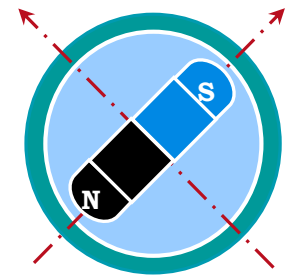




Université de Batna
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique



LSP-IE'2000 Batna

THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Option : Commande

Préparée au

Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétique

LSP-IE'2000 Batna

Présentée par

DAMKHI SIHEM

Ingénieur en Electrotechnique à l'Université de Batna
Magister en Commande Electrique à l'Université de Batna
Maître Assistante à l'Université de M'Sila

Contribution à L'Amélioration des Performances des Commandes sans Capteurs de Vitesse pour une Machine à Induction

Soutenu le devant le, 18 Octobre 2014 devant le Jury composé de :

B. ABDELHADI,	<i>Professeur Université de Batna,</i>	Président
M.S. NAÏT-SAÏD,	<i>Professeur Université de Batna,</i>	Directeur de Thèse
N. NAÏT-SAÏD,	<i>Professeur Université de Batna,</i>	Co-Directeur de Thèse
A. GOLEA,	<i>Professeur Université de Biskra,</i>	Examineur
A. BETKA	<i>Professeur Université de Biskra,</i>	Examineur
D. RAHEM	<i>Professeur Université Oum El Bouagui,</i>	Examineur
A. MAKOUF,	<i>Professeur Université de Batna,</i>	Invité

Remerciements

Je remercie Allah de m'avoir donné le courage, la volonté et la patience pour pouvoir terminer cette thèse.

"يارب لك الحمد كما ينبغي لجلال وجهك وعظيم سلطانك"

Le travail de ce doctorat a été préparé au Laboratoire des Systèmes de Propulsion -Induction Electromagnétiques LSP-IE'Batna 2000 de l'université de Batna.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance à mon promoteur Monsieur M.-S. NAIT-SAID, professeur à l'université de Batna, qui a consacré à l'encadrement de cette thèse un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Je tiens à le remercier pour l'aide qu'il m'a apportée à tout moment et pour ses encouragements qui m'ont poussés toujours à aller de l'avant de proche en proche pour continuer ce travail. Je le remercie aussi pour tous ces conseils, pour son travail de relecture de cette thèse et pour ses remarques profitables.

Ma profonde gratitude va à mon co-promoteur Monsieur N. NAIT-SAID, professeur à l'université de Batna, pour avoir co-dirigé ce travail, pour son aide et ses conseils précieux qui ont indéniablement contribué à l'amélioration de ce travail. Je le remercie pour sa grande qualité de réflexion pour autant de fois m'a permis d'aboutir à résoudre les problèmes rencontrés dans ce travail.

J'adresse aussi mes plus sincères et vifs remerciements à messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'y être et afin de me faire l'honneur d'évaluer la présente thèse, en l'occurrence :

Professeur B. ABDELHADI de l'Université de Batna en sa qualité de président du jury

Professeur A. GOLEA de l'Université de Biskra en sa qualité d'examinateur

Professeur A. BETKA de l'Université de Biskra en sa qualité d'examinateur

Professeur M. D. RAHEM de l'Université de Oum El Bouagui en sa qualité d'examinateur

Professeur A. MAKOUF de l'Université de Batna et Directeur du Laboratoire des Systèmes de Propulsion-Induction Electromagnétiques LSP-IE Batna en sa qualité d'invité, dont la présence m'a grandement honorée.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans pour autant remercier mes chers parents pour le soutien qu'ils m'ont apporté tout au long de ces années d'études depuis mes premiers pas à l'école primaire jusqu'au aujourd'hui à l'université.



Dédicace

A mes Chers parents sources de mes joies, secrets de ma force

A mes Chers frères « Atef, Walid, Yacine »

A mes Chères sœurs

A mes adorables neveux et nièces « Ouiss, Alaa, Ritadj »

À toute la famille

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir



**CONTRIBUTION A L'AMELIORATION DES
PERFORMANCES DES COMMANDES
SANS CAPTEURS DE VITESSE
POUR UNE MACHINE A INDUCTION**

Key words: Induction Machine, Sensorless Control, Signal Injection, Low and Zero Speeds, Saliencies, High frequency.

Abstract:

This thesis deals with the sensorless control of induction machine using high frequency voltage injection from which the control may be operated at low speed rang and zero speed. Indeed, at this speed area, the sensorless vector control cannot be performed through the obtained information from a conventional model of the induction machine. In order to improve the position estimation in low speed range the spatial saliencies based methods marked by the high frequency signal injection are proposed in this work. The applied high frequency signals interact with the rotor saliency or magnetic anisotropy of the machine and the resulting stator current may be processed to extract the rotor position information. These methods can operate over a wide speed range, including zero speed, and can achieve the robust rotor position estimation because they are independent of the parameters of the induction machine model. Of course, the applications of these methods require the existence of saliencies in machine, so else they must be created artificially in the induction machine.

الكلمات الرئيسية: ماكينة التحريض، تحكم بدون أجهزة الاستشعار، حقن الإشارة، السرعة المنخفضة وسرعة الصفر، التباين، التردد العالي.

ملخص

يهدف هذا العمل لدراسة التحكم في ماكينة التحريض غير متزامنة بدون استعمال أجهزة الاستشعار وهذا في نطاق منخفض للسرعة. التحكم الشعاعي بدون استعمال أجهزة الاستشعار في مناطق ذات سرعة الصفر لا يمكن أن يحدث باستخدام معلومات تم الحصول عليها من النموذج التقليدي للماكينة تحت التردد العادي للجزء الثابت، ومن أجل تحسين تقدير السرعة في هذا المجال قمنا باقتراح أساليب تعتمد على التباين الفضائي في الماكينة. هذه الطرق غالبا ما يشار إليها على أنها طرق التردد العالي أين يمكن حقن تغذية الماكينة بإشارة ذات تردد عالي. الإشارة المطبقة تتفاعل مع التباين المتواجد في الماكينة من اجل إعطاء تيار أو توتر يحوي معلومات على سرعة الجزء الدوار. يمكن لهذه الأساليب أن تعمل في نطاق واسع للسرعة بما في ذلك سرعة الصفر وذلك من دون الاعتماد على معلومات الماكينة. تطبيق هذه الأساليب يعتمد على التباين في الماكينة، وكما هو متعارف عليه أن ماكينة التحريض غير متزامنة لا تحوي على أي تباين لذا يجب تواجده.

SOMMAIRE

Sommaire.....	I
Liste des Abréviations.....	III
Liste des Symboles.....	IV

INTRODUCTION GENERALE

0.1 Introduction.....	1
0.2 Objective de la Thèse.....	3
0.3 Structure de la Thèse.....	4

CHAPITRE I

Etat de l'Art de l'Estimation de la Vitesse Rotorique d'une Machine à Induction

I.1 Introduction.....	6
I.2 Méthodes d'Estimation de Vitesse Rotorique Basées sur le Modèle Fondamental de la Machine.....	9
I.2.1 Estimation de la Vitesse par un Système Adaptatif à Modèle de Référence (MRAS).....	11
I.2.2 Estimation de la Vitesse par un Observateur d'Etat.....	15
I.3 Méthodes d'Estimations de la Vitesse Rotorique basées sur l'Injection du Signal à Haute Fréquence.....	18
I.3.1 Théorie du Signal Injecté.....	18
I.3.2 Excitation par un Signal Continu à Haute Fréquence.....	18
I.3.3 Excitation par un Signal Test Transitoire.....	21
I.3.4 Exploitation de l'Excitation Inhérente de MLI sans l'Addition de Signal HF.....	23
I.3.5 Méthode basée sur la Mesure de la Composante Homopolaire de Tension.....	23
I.3.6 Méthode basée sur la Mesure de Composante Homopolaire du Courant.....	25
I.4 Conclusion.....	26

CHAPITRE II

Modélisation de la Machine à Induction avec Saillances

II.1 Introduction.....	28
II.2 Origines des Saillances.....	30
II.2.1 Saillances dues aux Encoches Rotoriques et Statoriques.....	30
II.2.2 Saillances dues aux Excentricités.....	32
II.2.3 Saillances Artificielles (Saillances induites).....	33
II.2.4 Saillances dues à la Saturation.....	35
II.3 Modélisation de la Machine à Induction avec Saillances.....	35
II.3.1 Modèle de la Machine à Induction avec Saillances dues aux Encoches Statoriques et Rotoriques.....	36
II.3.2 Modèle de la Machine à Induction avec Saillances Artificielles (Induites).....	41
II.3.2.1 Mise en Equations de la Machine à Induction avec Saillances Artificielles (induites).....	47
II.3.3 Modèle de la Machine à Induction avec Saillances dues à la Saturation.....	50
II.3.3.1 Mise en Equations de la Machine à Induction avec Saillances dues à la Saturation.....	51

II.4.1 Interprétation des Résultats de Simulation	60
I. 4 Conclusion	61

CHAPITRE III

Détection de Position Saillance par l'Injection de Tension a Hautes Fréquences

III.1 Introduction.....	62
III.2 Modèle de la Machine à Induction dans le domaine des Hautes Fréquences.....	64
III.3 Différents Schémas de Démodulation pour l'Extraction du Signal Position	69
III.3.1 Extraction de Signal de Position en utilisant un Filtre Synchrone Passe Haut (FSPH)	70
III.3.2 Extraction de Signal de Position en utilisant un Filtre Passe Bas (FPB).....	71
III.3.3 Extraction de Signal de Position utilisant le Processus Hétérodyne.....	72
III.4 Analyse Spectrale du Courant Statorique Résultant et Détection de Position de Saillance.....	73
III.4.1 Analyse Spectrale du Courant Statorique Résultant et Détection de Position de Saillance due aux Encoches Rotoriques.....	74
III.4.2 Analyse Spectrale du Courant Statorique Résultant et Détection de Position de Saillance due à la Saturation.....	77
III.4.3 Analyse Spectrale du Courant Statorique Résultant et Détection de Position de Saillance Induite.....	80
III.5 Conclusion.....	82

CHAPITRE IV

Commande sans Capteur de Vitesse de la Machine à Induction par l'Injection de Signal à Haute Fréquence

IV.1 Introduction.....	84
IV.2 Commande Vectorielle de la Machine à Induction.....	85
IV.2.1 Algorithme de la Commande Vectorielle de MI Alimentée en Tension.....	87
IV.3 Estimation de Position du Rotor de la Machine à Induction.....	89
IV.3.1 Estimation de Position du Rotor par Arctg.....	90
IV.3.2 Estimation de Position du Rotor par Boucle à Verrouillage de Phase (PLL).....	91
IV.3.3 Estimation de Position du Rotor par un Observateur de Poursuite (Tracking Observer).....	92
IV.4 Commande sans Capteur de Vitesse de la Machine à Induction par Signal à Haute Fréquence.....	93
IV.5 Conclusion.....	106

CONCLUSION GENERALE

108

ANNEXES

111

Annexe.A: Paramètres de la Machine à Induction.....	111
Annexe.B: Facteur de Correction de l'Entrefer (facteur de Carter).....	112
Annexe.C: Résultats de Simulation de Variation de l'Alimentation de la Machine à Induction.....	114
Annexe.D: Calculs des Régulateurs.....	118

BIBLIOGRAPHIE

124

LISTE DES ABREVIATIONS

MI	Machine à Induction
MRAS	Système Adaptatif à Modèle de Référence
HF	Haute Fréquence
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
BO	Boucle Ouverte
PI	Régulateur Proportionnel et Intégral
MISHF	Méthode d'Injection par un Signal à Haute Fréquence
FPH	Filtre Passe Haut
FPB	Filtre Passe Bas
FSPH	Filtre Synchrone Passe Haut
INFORM	Détection Indirecte du Flux par Mesure en ligne de Réactance
FFT	Transformation Rapide de Fourier
F.e.m	Force Electromotrice
PLL	Boucle à Verrouillage de Phase

LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Signification	Unité
ω	Vitesse électrique du rotor	(rad/s)
Ω	Vitesse mécanique du rotor	(rad/s)
ω_s	Pulsation statorique	(rad/s)
\bar{V}_s	Vecteur complexe de tension statorique	(V)
\bar{I}_s	Vecteur complexe du courant statorique	(A)
\bar{I}_r	Vecteur complexe du courant rotorique	(A)
$\bar{\Phi}_s$	Vecteur complexe du flux statorique	(Wb)
$\bar{\Phi}_r$	Vecteur complexe du flux rotorique	(Wb)
L_s	Inductance cyclique propre de l'armateur statorique	(H)
L_r	Inductance cyclique propre de l'armateur rotorique	(H)
M	Inductance cyclique mutuelle des armateurs rotor- stator	(H)
$\sigma \ell_s$	Inductance de fuite totalisée (stator+rotor) dans le circuit du rotor ramenée au stator	(H)

Kp, Ki	Coefficients proportionnel et intégral du régulateur PI	
V_c	Amplitude du signal de tension injectée	(V)
I_c	Amplitude du signal du courant injecté	(A)
$\Sigma L_{\sigma s}$	Moyenne d'inductances statoriques transitoires	(H)
$\Delta L_{\sigma s}$	Différence d'inductances statoriques transitoires	(H)
ω_c	Pulsation du signal injecté	(rad/s)
θ_e	Position de saillance	(rad)
θ	Position du rotor	(rad)
V_{0sc}^s	Tension statorique homopolaire de la porteuse	(V)
V_{0ch}	Amplitude du tension homopolaire de la porteuse	(V)
i_{0sc}^s	Courant statorique homopolaire de la porteuse	(A)
ω_{agp}	Vitesse de variation de perméance dans l'entrefer	(rad/s)
N_r	Nombre des encoches rotorique	
N_s	Nombre des encoches rotorique	
p	Nombre de paire de pôles	
h	Rang d'harmonique	
$Im[]$	Partie imaginaire	
\hat{X}	Grandeur estimée	
\otimes	Signe du produit vectoriel	
$\overline{\Phi}_s^*$	Conjugué du vecteur complexe du flux statorique	(Wb)
J	Moment d'inertie	(Kg.m ²)
C_e	Couple électromagnétique	(N.m)
C_r	Couple Résistant	(N.m)
$\ell_{\sigma s}$	Inductance de fuite statorique	(H)
M_s	Inductance mutuelle entre deux enroulements du stator	(H)
$\ell_{\sigma r}$	Inductance de fuite rotorique	(H)
M_r	Inductance mutuelle entre deux enroulements du rotor	(H)
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statorique et rotoriques	(H)

M_{sr}	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor	
L_h	Inductance d'encoche	(H)
q_r	Nombre des encoches rotoriques par paire de pôles	
q_s	Nombre des encoches statoriques par paire de pôles	
δ_1	Grandeur associée à longueur maximale de l'entrefer	(m ⁻¹)
δ_2	Grandeur associée à longueur minimale de l'entrefer	(m ⁻¹)
μ_0	Perméabilité du vide	(H.m ⁻¹)
$[L_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor	
ℓ_{sr}	Valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statorique et rotoriques	(H)
X_s	Réactance statorique	(Ω)
X_r	Réactance rotorique	(Ω)
X_m	Réactance de magnétisation	(Ω)
V_{s-c}^s	Tension de la porteuse dans un référentiel lié au stator	(V)
I_{s-c}^s	Courant de la porteuse dans un référentiel lié au stator	(A)
$L_{\sigma ds}$	Inductance statorique transitoire d'axe "d" dans un référentiel lié à la position des saillances	
$L_{\sigma qs}$	Inductance statorique transitoire d'axe "q" dans un référentiel lié à la position des saillances	
$L_{\sigma s}^s$	Matrice des inductances statoriques transitoires dans un référentiel lié au stator	
$I_{s-\theta_e}$	Courant statorique qui comporte la position de saillance	
I_{s-c}^c	Courant statorique dans le référentiel de séquence de la porteuse	
f_s	Fréquence de l'alimentation fondamentale du stator	(Hz)
f_e	Fréquence fondamentale	(Hz)
f_c	Fréquence du signal injecté	(Hz)
I_f	Amplitude du courant statorique fondamental	(A)
I_{s-cp}	Composante directe de la porteuse dans un référentiel lié au stator	(A)

I_{s-cn}^s	Composante inverse de la porteuse dans un référentiel lié au stator	(A)
I_{s-cp}^s	Amplitude du courant de la porteuse de séquence positive	(A)
I_{s-cn}	Amplitude du courant de la porteuse de séquence négative	(A)
$I_{s\alpha-cn}$	Composante α du courant statorique de la porteuse de séquence négative	(A)
$I_{s\beta-cn}$	Composante β du courant statorique de la porteuse de séquence négative	(A)
f_r	Fréquence de rotation du rotor	(Hz)
f_{sh}	Fréquence d'harmonique d'encoche	(Hz)
I_a	Courant d'induit	(A)
k_t	Coefficient du couple	(N.m.A ⁻¹)

INTRODUCTION GENERALE

0.1 INTRODUCTION

Les machines à induction sont largement utilisées dans les applications industrielles en raison de leur fiabilité de conversion de l'énergie électromécanique, de leurs caractéristiques favorables, de leur faible coût de revient, de leur couple massique important, de leur robustesse accrue et de leur entretien réduit.

Un grand nombre de ces applications électriquement motorisées nécessitent l'utilisation de variateurs de vitesse avec des systèmes de commandes appropriées fournissant des grandes plages de fonctionnement et réalisant des bonnes performances dynamiques. Dans la plupart des applications, les techniques des commandes vectorielles sont couramment les plus utilisées. Celles employant le concept du flux orienté permettant à la machine à induction d'être contrôlée avec une dynamique similaire à celle de la machine à courant continu où l'orthogonalité découplant le flux magnétisant et le courant contrôlant le couple se trouve bien acquise en consolidant un fonctionnement optimale.

L'implémentation de la technique de la commande vectorielle avec orientation du flux requière la connaissance de la position du flux rotorique à chaque instant. Généralement, la position du flux rotorique peut être détectée avec capteurs de flux utilisés astucieusement à

l'intérieur de la machine ou bien, et le plus souvent, cette position est dérivée à partir d'algorithmes émanant des courants et /ou des tensions mesurés aux terminaux de la machine. La première approche (physique) de capture du flux n'a pas trouvé un grand écho dans la pratique puisque les capteurs de flux incorporés à l'intérieur de la machine sont fragiles et ne sont pas appréciés dans l'industrie. Quant à la deuxième approche, la position du flux est plutôt mise en place aujourd'hui dans presque tous les entraînements à motorisation asynchrone.

Seulement, si la commande vectorielle indirecte est aussi dictée par la nature des applications, la position du flux devrait être estimée à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la machine. Cependant, un capteur supplémentaire de vitesse raccordé en bout d'arbre de la machine n'est pas apprécié en raison de son câblage, de l'hostilité du milieu et de son coût surtout si la résolution dynamique de ce capteur de vitesse est recommandée. Ainsi, il a été établi le recours aux commandes sans capteur dont le terme signifie que l'objectif est de faire fonctionner la machine sans la nécessité de capteurs supplémentaires fixés à la machine. Par conséquent, le flux et la vitesse ou la position seront directement estimés à partir des terminaux électriques. Pour ce but, beaucoup de méthodes ont été proposées dans la littérature [1-6]. Une grande partie de ces méthodes ont été basées sur la détection de la force électromotrice (*f.e.m*) dont la vitesse en dépend. Plusieurs méthodes basées sur ce concept ont été proposées et dont les résultats sont appréciables, voire meilleures, dans le domaine des moyennes et grandes vitesses.

Il est à noter qu'aux très basses vitesses, l'amplitude de la *f.e.m* qui devient suffisamment réduite et ne permet nullement d'avoir une information sensible appréciable sur la vitesse extraite par le modèle d'action de la machine. En outre, l'usage d'un variateur électronique de vitesse peut aussi par ces divers harmoniques introduites et par les retards incombés à sa commande électronique conduire à creuser la perte de l'information sur la vitesse à des niveaux très réduits de la rotation de la machine. D'autre part, les modèles de la machine utilisés pour servir d'observation ou d'estimation de la vitesse sont inhérents aux paramètres, qui sont souvent fonction de l'état de la machine (saturation, température, effet de peau, ...), et affectent énormément la qualité d'estimation aux basses vitesses.

Pour résoudre le problème d'estimation des vitesses très faibles, une autre classe de méthodes a vu le jour dans la littérature [7-18]. Ces méthodes exploitent les caractéristiques non idéales dans la machine telles que l'effet d'encoche, l'excentricité et de la saturation pour délivrer l'information sur la position du rotor ou ce qui est communément défini par la position des saillances internes dans la machines. Pourtant il est à signaler que ces caractéristiques non

idéales ont été toujours dans la cible pour réduire leur impact et parfaire la qualité de fonctionnement de la machine [2,3]. Dues à l'existence de ces effets des saillances qui sont détectées dans la machine, leur position permet d'engendrer une information appréciable sur la position du rotor ou du flux et voire à de très basses vitesses. Encore, par l'injection des tensions à amplitude relativement faible mais à haute fréquence, i.e. signal HF, conduit à l'excitation fondamentale de la machine où l'information sur la position du rotor ou du flux peut en être extraite à partir des courants statoriques résultants. Cette manière d'injecter des signaux HF dans la machine est de permettre de mieux mettre en relief l'existence des saillances et de préserver l'information sur la vitesse par un traitement de signal adéquat.

Comme conséquence de l'existence de saillance lors de l'injection HF dans la machine produit une variation au niveau des inductances statoriques qui est remarquée dans la composante inverse du courant résultant. Cette composante comporte aussi l'information sur la position du flux ou du rotor. Le traitement du courant statorique par processus de filtrage est nécessaire pour isoler enfin cette composante et éliminer les harmoniques perturbatrices. Plusieurs méthodes ont eu lieu pour ce but, les bons résultats obtenus en sont la preuve de l'obtention du signal de position. L'extraction de la position du rotor ou du flux à partir de signal de position des saillances présente une phase nécessaire pour réaliser une commande sans capteur de vitesse par l'injection de signal HF.

0.2 OBJECTIVE DE LA THESE

L'objectif visé par cette thèse est d'améliorer les performances de la commande sans capteur de vitesse par l'injection de signal à haute fréquence lorsque la machine est appelée à fonctionner à de rang de vitesse très faible, pour éventuellement soutenir des opérations à des fortes charges de fonctionnement en terme de couple.

L'idée de base de ce travail est de détecter la position de saillance se trouvant dans la machine à induction par un signal à haute fréquence, i.e. l'opération de marquage d'un effet à poursuivre et en extraire l'information sur la vitesse de rotation de la machine sans l'usage des modèles classiques de la machine conventionnellement utilisés par les observateurs d'état. Par conséquent, sans à avoir recours aux paramètres de la machine, la robustesse d'estimation par ces techniques physiques, la robustesse d'estimation de la vitesse se trouvent toutes suffisamment accrues. En d'autres termes, l'exploitation de ces techniques basées sur les

saillances permet l'extraction de position du rotor et donc la vitesse remplaçant effectivement la position mesurée dans les commandes dites sans capteur de vitesse.

0.3 STRUCTURE DE LA THESE

La présente thèse est structurée comme suit :

Le premier chapitre présente une vue globale sur les techniques d'estimation de la vitesse du rotor existantes dans la littérature. Ce chapitre est divisé en deux parties dont la première est consacrée à la présentation des techniques d'estimation de la vitesse du rotor fondée sur le modèle conventionnel de la machine. La seconde partie de ce chapitre expose les méthodes dites méthodes d'injection de signal à haute fréquence qui sont proposées pour améliorer et outre passer les limitations causées par les « méthodes modèle ». A la fin de ce chapitre, il sera donné une illustration comparative des méthodes d'injection de signal à haute fréquence.

Le deuxième chapitre présente une phase primordiale dans notre travail. Puisque il est consacré à la définition des concepts des saillances et la classification de leurs types. A la base de ces données, des nouveaux modèles différents de ceux des modèles conventionnels de la machine seront développés et élaborés. L'examen des modèles obtenus pour chaque type de saillance confirme la validité des modèles pour décrire le phénomène de saillance contrairement aux modèles conventionnels (Méthodes Modèle). Ces modèles élaborés sont compatibles avec le cas d'absence de la saillance.

Le troisième chapitre est consacré à illustrer l'exploitation de la méthode d'injection de signal à haute fréquence pour détecter les positions des saillances présentées dans les trois modèles développés dans le deuxième chapitre. L'analyse du courant statorique pour chaque type de saillance confirme la présence de saillance par la détection des saillances marquées par le signal HF injecté.

Le quatrième chapitre présente l'étude pour l'implémentation de la commande sans capteur de vitesse par l'injection du signal à haute fréquence. Au cours de ce chapitre, nous avons donné le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique que l'on peut utiliser pour contrôler une machine à induction avec saillance du rotor. Puisque l'information sur la position du rotor est présente dans le courant statorique résultant, elle est détectable par l'utilisation du signal à haute fréquence que nous présentons dans ce chapitre à travers trois types de méthodes d'estimation de la position : par une fonction arc-tangente ou par boucle à verrouillage de phase (PLL) ou par un observateur de poursuite. Le choix entre les

trois types dépendrait de la précision d'estimation ainsi que l'efficacité de la position estimée pour remplacer enfin la position mesurée. Une conclusion générale sera donnée, à la fin de cette thèse, pour éclairer les résultats auxquels on est arrivé et pour donner un balisage pour des perspectives futures.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART DE L'ESTIMATION DE LA VITESSE D'UNE MACHINE A INDUCTION

I.1 INTRODUCTION

Actuellement, plusieurs machines électriques sont utilisées comme actionneurs. En particulier, la machine asynchrone qui s'est imposée dans de nombreux domaines (traction et propulsion électrique, pompage, ventilation, ...etc.), de par sa robustesse électromécanique, sa simplicité de structure, son poids, sa taille, sa maintenance réduite (sans collecteur et sans balais) et son faible coût. La machine asynchrone, souvent appelée machine à induction (MI), est constituée d'une partie, fixe qui est le stator comportant un bobinage, et d'une partie rotative qui est le rotor et qui peut être bobiné ou à cage d'écuréuil. Les circuits magnétiques du rotor et du stator sont constitués d'un empilage de fines tôles ferromagnétiques. Malgré des nombreux avantages précités, la machine asynchrone est caractérisée par un couplage non linéaire entre le flux magnétique et le couple du moteur, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport à celle de la machine à courant continu. Pour atteindre des performances dynamiques, il faut donc élaborer des lois de commandes découplées en termes de flux et de couple. Avec la commande vectorielle, la machine asynchrone peut être contrôlée d'une façon analogue à celle de la machine à courant continu. Des informations souvent précises sur des grandeurs telles que le flux, la vitesse de rotation sont sollicitées par cette stratégie de

commande. La position du flux peut être estimée avec des algorithmes générés à partir des terminaux électriques du stator tension-courant. La mesure de la vitesse peut être effectuée à l'aide d'un tachogénérateur ou à l'aide de capteurs optiques de préférence de haute résolution. L'association de ces capteurs entraîne un surcoût et une fiabilité réduite du système.

Pour surmonter ces inconvénients, on s'est orienté vers l'estimation des positions-vitesses, plutôt que la mesure directe utilisant un capteur de position physique. Ce type de technique est utilisé dans les commandes dites sans capteurs. L'idée est de dériver la position du flux ou du rotor à partir des terminaux électriques du stator. Plusieurs stratégies de commande sans capteurs ont été proposées dans la littérature dont deux approches méthodes très prometteuses [1-6].

La première approche est basée sur le modèle conventionnel de la machine par l'utilisation de *f.e.m.* Elle porte le nom de «méthodes modèles». Dans cette approche, les variables vitesse, flux sont estimées par plusieurs techniques telles que le calcul direct à partir des équations de la machine (estimateurs en boucle ouverte) [1], les systèmes adaptatifs à modèle de référence (MRAS) [2-4], les observateurs d'état déterministes (Luenberger) et stochastiques (filtre de Kalman) [5,6]. Ces méthodes sont appréciées avec des hautes performances dans le domaine de moyennes et grandes vitesses. Elles donnent des résultats acceptables, mais elles demeurent sensibles aux variations des paramètres du moment qu'elles sont fondées sur le modèle de la machine. En outre, lorsque la fréquence du stator devient proche de zéro, la tension induite dans le stator sera nulle, donc pas d'information recueillie sur la vitesse et alors ces méthodes deviennent incapables de fournir l'estimation à cause de l'inobservabilité de la *f.e.m.* au niveau du stator.

Pour surmonter cette limitation, une deuxième approche de méthodes basée sur l'injection de signal à haute fréquence (HF) a été proposée dans la littérature sous diverses versions [7-14]. Ces méthodes sont appelées méthodes sans modèles et elles exploitent les effets non linéaires de la machine pour estimer la position du rotor. Ces effets peuvent être des saillances dues à la saturation, aux encoches et/ou à l'excentricité provoquant des modulations dans la réactance transitoire de la machine. Cette modulation des réactances transitoires dépend de la position de saillance et peut être détectée par un signal HF superposé à l'excitation fondamentale de la machine. L'interaction entre le signal HF injecté aux terminaux de la machine et les saillances présentes dans la machine produit un signal résultant comportant l'information sur la position du rotor. L'injection peut être réalisée à l'aide d'un signal continue (tension/courant) [11, 15,16]

ou par un signal test transitoire généré par un onduleur de tension à MLI [17,18]. Puisque l'excitation additionnelle est indépendante de l'excitation fondamentale de la machine, l'estimation de la position est indépendante des paramètres de machine. Généralement ces méthodes fournissent une grande bande passante d'estimation de la vitesse rotorique même à vitesse nulle. Elles donnent une capacité raisonnable de contrôler le couple de la machine chargée et à fréquence nulle. Pour les moyennes et grandes vitesses, l'application des méthodes modèles demeurent des solutions adéquates. Les catégories d'algorithmes utilisées dans la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone peuvent être synthétisées comme l'indique la figure (I.1).

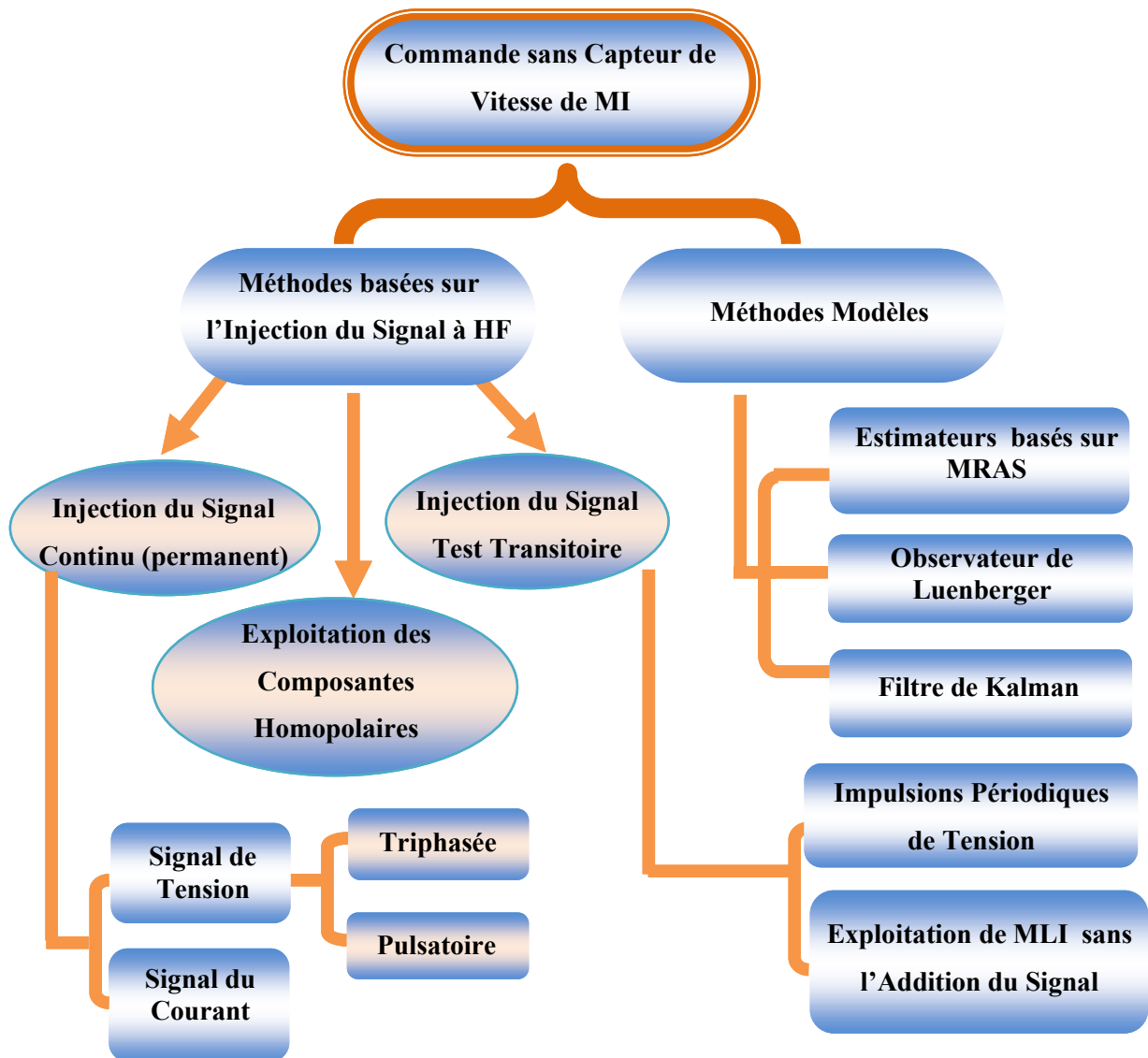


Figure I.1 : Catégories de commande sans capteur de vitesse de la machine à induction

Dans ce chapitre, nous rappelons d'abord les différentes techniques classiques d'estimation de la vitesse rotorique d'une MI. Ensuite nous nous intéressons plus spécifiquement aux méthodes d'estimation basées sur l'injection de signal à haute fréquence. À travers de ce chapitre, nous donnerons un rappel sur les techniques d'injection du signal en présentant ses avantages et ses inconvénients. A la fin de ce chapitre, il sera exposé deux méthodes exploitant les composantes homopolaires affectées par l'injection du signal dans la détection de la position d'une saillance.

I.2 METHODES D'ESTIMATIONS DE VITESSE ROTORIQUE BASEES SUR LE MODELE FONDAMENTAL DE LA MACHINE

Avant de présenter les méthodes d'estimation de vitesse basées sur le modèle de la machine, il faut d'abord présenter sa modélisation dite de Park. Celle-ci permet d'établir un modèle conduisant à l'estimation des différents paramètres de la machine. Ce modèle de Park dans le référentiel du stator est donné par :

$$\begin{cases} \tau'_\sigma \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \bar{I}_s = -\frac{k_r}{r_\sigma \tau_r} (j\omega \tau_r - 1) \bar{\Phi}_r + \frac{\bar{V}_s}{r_\sigma} \\ \tau_r \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \bar{\Phi}_r = j\omega \tau_r \bar{\Phi}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (1)$$

Le graphe représentant ce modèle est indiqué sur la figure (I.2).

