aerospace Application», University of Bristol, united Kingdom.
- [29] L. Baghli , I. Al-Rouh, A. Rezzoug, «Signal analysis and identification for induction motor sensorless control»,Control Engineering Practice 14, pp 1313–1324, August 2005.
- [30] M.W.Degner,R.D.Lorenz, «Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines»,IEEE Industry applications society, Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, pp 760-767, October 1997.
- [31] P.Garcia,F.Briz,M.W.Degner,D.Diaz-Reigosa, «Accuracy, Bandwith, and Stability limits of Carrier-Singal-Injection-Based Sensorless Control Methods »,IEEE transactions on industry application, vol_43,No4, pp 990-1000, July/August 2007.
- [32] Shanshan Wu, Yongdong Li, Xuejin Miao, « Two Signal Injection Methods for Sensorless Control of PMSM at Very Low Speeds », IEEE transactions on industry application, vol_43,No4,pp 568-573, July/August 2007.
- [33] Xiaodong Xiang, Yikang He, «Sensorless Vector Control Operation of a PMSM By Rotating High-Frequency Voltage Injection Approach*», Proceeding of International Conference on Electrical Machine and System, October 2007, Seoul, Korea.
- [34] Ji-Hoon Jang, Jung-Ik Ha, Motomichi Ohto, Kozo Ide, Seung-Ki Sul, Fellow, «Analysis of Permanent-Magnet Machine for Sensorless Control Based on High-Frequency Signal Injection», IEEE transactions on industry application, pp 592-598, 2003.
- [35] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, Yo-Chan Son, «Current Measurement Issues in Sensorless Control Algorithm using High Frequency Signal Injection Method » IEEE, pp 1595-1604, 2003.

Annexes

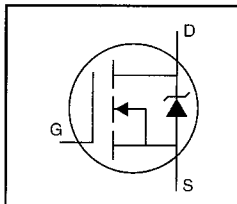


Paramètres de la machine

Puissance nominale	$P_n = 400 \text{ W}$
Nombre de paire de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 5.2 \Omega$
Inductance cyclique d'axe directe	$L_d = 36.5 \text{ mH}$
Inductance cyclique d'axe en quadrature	$L_q = 46.2 \text{ mH}$
Tension simple	$V = 220 \text{ V}$
Courant nominale	$I_n = 2 \text{ A}$
Coefficient de frottement	$f_r = 0 \text{ N.m.s/rd}$
Moment d'inertie	$J = 85 \cdot 10^{-6} \text{ kg.m}^2$
Flux des aimants	$\Phi_f = 0.24 \text{ Wb}$

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DS} = 200V$$

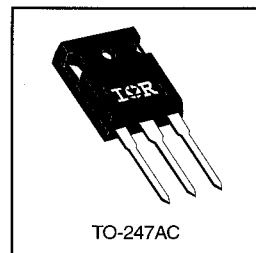
$$R_{DS(on)} = 0.085\Omega$$

$$I_D = 30A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	30	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	19	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	120	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	190	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	410	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	30	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	19	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS}=0V$, $I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.27	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.085	Ω	$V_{GS}=10V$, $I_D=18A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}$, $I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	12	—	—	S	$V_{DS}=50V$, $I_D=18A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=200V$, $V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=160V$, $V_{GS}=0V$, $T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	140	nC	$I_D=30A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	28		$V_{DS}=160V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	74		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	16	—	ns	$V_{DD}=100V$
t_r	Rise Time	—	86	—		$I_D=30A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	70	—		$R_G=6.2\Omega$
t_f	Fall Time	—	62	—		$R_D=3.2\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	2800	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	780	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	250	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	30	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	120		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_S=30A$, $V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	360	540	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_F=30A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.6	6.9	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				



Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

③ $I_{SD} \leq 30A$, $di/dt \leq 190A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$

② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=683\mu H$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=30A$ (See Figure 12)