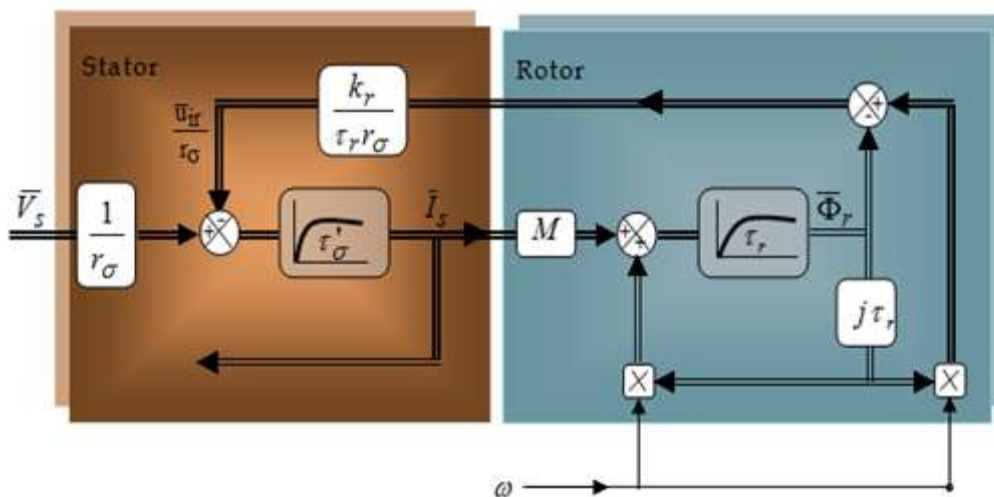


Figure I. 2 : Schéma bloc de la machine à induction dans le référentiel lié au stator

avec ,

τ_r : Constant de temps rotorique

k_r : Facteur de couplage du rotor

τ'_σ : Constant de temps transitoire statoriques

r_σ : Résistance équivalente (ramenée du rotor au stator)

Ce graphe (figure (I.2)) expose deux structures fondamentales : la partie stator encadrée à gauche, et la partie rotor encadrée à droite. Ces deux parties sont connectées par un aller et un retour respectivement par l'action du courant \bar{I}_s et le retour ou réaction de la *f.e.m* induite. De telles structures fondamentales sont typiques pour n'importe quelle machine à induction. Le stator, partie gauche de la figure (I.2), est défini par la dynamique du premier ordre avec le retard " τ'_σ ". Le rotor, partie droite de la figure (I.2), est défini par une dynamique du premier ordre avec le retard " τ_r ". Le flux rotorique réagit sur l'enroulement statorique à travers le signal du retour " $\frac{\bar{u}_{ir}}{r_\sigma}$ ", i.e. *f.e.m* que l'on peut extraire de l'expression du signal de retour par

$$\frac{\bar{u}_{ir}}{r_\sigma} = \frac{k_r}{r_\sigma \tau_r} (j\omega \tau_r - 1) \bar{\Phi}_r = \frac{k_r M}{r_\sigma \tau_r} \frac{j\omega \tau_r - 1}{\tau_r s + 1 - j\omega \tau_r} \bar{I}_s \quad (2)$$

Ce signal comporte l'information sur la vitesse rotorique car il en dépend et peut être reporté à la quantité statorique donnée par le courant \bar{I}_s . Si la machine est alimentée par une tension à fréquence nulle, $s = 0 = j\omega_s$ la vitesse rotorique ne peut être détectée, en effet dans $\frac{\bar{u}_{ir}}{r_\sigma}$ (*f.e.m*) le terme en ω est simplement simplifié et (2) devient :

$$\frac{\bar{u}_{ir}}{r_\sigma} = - \frac{k_r M}{r_\sigma \tau_r} \bar{I}_s \quad (3)$$

Ce qui indique qu'à fréquence nulle, la vitesse rotorique ne peut exercer par la *f.e.m* une influence sur le stator, particulièrement, sur le courant du stator en tant que grandeur de mesure importante pour l'identification de la vitesse. Il est conclu à cet effet, que la vitesse du rotor n'est pas observable à fréquence nulle. La situation est évidemment différente lorsque la fréquence du stator n'est pas égale à zéro. Les signaux sont maintenant modifiés en phase et en amplitude lors du passage à travers l'élément $\frac{1}{(\tau_r s + 1)}$ par conséquent, l'annulation du numérateur et du dénominateur dans (2) n'est pas parfaite. En particulier à vitesse plus élevée (fréquence

élevée en autopiloté) une tension d'amplitude importante est induite dans les enroulements statoriques à partir du champ rotorique. L'influence de cette tension sur les grandeurs mesurées aux bornes de la machine peut être détectée, alors les variables d'état du rotor sont observables. Les méthodes de reconstruction de la position du flux ou du rotor à l'aide des estimateurs ou observateurs à partir des équations d'état de la machine sont appelées méthodes modèle. Elles exploitent l'équation de tension du stator pour estimer l'amplitude et la position du flux rotorique, et l'équation de tension du rotor pour estimer la vitesse. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une première partie des méthodes proposées concerne les estimateurs basés sur la méthode MRAS [2-4], une seconde partie des méthodes proposées concerne les observateurs déterministes de Lunberger [5].

I.2.1 Estimation de la Vitesse par un Système Adaptatif à Modèle de Référence (MRAS)

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par Schauder en 1989, par la suite, elle a été exploitée dans plusieurs travaux [3,4]. Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative des grandeurs, elle est composée de deux modèles de structure différente pour estimer la même variable d'état sur la base des entrées différentes (figure(I.3)). Le premier est appelé modèle de référence l'autre sera nommé modèle ajustable. Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer alors que le second en dépend explicitement. L'erreur produite du décalage entre les sorties des deux modèles, pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée.

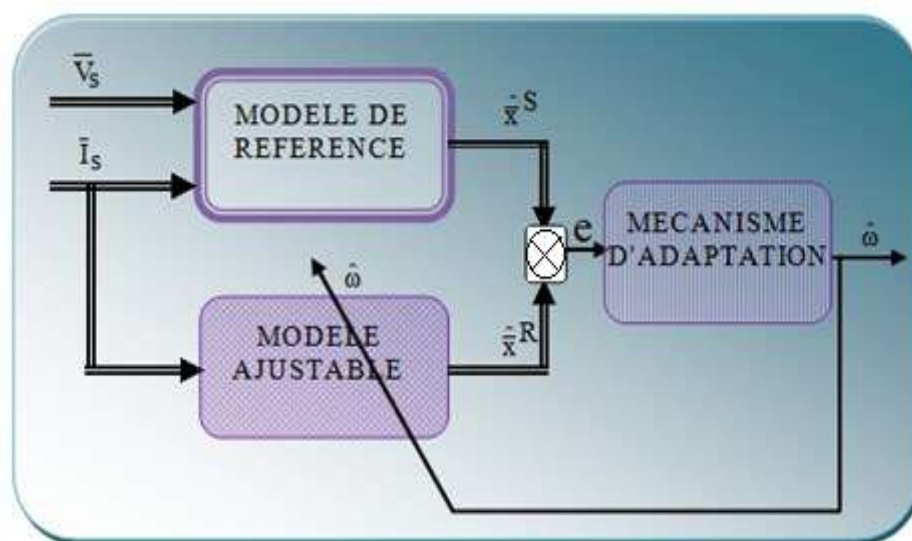


Figure I.3 : Estimation de vitesse de la machine à induction par la technique MRAS

avec :

$\hat{\mathbf{x}}^S$: Vecteur estimé à partir du modèle statorique ;

$\hat{\mathbf{x}}^R$: Vecteur estimé à partir du modèle rotorique.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable x , tels que le flux rotorique, la force électromotrice ou la puissance réactive. Dans ce qui suit on va décrire le comportement de la structure MRAS basée sur le flux rotorique.

❖ MRAS basée sur l'estimation de flux rotorique

L'exploitation de la MRAS pour l'estimation de la vitesse d'une MI a été développée par Schauder dans [2]. Il détermine la vitesse à partir de l'erreur résultante entre les deux modèles.

Modèle de Référence : Modèle construit à partir des équations du stator n'impliquant pas la variable à estimer.

$$\bar{\Phi}_r^s = \frac{1}{k_r} (\int \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt - \sigma \ell_s \bar{I}_s = \frac{1}{k_r} (\bar{\Phi}_s - \sigma \ell_s \bar{I}_s) \quad (4)$$

Modèle Ajustable : Modèle construit à partir des équations du rotor, il contient la variable à estimer.

$$\frac{d\bar{\Phi}_r^R}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \bar{\Phi}_r + j\hat{\omega} \bar{\Phi}_r + \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s \quad (5)$$

Comme le modèle d'estimation (4) est un intégrateur pur (BO) sans retour d'état, il est sensible aux décalages (offset) sur les mesures surtout dans le domaine des basses fréquences. C'est pourquoi, en pratique, il est remplacé par un filtre passe bas afin de garantir la stabilité [4], comme indiqué sur la figure (I.4).

Le signal d'adaptation " $\hat{\omega}$ " est obtenu à travers un régulateur du type PI à partir du signal d'erreur " e ", qui est proportionnel à l'angle des vecteurs du flux estimés. Lorsque ce signal d'erreur est minimisé, le signal d'adaptation " $\hat{\omega}$ " se rapproche de la vitesse " ω " de la machine. Le vecteur du flux généré par le modèle ajustable devient confondu avec celui généré par le modèle de référence.

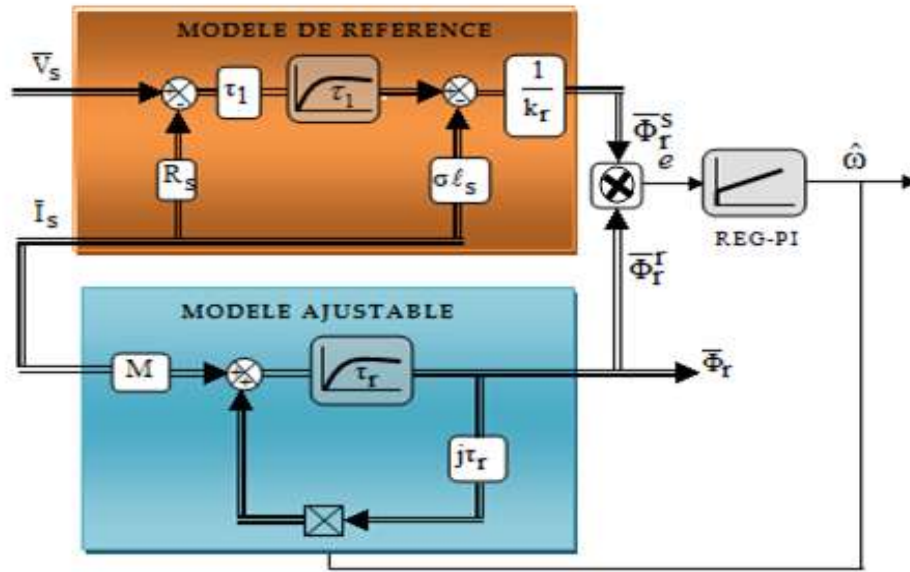


Figure I. 4 : Estimation de vitesse par la technique MRAS basée sur le flux rotorique

La technique MRAS est connue par sa sensibilité aux variations des paramètres surtout dans la région des basses vitesses, parce qu'elle est fondée sur le modèle de la machine. Pour étudier la sensibilité de cet estimateur aux variations paramétrique, des variations au niveau de (M, Rs, Rr) sont appliquées à l'instant t = 2 secondes, voir figure (I.5).

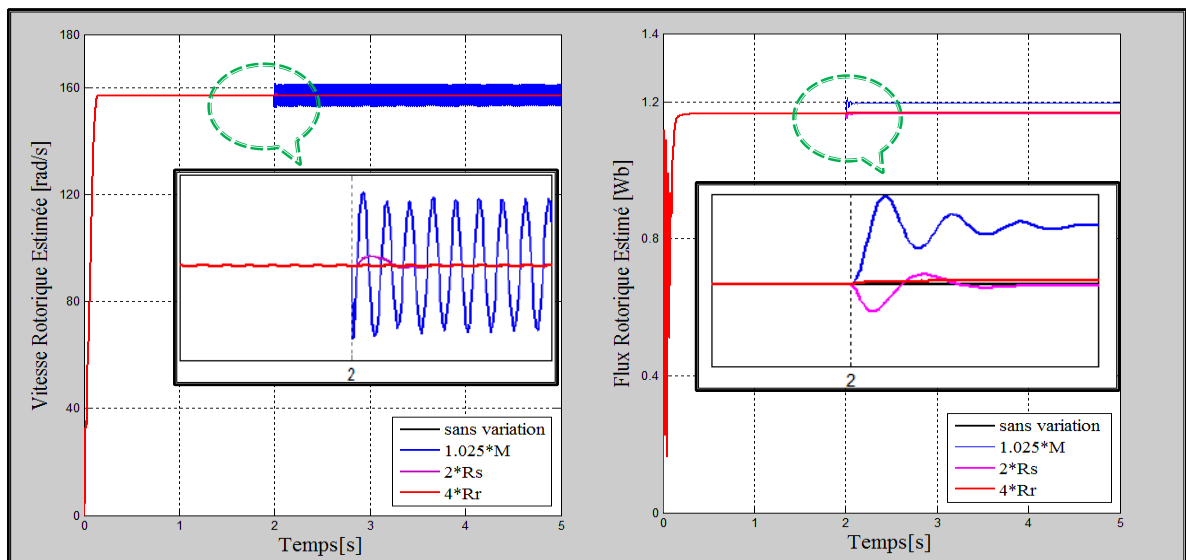


Figure I.5 : Influence de variation des paramètres de la machine à induction sur la vitesse et le flux rotorique

Il est remarqué que la variation de la valeur de résistance statorique change l'amplitude du flux rotorique et de la vitesse estimée. Tandis que la variation des autres paramètres a une influence non notable. Pour tester le comportement de cet estimateur aux basses fréquences, la machine est excitée par un ensemble de fréquences faibles. L'allure de la vitesse rotorique et ses erreurs sont indiquées sur la figure (I.6).

Dans cette figure, il est remarqué que la vitesse estimée présente une bonne poursuite de la vitesse réelle dans le cas des fréquences supérieure à 0.70Hz, inférieure à cette fréquence l'estimation de vitesse devient impossible.

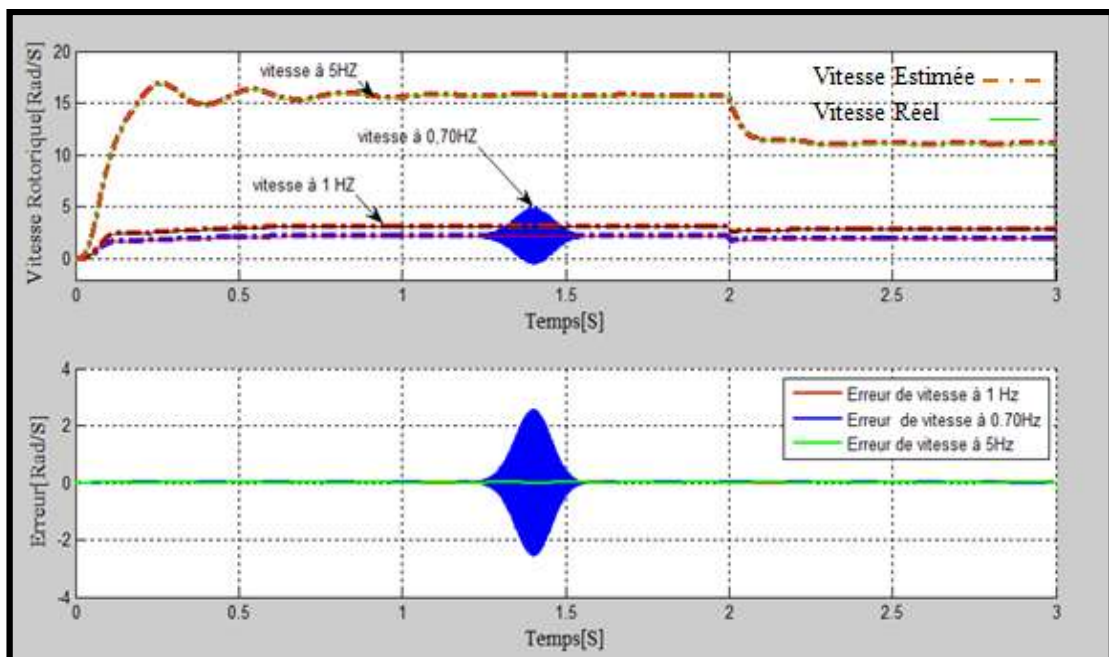


Figure I.6 : Réponse de vitesse et erreurs aux basses fréquences avec l'introduction du couple de charge à $t = 2s$

REMARQUES

- L'utilisation du filtre passe bas limite l'estimation à un domaine où les fréquences sont supérieures à la fréquence de coupure [4].
- Cet estimateur est peu sensible aux variations des paramètres de la machine. C'est pourquoi dans [3], l'auteur introduit un estimateur MRAS d'ordre complet incluant une estimation de la résistance rotorique donnant ainsi de bonnes performances aux grandes vitesses.

- Le fonctionnement du système à basses vitesses est insatisfaisant [19].

Les remarques précédentes montrent la nécessité d'un estimateur robuste contre la variation des paramètres. Ce dernier peut être amélioré par l'utilisation des observateurs en boucle fermée.

I.2.2 Estimation de la Vitesse par un Observateur d'Etat

Un observateur proprement dit est un estimateur ayant une entrée supplémentaire $G(y - \hat{y})$, voir figure (I.7). Cette entrée supplémentaire assure le fonctionnement en boucle fermée et donc la stabilité de la reconstitution en imposant une dynamique de convergence [20]. Alors, les performances de l'observateur dépendent évidemment du choix de la matrice de gain de correction G .

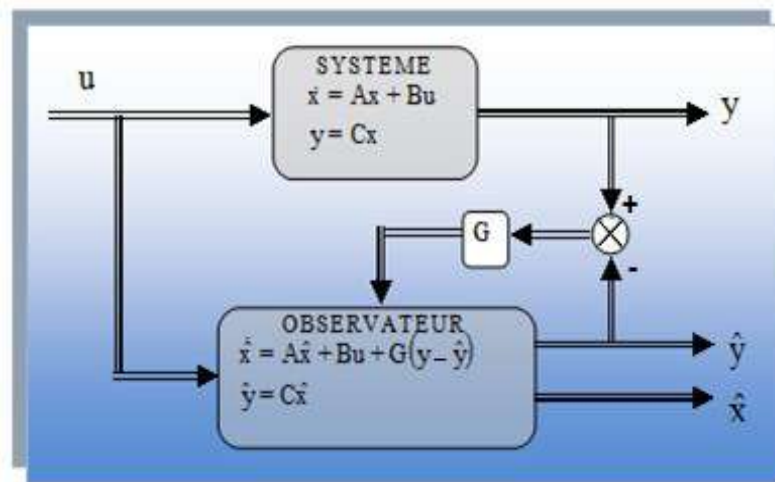


Figure I.7 : Principe d'un Observateur

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure (I.7) représentent respectivement :

u : Vecteur des entrées mesurables ;

x : Vecteur d'état ;

y : Vecteur des sorties mesurables.

Il existe actuellement dans la littérature plusieurs types d'observateurs. Nous nous intéressons ici à l'observateur adaptatif d'ordre complet du flux rotorique. Il utilise le courant statorique et le flux rotorique comme variables d'état. Le vecteur courant mesuré est comparé à celui estimé par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Le modèle d'état de l'observateur d'ordre complet est donné comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}}{dt} &= \hat{A}\hat{x} + BV_s + G(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C\hat{x} \end{aligned} \quad (6)$$

avec :

$$\hat{X} = [\bar{I}_s \quad \bar{\Phi}_r]^T, \quad \hat{y} = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta}]^T, \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \hat{A}_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} = A + \Delta A, \quad V_s = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T$$

$$B = \frac{1}{r_\sigma \tau'_\sigma} \begin{bmatrix} I \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [I \quad : \quad 0] \quad \text{avec} \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

de plus

$$\hat{A}_{11} = -\frac{1}{\tau'_\sigma} I = a_{r11} I, \quad \hat{A}_{12} = \frac{k_r}{r_\sigma \tau'_\sigma \tau_r} I - \frac{k_r \hat{\omega}}{r_\sigma \tau'_\sigma} J = a_{r12} I + \hat{a}_{i12} J$$

$$\hat{A}_{21} = \frac{M}{\tau_r} I = a_{r21} I, \quad \hat{A}_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + \hat{\omega} J = a_{r22} I + \hat{a}_{i22} J$$

En posant "e" l'erreur entre l'état réel et l'état estimé, on obtient l'équation de la dynamique de l'erreur d'observation comme :

$$\dot{e} = Ax - \Delta A\hat{x} - A\hat{x} - G(Cx - C\hat{x}) = (A - GC)e - \Delta A\hat{x} \quad (7)$$

avec :

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & -(\hat{\omega} - \omega) J \frac{k_r}{r_\sigma \tau'_\sigma} \\ 0_{2 \times 2} & (\hat{\omega} - \omega) J \end{bmatrix}$$

On peut considérer la vitesse comme paramètre inconnu. Le mécanisme d'adaptation et d'identification de la vitesse sera déduit de la théorie de Lyapounov. Ainsi en utilisant cette théorie par la fonction de Lyapounov pour prouver la stabilité du système, on aboutit à un algorithme d'estimation de la vitesse comme expliqué ci-après. La fonction de Lyapounov est donnée par:

$$V(x) = e^T e + \frac{1}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega)^2 \quad (8)$$

Pour garantir la stabilité, on démontre que $\dot{V}(x)$ est définie négative.

$$\dot{V}(x) = e^T [(A - GC)^T + (A - GC)] e - 2(e^T \Delta A \hat{x}) + \frac{2}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (9)$$

Le développement de (9) conduit à l'équation suivante :

$$\dot{V}(x) = e^T[(A - GC)^T + (A - GC)]e - 2c(\Delta\omega)(e_{i\alpha}\hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i\beta}\hat{\Phi}_{r\alpha}) - 2(\Delta\omega)(e_{\phi\beta}\hat{\Phi}_{r\alpha} - e_{\phi\alpha}\hat{\Phi}_{r\beta}) + \frac{2(\Delta\omega)d\hat{\omega}}{\lambda dt} \quad (10)$$

où,

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}, \quad c = \frac{k_r}{r_\sigma \tau'_\sigma}, \quad e_{i\alpha} = \hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}, \quad e_{i\beta} = \hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}, \quad e_{\phi\alpha} = \hat{\Phi}_{r\alpha} - \Phi_{r\alpha}$$

$$e_{\phi\beta} = \hat{\Phi}_{r\beta} - \Phi_{r\beta}$$

Le premier terme de l'expression (10) est défini négative par un choix de la matrice de gain G , les valeurs propres de $(A - GC)$ soient à partie réelles strictement négatives. En égalisant le deuxième et le quatrième terme de l'équation (10), on déduit la loi d'adaptation de la vitesse :

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda c (e_{i\alpha}\hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i\beta}\hat{\Phi}_{r\alpha}) \quad (11)$$

Pour activer l'estimation de la vitesse, on remplace l'intégrale par un *PI*. La loi d'adaptation de la vitesse devient alors:

$$\hat{\omega} = k_p (e_{i\alpha}\hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i\beta}\hat{\Phi}_{r\alpha}) + k_i \int (e_{i\alpha}\hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i\beta}\hat{\Phi}_{r\alpha}) dt \quad (12)$$

Par un choix judicieux de la matrice de gain G [20], on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro et la grandeur estimée vers la grandeur mesurée. Les observateurs d'état possèdent une excellente dynamique et donnent des résultats assez précis, mais, leur faible robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine représente leur inconvénient majeur.

En résumé, les estimateurs basés sur le modèle de la machine donnent des résultats acceptables dans certains cas, mais leurs performances statiques et dynamiques varient d'une approche à l'autre. Ils sont sensibles aux variations paramétriques et ils sont limités en raison des erreurs de modélisation. En plus, le modèle de la machine utilisé pour l'estimation de la vitesse est supposé linéaire avec des paramètres prédéfinis. Cependant en pratique ces paramètres ne sont pas connus et peuvent varier avec les conditions de fonctionnement ; la valeur de la résistance statorique varie de façon significative avec la température. En outre, ce modèle suppose une distribution sinusoïdale des enroulements du stator et un entrefer constant.

En pratique toutes ces hypothèses ne sont pas valides, où les enroulements sont semi-sinusoïdales réparties sur les encoches du stator. La saturation magnétique dans la machine

provoque une modification de la perméabilité locale qui influe sur les chemins du flux magnétique, et donc affectent les paramètres inductifs des enroulements statoriques. Une autre technique d'estimation de la vitesse exploite ces anisotropies qui ne sont pas tenues en compte par le modèle classique dans l'estimation de la vitesse avec l'injection de signal à haute fréquence.

I.3 METHODES D'ESTIMATIONS DE LA VITESSE ROTORIQUE BASEES SUR L'INJECTION DU SIGNAL A HAUTE FREQUENCE

L'amélioration des performances à basses vitesses peut être réalisée par la méthode d'injection du signal à haute fréquence (MISHF). Cette méthode a été proposée récemment par [11-15], elle est basée sur la détection de saillances présentes dans la machine par l'injection du signal à haute fréquence. Le but de cette méthode est de donner une information sur la position du rotor dans la région des basses vitesses.

I.3.1 Théorie du Signal Injecté

L'idée de base de cette méthode est d'exciter la machine par un signal ayant une fréquence supérieure à la fréquence d'opération de la machine typiquement de 0.5 à 3kHz [21]. Vu la saillance du rotor de la machine, le signal injecté génère un signal à haute fréquence modulé par la position de saillance, c'est-à-dire par la position du rotor.

On peut distinguer trois groupes d'injection selon le type du signal injecté : injection du signal continu permanent, injection du signal test transitoire, exploitation du signal généré par une modulation de largeur d'impulsion (MLI) sans l'addition du signal. La partie commune pour tous ces groupes est que l'information est obtenue par l'évaluation de la réponse de la machine au signal injecté.

I.3.2 Excitation par un Signal Continu à Haute Fréquence

Dans le cas d'une excitation continue, un signal continu de haute fréquence est superposé à l'excitation fondamentale. Le signal à haute fréquence que l'on injecte peut être de différentes formes : courant à haute fréquence ou tension à haute fréquence.

1-Injection du Courant à Haute Fréquence dans la Machine

L'idée d'injection du courant de haute fréquence a été proposée par Sung-II Yong dans [22]. Un courant à haute fréquence triphasé est injecté aux entrées des régulateurs de courant (figure (I.8)). L'interaction entre le courant injecté et la saillance de la machine produira une tension de haute fréquence comportant l'information sur la position de la saillance [15].

$$V_{s-c}^s = jV_{c-p} e^{j\omega_c t} + jV_{c-n} e^{j(h\theta_e - \omega_c t)} \quad (13)$$

avec :

$$V_{c-p} = \omega_c \sum L_{\sigma s} V_c$$

$$V_{c-n} = \omega_c \Delta L_{\sigma s} V_c$$

θ_e : Position de saillance

h : Nombre d'harmonique de saillance

ω_c : Fréquence angulaire de tension injectée

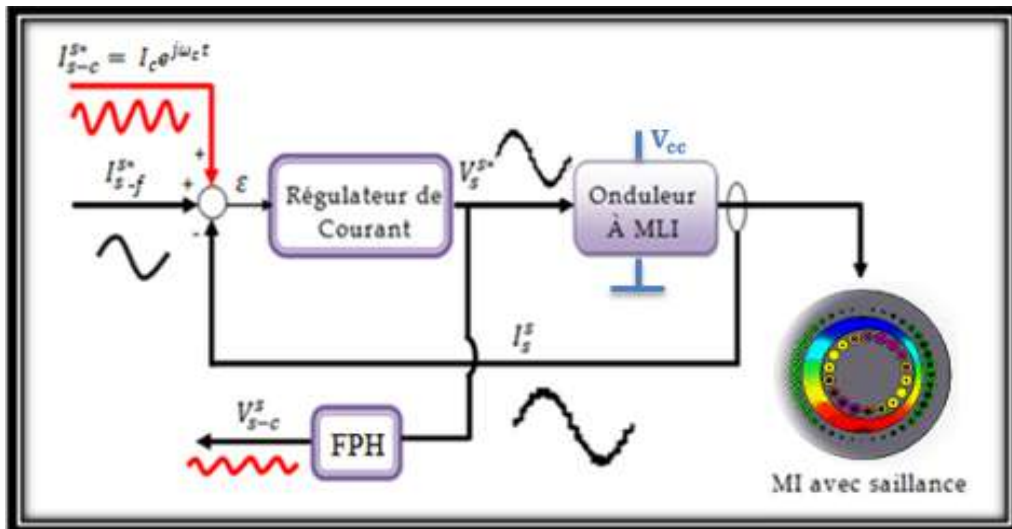


Figure I.8 : Injection du signal de courant à haute fréquence

L'injection du signal de courant a l'avantage de fournir un signal de tension relativement grand, qui contient l'information spatiale désirée par rapport à la quantité du courant injecté. Cependant, l'injection du signal de courant nécessite un régulateur de courant avec une bande passante suffisante pour réguler correctement à la fois la fréquence fondamentale et le signal de courant injecté. En plus, dans ce type d'excitation un capteur de tension supplémentaire est nécessaire pour mesurer la tension résultante à l'injection.

2-Injection de Tension à Haute Fréquence dans la Machine

Cette méthode a été proposée dans plusieurs travaux [7], [9], [23-26] où ils ont exploité le courant résultant de l'injection pour suivre la position de la saillance. Ce type d'injection a un avantage par rapport à l'injection du signal de courant car il est relativement facile de produire l'excitation désirée. D'autre part, vu la nature continue de ces méthodes d'injection, l'estimation sera de nature continue également. Malgré cet avantage, ce type d'injection induit une faible quantité du courant mesuré. C'est ce type d'injection que nous avons implantée au cours de ce travail et que nous allons détailler dans la suite de cette thèse. Le principe de cette méthode est d'injecter une tension sinusoïdale triphasée équilibrée à l'alimentation fondamentale de la machine, comme le montre la figure (I.9). Le signal additionné va induire un courant qui contient des informations sur la localisation spatiale des saillances présentes dans la machine.

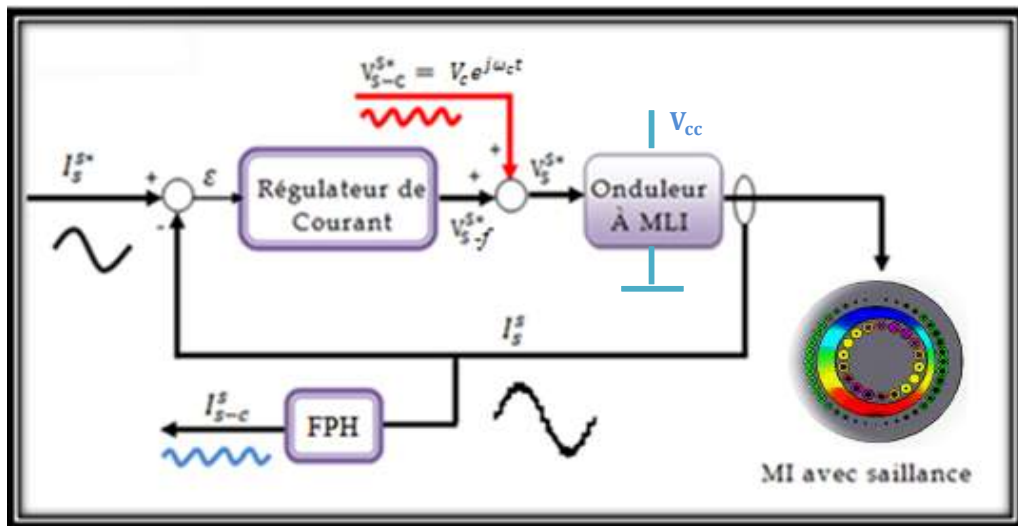


Figure I.9 : Injection du signal de tension à haute fréquence

Dans ce cas, l'équation du courant dû à l'interaction entre la tension à haute fréquence injectée et la saillance présente dans la machine peut être donnée par :

$$I_{s-c}^s = jI_{c-p} e^{j\omega_c t} + jI_{c-n} e^{j(h\theta_e - \omega_c t)} \quad (14)$$

avec:

$$I_{c-p} = \left[\frac{\sum L_{\sigma s}}{\sum L_{\sigma s}^2 - \Delta L_{\sigma s}^2} \right] \frac{V_c}{\omega_c}$$

$$I_{c-n} = \left[\frac{\Delta L_{\sigma s}}{\sum L_{\sigma s}^2 - \Delta L_{\sigma s}^2} \right] \frac{V_c}{\omega_c}$$

La fréquence du signal injecté utilisée pour la mesure de la position de la saillance est affectée par une série des exigences, notamment :

- La fréquence minimale du signal injecté est dictée par la nécessité d'une séparation spectrale suffisante entre la fréquence du signal injecté et celle de l'alimentation fondamentale. Ce qui permet d'implémenter un filtrage nécessaire avec une bande passante adéquate [27] ;
- La fréquence maximale du signal injecté est choisie de telle manière qu'elle permet de limiter les courants de Foucault d'un côté et de satisfaire le théorème de Shannon avec une résolution acceptable du signal. D'autre part, pour l'effet de peau dans les barres du rotor, la fréquence du signal injecté doit être suffisamment élevée pour forcer une partie importante du flux à haute fréquence traversant l'entrefer à être confinée près de la surface du rotor où la modulation se produit. Mais elle est suffisamment faible telle que l'effet de peau ne réduit pas le taux de fuite du rotor au stator [23].

La sélection d'amplitude du signal est régie par les mêmes préoccupations :

- La limite supérieure de l'amplitude du signal injecté est déterminée par le désir de limiter sa taille en raison de la quantité d'énergie électrique qu'elle nécessite et le bruit audible qu'elle produit [27] ;
- La limite inférieure de l'amplitude du signal injecté permet d'avoir un rapport signal sur bruit suffisant.

I.3.3 Excitation par un Signal Test Transitoire

Une autre approche pour détecter la position de la saillance est d'introduire des conditions des impulsions transitoires sur les enroulements du stator de la machine. Dans ce cas, l'information sur la position de la saillance est obtenue par une réponse transitoire du courant. Cette réponse est reliée à l'inductance du stator qui est modulée par la position de la saillance. Par conséquent, il est possible d'extraire l'information sur la position à partir de la mesure de la dérivée du courant (di/dt), en réponse au vecteur de tension transitoire. L'application de cette approche est la méthode INFORM (The Indirect Flux Detection by On-line Reactance Measurement) qui est introduite par Schroedl [28]. Le principe de cette méthode est que des impulsions de vecteurs de tension sont superposées à l'excitation fondamentale pendant une période nulle de vecteur sur trois cycles successifs de la MLI. Sur la figure (I.10), les six

vecteurs actifs de tensions ($u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$) générés par un onduleur double niveau commandé par la technique MLI peuvent être utilisés comme une tension de test.

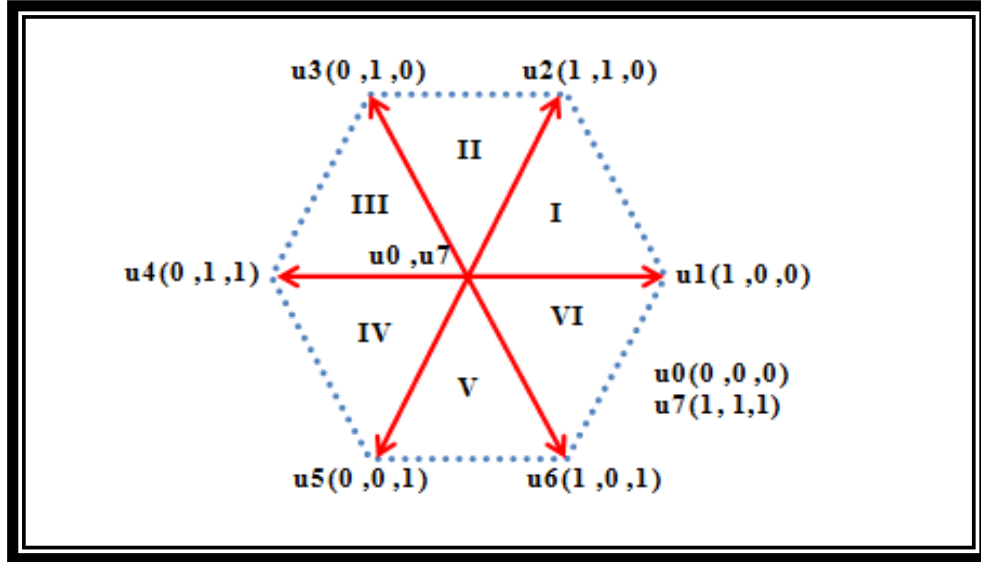


Figure I.10 : Définition des vecteurs d'espace de tensions et secteurs de MLI

Dans cette méthode, la saillance est détectée par la mesure du changement du vecteur de courant statorique pendant l'intervalle de vecteur test de tension statorique. L'enroulement du circuit statorique est représenté par l'admittance complexe y_{INFORM} (15) qui est en fonction de la saillance de la machine.

$$y_{\text{INFORM}} = y_0 + \Delta y e^{j(2\theta_e - 2\angle v_s)} \quad (15)$$

où :

y_0 : Constant d'offset ;

Δy : Modulation qui définit par la position de saillance θ_e ;

$\angle v_s$: Position de tension appliquée.

L'équation (16) décrit la relation générale de la dérivée du courant statorique pendant l'application de n'importe quel vecteur de tension.

$$\frac{di_s}{dt} = (v_s - E)(y_0 + \Delta y e^{j(2\theta_e - 2\angle v_s)}) \quad (16)$$

D'après l'équation (16), le changement du courant statorique i_s est directement lié à l'excitation du vecteur statorique v_s et à l'admittance modulée par la position de la saillance. En outre, l'effet de la force électromotrice *f.e.m* "E" peut être annulé lorsqu'on combine les mesures dans les directions négatives et positives. Le fait d'appliquer un signal de test transitoire, rend l'estimation de nature discrète. Le problème majeur pour cette méthode est la perturbation introduite due à l'addition des vecteurs de tension transitoire. En outre, la position du rotor est supposée constante au cours des trois cycles successifs de MLI, ce qui est raisonnable pour un fonctionnement à vitesse faible et à l'arrêt. Cependant, le changement de position ne pouvait être négligé à grande vitesse. De plus cette méthode nécessite un capteur supplémentaire pour la mesure de di/dt .

I.3.4 Exploitation de l'Excitation Inhérente de la MLI sans l'Addition de Signal HF

Généralement l'additionnement du signal indépendant à l'excitation fondamentale provoque des ondulations au niveau du couple et du courant. Afin de surmonter ce problème, Vogelsberger et al, dans [29] exploitent la MLI fondamentale sans l'addition du signal test, puisque les vecteurs de tension utilisés dans l'injection transitoires existent aussi dans la MLI standard pour un fonctionnement normal. Par conséquent, il devrait être possible de mesurer la réponse transitoire du courant introduite par la MLI de façon à extraire l'information de la position de la saillance.

Comme décrit précédemment, l'interaction entre les saillances de la machine et le signal injecté produit une information spécifique en grandeurs électriques mesurables (courant, tension, dérivée du courant). D'autres grandeurs électriques engendrent aussi l'information sur la position de la saillance et qui sont la composante homopolaire de tension résultante (zero sequence voltage) pour un couplage en étoile et la composante homopolaire du courant (zero sequence current) pour un couplage en triangle.

I.3.5 Méthode basée sur la Mesure de la Composante Homopolaire de Tension

Consoli Briz et al, proposent un procédé de mesure de la tension homopolaire pour détecter l'information sur la saillance [30-32]. La méthode s'applique à la machine connectée en étoile. En raison du déséquilibre dans les trois inductances de phase, un signal de haute fréquence détecté dans la tension homopolaire v_{0sc}^s est donné comme suit :

$$v_{0sc}^s = \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) \quad (17)$$

où,

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Tensions de phase ;

et v_{0sc}^s est approximativement formulée par [32] :

$$\cong V_{0ch} \cos(\omega_c t + h\theta) \quad (18)$$

où V_{0ch} est donnée dans le développement [32] comme suit :

$$V_{0ch} = V_c \frac{\sum L_{\sigma s} \Delta L_{\sigma s}}{\sum L_{\sigma s}^2 - \Delta L_{\sigma s}^2}$$

Comme indiqué dans l'équation (18), l'information sur la position du rotor est modulée dans la phase de la tension homopolaire. L'amplitude de cette tension ne dépend pas de la fréquence du signal injecté contrairement aux méthodes qui en nécessitent la connaissance. Cette dernière influe sur la quantité du courant résultant. L'implémentation de cette méthode nécessite la mesure de trois tensions v_{an}, v_{bn}, v_{cn} , laquelle mesure peut être faite à l'aide de l'insertion de trois capteurs de tension, voir figure (I.11), ou bien à l'aide d'un réseau auxiliaire des résistances, voir figure (I.12), [31].

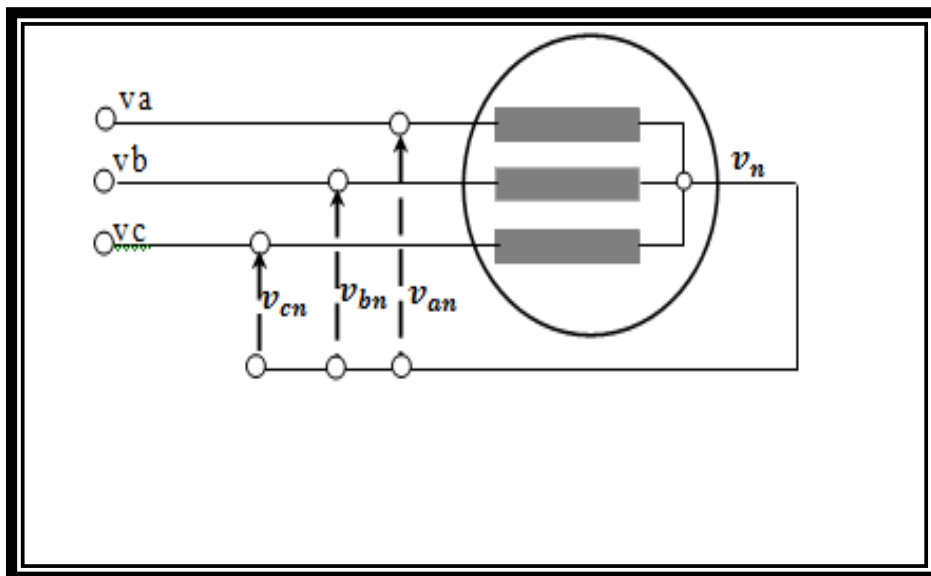


Figure I.11 : Mesure de la tension homopolaire utilisant trois capteurs de tension

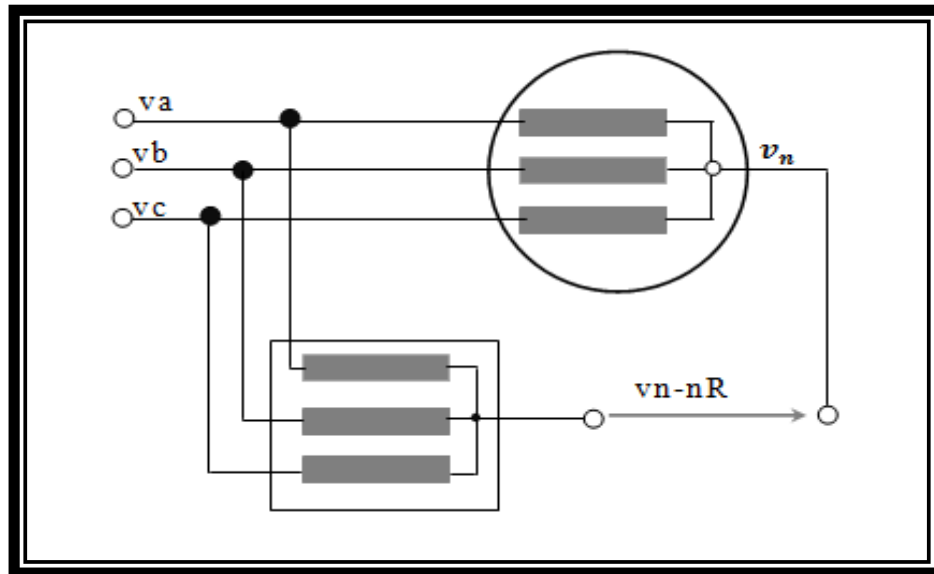


Figure I.12 : Mesure de la tension homopolaire utilisant un réseau auxiliaire de résistances

I.3.6 Méthode basée sur la Mesure de la Composante Homopolaire du Courant

Briz, dans la référence [33], a étendu le principe de la mesure de la composante homopolaire à la machine connectée en (Δ) comme le montre la figure (I.13). La machine est excitée par une tension de haute fréquence, puisque la fréquence d'excitation est supérieure à la constante de temps transitoire d'où la machine est modélisée seulement par l'inductance statorique transitoire.

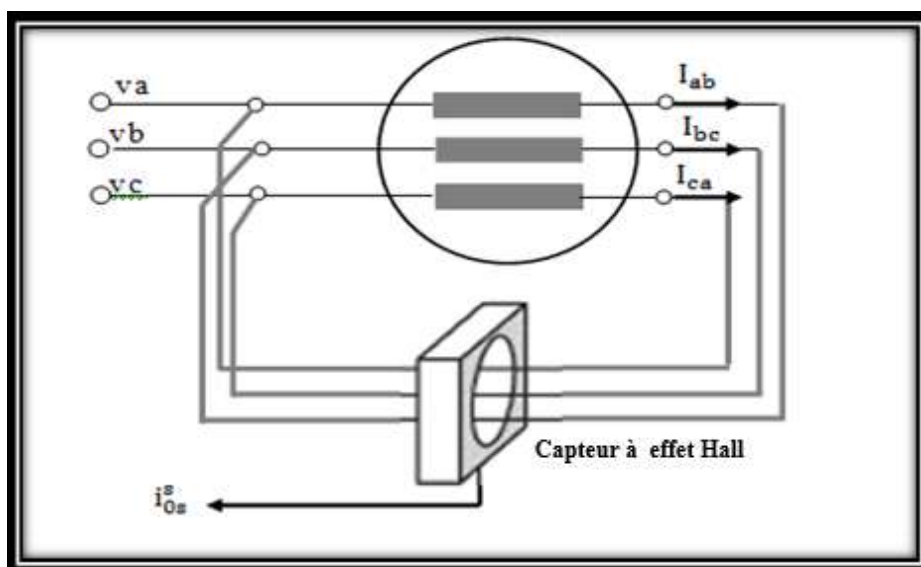


Figure I.13 : Mesure du courant homopolaire dans le cas de couplage triangle

D'après la figure (I.13), la composante homopolaire i_{0sc}^s est obtenue par l'addition de trois courants de phases i_{ab} , i_{bc} et i_{ca} telle que :

$$i_{0sc}^s = i_{ab} + i_{bc} + i_{ca} \quad (19)$$

L'interaction entre la tension injectée et la saillance de la machine présente un autre effet apparaissant dans la présence de la composante homopolaire du courant. La phase de cette composante est fonction de la position de la saillance. Ce courant homopolaire est donné par la formule suivante selon la référence [33] :

$$i_{0sc}^s = 3\sqrt{3} \frac{v_c}{\omega_c} \left(\frac{\Delta L_{\sigma s} \sum L_{\sigma s} \cos(\omega_c t \pm h\theta_e) - \Delta L_{\sigma s}^2 \sin(\omega_c t \pm 2h\theta_e)}{\sum L_{\sigma s} (\sum L_{\sigma s}^2 - 3\Delta L_{\sigma s}^2) - 2\Delta L_{\sigma s}^3 \sin(3h\theta_e)} \right) \quad (20)$$

I. 4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, le principe des techniques sans capteurs a été exposé. Il est montré que la position du rotor peut être dérivée du modèle fondamental de la machine. Cependant, il est expliqué que ces méthodes ne peuvent pas être utilisées à vitesses très faibles ou bien nulle. En outre, les paramètres du modèle doivent être précisément connus pour une bonne estimation de la position. Cela est particulièrement difficile à assurer surtout pour la résistance statorique, qui change de manière significative avec la température.

Pour obtenir un fonctionnement à vitesse nulle, les méthodes basées sur l'injection du signal à haute fréquence ont été développées dans la littérature. Parmi ces dernières, sont illustrées particulièrement trois types : Injection du signal persistant (méthode 1), injection du vecteur transitoire (méthode 2) et excitation MLI sans injection (méthode 3).

A titre indicatif la figure (I.14) illustre une comparaison entre les différentes méthodes d'injection du signal. Suivant les critères mentionnés dans la légende de la figure (I.14), la plupart des méthodes d'injection sont candidates à être utilisés dans l'estimation de la position du rotor de la machine à induction.

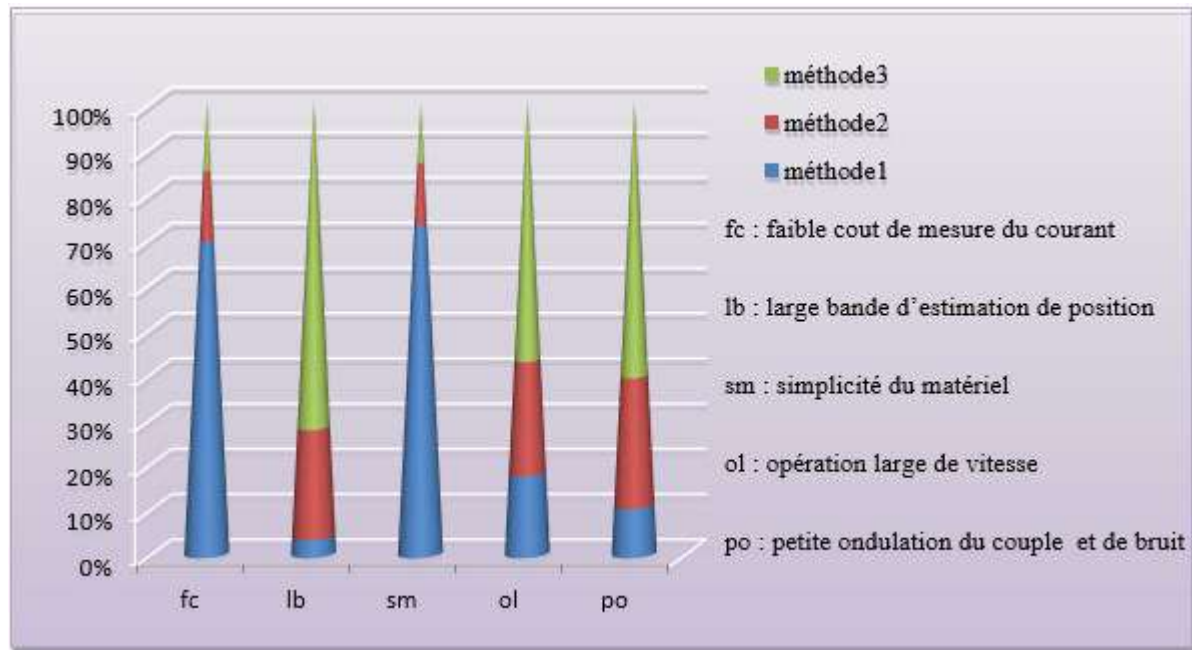


Figure I.14 : Comparaison entre les Méthodes basées sur l'Injection du Signal

Au travers de ce chapitre et selon l'examen de chaque méthode d'estimation basée sur l'injection du signal, il est constaté que la présence des saillances est une condition nécessaire pour pouvoir appliquer ces méthodes. Dans le cadre de cette thèse, nous allons nous intéresser à ces méthodes d'estimation mais tout d'abord nous devons pouvoir modéliser les saillances d'une machine asynchrone. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE A INDUCTION

AVEC SAILLANCES

II.1 INTRODUCTION

Les saillances* dans les machines électriques ont fait l'objet de nombreuses recherches depuis plusieurs années [23], [26], [34-36]. La capacité de détecter ces saillances est importante en raison de leur effet sur le comportement physique de la machine. Les saillances affectent le comportement de la machine selon plusieurs effets. Elles produisent des harmoniques dans l'entrefer, dont la composante radiale produit des pertes, des parasites, des ondulations de tension et du couple, des vibrations et du bruit électromagnétique. La mesure des saillances présentes dans une machine pourrait être utilisée pour fournir des informations indirectes sur ce qui se passe à l'intérieur de la machine, telles que la saturation, l'excentricité du rotor, les défauts, ... etc.

Dans la littérature, plusieurs méthodes peuvent être trouvées pour mesurer les saillances dont nous citons: la mesure statique indirecte de saillances par cartographie de la variation de l'inductance de la machine en fonction de l'angle du flux ou de position du rotor [36], ou par le calcul de la transformation rapide de Fourier (FFT) du courant ou de tension statoriques [35]. Les capteurs à effet Hall et des bobines de détection extérieures, voir figure (II.1), peuvent être également utilisés pour mesurer le flux (ou la tension induite) sous différentes conditions de

*Saillance. nf. : à partir des formes "saillir, saillant", fait de dépasser le plan d'alignement, d'apparaître nettement par contraste.

Saillance (physique): toute anisotropie vue du stator qu'elle soit d'origine électrique, magnétique ou même mécanique.

charge. A partir de ces données mesurables, il devient possible de déterminer les saillances présentes dans la machine.



Figure II.1 : L'utilisation de bobine externe pour la détection de saillance

Cependant, il y a des limites à la plupart de ces techniques de mesure de saillance. Puisque elles sont basées sur des modifications générées par la conception de la machine et par sa construction, et ne peuvent pas être utilisées que lorsque la machine est sous fonctionnement normal (c'est seulement statiquement, ou sous conditions spécifiques). Pour surmonter ces limitations, des méthodes basées sur l'injection du signal à haute fréquence ont été développées pour mesurer dynamiquement la position des saillances. Comme présentées dans le chapitre précédent, ces techniques n'exigent aucune modification au niveau de la machine ni au niveau de sa conception et n'affectent pas le fonctionnement normal de la machine.

La machine à induction n'est pas généralement conçue pour avoir une saillance. Ce qui signifie que le circuit électromagnétique vu aux bornes du stator est supposé idéalement symétrique. Toutefois, les saillances existent dans la machine à induction standard, à cause de la non-linéarité magnétique (saturation) ou en raison des effets des encoches du rotor et du stator.

Dans ce chapitre, nous présenterons premièrement les différentes origines des saillances de la machine à induction, ensuite nous élaborerons un modèle convenable pour chaque type de saillance présentée.

II.2 ORIGINES DES SAILLANCES

Les saillances utilisées dans la commande sans capteurs de la machine à induction ont été classées comme des saillances dues aux encoches rotoriques et statoriques [9], [35], [37], les saillances dues aux défauts d'excentricité du rotor [38-39], les saillances induites (saillances artificielles) [23 ,40] et les saillances dues à la saturation des dents rotoriques et statoriques [41-43].

II.2.1 Saillances dues aux Encoches Rotoriques et Statoriques

La présence des encoches rotoriques et statoriques dans la machine à induction crée des saillances intrinsèques offrant la possibilité de son utilisation dans les commandes dites sans capteur de vitesse ou de position. L'existence de ces encoches dans la machine crée une variation de perméance dans l'entrefer. L'interaction entre la variation de perméance et les enroulements statoriques produira une variation des inductances [9]. Une façon graphique simple permet de voir comment les encoches rotoriques et statoriques peuvent interagir pour produire ces variations de perméance, voir figure (II.2).

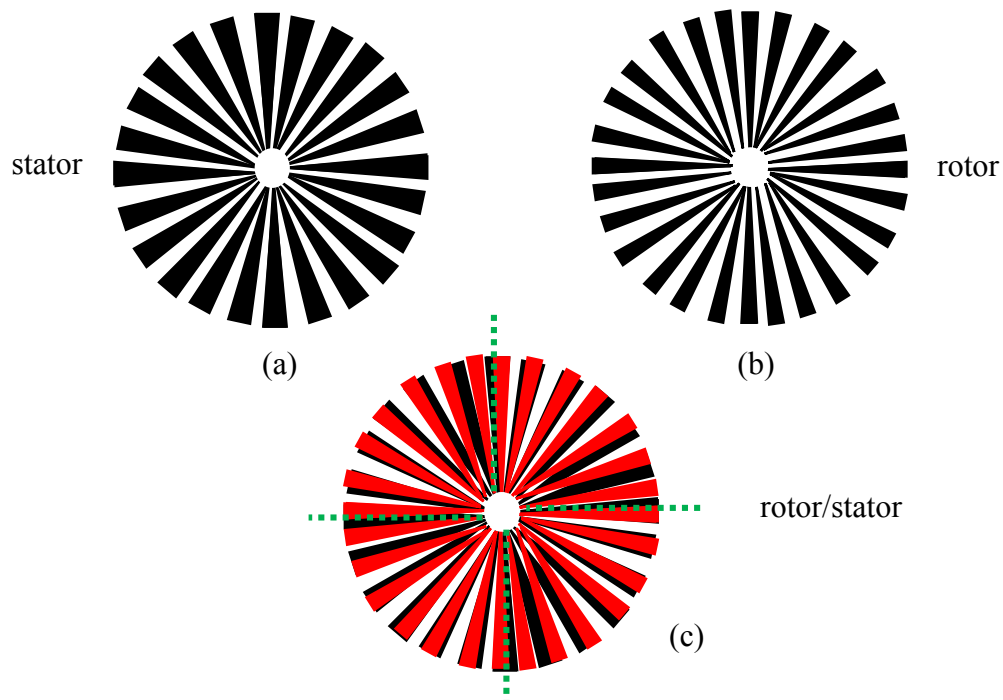


Figure II. 2: Représentation graphique de variation de perméance de l'entrefer créée par les encoches rotoriques et statoriques, (a) Stator dont le nombre des encoches $N_s = 24$, (b) Rotor dont le nombre des encoches $N_r = 28$, (c) Superposition du rotor sur le stator

Dans cette figure, les encoches statoriques et rotoriques sont présentées par des segments noirs. Les segments blancs représentent les surfaces de haute perméance tandis que les surfaces de petite perméance sont présentées par des segments en noirs. Pour démontrer l'effet de la présence des encoches sur la variation de perméance, on superpose les deux armatures du rotor et du stator comme le montre la figure (II.2c). Comme évidence, lorsque le rotor tourne par un pas la variation de perméance elle aussi tourne, donc on peut conclure que le déplacement de variation de perméance dépend du déplacement du rotor. La relation liée à la vitesse de variation de perméance dans l'entrefer et à la vitesse mécanique du rotor est donnée par [9, 32] :

$$\omega_{aEP} = \frac{N_r}{(N_r - N_s)} \Omega \quad (21)$$

Cette expression montre que la saillance introduite par les encoches rotoriques et statoriques dépend de la vitesse rotorique c'est-à-dire de la position du rotor. De ce fait, on peut utiliser cette saillance pour détecter la position du rotor. Comme indiqué précédemment, la variation de perméance interagit avec les enroulements statoriques et produira une variation dans les inductances. La relation qui doit exister pour que la variation de perméance ait lieu est donnée comme suite [9]:

$$u.p = |nN_r - mN_s| \quad (22)$$

où,

p : Nombre de pôles ;

u : Nombre d'harmoniques de distribution des enroulements statoriques ;

n : Nombre d'harmonique de variation de perméance des encoches rotoriques ;

m : Nombre d'harmonique de variation de perméance des encoches statoriques.

On suppose que la machine a un nombre entier d'encoches par pôles et par phase. Cela permettra d'avoir un couplage entre la saillance et les enroulements statoriques [9]. Si la condition dans (22) est rencontrée, l'ordre d'harmonique de variation de saillance avec la position de rotor est donné par [24]:

$$h = \pm \frac{N_r}{p/2} \quad (23)$$

Les conditions sur la forme des encoches rotoriques doivent être vérifiées car seulement les encoches ouvertes ou semi ouvertes sont utilisées pour avoir une variation de perméance incluant la position du rotor [24].

Egalement, les barres rotoriques doivent être droites et non inclinées pour ne pas éviter l'effet d'encochage.

II.2.2 Saillances dues aux Excentricités

Ces saillances sont dues au décalage du stator et/ou du rotor par rapport à l'axe de rotation du rotor, voir figure (II.3). Ce décalage des centres du stator et du rotor provoque un défaut au niveau de la machine connu par le défaut d'excentricité. On peut définir l'excentricité comme une condition d'asymétrie de l'entrefer existant entre le stator et le rotor. Il existe deux types d'excentricité: la statique et la dynamique [38-39].

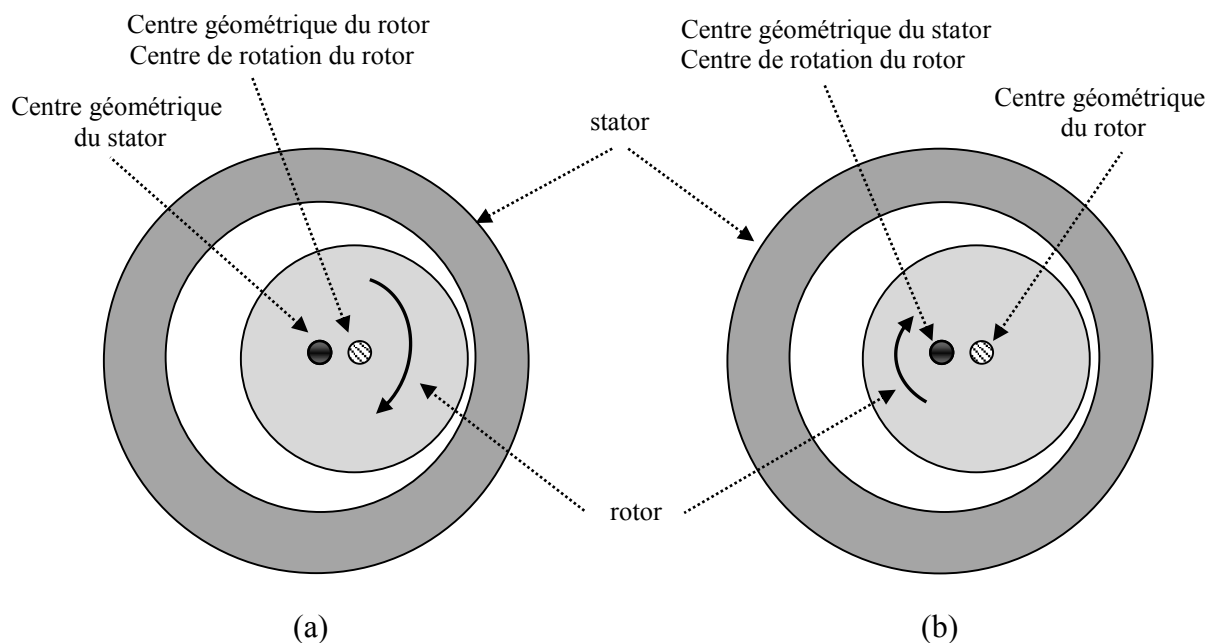


Figure II.3 : Les types d'excentricité, (a) : excentricité statique, (b) : excentricité dynamique

L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor ne coïncide pas avec celui du stator figure (II.3a). C'est à dire que l'entrefer n'est pas uniforme, il est constant en fonction du temps pour tout point donné du stator. Dans ce cas, la géométrie de l'entrefer peut être dite figée. Cependant, dans le cas d'une excentricité dynamique le centre du rotor tourne autour du centre du stator et l'épaisseur de l'entrefer est variable avec la rotation du rotor figure (II.3b). Contrairement à l'excentricité statique, l'excentricité dynamique entraîne des saillances tournantes avec le rotor à la même vitesse. Si un certain degré d'excentricité entre le rotor et le

stator se produit dans une machine électrique, quelle que soit son origine, il fait apparaître de nouvelles harmoniques dans l'entrefer. Kevin D. dans [38] définit les composantes fréquentielles à surveiller dans le spectre du courant statorique pour la détection d'excentricité statique ou dynamique en rappelant que toute excentricité dans l'entrefer perturbe substantiellement la densité du flux électromagnétique. Les fréquences d'intérêt sont données par :

$$f_{ecc} = f_s \left(1 \pm \left(\frac{1-s}{P/2} \right) \right) \quad (24)$$

avec:

s : Glissement ;

f_s : Fréquence fondamentale du stator.

L'entrefer dans le cas de présence de l'excentricité peut être modélisé par [39] :

$$g_e(\phi, \theta_{rm}) = g_0 - a_1 \cos(\phi) - a_2 \cos(\phi - \theta_{rm}) \quad (25)$$

où,

a_1, a_2 : Facteurs de l'excentricité statiques et dynamique respectivement ;

g_0 : Epaisseur nominale de l'entrefer de la machine ;

ϕ : Position particulière au long de la surface interne du stator ;

θ_{rm} : Position du rotor mesurée.

II.2.3 Saillances Artificielles (Saillances induites)

On peut définir la saillance artificielle ou bien une saillance induite comme tout changement créé dans la géométrie des encoches rotoriques. Holtz dans [40] a présenté les différentes approches de modification de conception du rotor de la machine à induction. Ces modifications méritent l'exploitation dans l'estimation de la position du rotor. Une méthode pour introduire la saillance dans le rotor à cage est de créer une variation périodique dans la largeur d'ouverture des encoches rotoriques [23,40]. Une modulation spatiale de l'inductance de fuite du rotor peut être réalisée à l'aide d'une variation de la largeur d'ouverture d'encoches rotoriques comme le montre la figure (II.4a). Une large ouverture des encoches crée un chemin de flux de reluctance magnétique élevée par conséquent une inductance locale faible, tandis

que l'ouverture étroite produit un chemin de flux de reluctance magnétique faible et une inductance locale forte.

D'autres concepts pour la conception d'une anisotropie dans le rotor ont été proposés par Lorenz [23]. Une modulation de l'inductance de fuite est réalisée par la variation de la profondeur des ouvertures d'encoches rotoriques comme illustré dans la figure (II.4b). Dans ce cas, il y a une plus grande section transversale d'ouvertures des encoches disponible pour recevoir un flux de fuite sur l'axe d. Par conséquent, l'inductance de fuite de l'axe d vue à hautes fréquences sera considérablement plus grande que l'inductance d'axe q, ce qui signifie la modulation d'inductance de fuite.

Un autre type de saillances artificielles a été proposé par Asher dans [44]. Elles introduisent la variation des résistances des conducteurs extérieurs. La résistance des conducteurs devient variable par la variation des diamètres des conducteurs, voir figure (II.4c). Si une variation de la résistance existe, des ondes du courant et du flux sont forcées à la circonférence extérieure du rotor et au voisinage de l'axe d. Elles ne peuvent plus pénétrer vers le bas pour les barres du rotor plus profondes dans le voisinage de l'axe q. C'est cette localisation des ondes du flux et du courant qui est à l'origine de variation d'inductance de fuite et qui est utilisée dans l'estimation de la position du rotor.

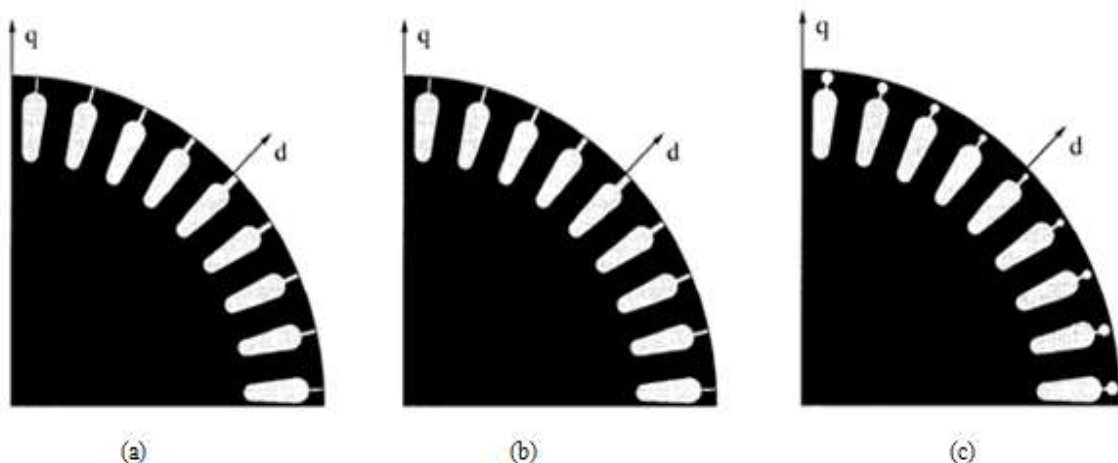


Figure II.4 : Rotor à cage de la machine à induction avec (a) : modulation dans les ouvertures des encoches, (b) : modulation dans la profondeur des ouvertures d'encoches, (c) : variation des résistances des conducteurs extérieures [40]

II.2.4 Saillances dues à la Saturation

Ce type de saillance est associé à la saturation des dents statoriques et rotoriques sous l'influence du flux principal par les flux de fuites, voir figure (II.5) [45]. L'effet de saturation entraîne une augmentation de l'entrefer dans l'endroit saturé et produira une modulation spatiale au niveau de l'inductance statorique transitoire, celle-ci présente une saillance dite magnétique dans la machine [41]. On note que la saturation entraîne de nouvelles composantes du flux introduit dans l'entrefer et permet l'estimation de la position du flux [46]. Cette dernière pourrait être utilisée notamment dans les commandes sans capteur [41].

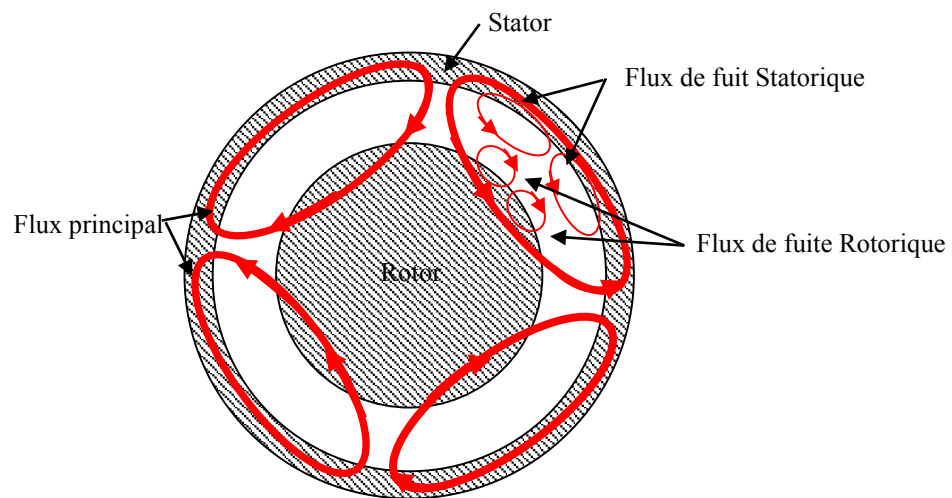


Figure II.5 : Diagramme représentant la distribution du flux résultant de la machine à induction à deux paires de pôles

II.3 MODELISATION DE LA MACHINE A INDUCTION AVEC SAILLANCES

La modélisation de la machine à induction représente une phase essentielle de son étude, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation à la fois synthétique et claire. Le modèle classique de la machine à induction est élaboré à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ce modèle est conventionnellement non conforme pour analyser les effets produits par des anisotropies (non linéaires) présentes dans la machine, tandis que ces effets sont omis par les hypothèses simplificatrices.

C'est pourquoi, certains chercheurs ont proposé des approches de modélisation de la machine à induction avec saillances [47-52]. La plupart de ces approches sont basées sur l'analyse des éléments finis et ne peuvent être utilisées pour les applications de la commande.

Contrairement, aux modèles présentés dans [50], [52] qui sont plus orientés vers la commande et l'observation puisque ils peuvent être exploités pour retrouver la position des saillances.

Notre objectif est de mettre en évidence la présence de saillances dans le modèle de la machine ; pour ce faire, il est indispensable d'élaborer certains modèles adéquats pour être utilisés par la suite dans la commande de la machine.

II.3.1 Modèle de la Machine à Induction avec Saillances dues aux Encoches Statoriques et Rotoriques

Le modèle de Park de la machine à induction dans une référence liée au stator est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{V}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ 0 = R_r \mathbf{I}_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega \Phi_r \\ \Phi_s = L_s \mathbf{I}_s + M \mathbf{I}_r \\ \Phi_r = L_r \mathbf{I}_r + M \mathbf{I}_s \\ C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \\ C_e = p \operatorname{Im}(\mathbf{I}_s \Phi_s^*) \end{array} \right. \quad (26)$$

Evidemment, ce modèle est valable seulement pour une machine à induction symétrique qui ne présente pas de saillances. Lorsque les saillances existent, ce modèle ne peut être utilisé car il est incapable d'analyser les effets des saillances, pour détecter la position. Une simple façon d'étudier les saillances dans la machine à induction c'est d'exploiter l'effet produit par les encoches. Premièrement, nous élaborons notre modèle suivant les hypothèses citées ci-dessous :

- Une perméabilité infinie des pièces ferromagnétiques ;
- Une direction radiale de la densité du flux dans l'entrefer ;
- Un bobinage triphasé symétrique ;
- Les enroulements statoriques couplés en étoile ;
- L'effet d'encoche est pris en considération [50].

La machine à induction avec l'effet d'encoche inclus peut être représentée schématiquement comme indiqué sur la figure (II.6).