④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

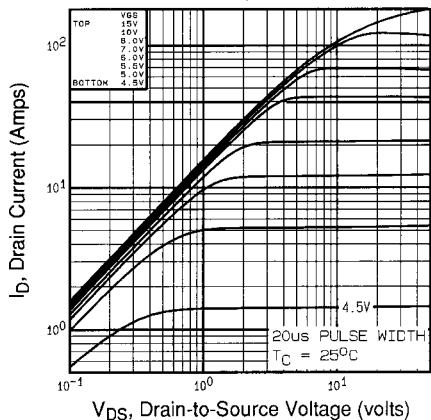


Fig 1. Typical Output Characteristics,
 $T_C = 25^\circ\text{C}$

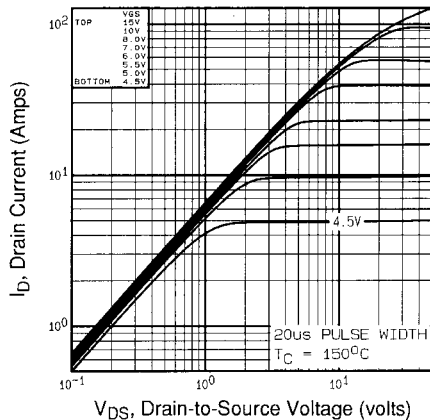


Fig 2. Typical Output Characteristics,
 $T_C = 150^\circ\text{C}$

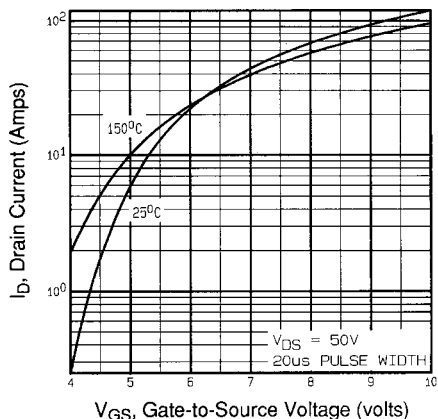


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

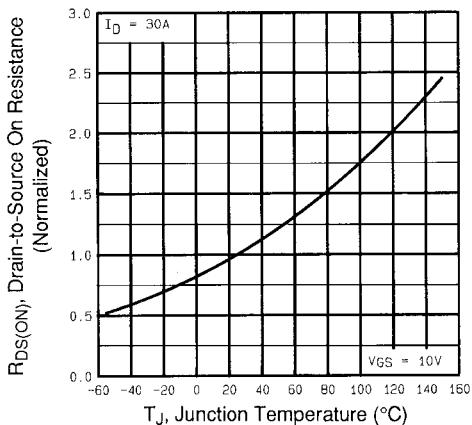


Fig 4. Normalized On-Resistance
Vs. Temperature

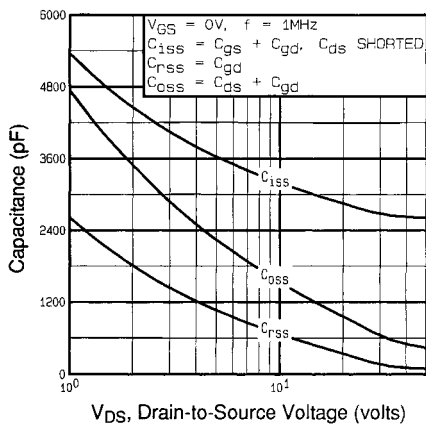


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

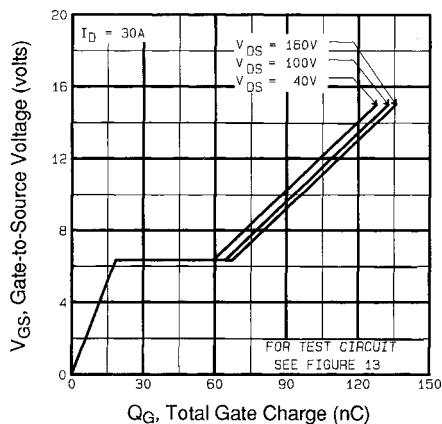


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

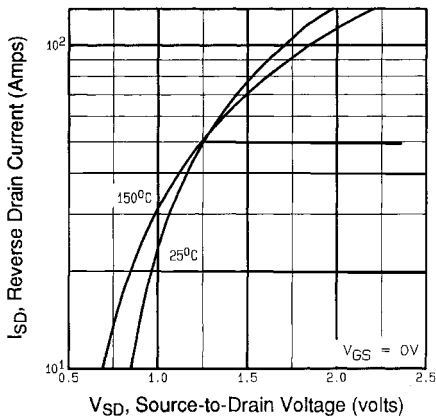


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

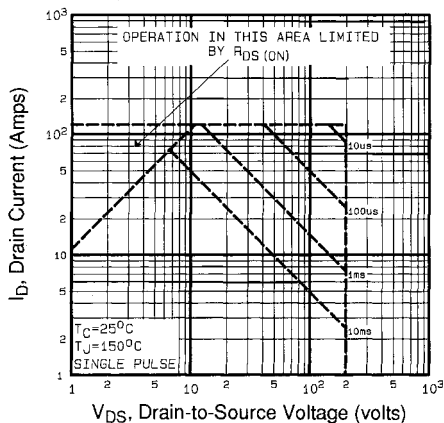


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

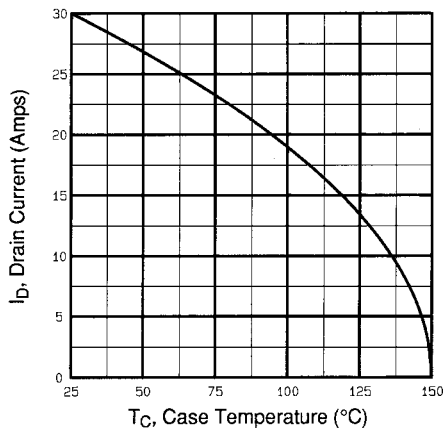


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

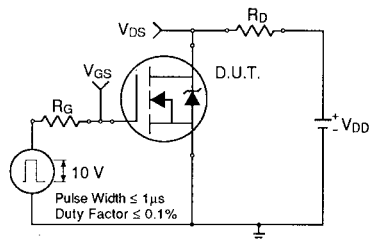


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

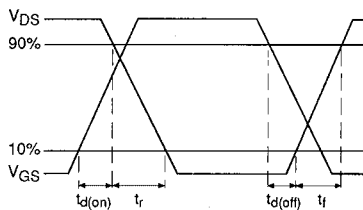


Fig 10b. Switching Time Waveforms

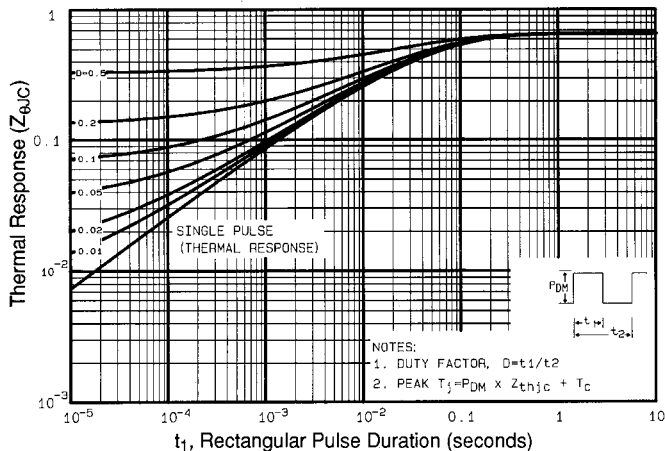


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

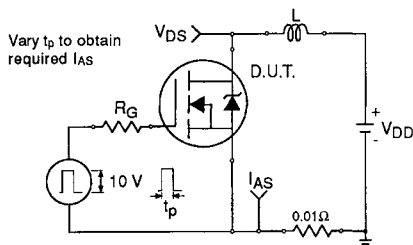


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

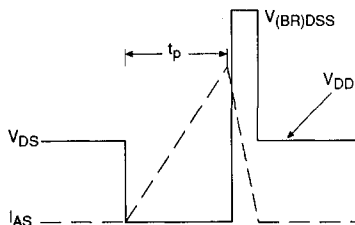


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

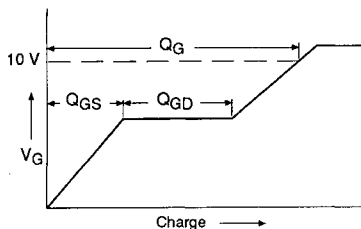