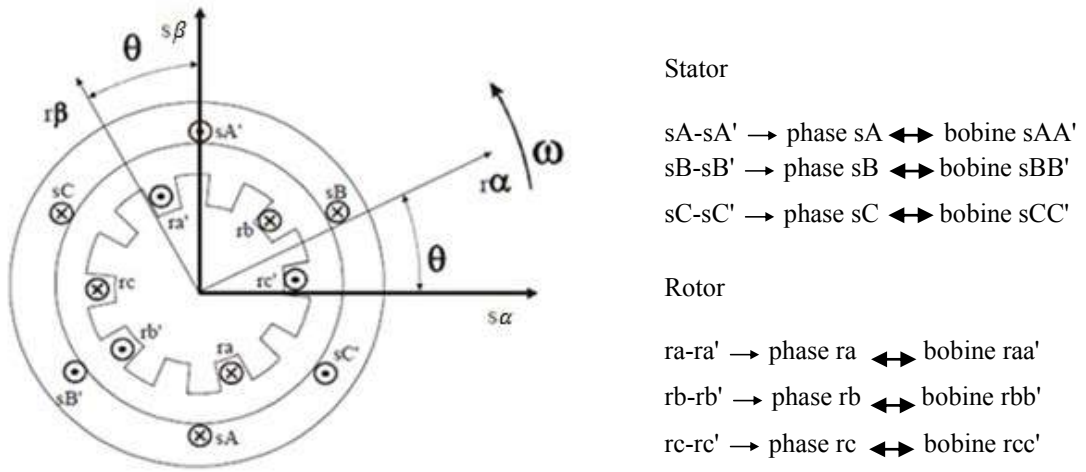


Figure II.6 : Représentation schématique de la machine à induction avec présence de l'effet d'encochage [50]

Si l'effet d'encochage influe seulement sur les inductances de fuites statoriques et rotoriques [50], alors les inductances au stator et au rotor de la machine à induction deviennent :

➤ **Pour le stator**

$$\begin{cases} \ell_s = \ell_{\sigma s} [I] + M_s [U] + \ell_h [S(q_r \theta)] + \ell_h [S(q_s \theta)] \\ M_{sr} = M_0 [S(\theta)]^T \end{cases} \quad (27)$$

où,

$$[I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad [U] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$$[S(q_r \theta)] = \begin{bmatrix} \cos(q_r \theta) & \cos(q_r(\theta - \frac{4\pi}{3})) & \cos(q_r(\theta - \frac{2\pi}{3})) \\ \cos(q_r(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \cos(q_r \theta) & \cos(q_r(\theta - \frac{4\pi}{3})) \\ \cos(q_r(\theta - \frac{4\pi}{3})) & \cos(q_r(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \cos(q_r \theta) \end{bmatrix}$$

$$[S(q_s\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(q_s\theta) & \cos(q_s(\theta - \frac{4\pi}{3})) & \cos(q_s(\theta - \frac{2\pi}{3})) \\ \cos(q_s(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \cos(q_s\theta) & \cos(q_s(\theta - \frac{4\pi}{3})) \\ \cos(q_s(\theta - \frac{4\pi}{3})) & \cos(q_s(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \cos(q_s\theta) \end{bmatrix}$$

$$[S(\theta)]^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

➤ **Pour le rotor**

$$\begin{cases} \ell_r = \ell_{\sigma r} [I] + M_r [U] + \ell_h [S(q_r\theta)]^T + \ell_h [S(q_s\theta)]^T \\ M_{rs} = M_0 [S(\theta)] \end{cases} \quad (28)$$

où,

q_s, q_r : Représentent respectivement le nombre des encoches statoriques et rotoriques par pôle. Ils peuvent prendre les valeurs suivantes : $3k, 3k - 1, 3k + 1$ avec $k \in \mathbb{N}$. Les équations des flux statorique et rotorique dans les référentiels triphasés ABC sont données par:

$$\begin{cases} \Psi_s = \ell_s i_s + M_{rs} i_r \\ \Psi_r = \ell_r i_r + M_{sr} i_s \end{cases} \quad (29)$$

avec,

$$\Psi_s = [\Psi_{sA} \ \Psi_{sB} \ \Psi_{sC}], \quad \Psi_r = [\Psi_{rA} \ \Psi_{rB} \ \Psi_{rC}]$$

$$i_s = [i_{sA} \ i_{sB} \ i_{sC}], \quad i_r = [i_{rA} \ i_{rB} \ i_{rC}]$$

➤ **Modèle Vectoriel de la Machine à Induction avec l'Effet d'Encochage**

A tout système de grandeurs triphasées x telles que les courants, les tensions et les flux, on peut associer une représentation vectorielle définie par la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{2}{3} [1 \ a \ a^2] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = Ax \quad (30)$$

avec,

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \ a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

Compte tenu de cette relation le système (29) peut s'exprimer comme :

$$\begin{cases} \mathbf{A}\psi_s = \mathbf{A}\ell_s i_s + \mathbf{A}M_{rs} i_r \\ \mathbf{A}\psi_r = \mathbf{A}\ell_r i_r + \mathbf{A}M_{sr} i_s \end{cases} \quad (31)$$

Remplaçant (27) et (28) dans (31), on obtient :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = \mathbf{A}\ell_{\sigma s} [I] i_s + \mathbf{A}M_s [U] i_s + \mathbf{A}\ell_h [S(q_r \theta)] i_s + \mathbf{A}\ell_h [S(q_s \theta)] i_s + \mathbf{A}M_0 [S(\theta)] i_r \\ \bar{\Phi}_r = \mathbf{A}\ell_{\sigma r} [I] i_r + \mathbf{A}M_r [U] i_r + \mathbf{A}\ell_h [S(q_r \theta)]^T i_r + \mathbf{A}\ell_h [S(q_s \theta)]^T i_r + \mathbf{A}M_0 [S(\theta)]^T i_s \end{cases} \quad (32)$$

Le développement de chaque terme de (32) donne :

- Pour $q_s = 3n, q_r = 3m$

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + M e^{j\theta} \bar{I}_r \\ \bar{\Psi}_r = L_r \bar{I}_r + M e^{-j\theta} \bar{I}_s \end{cases} \quad (33)$$

- Pour $q_s = 3n + 1, q_r = 3m + 1$

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + L_h e^{jq_r \theta} \bar{I}_s + L_h e^{jq_s \theta} \bar{I}_s + M e^{j\theta} \bar{I}_r \\ \bar{\Psi}_r = L_r \bar{I}_r + L_h e^{-jq_r \theta} \bar{I}_r + L_h e^{-jq_s \theta} \bar{I}_r + M e^{-j\theta} \bar{I}_s \end{cases} \quad (34)$$

- Pour $q_s = 3n - 1, q_r = 3m - 1$

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + L_h e^{-jq_r \theta} \bar{I}_s + L_h e^{-jq_s \theta} \bar{I}_s + M e^{j\theta} \bar{I}_r \\ \bar{\Psi}_r = L_r \bar{I}_r + L_h e^{jq_r \theta} \bar{I}_r + L_h e^{jq_s \theta} \bar{I}_r + M e^{-j\theta} \bar{I}_s \end{cases} \quad (35)$$

où,

$$L_s = \ell_{\sigma s} + \frac{3}{2} M_s$$

$$L_r = \ell_{\sigma r} + \frac{3}{2} M_r$$

$$M = \frac{3}{2} M_0$$

$$L_h = \frac{3}{2} \ell_h$$

Selon les valeurs de q_s et q_r neufs, modèles peuvent être donnés, le nombre des encoches statoriques dans la plupart des cas est égal à $q_s = 3n$, ce qui permet d'éliminer l'effet d'encoches statoriques dans le modèle de la machine (Système (33)). Si on considère seulement l'effet des encoches rotoriques, le système traduisant cet effet dans la machine sera exprimé par:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s = (L_s + L_h e^{\pm j q_r \theta}) \bar{I}_s + M e^{j\theta} \bar{I}_r \\ \bar{\Psi}_r = (L_r + L_h e^{\mp j q_r \theta}) \bar{I}_r + M e^{-j\theta} \bar{I}_s \end{cases} \quad (36)$$

On transforme (36) au repère stationnaire telle que:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s = (L_s + L_h e^{\pm j q_r \theta}) \bar{I}_s + M \bar{I}'_r \\ \bar{\Psi}'_r = (L_r + L_h e^{\mp j q_r \theta}) \bar{I}'_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (37)$$

où,

$$\bar{\Psi}'_r = e^{j\theta} \bar{\Psi}_r \quad , \quad \bar{I}'_r = e^{j\theta} \bar{I}_r$$

A partir de (37), on peut extraire l'expression des courants comme suit :

$$\begin{cases} \bar{I}_s = \left(\frac{-L_h}{-L_h^2 + M^2} \right) e^{\mp j q_r \theta} \bar{\Phi}_s + \left(\frac{M}{-L_h^2 + M^2} \right) \bar{\Phi}_r \\ \bar{I}'_r = \left(\frac{M}{-L_h^2 + M^2} \right) \bar{\Phi}_s + \left(\frac{-L_h}{-L_h^2 + M^2} \right) e^{\pm j q_r \theta} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (38)$$

Avec,

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = \bar{\Psi}_s - L_s \bar{I}_s \\ \bar{\Phi}_r = \bar{\Psi}'_r - L_r \bar{I}'_r \end{cases}$$

La figure (II.7) illustre le schéma bloc de la machine à induction avec saillance, élaboré en utilisant le système (38) associé au modèle de Park de la machine. D'après le système (38), si l'effet d'encoche est négligeable ($L_h=0$) alors le modèle de la machine coïncide exactement avec le modèle classique. Dans le cas de la présence de l'effet d'encoche, le système (38) présente des termes additionnels dépendant de la position rotorique et lesquels n'apparaissent pas dans le cas de la machine sans effet d'encoches. De plus ce système peut être utilisé dans l'implémentation de commande sans capteur de vitesse.

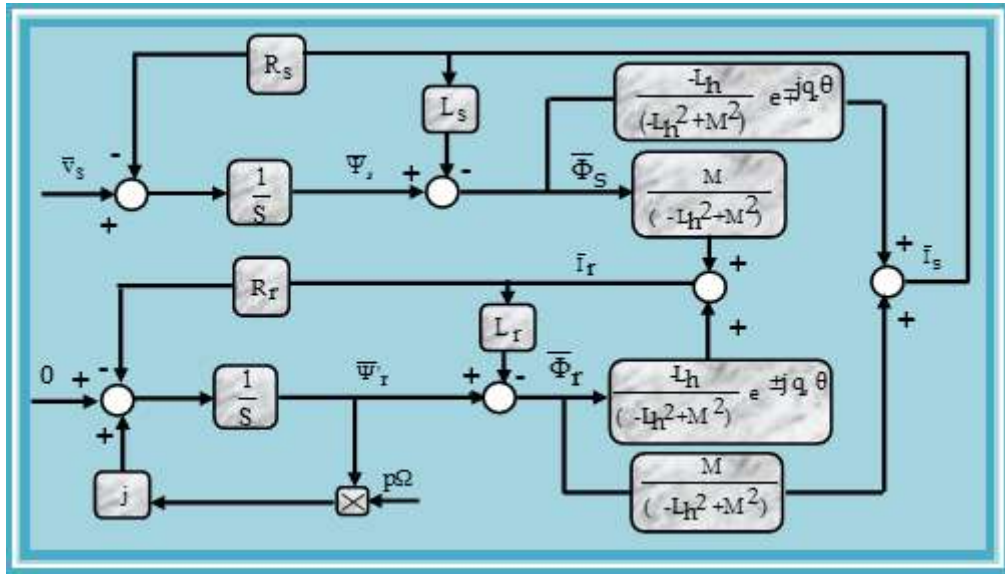


Figure II.7 : Schéma bloc de la machine à induction avec l'effet des encoches rotoriques

II.3.2 Modèle de la Machine à Induction avec Saillances Artificielles (Induites)

Dans cette partie, on considère un rotor modifié et la géométrie du rotor est conçue d'une manière à introduire les saillances. Les ouvertures des encoches rotoriques sont modulées comme indiqué sur la figure (II.8).

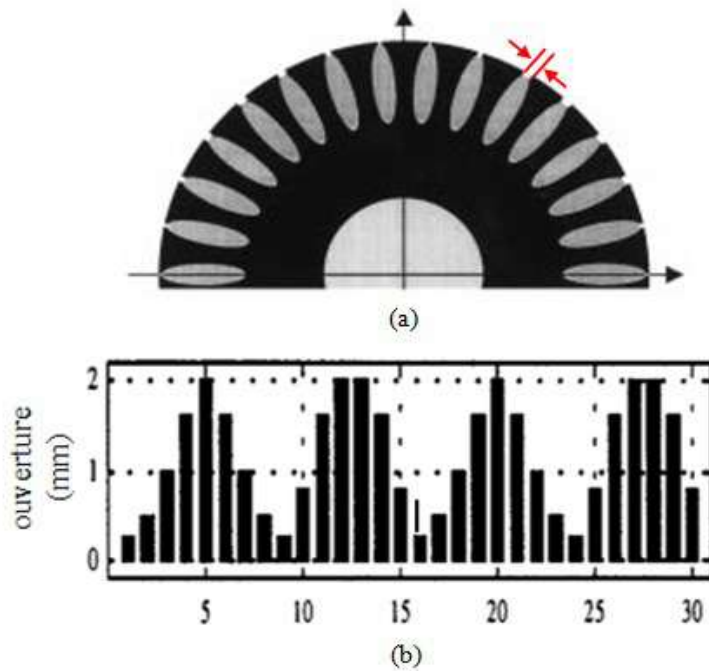


Figure II.8 : Modification introduite dans le rotor ; (a) rotor avec saillances introduites dans les encoches rotoriques ; (b) ouvertures (Schéma linéarisé) introduites dans les encoches rotoriques, toutes les ouvertures ont 0.5 mm de profondeur [23].

Dans le rotor sain, le pas d'encoches "td" et la largeur d'encoche sont constants contrairement au rotor qui présente des saillances dont la largeur d'encoche est variable et dépendant de la position. La variation périodique des largeurs des encoches rotoriques superpose une nouvelle variation spatiale de densité du flux d'entrefer. Dans ce cas, il est possible de considérer un entrefer équivalent de longueur δ_s

$$\delta_s = \delta k_s \quad (39)$$

où,

K_s : Facteur de correction de Carter (voir annexe B) ;

δ : Longueur de l'entrefer.

Avec les considérations précédentes on peut présenter la machine à induction comme indiqué sur la figure (II.9).

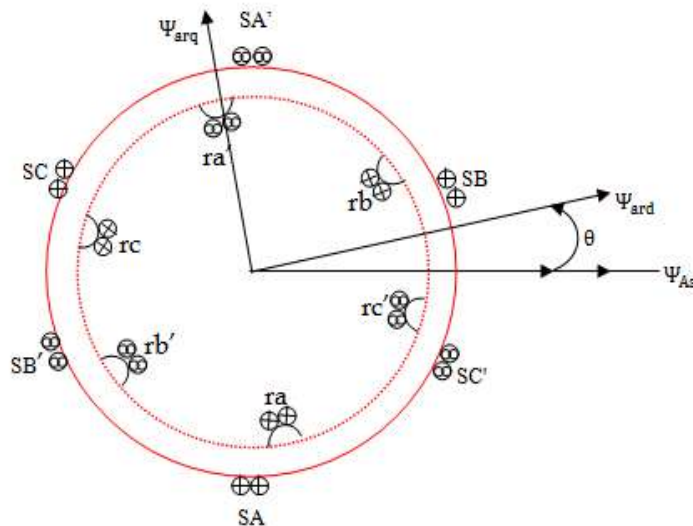


Figure II.9 : Machine à induction avec modulation des encoches rotoriques [52]

Pour élaborer un modèle avec des saillances induites, on considère des changements dans les largeurs d'ouverture des encoches rotoriques comme le montre la figure (II.8).

Des hypothèses doivent être prises en compte :

- La variation des largeurs d'ouverture des encoches est périodique ;
- Le moteur à cage d'écureuil est approximé par un rotor bobiné polyphasé équivalent au même nombre de pôles que le stator et ayant une résistance R_r et un nombre équivalent des enroulements N_r ;

- Une répartition sinusoïdale des enroulements statoriques et rotoriques ;
- Les matériaux du stator et du rotor ont une perméabilité élevée ;
- L'entrefer est supposé uniforme et le facteur de Carter (voir annexe B) est modifié pour approcher le phénomène de saillance [52].

▪ Calcul des inductances statoriques

L'expression des inductances des enroulements est calculée en utilisant la fonction d'enroulement, si $N_i(\phi_s)$ représente la fonction d'enroulement i , le champ magnétique autour du stator peut être exprimé comme suit [53] :

$$H_i(\phi_s) = \frac{N_i(\phi_s)}{\delta(\phi_s, \theta)} I_i \quad (40)$$

où,

$\delta(\phi_s, \theta)$: Fonction d'entrefer, I_i est le courant circulant dans le i ème enroulement ;

θ : Position du rotor.

La densité de flux dans l'entrefer peut s'écrire :

$$B_i(\phi_s) = \mu_0 \frac{N_i(\phi_s)}{\delta(\phi_s, \theta)} I_i \quad (41)$$

Les densités de flux de l'entrefer pour chaque phase sont :

$$\begin{aligned} B_A(p\phi_s, \theta) &= \mu_0 \frac{N_s}{\delta(\phi_s, \theta)} I_A \cos(p\phi_s) \\ B_B(p\phi_s, \theta) &= \mu_0 \frac{N_s}{\delta(\phi_s, \theta)} I_B \cos\left(p\phi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ B_C(p\phi_s, \theta) &= \mu_0 \frac{N_s}{\delta(\phi_s, \theta)} I_C \cos\left(p\phi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (42)$$

Le flux de phase est défini comme suit [52]:

$$\Psi_{si}(p\phi_s, \theta) = p \int_{\pi/p}^{2\pi/p} N_i(\phi_s) \int_{\phi_s}^{\phi_s + \pi/p} B_i(p\xi, \theta).r.l \, d\xi \, d\phi_s \quad (43)$$

où ,

ϕ_s : L'angle caractérisant la répartition du champ dans l'entrefer ;

"l" et "r" sont respectivement la longueur axiale et le rayon moyen de l'entrefer de la machine ;

ξ variable d'intégration et $N_i(\phi_s)$ représente la fonction d'enroulements.

Donc le flux de la phase A est :

$$\Psi_{sA} = p \int_{\pi/p}^{2\pi/p} N_A(\phi_s) \int_{\phi_s}^{\phi_s + \pi/p} \beta_A(p\xi, \theta) \cdot r \cdot l \, d\xi \, d\phi_s \quad (44)$$

En utilisant les formules de la fonction d'enroulements définies dans [53], on écrit

$$N_A(\phi_s) = -N_s \sin(p\phi_s) \quad (45)$$

De (42) et (45) on a :

$$\Psi_{sA} = -pN_s^2 \mu_0 I_A r l \int_{\pi/p}^{2\pi/p} \sin(p\phi_s) \int_{\phi_s}^{\phi_s + \pi/p} \cos(p\xi) \cdot (\delta_1 - \delta_2 \cos(2p\phi_s - 2p\theta)) \, d\xi \, d\phi_s \quad (46)$$

En considérant la formule (46) et en négligeant les inductances de fuite, les inductances statoriques s'écrivent sous la forme :

$$\begin{aligned} L_{AA} &= \frac{\Psi_A}{I_A} = \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{p} \delta_1 - \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_2 \cos(2p\theta) \\ L_{BB} &= \frac{\Psi_B}{I_B} = \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{p} \delta_1 - \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_2 \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{CC} &= \frac{\Psi_C}{I_C} = \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{p} \delta_1 - \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_2 \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (47)$$

La méthode précédente pourrait être utilisée pour le calcul des inductances mutuelles où, l'expression du flux mutuel stator-stator est exprimée comme suit:

$$\Psi_{AB} = -pN_s^2 \mu_0 I_B r l \int_{\pi/p}^{2\pi/p} \sin(p\phi_s) \int_{\phi_s}^{\phi_s + \pi/p} \cos\left(p\xi - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot (\delta_1 - \delta_2 \cos(2p\xi - 2p\theta)) \, d\xi \, d\phi_s \quad (48)$$

Alors les formules des inductances mutuelles seront exprimées par

$$\begin{aligned} L_{AB} &= \frac{\Psi_{AB}}{I_B} = \frac{-\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_1 - \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_2 \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{AC} &= \frac{\Psi_{AC}}{I_C} = \frac{-\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_1 - \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_2 \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{BC} &= \frac{\Psi_{BC}}{I_C} = \frac{-\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_1 - \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_2 \cos(2p\theta) \\ L_{BC} &= L_{CB}, L_{AC} = L_{CA}, L_{AB} = L_{BA} \end{aligned} \quad (49)$$

Des expressions (47) et (49), la matrice des inductances statoriques peut être formulée comme suit:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s - \Delta L_s \cos(2p\theta) & -\frac{L_s}{2} - \Delta L_s \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_s}{2} - \Delta L_s \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_s}{2} - \Delta L_s \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_s - \Delta L_s \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_s}{2} - \Delta L_s \cos(2p\theta) \\ -\frac{L_s}{2} - \Delta L_s \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_s}{2} - \Delta L_s \cos(2p\theta) & L_s + \Delta L_s \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (50)$$

avec,

$$L_s = \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{p} \delta_1, \quad \Delta L_s = \frac{\pi N_s^2 \mu_0 r l}{2p} \delta_2$$

▪ Calcul des inductances rotoriques

Les courants rotoriques dans le régime permanent s'écrivent :

$$\begin{aligned} I_a &= \sqrt{2} I_r \cos(\omega t + \phi_r(0)) \\ I_b &= \sqrt{2} I_r \cos(\omega t - 2\pi/3 + \phi_r(0)) \\ I_c &= \sqrt{2} I_r \cos(\omega t + 2\pi/3 + \phi_r(0)) \end{aligned} \quad (51)$$

En appliquant la transformation de Park dans le référentiel lié au rotor :

$$\begin{aligned} I_{ad} &= I_a \cos(p\theta) \\ I_{aq} &= -I_a \sin(p\theta) \end{aligned} \quad (52)$$

L'inductance d'enroulement est :

$$L_{aa} = \frac{\Psi_{ra}}{I_a} = \frac{(I_{ad} L_{ad}) \cos(p\theta) - (I_{aq} L_{aq}) \sin(p\theta)}{I_a} \quad (53)$$

En remplaçant (52) dans (53), on obtient :

$$L_{aa} = \frac{I_a L_{ad} \cos(p\theta)^2 + I_a L_{aq} \sin(p\theta)^2}{I_a} \quad (54)$$

et en simplifiant l'équation (54), nous aurons la formule suivante :

$$L_{aa} = \frac{L_{ad} + L_{aq}}{2} - \frac{(-L_{ad} + L_{aq})}{2} \cos(2p\theta) \quad (55)$$

En posant :

$$L_r = \frac{L_{ad} + L_{aq}}{2}, \quad \Delta L_r = \frac{(-L_{ad} + L_{aq})}{2}$$

L'expression (55) devient :

$$L_{aa} = L_r - \Delta L_r \cos (2p\theta) \quad (56)$$

De même pour les autres phases on écrit:

$$\begin{aligned} L_{bb} &= L_r - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cc} &= L_r - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (57)$$

En appliquant la même méthode dans les calculs des inductances mutuelles rotoriques, on aura:

$$\begin{aligned} L_{ba} &= \frac{\Psi_{ba}}{I_a} = -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ca} &= \frac{\Psi_{ca}}{I_a} = -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{bc} &= \frac{\Psi_{bc}}{I_c} = -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta) \end{aligned} \quad (58)$$

Alors la matrice des inductances rotoriques est donnée comme suit

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r - \Delta L_r \cos (2p\theta) & -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{4\pi}{3}) & L_r - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta) \\ -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_r}{2} - \Delta L_r \cos (2p\theta) & L_r - \Delta L_r \cos (2p\theta + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (59)$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor est calculée à partir de l'expression du flux [52]:

$$\Psi_{Aa} (p\phi_r, \theta) = -pN_s \int_{\pi/p}^{2\pi/p} \sin (p\phi_s) \int_{\phi_s}^{\phi_s + \pi/p} \frac{\mu_0}{\delta(\phi_s, \theta)} N_r I_a \cos(p\phi_r) r_l d\xi d\phi_s \quad (60)$$

Le développement de calcul du flux pour les trois phases permet d'écrire :

$$[L_{sr}] = \ell_{sr} \begin{bmatrix} \cos (p\theta) & \cos (p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos (p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos (p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos (p\theta) & \cos (p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos (p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos (p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos (p\theta) \end{bmatrix} \quad (61)$$

où,

$$\ell_{sr} = \frac{N_s N_r}{p} \mu_0 \pi r_l \left(\delta_1 + \frac{\delta_2}{2} \right)$$

II.3.2.1 Mise en Equations de la Machine à Induction avec Saillances Artificielles (induites)

Les équations des tensions régissant le fonctionnement d'une machine à induction s'écrivent dans les deux référentiels séparés au stator et au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} [v_s] &= [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \\ [v_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Psi_r] \end{aligned} \quad (62)$$

où,

$[v_s], [v_r], [\Psi_r], [\Psi_s]$: représentent les vecteurs de tension et du flux triphasés ;
 $[R_s], [R_r]$: sont les matrices des résistances statorique et rotorique.

Les flux statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$\begin{aligned} [\Psi_s] &= [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r] \\ [\Psi_r] &= [L_{rr}][i_r] + [L_{rs}][i_s] \end{aligned} \quad (63)$$

Due à la complexité du modèle triphasé (62-63), il est nécessaire de faire une simplification utilisant la transformation de Concordia [54]. Cette transformation nous permet de simplifier les équations d'une machine à courant alternatif en passant d'une représentation triphasée à une représentation diphasée et inversement à l'aide de la matrice connue de Concordia :

$$[T_c] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (64)$$

Par application de cette transformation aux équations (62) et (63), on obtient les équations de la machine suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \Psi_s \\ V_r = R_r I_r + \frac{d}{dt} \Psi_r \end{cases} \quad (65)$$

$$\begin{aligned} \Psi_s &= [L_{ss}(2p\theta)]I_s + [L_{sr}(p\theta)]^T I_r \\ \Psi_r &= [L_{rr}(2p\theta)]I_r + [L_{sr}(p\theta)]I_s \end{aligned} \quad (66)$$

où,

$$\begin{aligned} [L_{ss}(2p\theta)] &= [T_C][L_{ss}][T_C]^{-1} = L_s[I] - \Delta L_s U(2p\theta)^T [I]^{-1} \\ [L_{rr}(2p\theta)] &= [T_C][L_{rr}][T_C]^{-1} = L_r[I] - \Delta L_r U(2p\theta)^T [I]^{-1} \end{aligned}$$

avec,

$$\begin{aligned} U(2p\theta)^T [I]^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \\ \sin(2p\theta) & -\cos(2p\theta) \end{bmatrix} \\ [L_{sr}(p\theta)]^T &= [T_C][L_{sr}][T_C]^{-1} = \ell_{sr} U(p\theta)^T \\ [L_{sr}(p\theta)] &= [T_C][L_{sr}]^T [T_C]^{-1} = \ell_{sr} U(p\theta) \end{aligned}$$

où,

$$U(p\theta) = \begin{bmatrix} \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \\ -\sin(2p\theta) & \cos(2p\theta) \end{bmatrix}$$

D'après la deuxième équation de (66) on a :

$$I_r = [L_{rr}(2p\theta)]^{-1} (\Psi_r - \ell_{sr} U(p\theta) I_s) \quad (67)$$

On remplace cette équation dans (65) et on obtient l'équation du flux rotorique telle que :

$$\frac{d}{dt} \Psi_r = -R_r [L_{rr}(2p\theta)]^{-1} \Psi_r + R_r [L_{rr}(2p\theta)]^{-1} \ell_{sr} U(p\theta) I_s \quad (68)$$

Pour simplifier (68), on calcule $[L_{rr}(2p\theta)]^{-1}$ pour laquelle on obtient:

$$[L_{rr}(2p\theta)] = L_r [I] - \Delta L_r U(2p\theta)^T [I]^{-1} \quad (69)$$

donc,

$$[L_{rr}(2p\theta)]^{-1} = \frac{1}{L_d L_q} (L_r [I] + \Delta L_r U(2p\theta)^T [I]^{-1}) \quad (70)$$

avec :

$$\begin{aligned} L_d &= L_r - \Delta L_r \\ L_q &= L_r + \Delta L_r \end{aligned}$$

De ce fait, (68) devient

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = -\frac{R_r L_r [I]}{L_d L_q} \Psi_r - \frac{R_r \Delta L_r}{L_d L_q} U(2p\theta)^T [I]^{-1} \Psi_r + \frac{R_r L_r [I] \ell_{sr}}{L_d L_q} U(p\theta) I_s + \frac{R_r \ell_{sr} \Delta L_r}{L_d L_q} U(2p\theta)^T [I]^{-1} U(p\theta) I_s \quad (71)$$

Après le développement de l'expression (71), on obtient :

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = -\frac{R_r L_r [I]}{L_d L_q} \Psi_r - \frac{R_r \Delta L_r U(2p\theta)^T [I]^{-1}}{L_d L_q} \Psi_r + \frac{R_r L_r [I] \ell_{sr} U(p\theta)}{L_d L_q} I_s + \frac{R_r \ell_{sr} \Delta L_r U(3p\theta)^T [I]^{-1}}{L_d L_q} I_s \quad (72)$$

De même pour déterminer le modèle statorique en tenant compte des variables d'états (I_s, Ψ_r) on exploite la première équation de (66) :

$$\Psi_s = (L_s [I] - \Delta L_s U(2p\theta)^T [I]^{-1}) I_s + (\ell_{sr} U(p\theta)^T) I_r \quad (73)$$

On remplace (67) dans (73), on aura

$$\begin{aligned} \Psi_s = & L_s [I] I_s - \Delta L_s U(2p\theta)^T [I]^{-1} I_s + \frac{\ell_{sr} U(p\theta)^T L_r [I]}{L_d L_q} \Psi_r + \frac{\ell_{sr} U(p\theta)^T \Delta L_r U(2p\theta)^T [I]^{-1}}{L_d L_q} \Psi_r \\ & - \frac{\ell_{sr} U(p\theta)^T L_r [I] \ell_{sr} U(p\theta)}{L_d L_q} I_s - \frac{\ell_{sr} U(p\theta)^T \Delta L_r U(2p\theta)^T [I]^{-1} \ell_{sr} U(p\theta)}{L_d L_q} I_s \end{aligned} \quad (74)$$

Le développement de (74) amène à :

$$\begin{aligned} \Psi_s = & L_s [I] I_s - \Delta L_s U(2p\theta)^T [I]^{-1} I_s + \frac{\ell_{sr} U(p\theta)^T L_r [I]}{L_d L_q} \Psi_r + \frac{\ell_{sr} \Delta L_r U(3p\theta)^T [I]^{-1}}{L_d L_q} \Psi_r \\ & - \frac{\ell_{sr}^2 L_r [I]}{L_d L_q} I_s - \frac{\ell_{sr}^2 \Delta L_r U(4p\theta)^T [I]^{-1}}{L_d L_q} I_s \end{aligned} \quad (75)$$

En calculant la dérivée de (75), nous obtenons :

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = [\sigma(p\theta)] \frac{dI_s}{dt} + [A] I_s + [B] \Psi_r \quad (76)$$

avec ,

$$[\sigma(p\theta)] = (L [I] - \Delta L_s U(2p\theta)^T [I]^{-1} - C_1 \ell_{sr} \Delta L_r U(4p\theta)^T [I]^{-1})$$

$$\begin{aligned} [A] = & (-2p\omega \Delta L_s U(2p\theta)^T [I] [I]^{-1} + C_1^2 L_r^2 R_r [I] + 2C_1^2 R_r \Delta L_r L_r U(4p\theta)^T [I]^{-1} \\ & + C_1^2 \Delta L_r^2 R_r [I] - 4p\omega C_1 \ell_{sr} \Delta L_r U(4p\theta)^T [I] [I]^{-1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [B] = & (p\omega C_1 L_r U(p\theta)^T [I] - C_1^2 \ell_{sr}^{-1} L_r^2 R_r U(p\theta)^T - 2C_1^2 \ell_{sr}^{-1} R_r \Delta L_r L_r U(3p\theta)^T [I]^{-1} \\ & + 3p\omega C_1 \Delta L_r U(3p\theta)^T [I] [I]^{-1} - C_1^2 \ell_{sr}^{-1} \Delta L_r^2 R_r U(p\theta)^T) \end{aligned}$$

où,

$$C_1 = \frac{\ell_{sr}}{(L_d L_q)}$$

$$L = L_s - C_1 \ell_{sr} L_r$$

En introduisant (76) dans la première équation de (65), nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\frac{d\mathbf{I}_s}{dt} = -[\sigma(p\theta)]^{-1}P(\theta, \omega)\mathbf{I}_s - [\sigma(p\theta)]^{-1}Q(\theta, \omega)\Psi_r + [\sigma(p\theta)]^{-1}V_s \quad (77)$$

tel que

$$\begin{aligned} P(\theta, \omega) &= (\mathbf{R}_s + C_1^2 \mathbf{R}_r (L_r^2 + \Delta L_r^2))[\mathbf{I}] + 2C_1^2 \Delta L_r L_r \mathbf{R}_r U(4p\theta)^T [\mathbf{I}]^{-1} \\ &\quad - 2p\omega (\Delta L_s [\mathbf{I}] + 2C_1 \ell_{sr} \Delta L_r U(2p\theta)^T) U(2p\theta)^T [\mathbf{J}] [\mathbf{I}]^{-1} \\ Q(\theta, \omega) &= (-\mathbf{R}_r C_1^2 \ell_{sr}^{-1} (L_r^2 + \Delta L_r^2) U(p\theta)^T - 2C_1^2 \ell_{sr}^{-1} \Delta L_r L_r \mathbf{R}_r U(3p\theta)^T [\mathbf{I}]^{-1} \\ &\quad + p\omega (C_1 L_r U(p\theta)^T [\mathbf{J}] + 3C_1 \Delta L_r U(3p\theta)^T [\mathbf{J}] [\mathbf{I}]^{-1})) \\ [\sigma(p\theta)]^{-1} &= \frac{1}{\Delta} (L[\mathbf{I}] + \Delta L_s U(2p\theta)^T [\mathbf{I}]^{-1} + C_1 \ell_{sr} \Delta L_r U(4p\theta)^T [\mathbf{I}]^{-1}) \\ \Delta &= (L^2 - \Delta L_s^2 - C_1^2 \Delta L_r^2 \ell_{sr}^2 - 2\Delta L_s C_1 \Delta L_r \ell_{sr} \cos(2p\theta)) \end{aligned}$$

Finalement, nous arrivons au modèle de la machine à induction avec saillance induite :

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_r}{dt} &= -\frac{\mathbf{R}_r L_r [\mathbf{I}]}{L_d L_q} \Psi_r - \frac{\mathbf{R}_r \Delta L_r U(2p\theta)^T [\mathbf{I}]^{-1}}{L_d L_q} \Psi_r + \frac{\mathbf{R}_r L_r [\mathbf{I}] \ell_{sr} U(p\theta)}{L_d L_q} \mathbf{I}_s + \frac{\mathbf{R}_r \ell_{sr} \Delta L_r U(3p\theta)^T [\mathbf{I}]^{-1}}{L_d L_q} \mathbf{I}_s \\ \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} &= -[\sigma(p\theta)]^{-1}P(\theta, \omega)\mathbf{I}_s - [\sigma(p\theta)]^{-1}Q(\theta, \omega)\Psi_r + [\sigma(p\theta)]^{-1}V_s \end{aligned} \quad (78)$$

Si on considère le cas de la MI sans saillance induite, les paramètres ΔL_r , ΔL_s sont nuls, $L_d = L_q = L_r$ et dans ce cas le modèle développé précédemment converge vers le modèle classique.

II.3.3 Modèle de la Machine à Induction avec Saillances dues à la Saturation

L'effet de saturation peut être considéré comme saillance naturelle dans la machine sans besoin de l'introduire. Ce type de saillance a son intérêt dans l'estimation de la position du flux, puisque la position de saillance est liée à la position du flux. Due à cette saillance, des harmoniques apparaîtront dans le flux de magnétisation. Le modèle classique n'est pas apte pour décrire les saillances présentes dans la machine. Donc représenter ces saillances par un modèle revient à apporter des modifications substantielles au modèle de Park dont l'usage est bénéfique pour la commande.

Ce modèle est généré à partir du modèle classique de la machine. Le modèle classique de saturation est modifié par l'introduction du facteur de saturation à travers la différence entre le flux magnétisant insaturé et celui saturé. La modélisation de la variation du flux de magnétisation n'est pas suffisante pour décrire la saturation, car en raison de cette dernière, l'entrefer comprend deux composantes, le flux fondamental et le troisième harmonique du flux. Donc, pour parvenir à un modèle adéquat, nous devons introduire le troisième harmonique dans ce modèle.

Dans la littérature deux types de modèles saturés sont présentés [55-56]. Dans ces deux modèles, l'harmonique dû à la saturation ne peut pas être décrit. Le modèle saturé de la machine à induction avec prise en compte des harmoniques du flux dans l'entrefer est présenté dans [57].

II.3.3.1 Mise en Equations de la Machine à Induction avec Saillances dues à la Saturation

Les équations de tensions statorique et rotorique dans un référentiel lié au stator sont :

$$\begin{aligned}\bar{V}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} \\ \bar{V}_r &= R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\lambda}_r}{dt} - j\omega \bar{\lambda}_r\end{aligned}\quad (79)$$

Comme conséquence de la saturation, une troisième composante d'harmonique du flux existe et la réponse de la cage du rotor à cette composante est le troisième harmonique du courant [58].

$$\bar{V}_{r3} = R_r \bar{I}_{r3} + \frac{d\bar{\lambda}_{r3}}{dt} - 3j\omega \bar{\lambda}_{r3}\quad (80)$$

avec,

$\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_r$: Flux statoriques et rotoriques ;

$\bar{\lambda}_{r3}$:Troisième harmonique du flux rotorique ;

\bar{I}_{r3} : Troisième harmonique du courant rotorique.

Les flux $\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_r, \bar{\lambda}_{r3}$ peuvent être remplacés par les flux modifiés ayant l'unité du flux par seconde ou par volt comme décrit dans [58].

Ainsi, les tensions des équations (79), (80) deviennent:

$$\begin{aligned}
\bar{V}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \\
\bar{V}_r &= R_r \bar{I}_r + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} - j \frac{\omega}{\omega_b} \bar{\Psi}_r \\
\bar{V}_{r3} &= R_r \bar{I}_{r3} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\bar{\Psi}_{r3}}{dt} - 3j \frac{\omega}{\omega_b} \bar{\Psi}_{r3}
\end{aligned} \tag{81}$$

avec,

ω_b : Pulsation de base.

Les équations du flux sont écrites en terme du courant statorique et rotorique et les réactances équivalentes telles que:

$$\begin{aligned}
\bar{\Psi}_s &= X_s \bar{I}_s + \bar{\Psi}_{m,sat} \\
\bar{\Psi}_r &= X_r \bar{I}_r + \bar{\Psi}_{m,sat} \\
\bar{\Psi}_{r3} &= X_r \bar{I}_{r3} + \bar{\Psi}_{m3}
\end{aligned} \tag{82}$$

De (82), on peut obtenir les expressions du courant suivantes :

$$\begin{aligned}
\bar{I}_s &= \frac{\bar{\Psi}_s - \bar{\Psi}_{m,sat}}{X_s} \\
\bar{I}_r &= \frac{\bar{\Psi}_r - \bar{\Psi}_{m,sat}}{X_r} \\
\bar{I}_{r3} &= \frac{\bar{\Psi}_{r3} - \bar{\Psi}_{m3}}{X_r}
\end{aligned} \tag{83}$$

avec ,

$\bar{\Psi}_{m,sat}$: Flux de magnétisation saturé ;

$\bar{\Psi}_{m3}$: Troisième harmonique du flux de magnétisation.

En substituant (83) dans (81), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
\frac{\bar{\Psi}_s}{\omega_b} &= \frac{1}{s} \left(\bar{V}_s - \frac{R_s}{X_s} [\bar{\Psi}_s - \bar{\Psi}_{m,sat}] \right) \\
\frac{\bar{\Psi}_r}{\omega_b} &= \frac{1}{s} \left(\bar{V}_r - \frac{R_r}{X_r} [\bar{\Psi}_r - \bar{\Psi}_{m,sat}] + j \frac{\omega}{\omega_b} \bar{\Psi}_r \right) \\
\frac{\bar{\Psi}_{r3}}{\omega_b} &= \frac{1}{s} \left(\bar{V}_{r3} - \frac{R_r}{X_r} [\bar{\Psi}_{r3} - \bar{\Psi}_{m3}] + 3j \frac{\omega}{\omega_b} \bar{\Psi}_{r3} \right)
\end{aligned} \tag{84}$$

Dans (84), la saturation est introduite en considérant la différence entre le flux magnétisant insaturé et le flux magnétisant saturé :

$$\bar{\Psi}_{m,sat} = \bar{\Psi}_{m,insat} - \Delta\bar{\Psi}_m \quad (85)$$

Le flux magnétisant insaturé est donné par [59] :

$$\bar{\Psi}_{m,insat} = X_m (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \quad (86)$$

Le remplacement de l'expression du courant (83) dans (86) donne :

$$\bar{\Psi}_{m,insat} = \frac{X_{mm}}{X_s} \bar{\Psi}_s + \frac{X_{mm}}{X_r} \bar{\Psi}_r + X_{mm} \left(\frac{1}{X_s} + \frac{1}{X_r} \right) \Delta\bar{\Psi}_m \quad (87)$$

avec,

$$X_{mm} = \frac{1}{\frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_s} + \frac{1}{X_r}}$$

La figure (II.10) représente la courbe de saturation avec l'introduction de la différence $\Delta\Psi_m$.

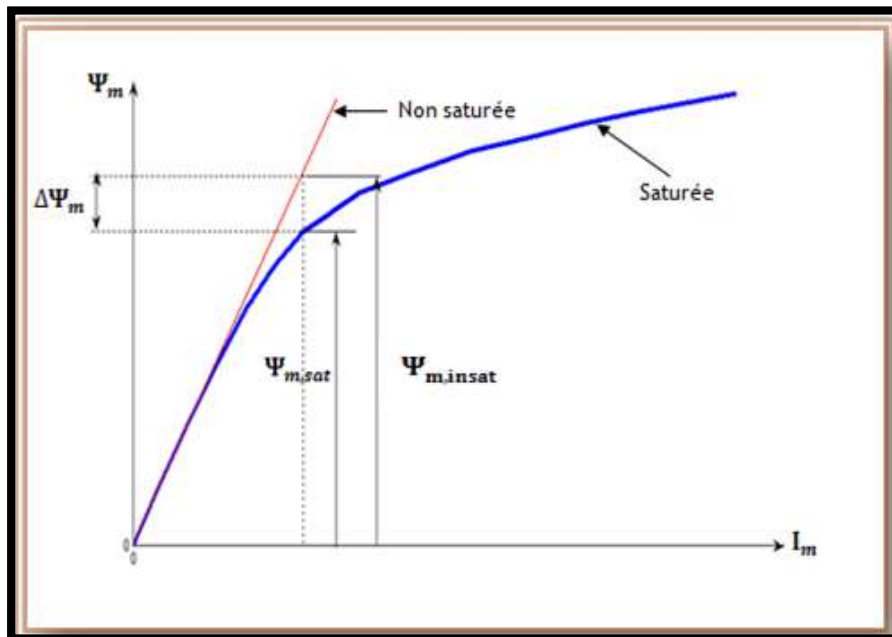


Figure II.10 : La courbe de magnétisation $\Psi_m = f(I_m)$

L'implémentation du modèle (84) nécessite la connaissance des termes $\Delta\bar{\Psi}_m$ et $\bar{\Psi}_{m3}$, ces derniers représentent des fonctions non-linéaires de $\bar{\Psi}_{m,insat}$. Ils sont obtenus expérimentalement par leurs valeurs données dans le Tableau. I.

I_m	$\lambda_{m,sat}$	$\lambda_{m,insat}$	$\Delta\lambda_m$	λ_{m3}
0	0	0	0	0
0.1	0.026	0.0256	-0.0004	0
0.2	0.052	0.0512	-0.0008	0
0.5	0.130	0.1280	-0.0020	0
1.0	0.258	0.2560	-0.0020	0
1.5	0.378	0.3840	0.0060	0
2.0	0.490	0.5120	0.0220	0
2.5	0.579	0.6400	0.0610	0
3.0	0.649	0.7680	0.1190	0.275
4.0	0.732	1.0240	0.2920	0.310
5.0	0.777	1.2800	0.5030	0.329
6.0	0.818	1.5360	0.7180	0.347
7.0	0.847	1.7920	0.9450	0.359
8.0	0.876	2.0480	1.1720	0.371
9.0	0.901	2.3040	1.4030	0.382
10.7	0.940	2.7392	1.7992	0.398

Tableau. I : Valeurs des I_m , $\lambda_{m,sat}$, $\lambda_{m,insat}$, $\Delta\lambda_m$, λ_{m3}

A partir de ce tableau, on peut dessiner les courbes $\Delta\lambda_m = f(\lambda_{m,insat})$, $\lambda_{m3} = f(\lambda_{m,insat})$ comme montré dans la figure (II.11).

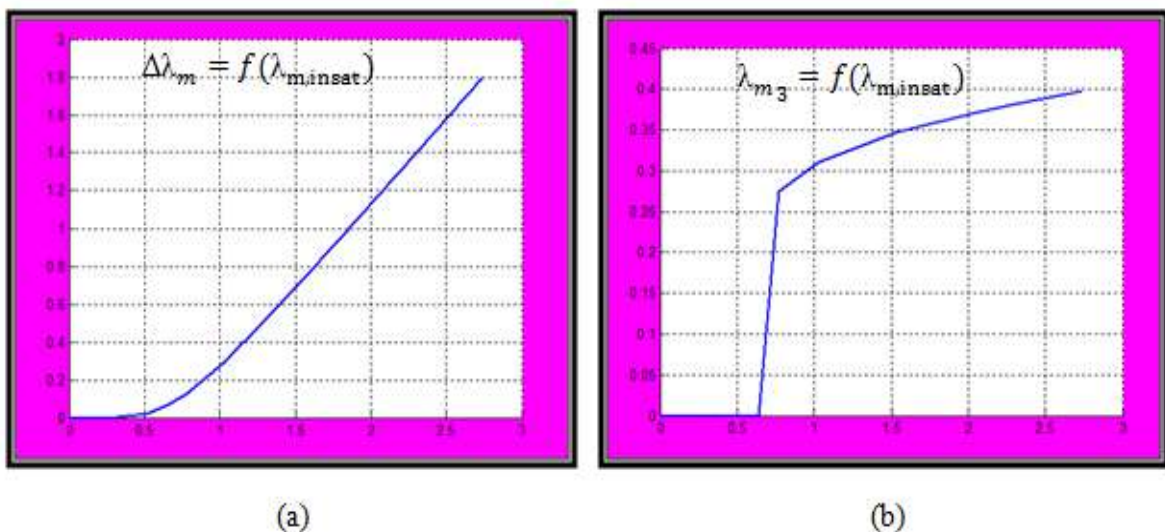


Figure II.11 : Les courbes $\Delta\lambda_m = f(\lambda_{m,insat})$, $\lambda_{m3} = f(\lambda_{m,insat})$

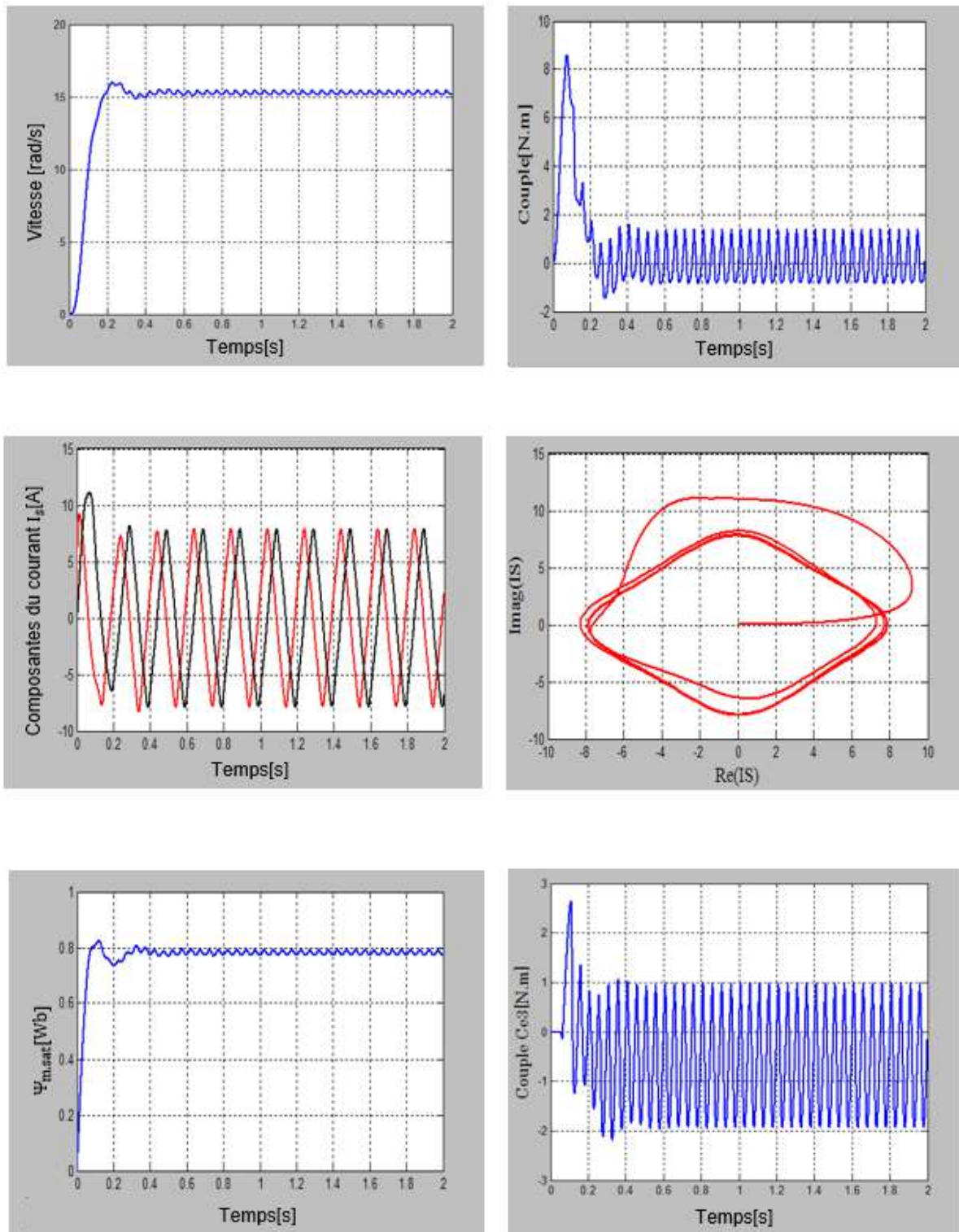


Figure II.13 : Résultats de simulation de la machine à induction avec saillances dues à la saturation

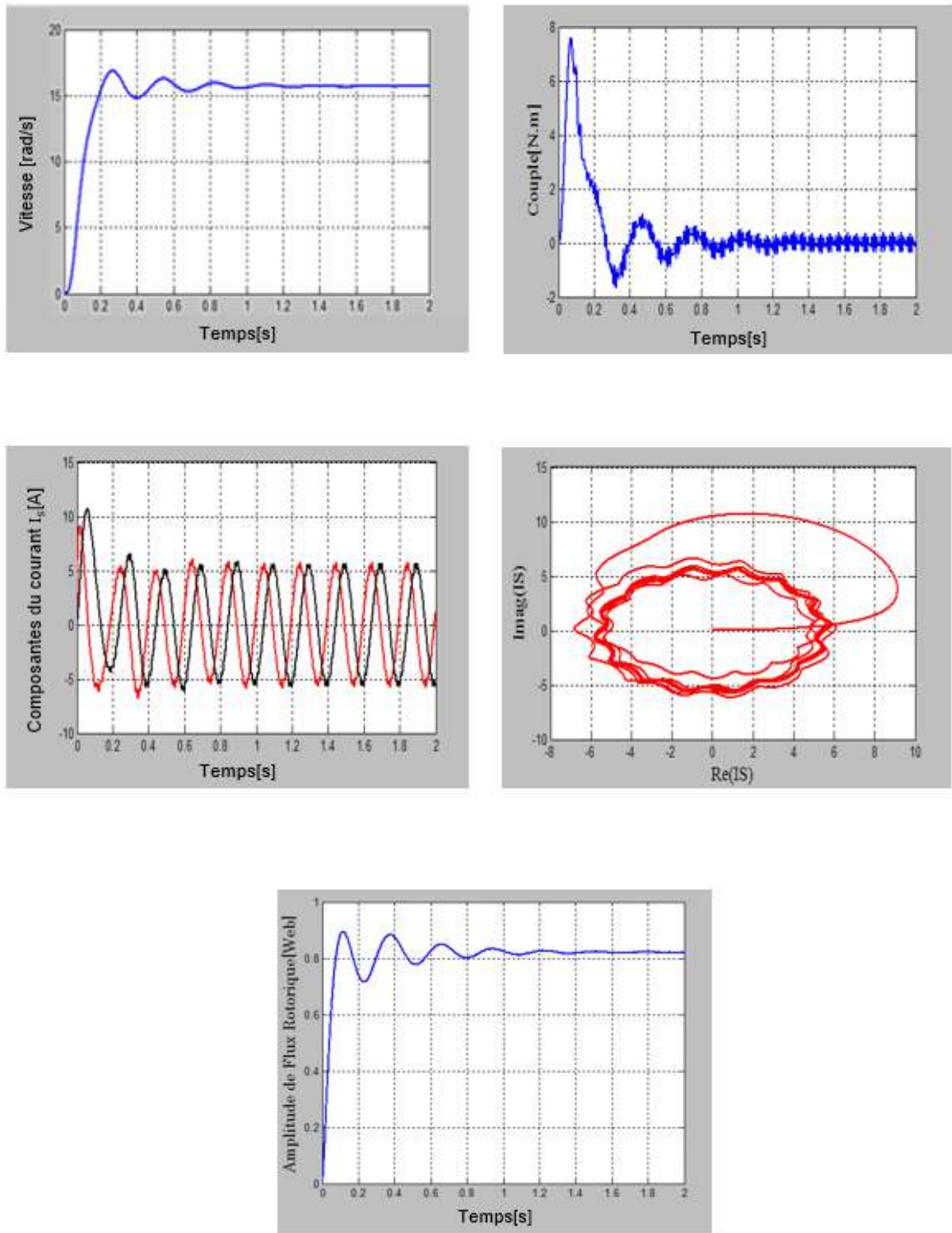


Figure II.14 : Résultats de simulation de la machine à induction avec saillances dues à l'effet d'encochage

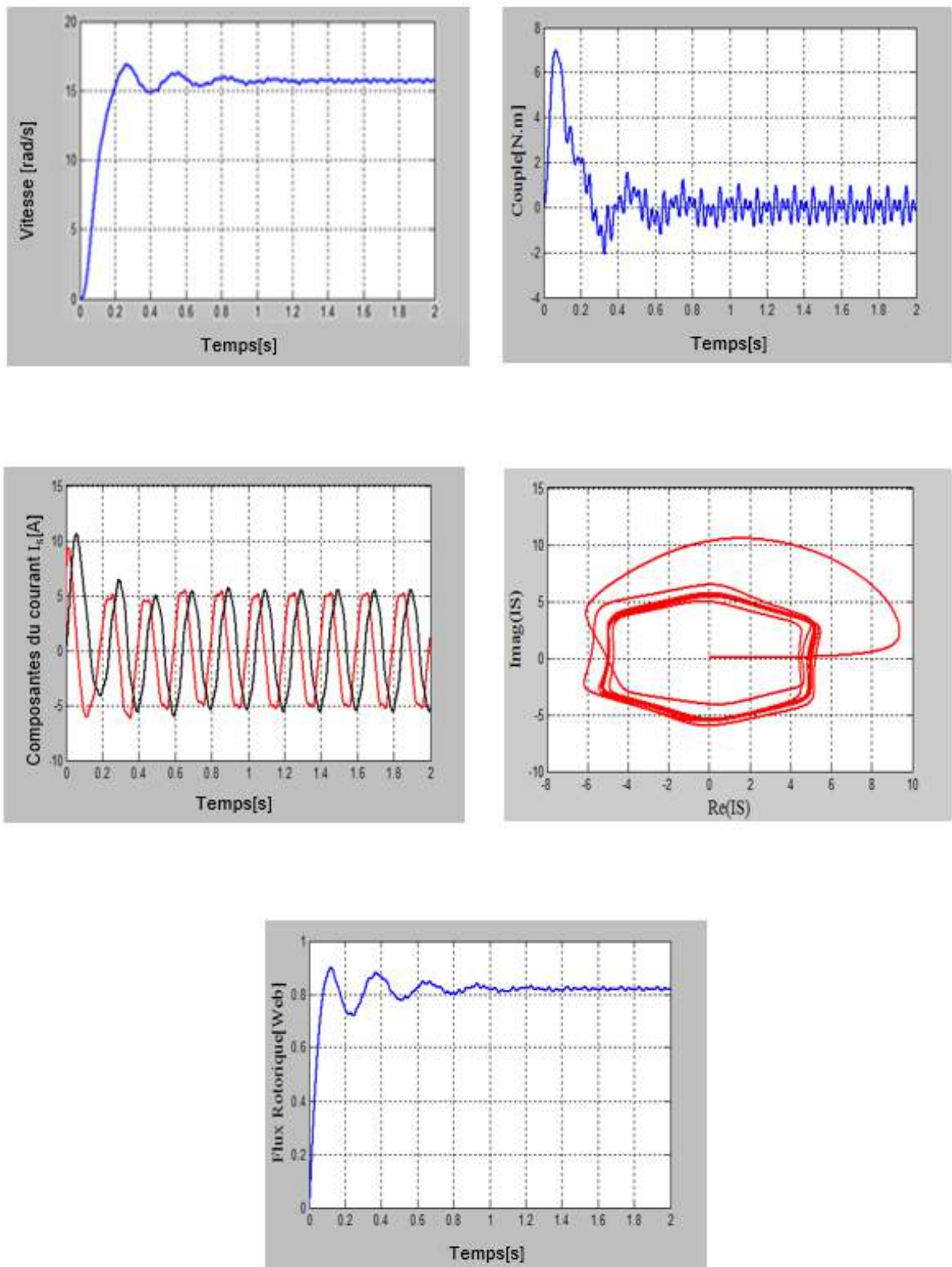


Figure II.15 : Résultats de simulation de la machine à induction avec saillances induites

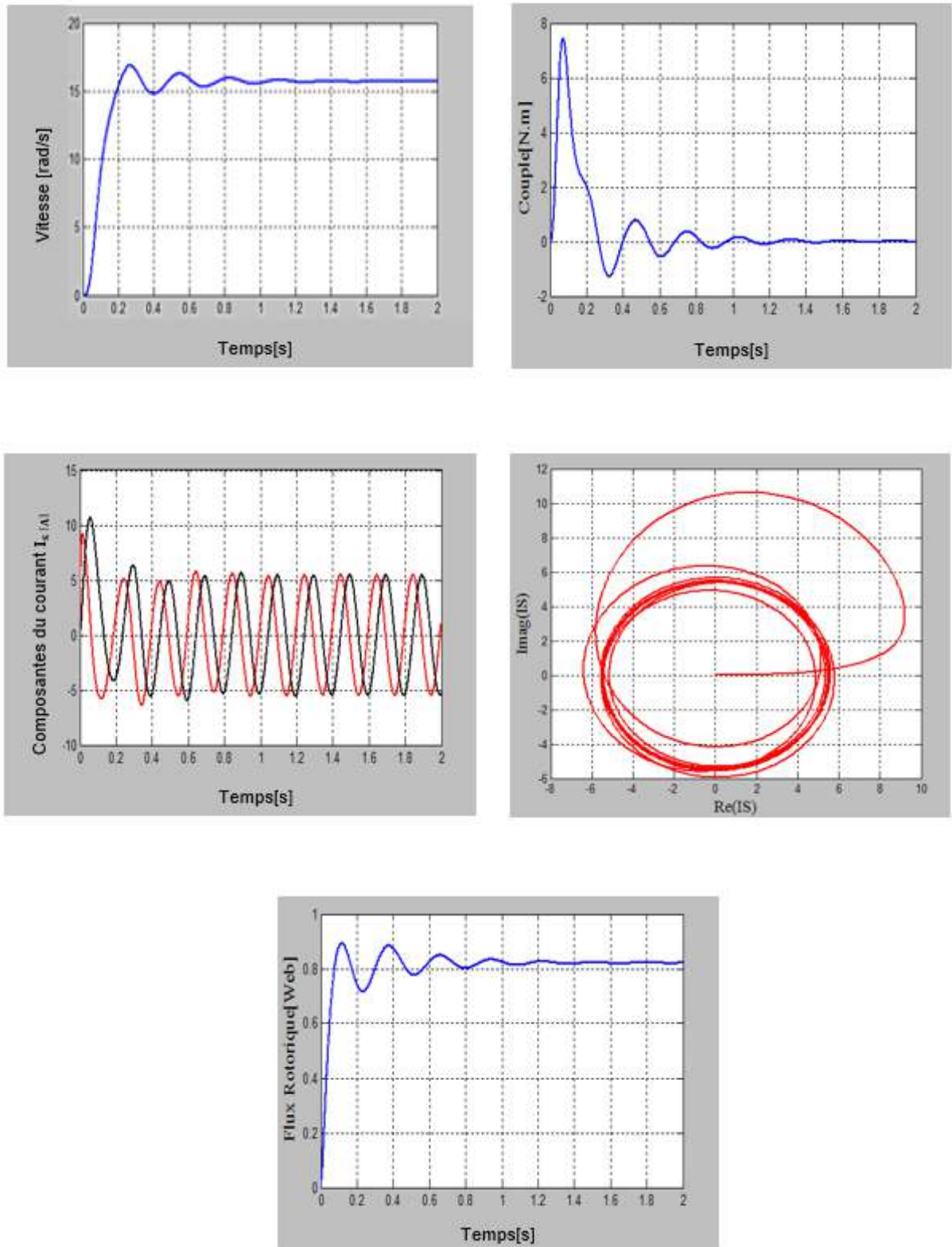


Figure II.16 : Résultats de simulation de la machine à induction sans saillances

$$(\Delta L_r = \Delta L_s = 0, L_h = 0)$$

II.4.1 Interprétation des Résultats de Simulation

A travers la figure (II.13), nous remarquons que la présence du troisième harmonique du flux provoque des oscillations au niveau du couple et des ondulations au niveau de la vitesse rotorique. Aussi l'effet de la saturation est remarquable dans la réponse du courant, où ce dernier se trouve légèrement affecté ce qui peut être vu clairement dans la trajectoire du courant prenant une forme non circulaire. Le flux de magnétisation présente également des oscillations autour de la valeur nominale. Ces oscillations sont dues à l'existence du troisième harmonique, pourtant ces oscillations ne modifient pas l'amplitude du flux. L'introduction du troisième harmonique du flux produit un additionnel couple C_{e3} caractérisé par des oscillations. Ce dernier influe sur le couple électromagnétique total C_e qui présente de fortes ondulations.

Nous avons présenté sur la figure (II.14) les résultats de simulation de la machine à induction avec l'effet d'encoche ($L_h \neq 0$). Nous constatons que cet effet apparaîtra nettement dans la trajectoire du courant statorique qui présente une forme elliptique avec des lobes autour de la circonférence de l'ellipse. L'allure du couple présente des oscillations dues à l'effet des encoches contrairement au cas où l'effet d'encoche est non considérable.

A partir des résultats présentés dans la figure (II.15), on déduit que l'effet de variation d'ouverture des encoches rotorique (saillance induite) apparaîtra clairement dans le couple qui présente des ondulations périodiques. Ces ondulations traduisent dans la forme du courant statorique qui n'est plus circulaire.

De manière à tester la validité des modèles exposés dans le cas d'absence de saillance, un test de simulation a été effectué et dont les résultats de simulation sont présentés dans la figure (II.16). Dans ce cas la machine présente une bonne performance même à une fréquence de 5 Hz. On peut constater que l'allure du couple présente des oscillations transitoires puis elle se stabilise à la valeur de couple résistant qui est nulle à $t=0.8s$. La vitesse de la machine répond avec les mêmes oscillations que le couple électromagnétique mais elle est stabilisée à la vitesse 15.7 [rad/s]. Tandis que le courant statorique porte une forme circulaire. Avec ces résultats, on peut remarquer que les modèles exposés donnent des résultats similaires au modèle classique ce qui confirme la validité des modèles exposés. Enfin, nous donnons un tableau récapitulatif, Tableau. II pour les différents types de saillances exposées avec leurs résultats de simulation:

	Vitesse	Couple	Courant	Flux	Contour de Park
Saturation	Faibles oscillations	Fortes oscillations	S'éloigner du sinus	Faibles oscillations	Losange
Encochage	Pas d'oscillations	Faibles oscillations	sinusoïdal	Pas d'oscillations	Ellipse ondulée
Saillance Induite	Très faibles oscillations	Moyennes oscillations	sinusoïdal	Très faibles oscillations	Hexagone
MI sain	Normal	Normal	Normal	Normal	Cercle

Tableau. II : Comparaison entre les différents types de saillances

II.5 CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons donné le concept de saillances. Nous avons également décrit les origines des saillances. Deux types de saillances présentées existent naturellement dans la machine, alors que d'autres sont créées conceptuellement.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons élaboré des modèles mathématiques de la machine à induction convenant pour chaque type de saillances. Ces modèles développés sont différents du modèle classique puisque, ils sont capables de décrire le phénomène de saillance présent dans la machine ainsi ils seront bien appropriés pour la conception de la commande de la machine. Les modèles ont été implémentés avec Matlab Simulink, les résultats des simulations confirment la validité des modèles développés qui présentent une extension du modèle classique pour la machine à induction sans saillance. D'autre part, ces modèles permettent de faire apparaître l'anisotropie présente dans la machine, autrement dit-il peuvent être utilisés comme outil pour illustrer les informations sur les saillances se trouvant à l'intérieur de la machine.

La détection de cette information représente une phase essentielle dans le domaine de commande des machines, c'est pourquoi nous proposons dans le chapitre suivant une nouvelle méthode de mesure et de détection de position de saillance par l'injection du signal à haute fréquence. Cette méthode présente un défi, car plusieurs méthodes proposées dans la littérature échouent dans le traitement de la position de la saillance.

CHAPITRE III

DETECTION DE POSITION DE SAILLANCE PAR INJECTION DE TENSION A HAUTES FREQUENCES

III.1 INTRODUCTION

Nous avons vu au chapitre précédant que la machine à induction est candidate à être considérée comme une machine présentant des saillances dans l'entrefer. Ces dernières peuvent être inhérentes naturellement à la machine ou bien créées par le constructeur. Dans la précédente étude, nous avons vu également que les modèles de la machine obtenus comportent la position des saillances. Cette position est liée à la position du flux dans le cas de saturation et à la position du rotor dans les cas des saillances induites ou saillances dues aux encoches rotoriques. À cet effet, la solution possible à l'identification de la position du rotor ou du flux est la détection de la localisation de ces saillances, puisque l'information sur la position du flux ou du rotor est reliée directement à la position de ces saillances.

L'utilisation du signal à hautes fréquences superposé à l'excitation fondamentale de la machine électrique s'est établie au cours des dernières années comme une méthode convenable pour la détection de l'image des saillances [7-16]. Par l'adjonction du signal à hautes fréquences à l'excitation fondamentale de la machine, la position des saillances peut être extraite et exploitée pour estimer la position du rotor ou du flux [7-11] [15, 16,23].

L'interaction entre le signal injecté et les saillances se trouvant dans la machine produira un signal comportant l'information sur la position du rotor ou du flux. La différence principale entre les méthodes d'injection du signal existe dans le type d'excitation à haute fréquence et le traitement du signal utilisé pour estimer la position du rotor. Selon le type du signal injecté, les méthodes d'injection du signal peuvent être classées en trois grands groupes : injection du signal persistant [9,11], injection du signal transitoire (signal test) [12], et exploitation de l'excitation créée par la PWM sans l'injection du signal [17, 18, 29]. En pratique, l'implémentation de la deuxième catégorie est plus complexe contrairement à la première catégorie qui est relativement simple à implémenter. Dans la première catégorie, un signal continu permanent de haute fréquence est superposé à l'excitation fondamentale de la machine. Généralement ce type d'injection peut prendre deux formes :

- Un signal sinusoïdal d'amplitude constante et rotatif dans une référence stationnaire [9, 11].
- Un signal d'amplitude modulée et rotatif dans une référence synchrone avec la quantité estimée [13, 60].

La nature du signal injecté peut être une tension [9,11] ou un courant [15, 16, 22]. L'utilisation de l'un ou l'autre signal dépend de l'application et de la nature du signal désiré à obtenir en courant ou en tension. En général, une grande performance est possible avec l'injection de la tension puisque le régulateur du courant ne limite pas directement la bande passante [15]. Ce type d'injection fait l'objet de la première partie de ce chapitre. Le signal du courant résultant de l'injection du signal de tension à hautes fréquences est modulé par toutes les saillances existantes dans la machine. Pour extraire le signal de position qui comporte la position du rotor ou du flux, le courant résultant est soumis à un processus de filtrage pour éliminer les composantes indésirables afin d'extraire la position du rotor par un observateur.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la détection de la position de la saillance par l'injection du signal à hautes fréquences en essayant de présenter tout d'abord la méthode sur laquelle celle-ci est basée.

III.2 MODELE DE LA MACHINE A INDUCTION DANS LE DOMAINE DES HAUTES FREQUENCES

Pour analyser l'effet de l'introduction du signal de tension de haute fréquence (HF), nous allons modéliser la machine à induction dans un domaine de hautes fréquences. En outre, sous l'excitation de haute fréquence le modèle de la machine à induction présenté dans l'équation (1), chapitre I, ne peut être utilisé. La fréquence du signal injecté est généralement beaucoup plus élevée que la fréquence fondamentale (400 Hz ... 2,5 kHz) [61]. Si la fréquence est suffisamment supérieure à la fréquence fondamentale la *f.e.m* et la chute de tension ohmique sont négligeables, alors la machine se comporte comme une charge purement inductive [62]. Seules les composantes hautes fréquences sont considérées. Par conséquent, le modèle simplifié de la machine à induction dans ce domaine et dans un référentiel lié au stator sera décrit comme [9] :

$$\begin{cases} V_{s-c}^s \cong p\Psi_{s-c}^s \cong p(L_s I_{s-c}^s + M I_{r-c}^s) \\ 0 \cong (p - j\omega) \Psi_{r-c}^s \cong (p - j\omega)(L_r I_{r-c}^s + M I_{s-c}^s) \end{cases} \quad (88)$$

Pour une tension injectée de fréquence constante ω_c , l'opérateur de Laplace "p" peut être remplacé par $j\omega_c$ ce que donne :

$$\begin{cases} V_{s-c}^s \cong j\omega_c (L_s I_{s-c}^s + M I_{r-c}^s) \\ 0 \cong j(\omega_c - \omega) (L_r I_{r-c}^s + M I_{s-c}^s) \end{cases} \quad (89)$$

A partir de la deuxième équation du système (89), on peut extraire l'expression du courant rotorique :

$$I_{r-c}^s = -\frac{M}{L_r} I_{s-c}^s \quad (90)$$

En remplaçant cette expression dans la première équation du système (89), on obtient :

$$V_{s-c}^s \cong j\omega_c L_{\sigma s} I_{s-c}^s \quad (91)$$

avec,

$L_{\sigma s}$: Inductance statorique transitoire égale à :

$$L_{\sigma s} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \quad (92)$$

Cependant, lorsqu'une saillance est présente dans la machine, l'inductance statorique transitoire devient une fonction de la position de celle-ci, i.e. de la saillance. Dans un référentiel synchrone avec saillance la matrice d'inductance statorique transitoire est donnée par [63] :

$$L_{\sigma s}^e = \begin{bmatrix} L_{\sigma ds} & 0 \\ 0 & L_{\sigma qs} \end{bmatrix} \quad (93)$$

avec ,

$$L_{\sigma ds} \neq L_{\sigma qs}$$

On suppose qu'il y a une seule saillance à distribution sinusoïdale. Pour calculer $L_{\sigma s}$ présente dans (91) on transforme (93) au référentiel stationnaire. Alors (93) devient :

$$L_{\sigma s}^s = [C]L_{\sigma s}^e[C]^{-1} = \begin{bmatrix} \sum L_{\sigma s} + \Delta L_{\sigma s} \cos(2\theta_e) & \Delta L_{\sigma s} \sin(2\theta_e) \\ \Delta L_{\sigma s} \sin(2\theta_e) & \sum L_{\sigma s} - \Delta L_{\sigma s} \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (94)$$

avec,

$$[C] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}$$

$$\sum L_{\sigma s} = \frac{L_{\sigma qs} + L_{\sigma ds}}{2} : \text{Moyenne d'inductances statoriques transitoires ;}$$

$$\Delta L_{\sigma s} = \frac{L_{\sigma ds} - L_{\sigma qs}}{2} : \text{Différence d'inductances statoriques transitoires ;}$$

θ_e : Position de saillance.

Comme indiqué précédemment, deux formes d'injection de signal de tension sont rencontrées dans la littérature : injection rotative et injection pulsative. Dans ce travail, nous allons nous intéresser au premier type d'injection, un signal de tension triphasé équilibré rotatif dans un référentiel lié au stator :

$$V_{s-c}^s = V_c \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} = V_c e^{j\omega_c t} \quad (95)$$

L'équation (95) dans (91) donne :

$$V_c e^{j\omega_c t} = j\omega_c L_{\sigma s} I_{s-c}^s \quad (96)$$

L'interaction entre le vecteur de tension du signal injecté et la saillance va produire un courant de signal de porteuse qui contient des informations relatives à la position de saillance comme présenté dans (97) :

$$I_{s-c}^s = \frac{V_c}{\omega_c} \left\{ \frac{\sum L_{\sigma s}}{\Delta} \left[\cos(\omega_c t) \right] + \frac{\Delta L_{\sigma s}}{\Delta} \left[\cos(\omega_c t - 2\theta_e) \right] \right\} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (97)$$

$$I_{s-c}^s = I_{s-cp}^s e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{s-cn}^s e^{j(-\omega_c t + 2\theta_e - \frac{\pi}{2})} = I_{s-cp}^s + I_{s-cn}^s \quad (98)$$

avec,

$$\Delta = (\sum L_{\sigma s})^2 - (\Delta L_{\sigma s})^2$$

$$I_{s-cp}^s = \frac{\sum L_{\sigma s} V_c}{\Delta \omega_c}$$

$$I_{s-cn}^s = \frac{\Delta L_{\sigma s} V_c}{\Delta \omega_c}$$

Il se compose de deux composantes, la première composante appelée composante de séquence positive (composante directe) proportionnelle à la moyenne d'inductances statoriques transitoires, à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnelle à la fréquence du signal injecté. Cette composante tourne dans le même sens du signal injecté et ne contient aucune information sur la position de la saillance. La deuxième composante appelée composante de séquence négative (composante inverse) proportionnelle à la différence d'inductance statoriques transitoires à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnelle à la fréquence du signal injecté. Cette composante tourne dans le sens inverse du signal injecté et elle contient des informations sur l'amplitude et la position spatiale de la saillance. Pour analyser le comportement du courant résultant, nous allons tracer dans le premier temps le vecteur de la composante directe I_{s-cp}^s et le vecteur du courant résultant I_{s-c}^s pour une valeur constante de la position de la saillance $\theta_e = 0$, figure (III.1).

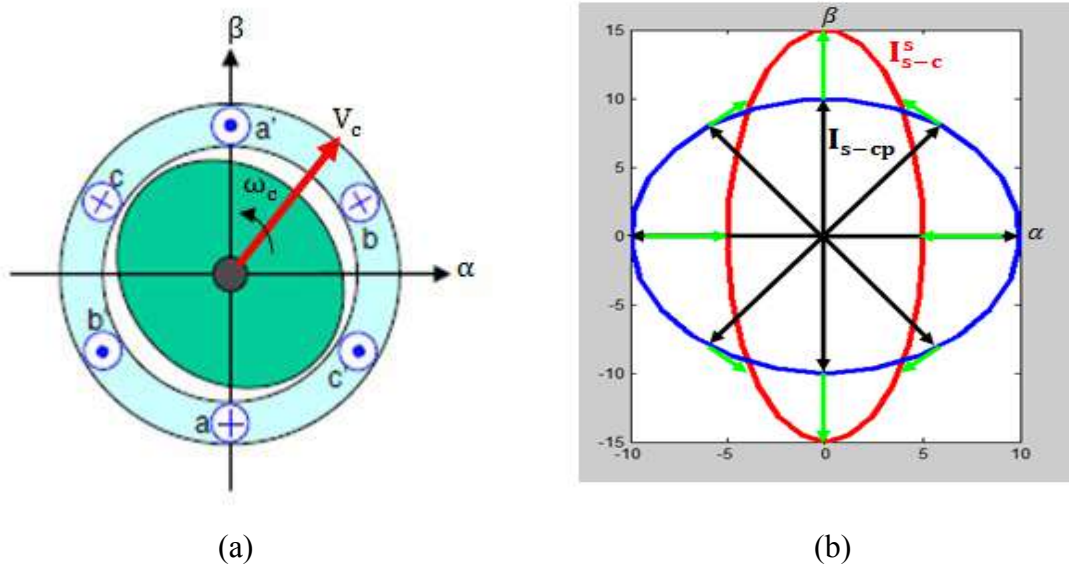


Figure III.1 : (a) Signal de tension injecté, (b) : Ellipse tracée par le vecteur du courant résultant I_{s-c}^s pour $\theta_e = 0$

D'après cette figure, on constate que le vecteur de la composante directe trace un cercle tandis que le vecteur du courant résultant trace une ellipse. Pour différentes valeurs de θ_e , le vecteur du courant résultant trace des ellipses tournantes avec la position de la saillance, comme indiquée sur la figure (III.2) selon la variation du temps t .