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

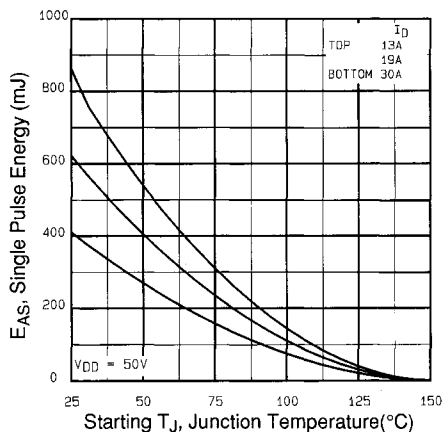


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

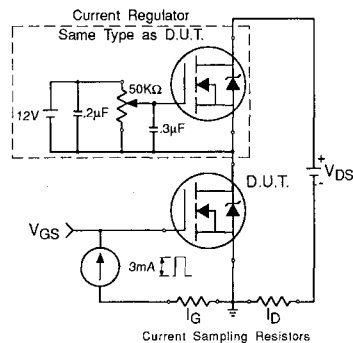


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

**International
IR Rectifier**

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

ملخص:

هذا العمل يدرس تقويم الموقع و التحكم الشعاعي للمحرك المتزامن ذي المغناطيس الدائمة, دون استعمال الاستشعار الميكانيكي. بعد عرض كل أساليب تقويم السرعة الموجودة في الليتيراتور, اخترنا التي تعتمد علي حقن إشارة ذات التوتر المرتفع في آلة ذات البروز. درسنا مصدر البروز في الآلة و مؤلفات التيار الناتجة عن حقن الإشارة ذات التوتر المرتفع في الآلة. قدمنا جزء مخصص لمعالجة الإشارة, هذا الجزء يفصل الخطوات اللازمة لاستخراج موقع و سرعة الآلة من هذه المؤلفات. أخير اقترحنا نموذج للتحكم الشعاعي دون استعمال الاستشعار الميكانيكي. **الكلمات المفتاحية:** آلة متزامنة ذات المغناطيس الدائم, حقن إشارة ذات التوتر المرتفع, طرق الترشيح, تقويم الموقع, للتحكم الشعاعي دون استعمال الاستشعار الميكانيكي

Résumé :

Ce travail de recherche traite de l'estimation de la position et de la commande de la machine synchrone sans l'utilisation d'un capteur mécanique, quand la machine fonctionne à faible et grande vitesse.

Après une présentation de toutes les méthodes d'estimation de la vitesse de la machine synchrone existant dans la littérature, nous choisissons celle basée sur l'injection d'un signal à haute fréquence dans une machine présentant une saillance.

L'origine de ces saillances et les composantes de courant résultant de l'injection du signal à haute fréquence ont été étudiées.

La partie traitement du signal est abordée. Cette partie détaille les étapes indispensables à l'extraction de la position et de la vitesse de la machine.

Enfin, la faisabilité d'un système de commande vectorielle sans capteur est examinée. Des résultats de simulation sont présentés tout au long de ces travaux.

Mots-clés : Machine synchrone à aimants permanents, Injection de signal à haute fréquence, Méthodes de filtrage, Estimation de la position, Commande sans capteur.

Abstract :

This research deals with the velocity estimation and control of synchronous machine without mechanical sensor.

After an overview of the state of art in the estimation of velocity of induction machine, we have chosen the method based on the injection of a high frequency signal in synchronous machine with saliencies.

The origin of these saliencies and the resulting current components due to the high frequency signal injection are studied.

The signal processing aspects are investigated. We explain all the essential steps to extract synchronous machine position and velocity. We have studied several filtering systems, sliding

Finally, the feasibility of sensorless vector control is considered. Several simulation results are presented to confirm theoretical studies.

Keywords: synchronous machine, High frequency signal injection, Filtering methods, Position estimation, Sensorless control.