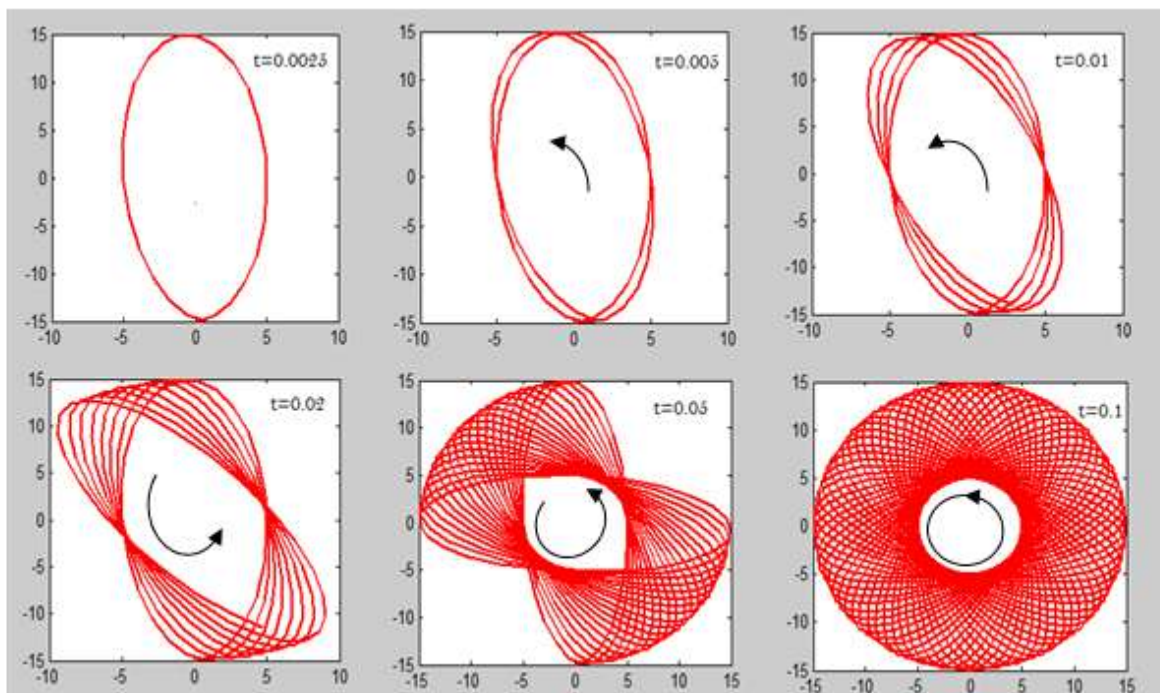


Figure III.2 : Ellipses tracées par le vecteur du courant résultant I_{s-c}^s pour $\theta_e \neq 0$

Par conséquent, on peut dire qu'à chaque changement dans la position de la saillance, la trajectoire du courant résultant I_{s-c}^s change de position en suivant la position de la saillance. Toutefois, dans le cas d'absence de saillance ($\Delta L_{\sigma s} = 0$), la trajectoire du courant résultant trace un cercle fixe indépendant de la position de la saillance.

D'autre solution pour voir le comportement du courant résultant I_{s-c}^s c'est de faire l'analyse spectrale de cette dernière, figure (III.3). Pour ce faire, on considère les fréquences suivantes : 400Hz comme fréquence du signal injecté et 5Hz comme celle de l'excitation fondamentale.

Comme le montre la figure (III.3), le spectre du courant résultant est caractérisé par deux composantes fréquentielles localisées dans les fréquences suivantes : $f_c - 2f_e$, f_c . La première correspond à la composante inverse du courant résultant localisée dans la fréquence 390Hz représentant la fréquence de la saillance modulée par la fréquence de haute fréquence. La deuxième c'est la composante directe de fréquence 400Hz, elle représente la fréquence du signal injecté.

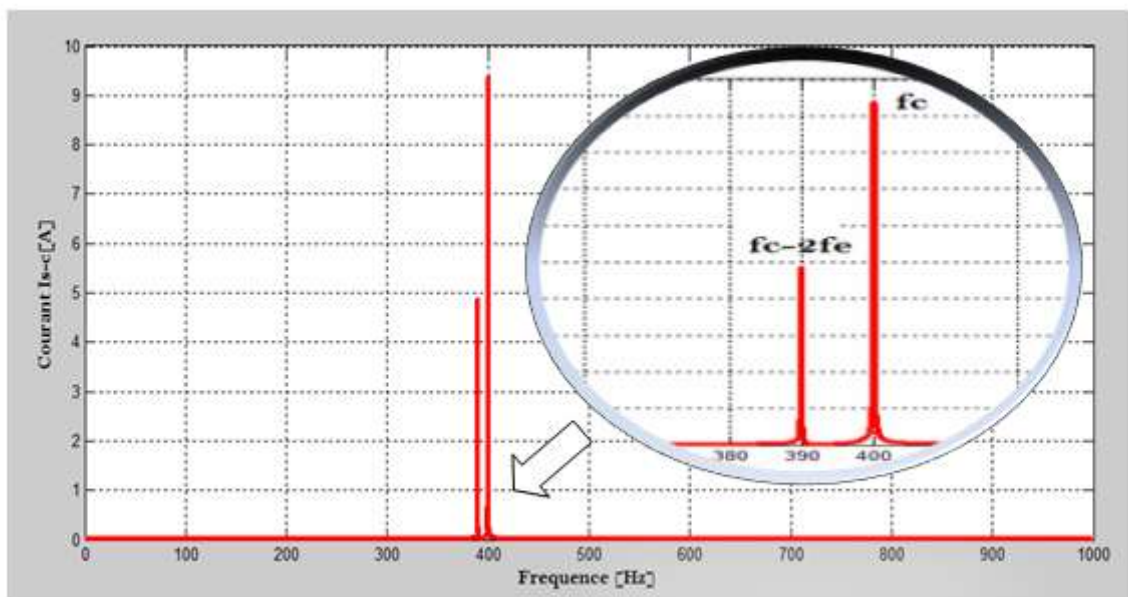


Figure III.3 : Analyse spectrale du courant résultant I_{s-c}^s par fft

D'après cette analyse, on peut conclure que la fréquence liée à la position de la saillance apparaît dans le spectre du courant résultant, mais cette fois-ci elle est suivie ou marquée par le signal injecté à haute fréquence. Puisque le courant résultant est caractérisé par deux composantes distinctes, seule la composante inverse contient l'information sur la position de la saillance, alors il est préférable de filtrer et d'éliminer la composante directe.

Différentes méthodes de démodulation et de filtrage sont proposées dans la littérature pour extraire la position de la saillance [7, 9, 13].

- **Remarque**

La matrice des inductances calculée dans (94) représente un cas particulier de saillances dont la période égal à un pas polaire. Dans le cas général, on remplace l'harmonique 2 par l'harmonique h qui représente le nombre d'harmonique de saillance alors (94) et (98) s'écrivent comme :

$$L_{\sigma s}^s = \begin{bmatrix} \sum L_{\sigma s} + \Delta L_{\sigma s} \cos(h\theta_e) & \Delta L_{\sigma s} \sin(h\theta_e) \\ \Delta L_{\sigma s} \sin(h\theta_e) & \sum L_{\sigma s} - \Delta L_{\sigma s} \cos(h\theta_e) \end{bmatrix} \quad (99)$$

$$I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{s-cn} e^{j(-\omega_c t + h\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (100)$$

En réalité le courant résultant comporte, en plus de la composante inverse et directe la composante fondamentale I_f^s générée par l'excitation fondamentale

$$I_s^s = I_f^s + I_{s-c}^s \quad (101)$$

III.3 DIFFERENTS SCHEMAS DE DEMODULATION POUR L'EXTRACTION DU SIGNAL POSITION

La séparation du signal de position (qui comporte l'information sur la saillance) peut être faite de plusieurs façons. Degner et Lorenz dans [9] ont proposé un filtre synchrone pour isoler la composante inverse, une approche similaire dans [7] a utilisé un filtre stop bande pour enlever les composantes indésirables. Caruana et Asher présentent dans [13] différents schémas de démodulation pour différentes formes d'injection du signal. Wolbank et Metwally [64,65] ont décrit une méthode effective pour éliminer ou réduire les harmoniques indésirable en raison de la saturation et de l'intermodulation utilisant les réseaux de neurone artificiel. Dans cette section, nous allons présenter les différentes techniques de séparation du signal de position.

III.3.1 Extraction de Signal de Position en utilisant un Filtre Synchrone Passe Haut (FSPH)

Dans ce type de démodulation, un filtre passe bande doit être inséré avant le passage au filtre synchrone. Dans le but d'éliminer la composante fondamentale du courant de fréquence f_s qui peut altérer l'estimation de la position de la saillance, un filtre passe-bande est utilisé à cette fin pour ne laisser que le passage des composantes HF directe et inverse dont cette dernière possède l'information sur la position. D'après l'équation (100), les deux composantes du courant résultant I_{s-c}^s tournent dans des directions opposées et la composante directe du courant est facilement filtrée. Pour cela, on module le courant résultant I_s^s par la fréquence HF d'où les résultats suivants:

$$e^{-j\omega_c t} I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{-j\omega_c t} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{s-cn} e^{j(-2\omega_c t + h\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (102)$$



$$e^{-j\omega_c t} I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{-j(\frac{\pi}{2})} + I_{s-cn} e^{j(-2\omega_c t + h\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (103)$$

Par cette transformation de modulation du courant résultant la composante directe devient une quantité continue (DC) et la composante inverse tourne avec $2\omega_c$. Un filtre passe haut devient nécessaire pour éliminer totalement la composante directe :

$$e^{-j\omega_c t} I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{-j(\frac{\pi}{2})} + I_{s-cn} e^{j(-2\omega_c t + h\theta_e - \frac{\pi}{2})}$$



FPH

$$e^{-j\omega_c t} I_{s-c}^s = I_{s-cn} e^{j(-2\omega_c t + h\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (104)$$

Pour extraire le signal de position, on multiplie l'équation (104) par $e^{2j\omega_c t}$ et on obtient alors (104 b):

$$I_{s-\theta_e} = I_{s-cn} e^{j(h\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (104 \text{ b})$$

Ce type de démodulation est suggéré par Caruana dans [13] et exploité comme une solution qui permettra l'extraction du signal de position $I_{s-\theta_e}$ dans [66], figure (III.4).

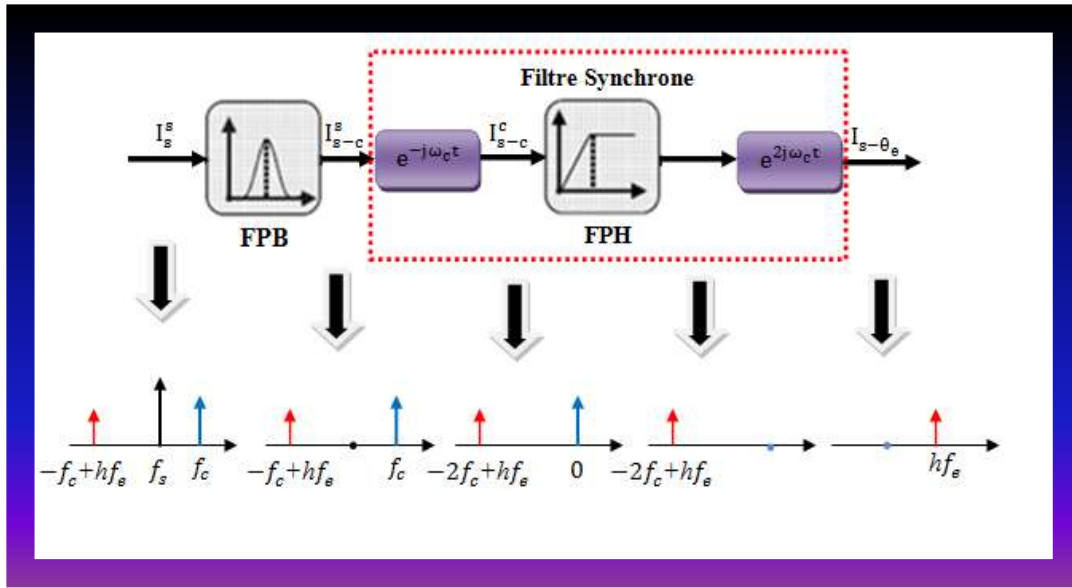


Figure III.4 : Schéma de démodulation utilisant un filtre synchrone passe haut [66]

III.3.2 Extraction du Signal de Position en utilisant un Filtre Passe Bas (FPB)

Cette méthode a été proposée par Alrouh dans [67-68], lequel auteur, dans ce type de démodulation, a utilisé un filtre passe bas au lieu d'utiliser un filtre passe haut. La structure de démodulation est exposée comme suit :

Le courant résultant est multiplié par $e^{j\omega_c t}$:

$$e^{j\omega_c t} I_s^s = I_f e^{j\omega_c t} e^{j\omega_s t} + I_{s-cp} e^{j\omega_c t} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{s-cn} e^{j\omega_c t} e^{j(-\omega_c t + h\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (105)$$

avec ,

ω_s : Fréquence fondamentale.

Ce courant devient :

$$e^{j\omega_c t} I_s^s = I_f e^{j(\omega_c t + \omega_s t)} + I_{s-cp} e^{j(2\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{s-cn} e^{j(h\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (106)$$



$$e^{j\omega_c t} I_s^s = I_{s-\theta_e} = I_{s-cn} e^{j(h\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (107)$$

Due à l'application du filtre passe bas, les composantes de hautes fréquences seront totalement éliminées et le signal de position est alors extrait, voir figure (III.5).

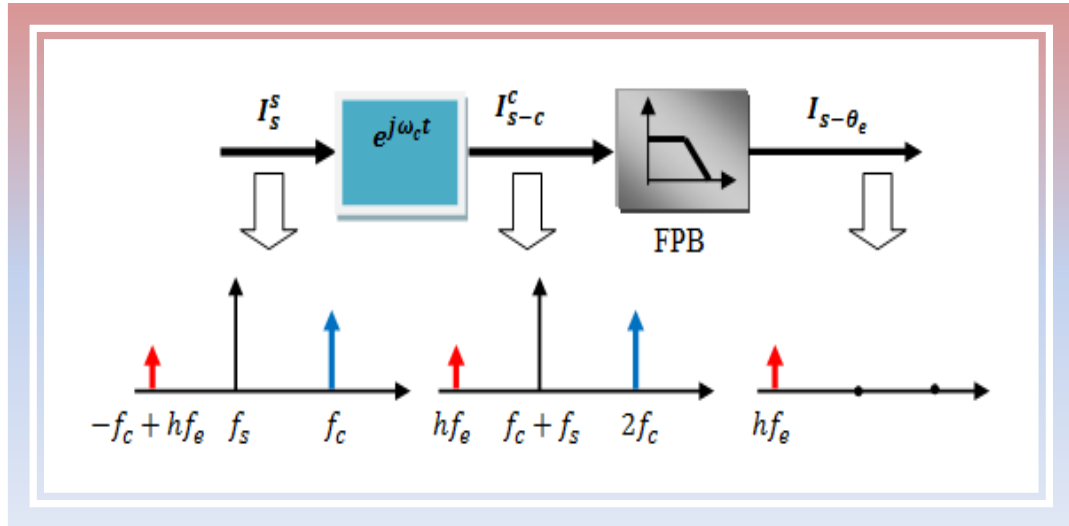


Figure III.5 : Schéma de démodulation basé sur un filtre passe bas

Des recommandations doivent être tenues en compte sur l'ordre et l'amplitude de ce filtre passe-bas utilisé [67-68].

III.3.3 Extraction du Signal de Position utilisant le Processus Hétérodyne

Le processus hétérodyne* est généralement connu dans la théorie des communications en tant que technique de modulation d'amplitude. La méthode hétérodyne consiste à détecter un signal modulé en le multipliant par un signal intermédiaire entre le signal de la porteuse et le signal à transmettre. Cette méthode est exploitée dans plusieurs travaux [9, 23, 26] pour extraire la position de la saillance à partir du courant statorique résultant. Le signal de séquence négative (composante inverse) dans ce cas est obtenu en utilisant un filtre synchrone passe- haut, figure (III.6).

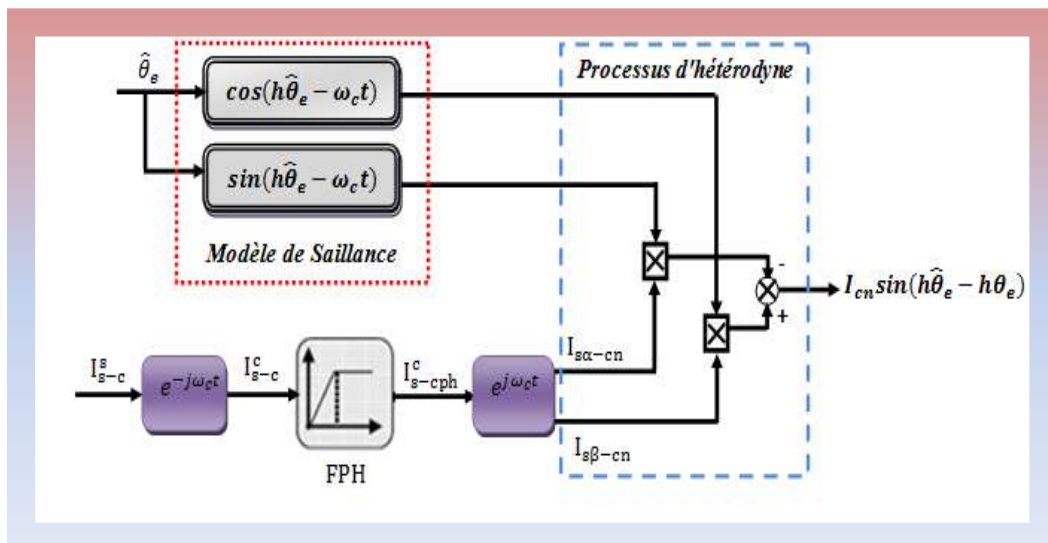


Figure III.6 : Schéma de démodulation basé sur le processus hétérodyne

*Hétérodyne : adj. (radio) qui utilise un changement de fréquence par battement pour transposer un signal dans une bande de fréquence audio.

L'extraction de la position de la saillance est soumise aux étapes suivantes :

-Le courant résultant de séquence négative est multiplié par un vecteur unitaire contenant la position du modèle de la saillance telle [26] :

$$\hat{I}_{s-cn}^s = e^{j(h\hat{\theta}_e - \omega_c t)} \quad (108)$$

Le signal erreur est formé par le produit vectoriel entre le vecteur unitaire considéré \hat{I}_{s-cn}^s et le vecteur du courant mesuré de séquence négative I_{s-cn}^s d'où,

$$\varepsilon = \hat{I}_{s-cn}^s \otimes I_{s-cn}^s = e^{j(h\hat{\theta}_e - \omega_c t)} \otimes I_{s-cn}^s e^{j(h\theta_e - \omega_c t)} \quad (109)$$

Le calcul de cette erreur mène à une simple expression qui peut être utilisée comme une entrée d'un observateur de position de saillance [9,26]:

$$\varepsilon = I_{cn} \sin (h\hat{\theta}_e - h\theta_e) \quad (110)$$

- **Remarque**

Puisque l'information spatiale de la saillance existe uniquement dans la phase du courant, le modèle de saillance est choisi comme un vecteur du courant ayant une amplitude unitaire équation (108). D'autre raison de ce choix est de mettre le modèle de saillance indépendant des paramètres de la machine, ce qui facilite l'estimation de la position.

Cette méthode contrairement aux précédentes, elle présente l'avantage de générer un signal erreur qui peut forcer la position estimée de saillance de suivre la position réelle de la saillance. Dans ce qui suit, nous allons appliquer cette méthode de démodulation pour extraire le signal de position.

III.4 ANALYSE SPECTRALE DU COURANT STATORIQUE RESULTANT ET DETECTION DE POSITION DE SAILLANCE

Comme il est déjà expliqué, le signal injecté à haute fréquence permet de suivre et de détecter la position de la saillance. Pour voir l'image de ce dernier, une analyse spectrale du courant résultant est requise. La technique d'analyse de signature du courant est proposée dans littérature par plusieurs chercheurs [69,71], pour identifier les défauts dans la machine à induction. Elle présente une solution dans le domaine d'estimation de position malgré qu'elle pose des problèmes aux basses fréquences dus à la proximité entre les fréquences à détecter et les autres harmoniques, ce qui réduit la séparation spectrale entre la fréquence fondamentale et

celle de la saillance. Une meilleure solution dans les basses fréquences est d'injecter un signal à haute fréquence qui présente une capacité pour suivre la fréquence de saillance et d'utiliser l'analyse spectrale du courant pour connaître les différentes fréquences existantes et d'utiliser le filtrage nécessaire pour l'isolation du signal de la position.

Dans cette partie, nous allons considérer une machine à induction avec une seule saillance qui peut être due aux effets d'encoques ou bien à la saturation ou induite (voir chapitre II). Ensuite, nous allons exploiter la précédente technique de démodulation pour extraire le signal de la position.

Lorsque la machine comporte une seule saillance l'expression du courant résultant est donnée par (98), la présence d'une seule saillance n'est pas toujours donnée. En réalité, un chevauchement des saillances peut en avoir lieu. Teske et Asher dans [72,73] ont étendu le modèle d'une seule saillance au modèle de plusieurs saillances. L'expression du courant résultant devient :

$$I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{j\omega_c t} + \sum_m \sum_k I_{s-cn} e^{j(-\omega_c t + h_{mk} \theta_m)} \quad (111)$$

Pour $m = 1$, la saillance est due à la saturation et comporte l'harmonique de modulation du convertisseur avec,

$$h_{1k} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, (-2)^k; \theta_1 = 2\pi f_e t$$

Pour $m = 2$, la saillance est due aux encoches rotoriques avec,

$$h_{2k} = q_r = \frac{N_r}{p}; \theta_2 = 2\pi f_r t$$

où,

q_r : Nombre d'encoques rotorique par pôle.

III.4.1 Analyse Spectrale du Courant Statorique Résultant et Détection de Position de Saillance due aux Encoches Rotoriques

Dans ce cas le nombre d'harmonique h présente le nombre d'encoques rotorique par pôle. L'expression du courant (100) devient :

$$I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{j\omega_c t} + I_{s-cn} e^{j(-\omega_c t + \frac{N_r}{p} \omega t)} \quad (112)$$

Pour suivre l'harmonique introduite par la présence de l'effet des encoches rotoriques, un signal de tension à haute fréquence (20V, 500Hz) est injecté à l'alimentation fondamentale

(27,5V, 5Hz) (voir annexe C). La figure ci-contre présente le spectre du courant résultant dans le cas d'existence de saillance d'effet d'encoche. Comme indiqué dans [9,35, 66,74], les encoches dans la machine produiront une variation de perméance d'entrefer, l'interaction entre cette variation et la distribution d'enroulement du stator crée une variation de l'inductance et à cet effet, de nouvelles fréquences harmoniques apparaissent. Ces harmoniques sont localisés dans des fréquences différentes suivant l'expression :

$$f_{sh} = \left[\frac{N_r}{p} f_e \pm f_e \right] \quad (113)$$

Pour un rotor de $N_r = 28$ encoches et de nombre de paire de pôles $p = 2$, les fréquences des harmoniques d'encoches sont : $f_{sh1} = 65\text{Hz}$ et $f_{sh2} = 75\text{Hz}$. Ces harmoniques présentent une amplitude inférieure à l'amplitude de la composante fondamentale $f_e = 5\text{Hz}$, figure (III.7). Comme il est mentionné dans [66], le deuxième harmonique est affecté par la variation de l'alimentation et elle n'est pas présente dans le cas d'alimentation équilibrée. Ainsi nous préférons d'utiliser le premier harmonique d'encoche de fréquence $f_{sh1} = 65\text{Hz}$ dans l'estimation de la position du rotor. L'introduction des harmoniques d'encoches dans la réponse spectrale du courant confirme une autre fois la validité du modèle développé pour ce genre de saillance (chapitre II).

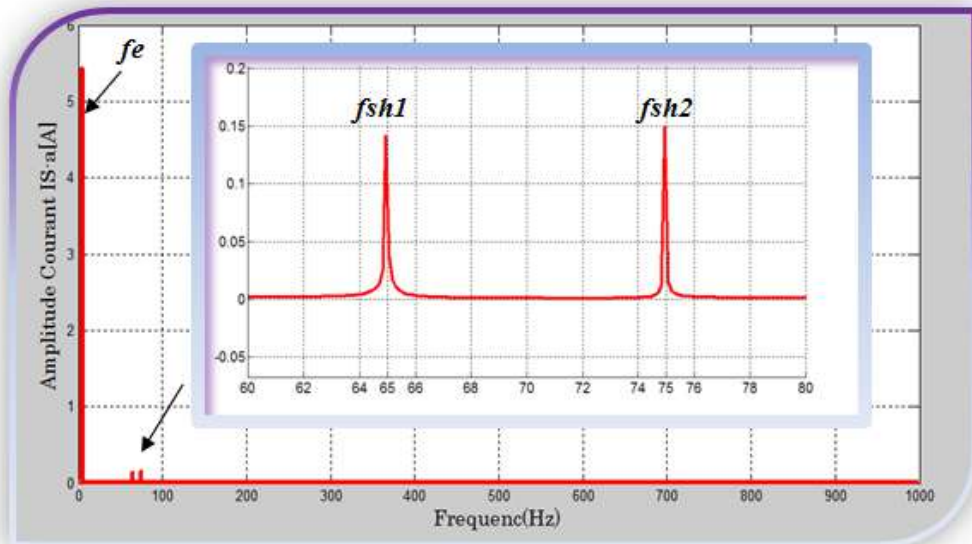
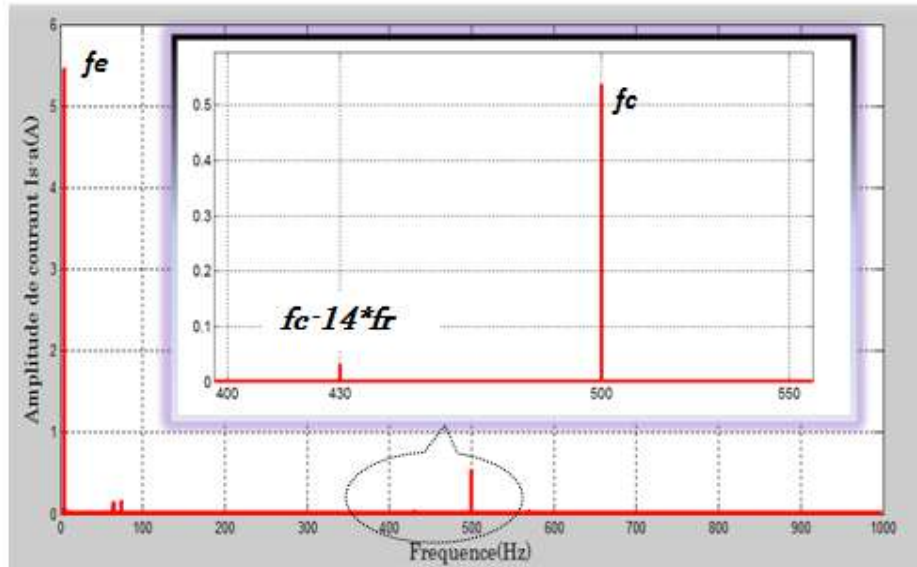


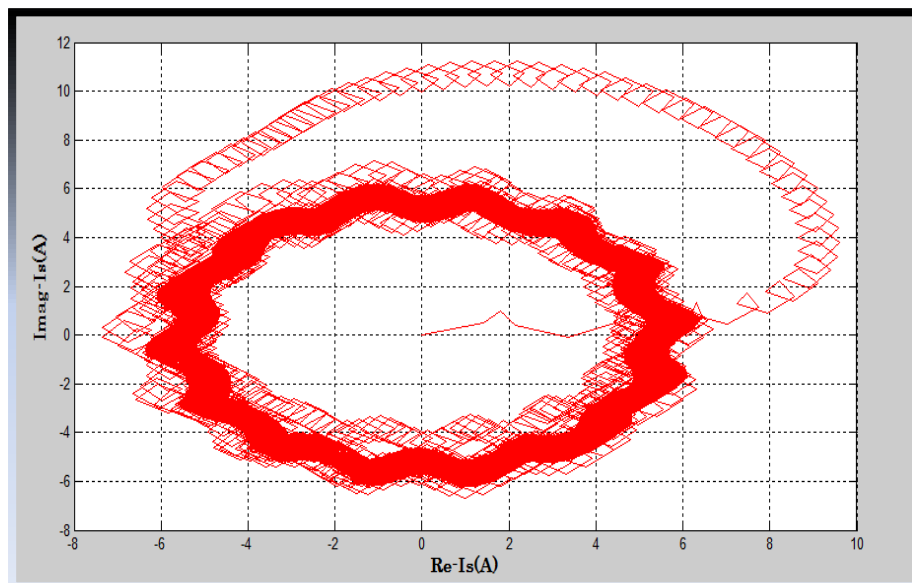
Figure III.7 : Analyse spectrale du courant statorique résultant sans l'injection du signal

L'utilisation de l'injection du signal à HF pour suivre l'harmonique d'encoche rotorique présente un nouveau défi dans le domaine de l'estimation. En effet, l'introduction du signal à

HF crée des harmoniques supplémentaires dans le courant statorique résultant figure (III.8). De tels harmoniques ont été ensuite utilisés pour surveiller la position de saillance produite par l'effet d'encoches rotorique et donc de calculer la position du rotor .



(a)



(b)

Figure III.8 : (a) : Analyse spectrale du courant statorique résultant, (b) : contour de Park du courant statorique résultant, cas de saillance due à l'effet d'encoche

À partir de la figure (III.8), on peut observer que le spectre du courant statorique est caractérisé par deux harmoniques additionnels localisés aux fréquences suivantes : $f_1 = 430\text{Hz}$ et $f_2 = 500\text{Hz}$. Le premier harmonique correspond à la composante de haute fréquence (composante

de séquence positive). Le deuxième harmonique localisé à la fréquence $f = f_c - 14f_r$ représente l'harmonique d'encoches rotoriques modulé par le signal de haute fréquence (composante de séquence négative). L'existence de la deuxième composante signifie bien que le signal à haute fréquence suit la saillance présente dans la machine. Due à l'injection du signal, l'information sur la position de saillance ne disparaît pas même à basse fréquence $f_e = 5\text{Hz}$, c'est cette information qui sera utilisée dans l'estimation de la position du rotor. L'effet de l'addition du signal HF apparaît bien dans le contour de Park où clairement le cercle en est modulé. Évidemment, il contient l'information de la position de la saillance.

III.4.2 Analyse Spectrale du Courant Statorique Résultant et Détection de Position de Saillance due à la Saturation

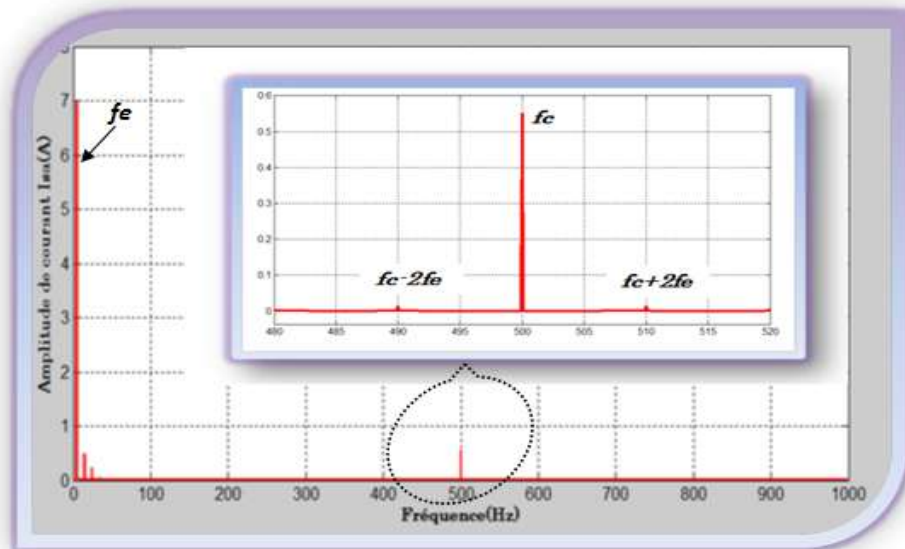
Les effets de saturation dans les machines à induction sont généralement associés au flux principal créé par le courant de magnétisation ou par le flux de fuite localisée créé par les courants des encoches. Les deux formes de saturation sont capables de moduler spatialement l'inductance statorique transitoire. Cette modulation est à l'origine de la saillance dite saillance due à la saturation.

Contrairement au cas précédent, pour ce type de saillance, la position est liée directement à la position du flux rotorique. Comme il est décrit dans [75], l'harmonique produit par la saillance due à la saturation est localisé à la fréquence $2f_e$. Dans ce cas, l'expression du courant statorique est donnée par :

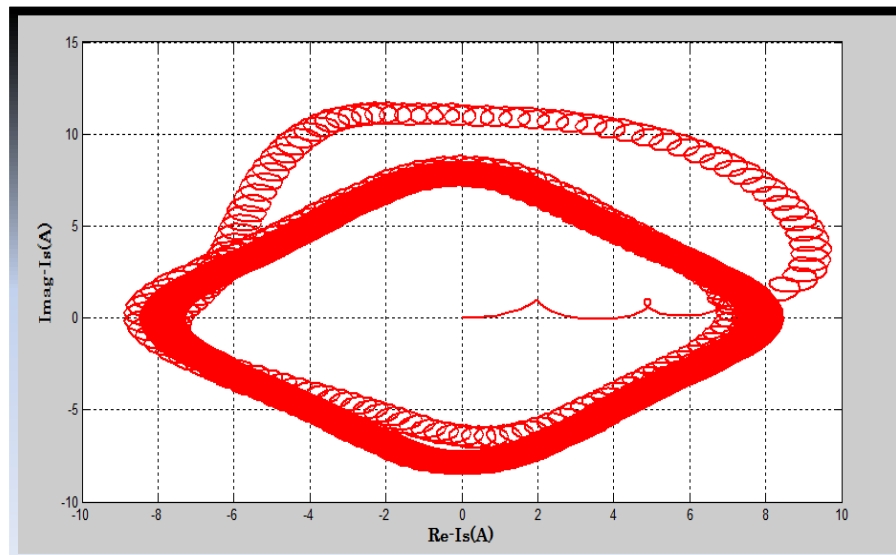
$$I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{j\omega_c t} + I_{s-cn} e^{j(-\omega_c t + 2\omega_g t)} \quad (114)$$

L'interaction entre le signal injecté à haute fréquence et l'effet de saturation produira de nouveaux harmoniques qui apparaîtront dans le spectre du flux magnétisant et du courant statorique. Pour illustrer les harmoniques dus à cette interaction un signal de tension à haute fréquence (20V, 500Hz) est injecté à l'alimentation fondamentale (27,5V, 5Hz) de la machine. Comme il est présenté dans la figure (III.9a), le courant statorique résultant est caractérisé par quatre harmoniques, le premier harmonique représente l'harmonique de l'excitation fondamentale de fréquence $f_e = 5\text{Hz}$, les trois harmoniques restants ce sont des harmoniques de hautes fréquences présentant l'effet de l'introduction du signal injecté. Due à l'interaction entre le signal injecté de haute fréquence est la saillance présente par la saturation, on observe deux nouvelles composantes qui ont des fréquences symétriques $f_c - 2f_e$, $f_c + 2f_e$ par rapport à la fréquence de la composante directe $f_c = 500\text{Hz}$, ces composantes incluent la position de la

saillance, dans ce cas, c'est la position du flux. On peut conclure que le signal injecté a marqué la position du flux et qui sera adapté par la suite pour l'estimation de cette position. Le parcours de Park du courant statorique résultant est lui aussi affecté par la présence de la saturation qui prend une forme non circulaire (losange), figure (III.9b).



(a)



(b)

Figure III.9: (a) : Analyse spectrale du courant statorique résultant, (b) : contour de Park du courant statorique résultant, cas de saillance due à la saturation

Comme il est démontré, l'injection du signal à haute fréquence à l'excitation fondamentale crée des harmoniques collatérales dans les courants statoriques, de tels harmoniques sont ensuite utilisés pour surveiller la position de la saillance. Une autre technique de la détection de

position de la saillance est proposée par [76], où l'approche exploite l'interaction entre le champ principal et le champ produit par le signal de haute fréquence.

Une telle interaction provoque un phénomène qui peut se résumer sous le nom de modulation du niveau de saturation. Due à cette modulation, le flux à haute fréquence de séquence zéro inclura l'information sur la position de la saillance. Quand on injecte le signal de tension à haute fréquence V_{hf} à l'excitation fondamentale du stator, un champ de haute fréquence F_{hf} est généré, comme le montre la figure (III.10).

L'interaction entre le champ à haute fréquence F_{hf} et le champ principal F_m produit une oscillation du niveau de saturation de la machine. En particulier, la saturation sera augmentée lorsque le champ à haute fréquence F_{hf} est aligné et en phase avec le champ principal F_m , et elle serait diminuée lorsque le champ de haute fréquence F_{hf} et le champ principal F_m sont en opposition de phase. Tandis que, aucune variation de la saturation n'est enregistrée lorsque les deux champs sont orthogonaux [58,76].

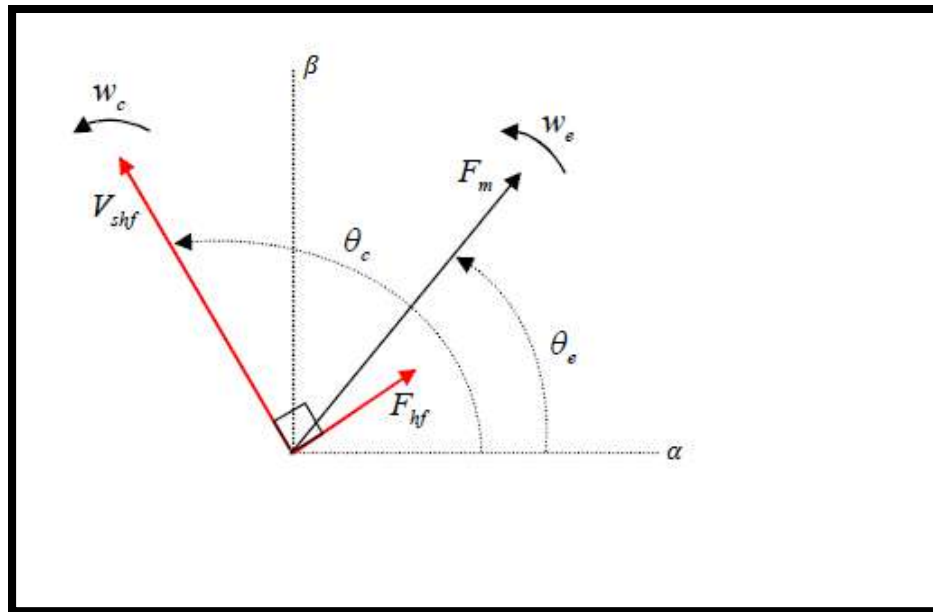


Figure III.10 : Repérage du champ à haute fréquence dans une référence stationnaire

Le flux principal résultant de l'interaction des deux champs équation (115) contient un terme supplémentaire dont l'amplitude est modulée en haute fréquence. La fréquence angulaire de cette modulation est relative à la différence de fréquence angulaire entre les deux champs [76] :

$$\lambda_e = \Lambda_e \cos(\omega_e t) + \Delta\Lambda_{e,hf} \cos(\omega_c - \omega_e) t \cos(\omega_e t) \quad (115)$$

Avec,

ω_e : Pulsation fondamentale du flux

Λ_e : Amplitude fondamentale du flux

$\Delta\Lambda_{e,hf}\cos(\omega_c - \omega_e)t$: Composante additionnelle due à la modulation de saturation

La simplification de (115) conduit à l'expression du flux principal suivant :

$$\lambda_e = \Lambda_e \cos(\omega_e t) + \frac{\Delta\Lambda_{e,hf}}{2} \cos(\omega_c t) + \frac{\Delta\Lambda_{e,hf}}{2} \cos(\omega_c - 2\omega_e)t \quad (116)$$

D'après cette expression, on peut conclure que le flux principal est caractérisé par trois composantes localisées dans les fréquences suivantes : $f_e, f_c, (f_c - 2f_e)$. On peut constater que la dernière composante présente la même composante qui apparaît dans le spectre de courant, figure (III.9a). Donc on peut détecter la position de la saillance due à la saturation dans le courant ou dans le flux.

III.4.3 Analyse Spectrale du Courant Statorique Résultant et Détection de Position de Saillance Induite

Dans ce cas, la saillance est induite par une création due au changement dans les ouvertures des encoches rotoriques (chapitre II). A cet effet, une nouvelle variation spatiale est superposée à la densité du flux de l'entrefer, figure (III.11).

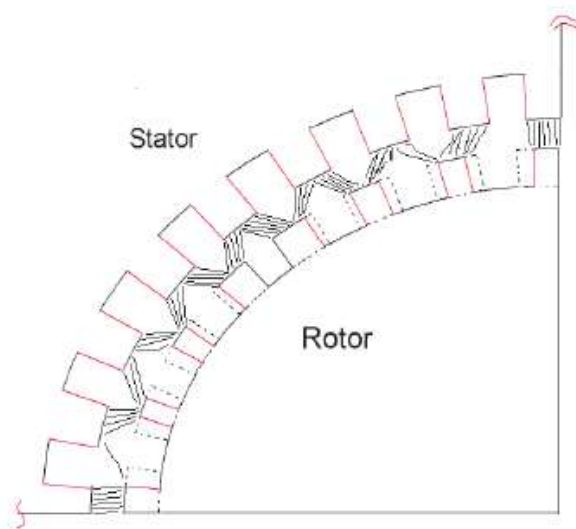
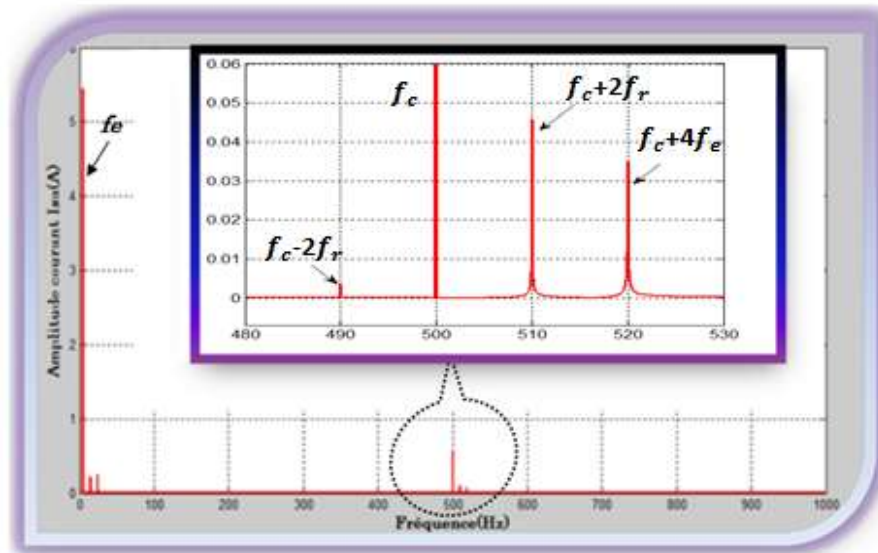


Figure III.11 : Stator et rotor dans le cas de machine à induction avec saillance induite [52]

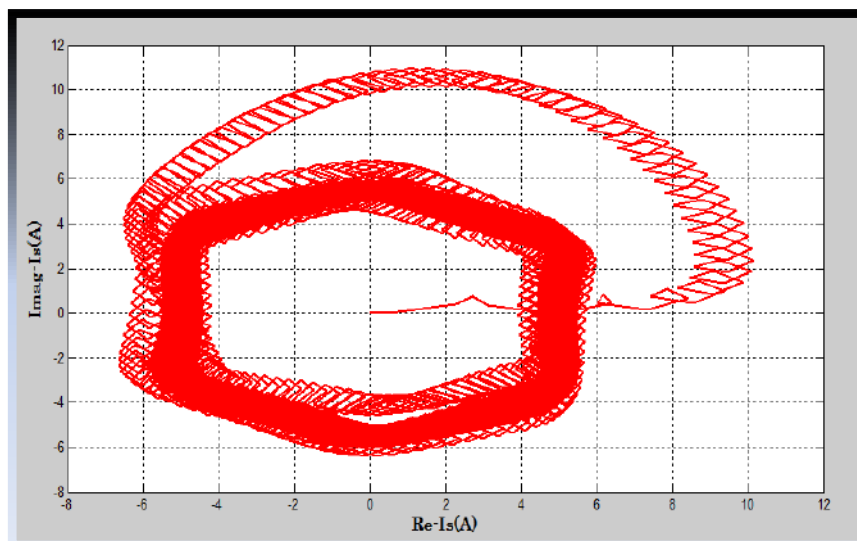
Pour détecter la saillance produite par l'effet de variation des ouvertures d'encoche rotorique, un signal de tension à haute fréquence (20V, 500Hz) est injecté à l'excitation fondamentale (27,5V, 5Hz) de la machine. La formule du courant résultant à l'injection dans ce cas est :

$$I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{j\omega_c t} + I_{s-cn} e^{j(-\omega_c t + 2\omega t)} \quad (117)$$

Comme mentionné dans [75], l'harmonique 2ω est dû à la saillance créée par des modifications dans les encoches rotoriques. Pour démontrer la présence de cet harmonique, 2ω dans le courant résultant par l'injection d'un signal HF, un test de simulation est appliqué au modèle développé dans le chapitre II. Le spectre du courant résultant ainsi que sa trajectoire sont illustrés dans la figure (III.12).



(a)



(b)

Figure III.12 : (a) : Analyse spectrale du courant statorique résultant, (b) : contour de Park du courant statorique résultant, cas de saillance induite

D'après cette figure, on peut constater que le courant résultant comprend un nouvel harmonique localisé à la fréquence $f_c - 2f_r$. L'existence de cet harmonique signifie la présence de saillance créée par des changements dans les ouvertures des encoches. La localisation de cet harmonique dans la fréquence 490(Hz) prouve la poursuite et la détection de position du rotor par le signal injecté à haute fréquence. L'introduction de l'autre harmonique localisé à la fréquence $f_c + 4f_e$ est vue dans le cas de saturation. Une simple explication de l'apparition de cete harmonique est que la modification des ouvertures des encoches peut produire une saturation dite saturation induite, ce type de saturation est la source des harmoniques ($2f_e, -4f_e, 8f_e \dots$). Dans le cas d'estimation de position rotorique ces harmoniques peuvent causer des erreurs dans l'estimation, même elle peut réduire la performance du système de contrôle. Une solution pratique pour réduire ce genre d'harmonique est d'avoir un entrefer minimum au-dessus des ouvertures des encoches pour enfin diminuer la probabilité de faire survenir la saturation [25].

Une autre approche effective pour ce but est de développer des modèles de découplage de ces composantes de saillances, ces approches sont proposées dans la littérature par plusieurs chercheurs tels que Degner et Lorenz dans [26] et BRIZ et al. dans [25]. D'après la figure (III.12), on peut observer que la présence des saillances dans la machine déforme la trajectoire du courant qui n'est plus circulaire en provoquant des oscillations au niveau du couple.

III.5 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la méthode de détection de saillance se trouvant dans la machine par l'injection du signal à haute fréquence. Selon la nature du signal injecté, nous avons distingué deux types d'injection, injection du signal de tension ou bien injection de signal de courant.

Généralement, une grande performance est possible dans le cas d'injection de signal de tension. Pour analyser l'effet de l'injection de signal sur la machine à induction, nous avons considéré les modèles précédemment élaborés (chapitre II). Cette modélisation conduit à une expression du courant résultant, lequel courant est produit par l'injection de signal de tension à haute fréquence et il est modulé par la position de la saillance. L'extraction du signal position est soumis au processus de filtrage afin d'obtenir la position de la saillance.

Dans ce chapitre, nous avons notamment présenté les différentes méthodes d'extraction du signal de position. La réussite de ces méthodes dépendra des types de filtres choisis ainsi que du modèle de la saillance utilisée. Une solution pour démontrer la validité des modèles de

saillances développés dans le chapitre II est de détecter les différentes positions de saillances par un signal de tension à haute fréquence. L'efficacité de la méthode d'injection de signal est affirmée au cours des trois types de saillances. Un suivi parfait est remarqué par le signal injecté pour chaque type de saillances. Les résultats obtenus à travers ce chapitre ont montré qu'en injectant un signal à haute fréquence dans la machine et en analysant le signal courant résultant, nous pouvons détecter la position de la saillance.

La phase de détection de position de la saillance est obligatoire dans un système de contrôle, néanmoins elle est insuffisante puisque la connaissance de la position donc de la saillance à l'intérieur de la machine devient un a priori requis. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la faisabilité d'extraction de la position du rotor et de l'exploiter dans une commande sans capteur de vitesse.

CHAPITRE IV

COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MACHINE A INDUCTION PAR L'INJECTION DE SIGNAL A HAUTE FREQUENCE

IV.1 INTRODUCTION

Pour une commande vectorielle à haute performance de la machine à induction, l'information précise sur la position du rotor est requise. Cette position est habituellement obtenue par des capteurs qui présentent toutefois un surcoût financier par rapport à la machine. Pour surmonter ces limitations, les chercheurs ont été orientés vers un autre aspect de commande : c'est la commande sans capteur de vitesse. Eliminer un capteur de vitesse implique l'estimation de la position du rotor à partir des terminaux électriques de la machine.

Les techniques d'estimation qui sont basées sur l'excitation fondamentale de la machine ont démontré leurs capacités de fournir un contrôle de grande performance dans les moyennes et les grandes vitesses [1-6]. Cependant lorsque les vitesses sont faibles les performances de ces méthodes deviennent réduites, car avec de telles méthodes l'inobservabilité de la quantité du rotor deviendrait difficile à surmonter. En outre, les modèles d'estimation utilisés sont inhérents aux paramètres de la machine dont leur impact devient important en réduisant la qualité d'estimation aux faibles vitesses. De ce fait, une solution possible pour identifier la position du rotor dans cette région est d'utiliser un autre type d'algorithme de commande qui

exploite les saillances dans la machine présentant des phénomènes non idéaux tels que l'excentricité, l'effet d'encoches, ...etc. La détection de ces saillances est seulement possible par l'injection de signal à haute fréquence à l'excitation fondamentale de la machine. Cette méthode est appelée méthode d'injection par un signal à haute fréquence (MISHF). Cette dernière a mérité une attention croissante récemment comme un moyen fiable pour fournir une haute performance à faibles ou à vitesses nulles [7-18]. Le signal appliqué (tension/courant) interagit avec la saillance de la machine en produisant un signal résultant (courant/tension) qui peut être prédestiné à l'extraction de la position du rotor. Généralement, l'injection du signal de tension est la plus utilisée dans la littérature puisque elle garantit une grande performance par rapport à l'injection du signal de courant.

Dans le chapitre précédent, nous avons utilisé cette méthode d'injection pour détecter les différents types de saillances présentes dans la machine. Dans notre étude, nous arrivons même à la détection de la position du flux dans le cas de la saturation, et on dit que pour l'extraction de position du rotor, toutes les composantes indépendantes de la position du rotor doivent être éliminées.

Ce chapitre sera consacré premièrement à l'estimation de la position du rotor détectée qui est ensuite utilisée dans une commande sans capteur de vitesse par l'injection de signal à haute fréquence d'où on remplace la vitesse mesurée par celle estimée.

IV.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE A INDUCTION

La commande vectorielle introduite par Blaschke (1972) fût la première stratégie capable de doter la machine asynchrone de nouvelles performances du moins comparables à celles de la machine à courant continu [77]. Elle est une évolution d'une commande scalaire avec maintien des performances en régime transitoire. La commande vectorielle, appelée aussi commande par orientation du flux, vise un contrôle semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, comme illustrée dans la figure (IV.1).

La commande vectorielle par orientation du flux exige de contrôler le flux par la composante directe du courant statorique tandis que le couple sera contrôlé par la composante en quadrature de ce même courant. La solution privilégiée est de réaliser cette commande en orientant le flux rotorique suivant l'axe de composante directe.

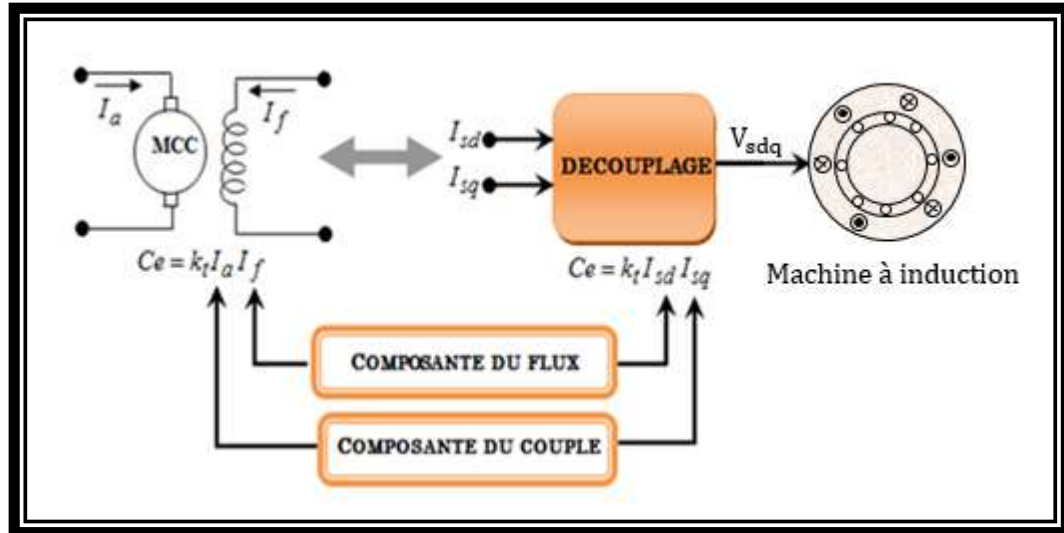


Figure IV.1: Schéma de principe du découplage pour la MI en analogie avec la MCC

Généralement la synthèse d'une commande vectorielle par orientation du flux de la machine à induction se déroule en plusieurs étapes qu'on peut résumer comme suit:

- L'alimentation de la machine (alimentation en courant, en tension ou en tension à courant imposé) ;
- La nature des consignes (flux et couple, flux et glissement, flux et courant, etc.) ;
- La nature de l'orientation (flux rotorique, flux statorique ou flux de magnétisation) ;

Selon la méthode de régulation du flux on distingue deux types de commande :

- **Commande Vectorielle Indirecte par Orientation du Flux**

Le flux dans ce cas peut ne pas être régulé, les capteurs de flux, les estimateurs et les observateurs peuvent ne pas être nécessaires [78]. Le flux est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle θ_s . Cet angle d'orientation est obtenu à partir de l'intégration de la pulsation statorique ω_s .

- **Commande Vectorielle Directe par Orientation du Flux**

Dans ce type de commande, le flux est régulé par une contre-réaction. La connaissance du module et de la phase du flux est exigée à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide des capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs (coût très cher) sont soumis à des conditions

extrêmes (température, vibration...). Pour ces raisons, il est utilisé une estimation (boucle ouverte) ou un observateur (boucle fermée) du flux à partir de mesures (tension, courant, vitesse) [78].

Seul le choix de l'orientation du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante en quadrature du courant statorique. Dans ce qui suit on va étudier le type de commande vectorielle directe à orientation du flux rotorique.

IV.2.1 Algorithme de la Commande Vectorielle de la MI Alimentée en Tension

Dans ce type de commande un repère tournant d'axes (d, q) est orienté tels que l'axe d est confondu avec la direction du flux rotorique comme le montre la figure (IV.2).

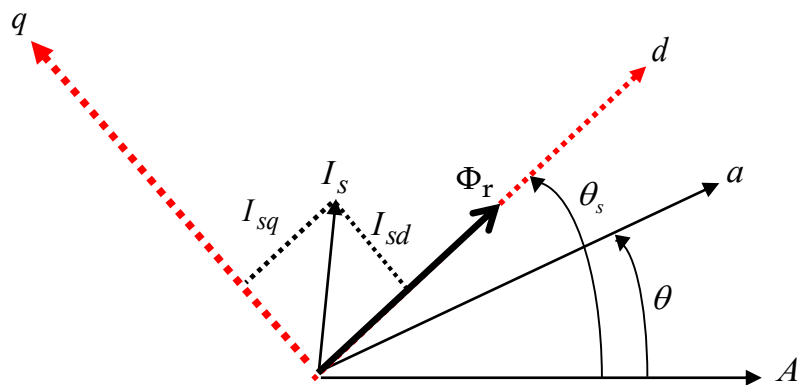


Figure IV.2 : Repère orienté au flux rotorique

L'alignement de Φ_r sur l'axe "d" entraîne :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (118)$$

Avec l'alimentation en tension, la commande vectorielle à orientation du flux rotorique consiste à contrôler la machine à induction par deux tensions V_{sd} et V_{sq} complètement découplées. Pour ce but, nous considérons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma \ell_s \frac{dI_{sd}}{dt} + r_\sigma I_{sd} - \omega_s \sigma \ell_s I_{sq} - \frac{k_r}{\tau_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma \ell_s \frac{dI_{sq}}{dt} + r_\sigma I_{sq} + \omega_s \sigma \ell_s I_{sd} + k_r \omega \Phi_r \\ \omega_r = \frac{M I_{sq}}{\tau_r \Phi_r} \end{cases} \quad (119)$$

Ce système peut être exploité pour réaliser une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, mais il a un inconvénient majeur :

- V_{sd} et V_{sq} affectent à la fois I_{sd} et I_{sq} , et donc sur le flux et couple. Il devient nécessaire de réaliser un découplage par compensation.

➤ Découplage par Compensation

Pour compenser les termes de couplages dans (119), on définit deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (120)$$

Avec:

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma \ell_s I_{sq} + \frac{k_r}{\tau_r} \Phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma \ell_s I_{sd} + k_r^2 R_r I_{sq} - K_r \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (121)$$

e_{sd} et e_{sq} sont les forces électromotrices de compensation. Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} comme représenté par la figure (IV.3).

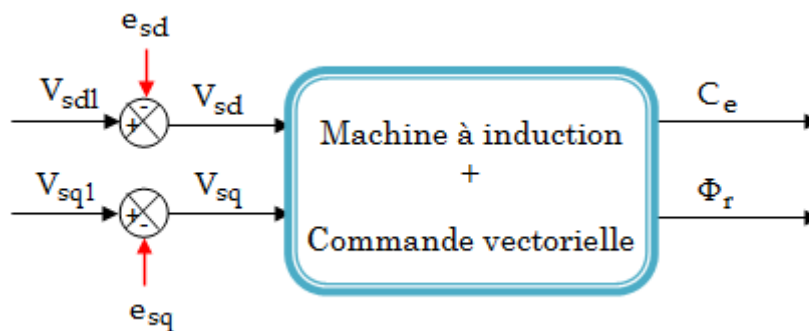


Figure IV.3 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

avec:

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + r_\sigma I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + r_\sigma I_{sq} \end{cases} \quad (122)$$

A Partir des équations précédentes, on peut faire apparaître d'une façon explicite les expressions du flux et du couple telles que:

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{\sigma l_s (s+\gamma)(\tau_r s+1)} V_{sd1} \\ C_e = \frac{\Phi_r k_r p}{\sigma l_s (s+\gamma)} V_{sq1} \end{cases} \quad (123)$$

où : $\gamma = \frac{r_\sigma}{\sigma l_s}$

Alors le schéma du découplage en tension par orientation du flux rotorique est donné par la figure (IV.4).

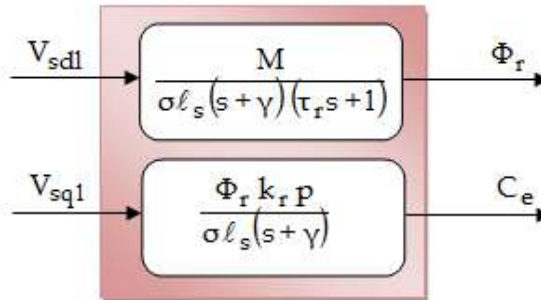


Figure IV.4: Schéma du découplage en tension par orientation du flux rotorique de la machine à induction

IV.3 ESTIMATION DE POSITION DU ROTOR DE LA MACHINE A INDUCTION

L'équation du courant résultant ou de la porteuse est donné par :

$$I_{s-c}^s = I_{s-cp} e^{j\omega_c t} + I_{s-cn} e^{j(-\omega_c t + h \omega t)} \quad (124)$$

Pour extraire la position du rotor on passe par deux étapes :

-La première étape concerne le processus de filtrage pour éliminer les composantes indésirables et indépendantes de la position du rotor.

-La deuxième étape correspond à l'estimation de position du rotor qui sera faite par l'une des méthodes suivantes :

- 1- Estimation de position du rotor par la fonction *Arctg* [24,73];
- 2- Estimation de position du rotor par PLL (boucle à verrouillage de phase) [79,80];
- 3- Estimation de position du rotor par un observateur de poursuite [7, 9, 25,26].

Les trois méthodes sont ainsi proposées pour obtenir la position du rotor et elles diffèrent l'une de l'autre selon la largeur de la bande d'estimation et de l'exigence de résolution des calculs.

IV.3.1 Estimation de Position du Rotor par Arctg

L'utilisation d'une fonction *Arctg* est probablement la solution la plus intuitive pour obtenir un angle de phase [24,73]. La position du rotor peut être déterminée par la fonction inverse de la fonction *tangente* avec deux entrées. Pour appliquer cette solution, le courant statorique résultant (124) doit être soumis au processus de filtrage comme il est déjà vu dans le chapitre précédant. Afin d'isoler le signal de position, on applique la fonction *Arctg*, voir figure (IV.5).

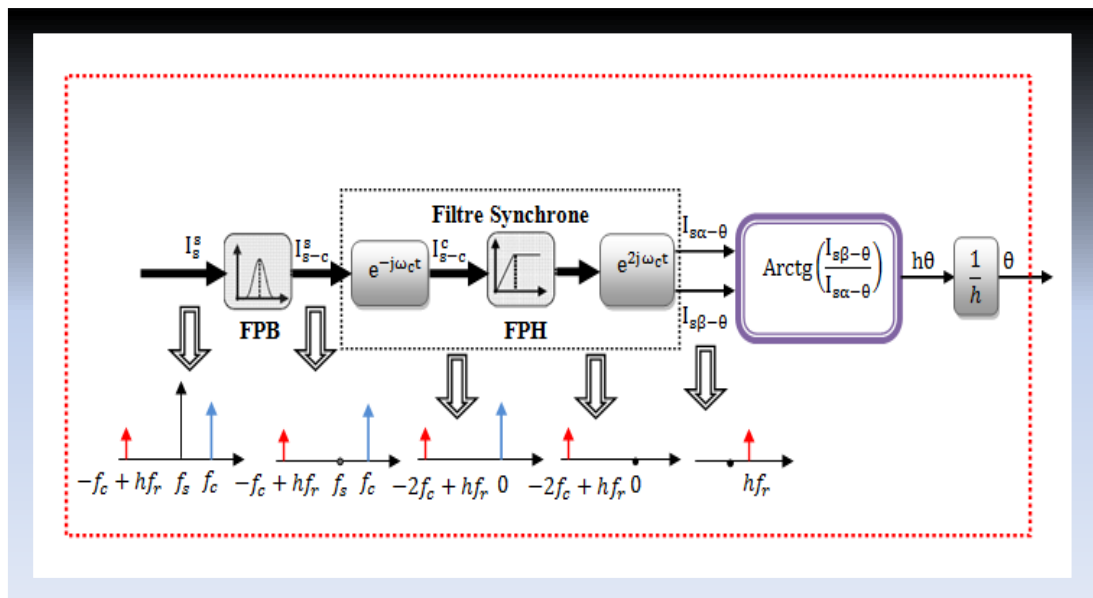


Figure IV.5 : Estimation de position rotorique par la fonction Arctg

Cette méthode est de conception simple, elle fournit une information instantanée sur la position du rotor. L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'elle fournit seulement l'information

sur la position. Pour une information sur la vitesse une différentiation discrète de position est alors requise. Cette différentiation présente un problème dans la pratique à cause du signal bruité. Pour atténuer ce problème un filtre passe-bas est inséré pour améliorer l'estimation mais il introduit un retard de phase [73].

IV.3.2 Estimation de Position du Rotor par Boucle à Verrouillage de Phase(PLL)

Une PLL est un système bouclé qui produit une sortie variable dont la phase est asservie. Dans notre étude, l'entrée de la PLL est le courant statorique de la porteuse I_{s-cn}^s et la sortie c'est la position du rotor, voir figure (IV.6).

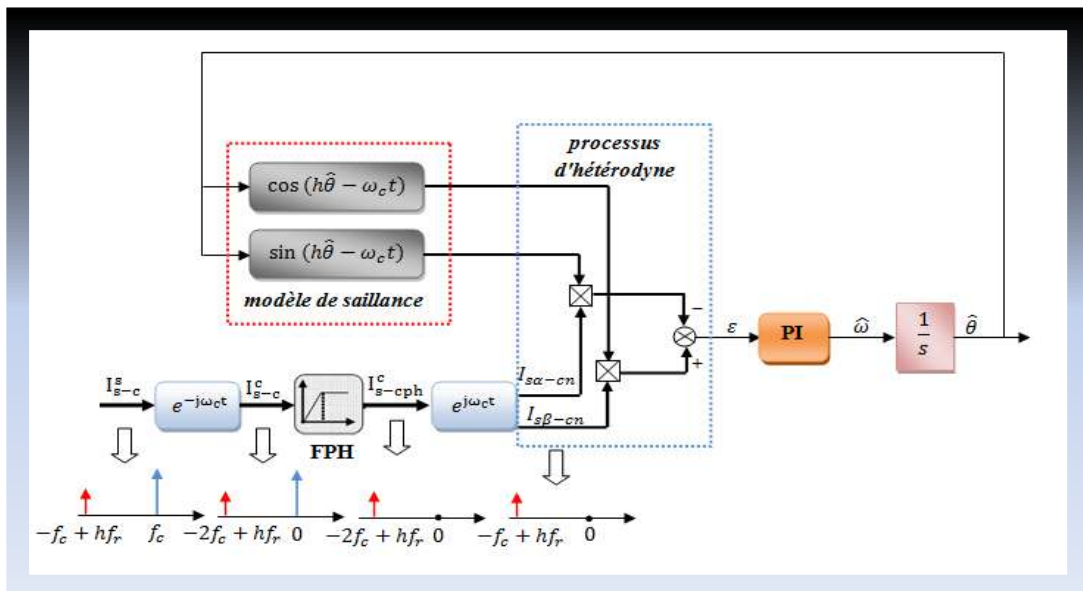


Figure IV.6: Estimation de position rotorique par PLL

La PLL ajuste la position estimée du rotor jusqu'à ce que cette position soit alignée avec la position réelle. Le signal d'erreur ϵ est calculé à partir de la différence des produits des courants statoriques de la porteuse :

$$\begin{aligned} \epsilon &= I_{cn} \sin(h\hat{\theta} - \omega_c t) \cos(-\omega_c t + h\theta) - I_{cn} \cos(h\hat{\theta} - \omega_c t) \sin(-\omega_c t + h\theta) \\ \epsilon &= I_{cn} \sin(h\hat{\theta} - h\theta) \end{aligned} \quad (125)$$

D'après cette expression l'erreur est égale à zéro lorsque $\hat{\theta}$ converge vers θ . Dans ce cas, une bonne poursuite de la position estimée est garantie par le choix des paramètres du régulateur PI et du modèle estimé (modèle de saillance).

IV.3.3 Estimation de Position du Rotor par un Observateur de Poursuite (Tracking Observer)

Cette méthode est proposée par plusieurs chercheurs dans la littérature [7, 9, 25,36]. L'observateur de poursuite se compose d'un produit vectoriel et d'un régulateur PI qui alimente un modèle du système mécanique avec un couple à l'entrée utilisée pour réduire le retard de phase généré par le régulateur PI, voir figure (IV.7). Ce couple peut améliorer la précision dynamique d'estimation, dans une commande vectorielle ; un couple de référence peut être utilisé pour ce but.

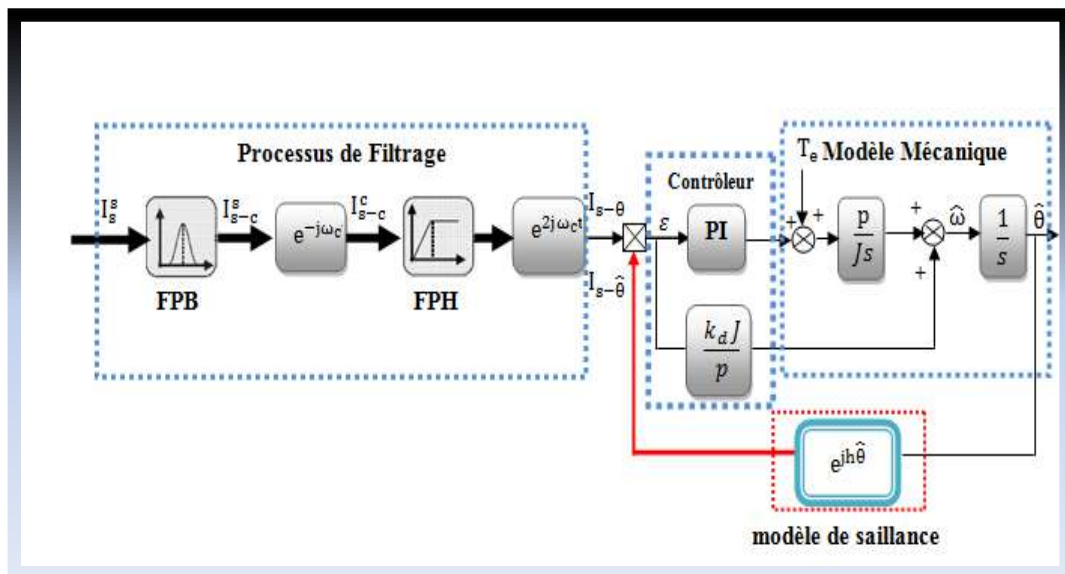


Figure VI.7: Estimation de position rotorique par observateur de poursuite

Le régulateur PI est constitué par des gains (k_p, k_i) forçant la convergence de la position estimée vers la position réelle. Le signal d'erreur ϵ est calculé à partir du produit vectoriel entre les vecteurs de position mesuré et estimé :

$$\epsilon = \hat{I}_{s-\theta} \otimes I_{s-\theta} = I_{cn} \sin(h\hat{\theta}) \cos(h\theta) - I_{cn} \cos(h\hat{\theta}) \sin(h\theta) = I_{cn} \sin(h\hat{\theta} - h\theta) \quad (126)$$

Alternativement, un observateur de poursuite est beaucoup plus populaire en commande sans capteur de vitesse. Il a une conception appropriée de la position et donne une bonne immunité aux perturbations tout en conservant les performances dynamiques de poursuite de la position. Dans cette partie, on va implémenter la technique précitée (observateur de poursuite) pour délivrer la vitesse rotorique qui pourra être utilisée dans une commande sans capteur de vitesse

et cela pour tester la performance de la méthode de commande par injection de tension à haute fréquence et ainsi vérifier la validité de l'estimateur proposé.

IV.4 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MACHINE A INDUCTION PAR SIGNAL A HAUTE FREQUENCE

La connaissance de la vitesse ou de la position rotorique est nécessaire pour la commande de la machine à induction. Celles-ci peuvent être mesurées par des capteurs dédiés à la machine. Ce n'est pas absolument souhaitable puisque ces capteurs peuvent également soumis à des conditions industrielles très rudes où la machine se trouve. Il est donc souhaitable d'acquérir la position du rotor sans qu'il soit nécessaire d'avoir des capteurs montés sur la machine. Ceci est indiqué en utilisant le terme "commande sans capteur de vitesse de la machine à induction". Ce type de commande est devenu une technologie attrayante au cours des dernières années. L'absence de capteur de vitesse mécanique permet d'améliorer la robustesse de l'entraînement et réduit le coût et le volume de l'ensemble. Le problème a été largement étudiée par les chercheurs et a des applications en particulier pour les moteurs fonctionnant à des vitesses moyennes ou élevées [2, 3, 6].

A faible vitesse, cependant, il est encore problématique pour obtenir un contrôle robuste. Les méthodes de commande sans capteur à base d'injection du signal sont bien développés en raison de l'efficacité à basse vitesse et à l'arrêt [7, 8,10-12]. Un signal de tension à haute fréquence est constamment superposé à l'excitation fondamentale, et ensuite la réponse du courant dépendant de la position du rotor et résultant de l'interaction entre le signal de tension injectée et la saillance de la machine, peut être utilisée pour extraire l'information sur la position du rotor.

Dans le but de tester la performance de la commande sans capteur de vitesse avec l'injection du signal de tension, nous procédons à des tests de simulation. La figure (IV.8) montre le schéma bloc de cette commande. Dans ces tests de simulation, la machine à induction comporte l'une de ces saillances (saillance due à l'effet d'encoche ou saillance induite) et elle est contrôlée vectoriellement avec l'injection de tension à haute fréquence (20V, 500 Hz). Les paramètres de la machine donnés dans l'annexe A permettent de calculer les valeurs des différents coefficients des régulateurs de la commande vectorielle (voir annexe D). Précédemment on a présenté des estimateurs de vitesse rotorique, on a dit aussi que l'observateur de poursuite présente un avantage par rapport aux autres estimateurs. Dans cette

commande, la vitesse est générée à partir d'un observateur de poursuite et comparée avec celle de référence. Notre but dans cette étude est d'éliminer les capteurs pour cela on a introduit un autre estimateur pour estimer la position du flux, cette estimateur est élaboré à partir de l'équation (5) du chapitre I.

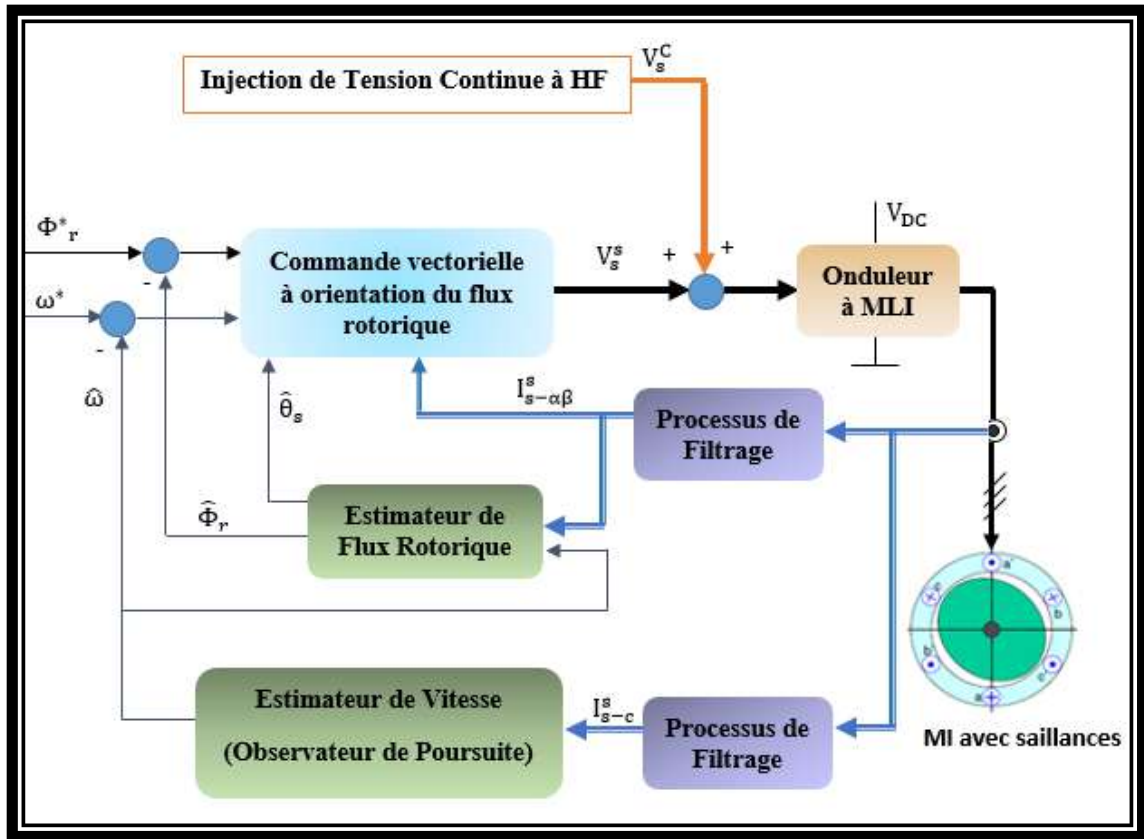


Figure IV.8 : Schéma de principe d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse par l'injection de signal à HF

La simulation suivante montre le comportement de la commande sans capteur de vitesse par l'injection de tension à haute fréquence. Pendant cette simulation, la machine est commandée à une vitesse de 15.7 rad/s à vide, le flux dans ce cas n'est pas donné par la consigne, il est asservi. Les figures suivantes (figures (IV.9), (IV.10), (IV.11), (IV.12)) montrent les résultats de simulation de la commande sans capteur de vitesse par l'injection de tension à HF.

- Cas de saillances dues aux effets des encoches

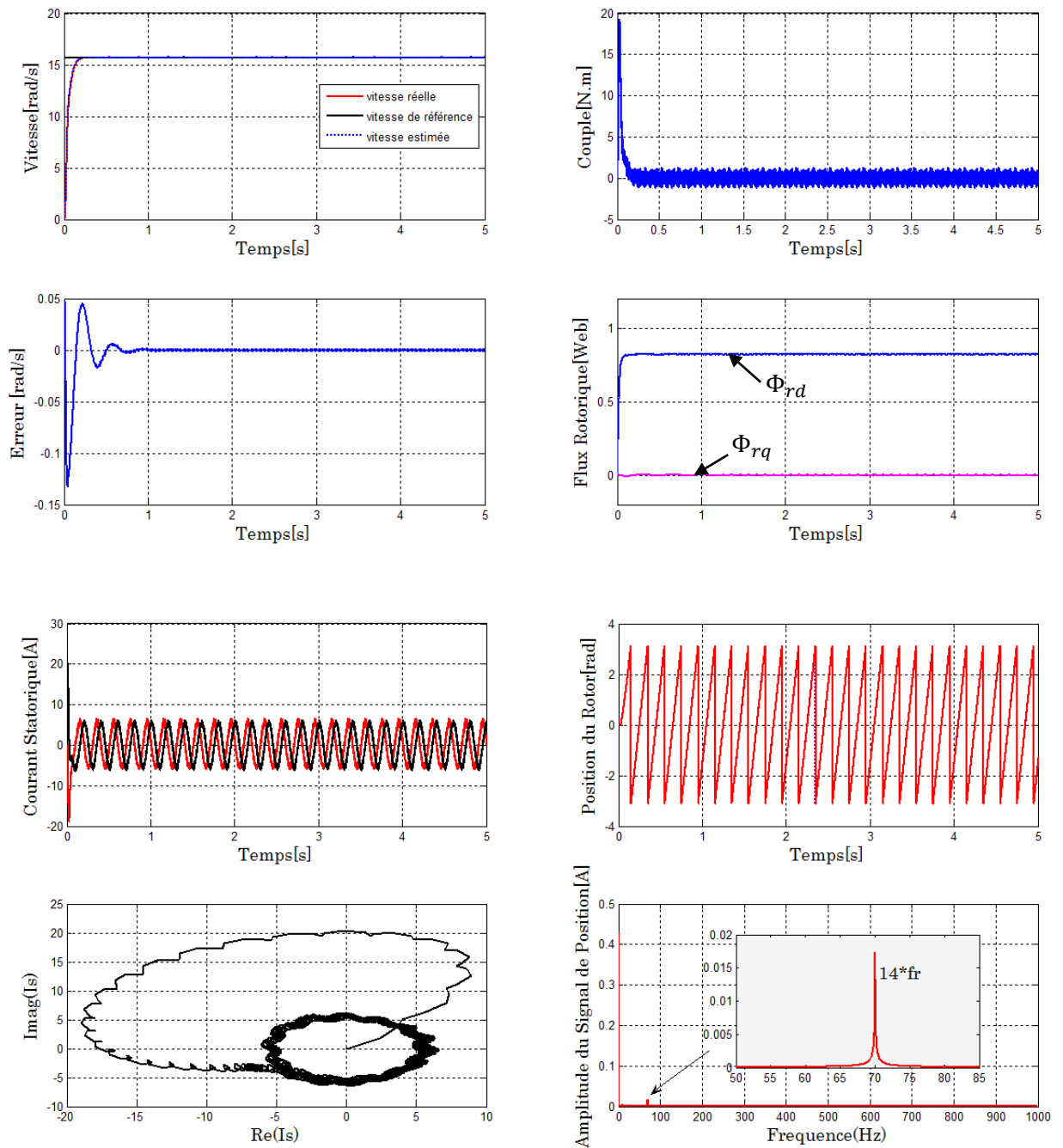


Figure IV.9: Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par l'injection de signal à HF, cas de saillances dues aux effets des encoches

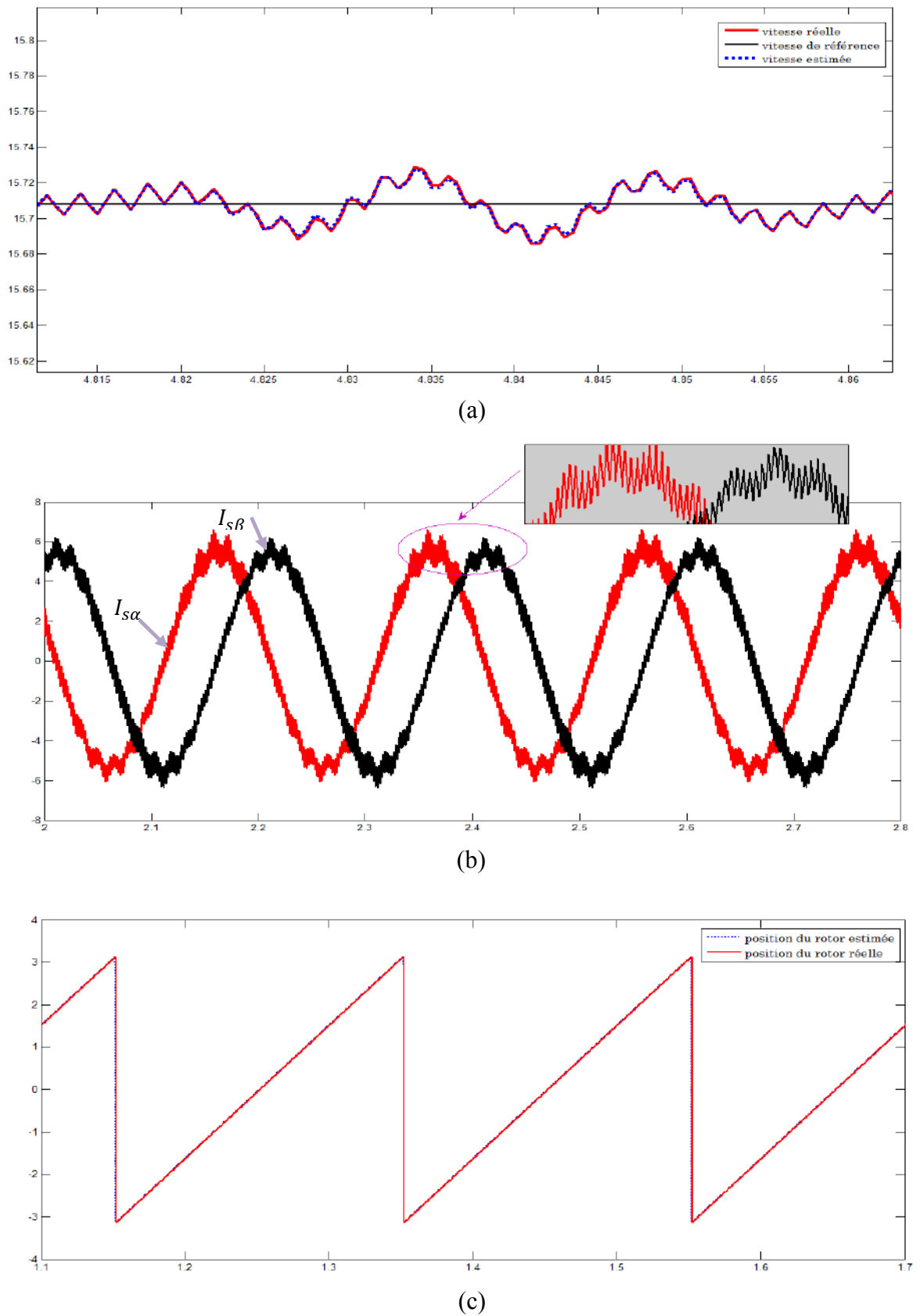


Figure IV.10: Zoom;(a) : vitesse, (b): courant statorique, (c): position rotorique

- Cas de saillances induites

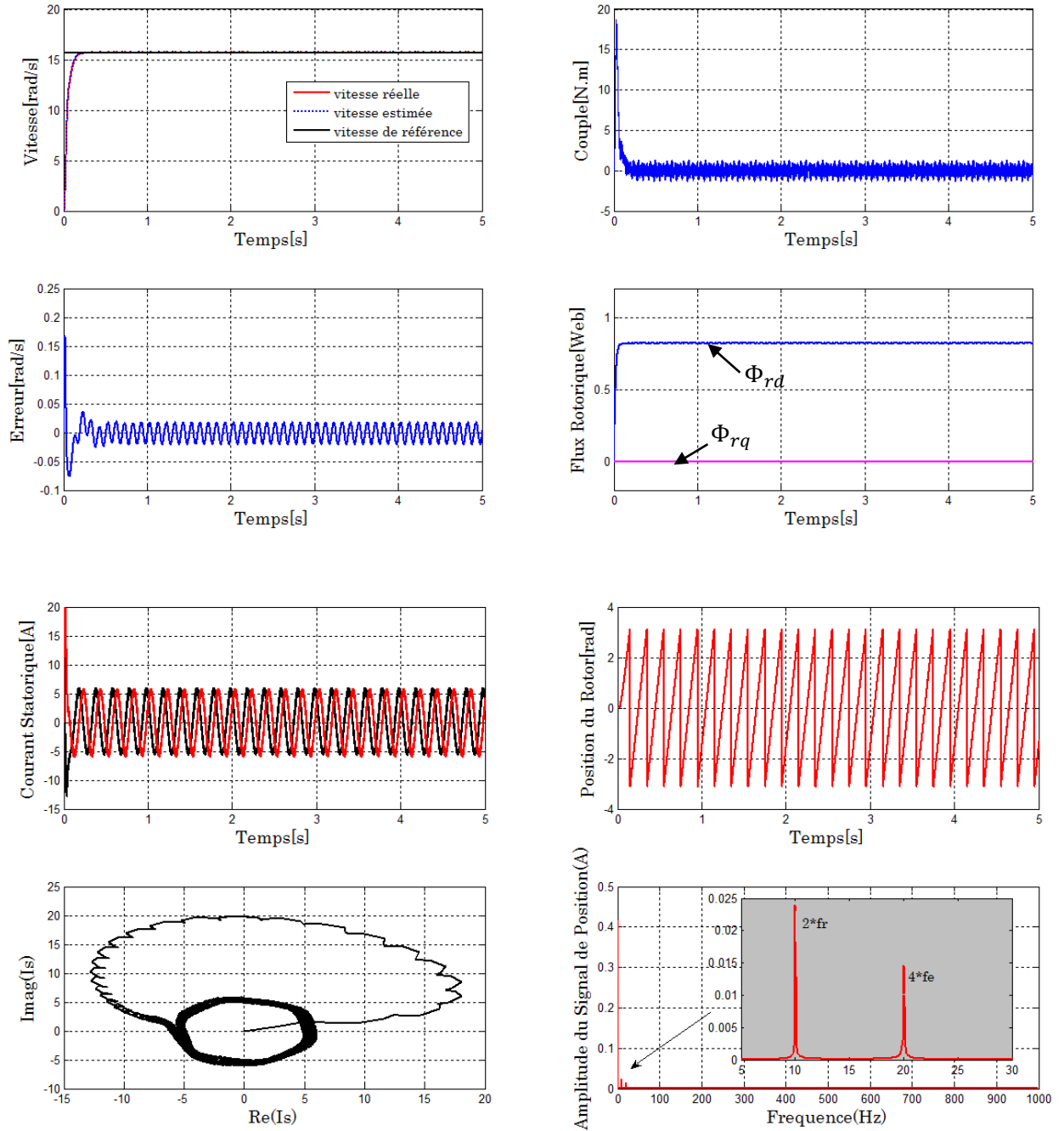
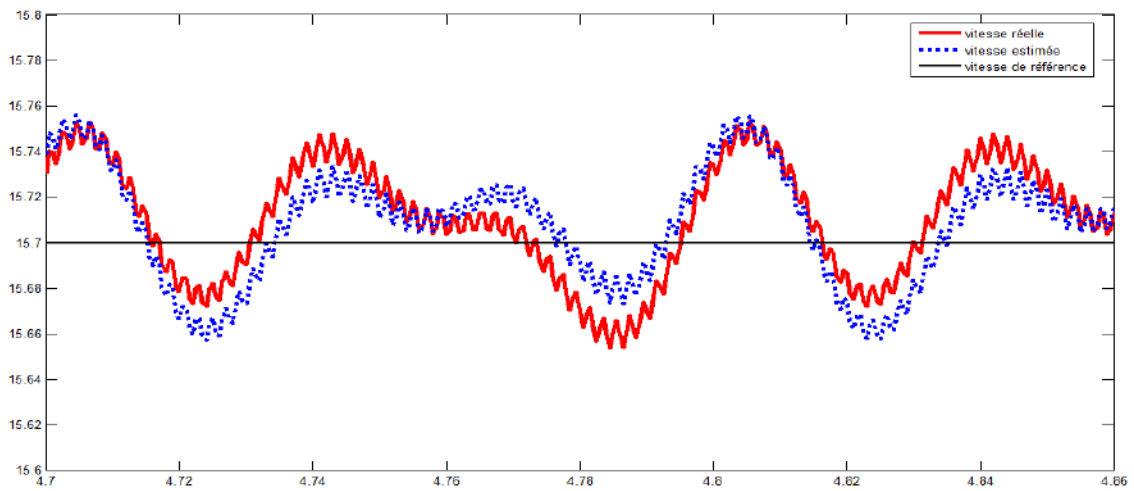
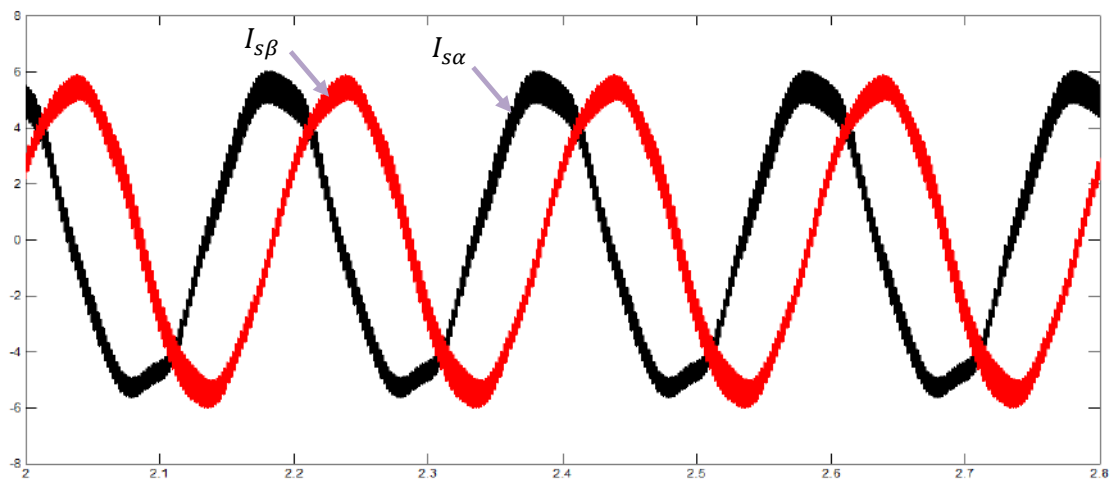


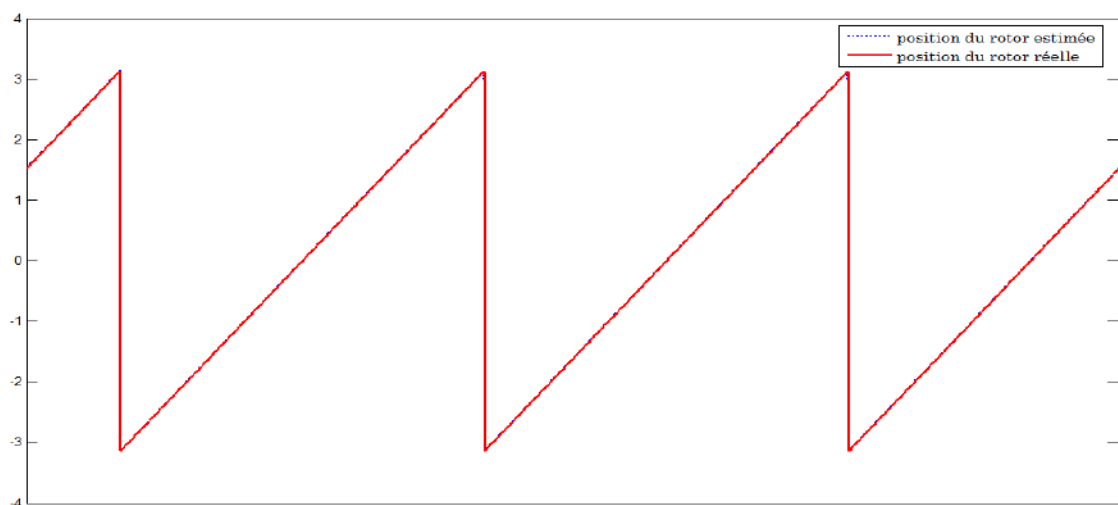
Figure IV.11: Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par l'injection de signal à HF, cas de saillances induites



(a)



(b)



(c)

Figure IV.12: Zoom;(a) : vitesse, (b): courant statorique, (c): position rotorique

Le premier test est une simulation (figures (IV.9), (IV.10)) à fréquence de 5 Hz. La machine présente une saillance due à l'effet d'encoche, elle est soumise à une vitesse de référence 15.7 rad/s. Nous constatons que la vitesse générée par la machine suit la vitesse de consigne. D'un autre côté, nous remarquons le bon fonctionnement de la commande vectorielle sans capteur de vitesse. Ceci est remarqué dans la réponse du flux rotorique figure (IV.9) qui vérifie le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. L'introduction du signal injecté dans cette commande entraîne des oscillations notables dans la réponse du couple électromagnétique. L'interaction entre l'effet d'encoche et le signal injecté produit un effet remarquable sur le courant statorique résultant figure (IV.10b). Cette déformation est due à l'existence des nouveaux harmoniques générés par l'addition du signal injecté à HF. C'est pourquoi, le contour de Park n'est plus circulaire figures (IV.9), il comporte une forme d'une ellipse ondulée. D'autre part, l'effet d'encoche est constaté dans le spectre du signal de position qui est caractérisé par l'introduction de l'harmonique $14 * f_r$ figures (IV.9). Cet harmonique apparaît même à basse fréquence 5 Hz. Pour extraire la position du rotor, on a utilisé un observateur de poursuite. On peut apprécier que le processus d'estimation par cet observateur réagit correctement. Ceci est remarqué dans la vitesse et la position rotorique estimées qui convergent vers les grandeurs réelles (figure (IV.10 a et c)). On peut remarquer aussi que malgré la faible fréquence 5 Hz, la précision n'est pratiquement pas affectée tout au long de la simulation.

La deuxième simulation (figures (IV.11), (IV.12)) qui a pour but de tester la performance de la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction par l'injection de tension à HF où une saillance induite due aux modulations des ouvertures des encoches rotorique est présente. De même, la machine est commandée à une vitesse de 15.7 rad/s. Les résultats de simulation présentent dans la figure (IV.11) montrent premièrement un découplage parfait caractérisé par une composante en quadrature du flux rotorique nulle. En outre la vitesse s'établit avec une bonne dynamique malgré qu'elle soit affectée par l'injection du signal HF, cet effet se manifeste par des ondulations de la réponse de vitesse autour de la vitesse de référence (figure (IV.12 a)). Ceci est remarqué aussi dans la réponse de vitesse estimée qui converge vers la vitesse réelle avec une erreur notable figure (IV.11). Néanmoins l'observateur de poursuite fonctionne correctement, cependant son fonctionnement reste fortement lié à la présence de saillances et l'injection de signal. Contrairement au cas précédant le courant statorique prend une forme presque sinusoïdale (figure (IV.12 b)) où son contour apparaît comme une forme

hexagonale figure (IV.11). Sans la présence de saillance, ce contour est circulaire. L'effet de la saillance induite se présente par l'harmonique $2 * f_r$, figure (IV.11).

Dans le but d'étudier la sensibilité de l'estimateur de poursuite vis-à-vis des variations du couple de charge, on applique différentes valeurs du couple à la machine soit 10%, 20% et 30% du couple résistant nominal correspondant respectivement à 2.5, 5 et 7.5 Nm aux instants respectifs de $t=1s$, $2s$ et $3s$. Au début de la simulation la machine tourne à vide à une vitesse de 15.7 rad/s. Les figures ((IV.13) et (IV.14)) montrent les résultats de simulation de ce test.

- **Cas de saillances dues aux effets des encoches**

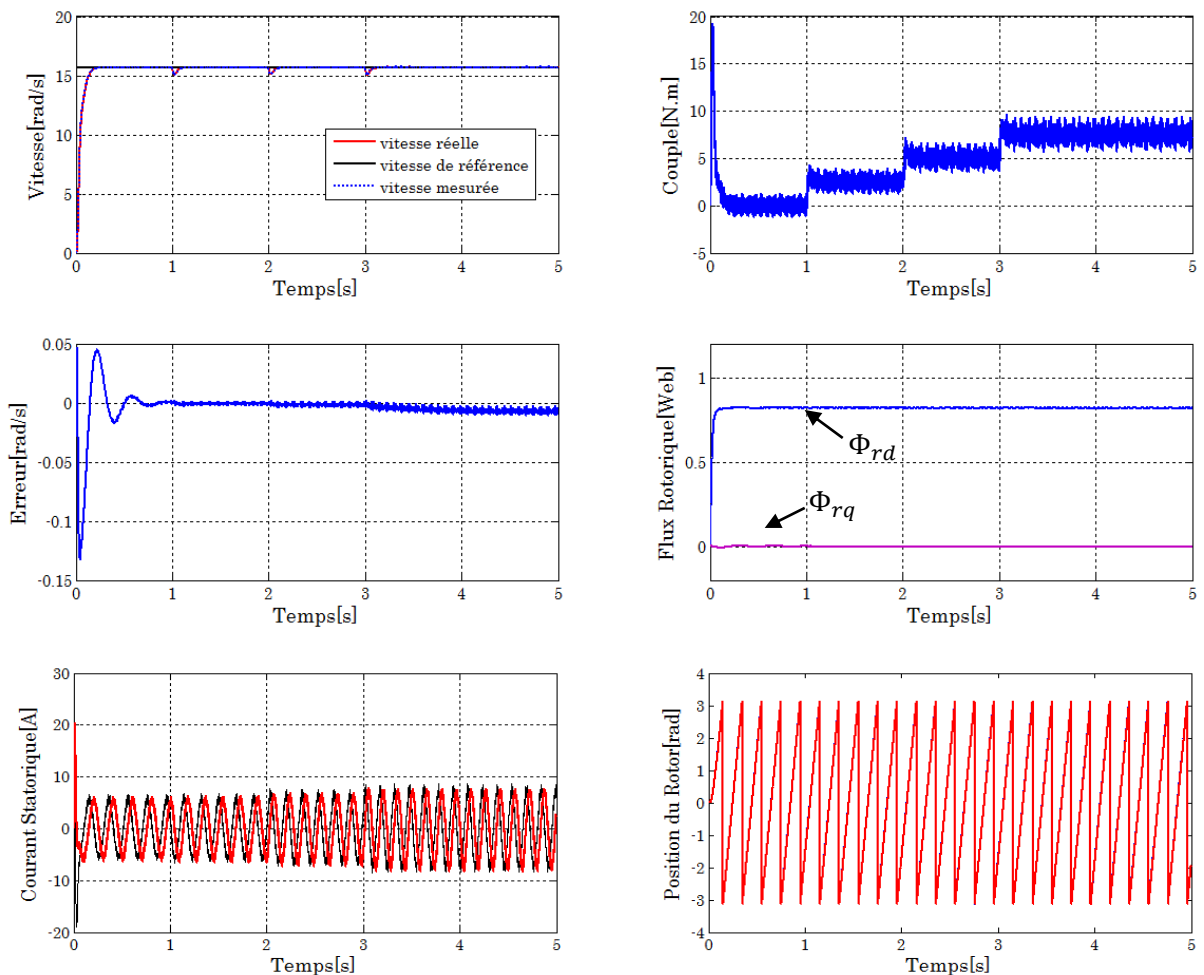


Figure IV.13: Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par l'injection de signal HF avec variation de couple de charge, cas de saillances dues aux effets des encoches

- Cas de saillances induites

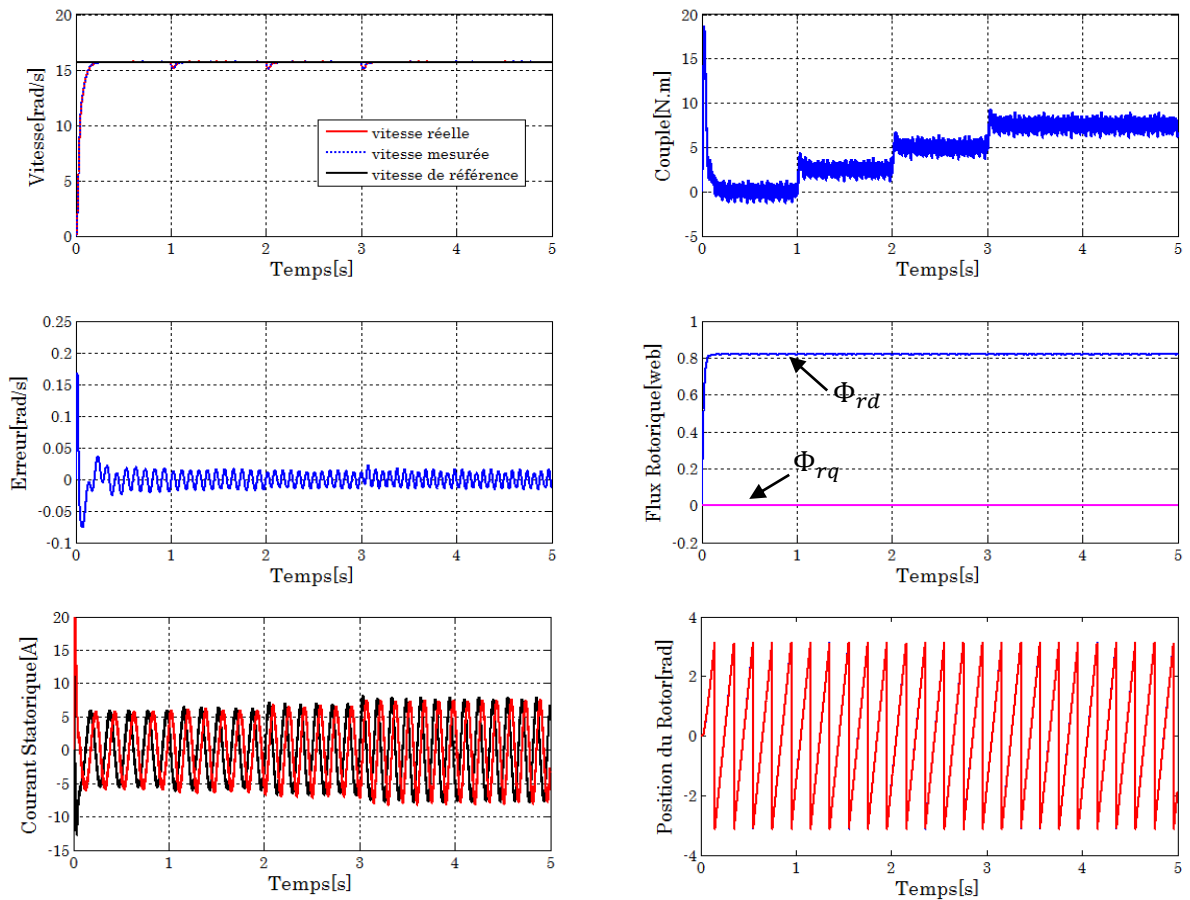


Figure IV.14: Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par l'injection de signal HF avec variation de couple de charge, cas de saillances induites

A partir des résultats présentés dans les figures ((IV.13) et (IV.14)), on déduit que le couple électromagnétique réagit avec la variation de la charge. Cette variation influe significativement sur la vitesse de la machine dans les deux cas de saillance figure (IV.15).

Due à l'application de la commande vectorielle à la machine, la vitesse de la machine revient à poursuivre la vitesse de référence qui est de 15 rad/s. L'erreur entre la vitesse réelle et estimée est presque nulle pour les deux types de saillance figures ((IV.13) et (IV.14)). D'un autre côté, le découplage entre le flux et le couple persiste toujours. Le courant statorique répond à la variation avec une augmentation dans son amplitude figures ((IV.13) et (IV.14)). En outre aucun effet notable sur la position du rotor est constaté. En effet, les résultats de ce test de simulation confirment le bon comportement de l'observateur de poursuite vis-à-vis de la variation de la charge.

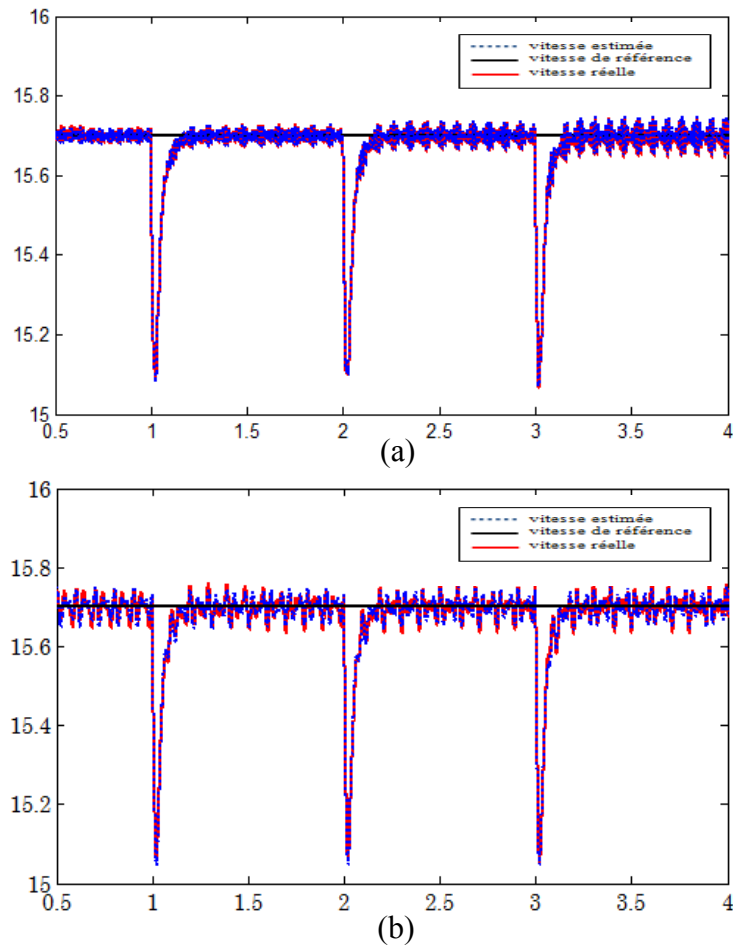


Figure IV.15: Zoom de vitesse;(a) cas de saillances dues aux effets des encoches, (b): cas de saillances induites

Afin de tester l'observateur de poursuite aux variations de charge, on procède à un test de simulation de robustesse aux basses vitesses. Premièrement, la machine tourne à la vitesse de 1.57 rad/s, avec une charge de 2.5 N.m. A l'instant $t=2s$, la valeur de la vitesse est diminuée à 0 rad/s.

Les figures (IV.16) et (IV.17) montrent respectivement les résultats de simulation de la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction par l'injection de signal HF en basses vitesses dans les cas de saillances dues aux effets des encoches et de saillances induites.

- Cas de saillances dues aux effets des encoches

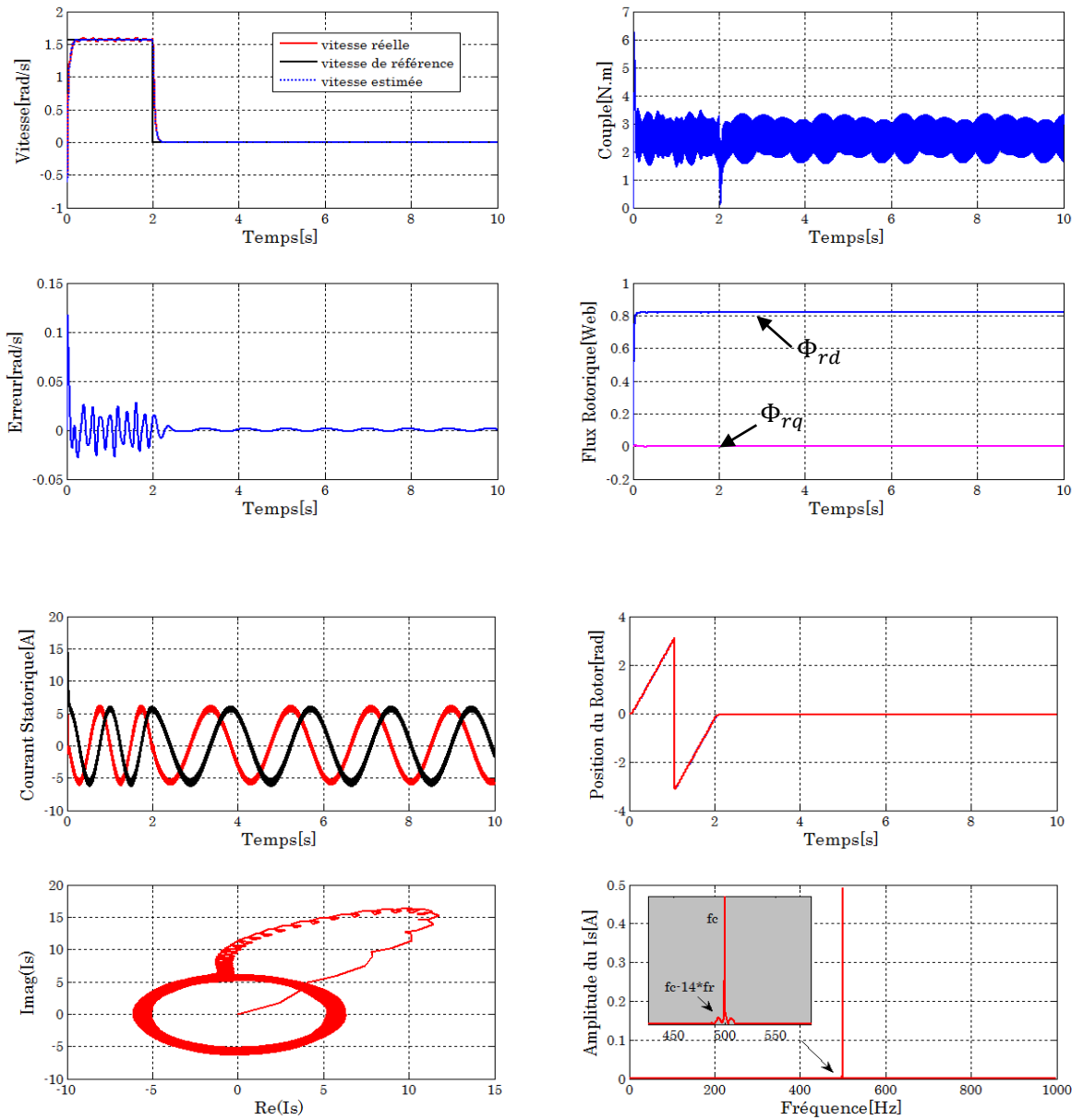


Figure IV.16: Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par l'injection de signal HF en basses vitesses, cas de saillances dues aux effets des encoches

- Cas de saillances induites

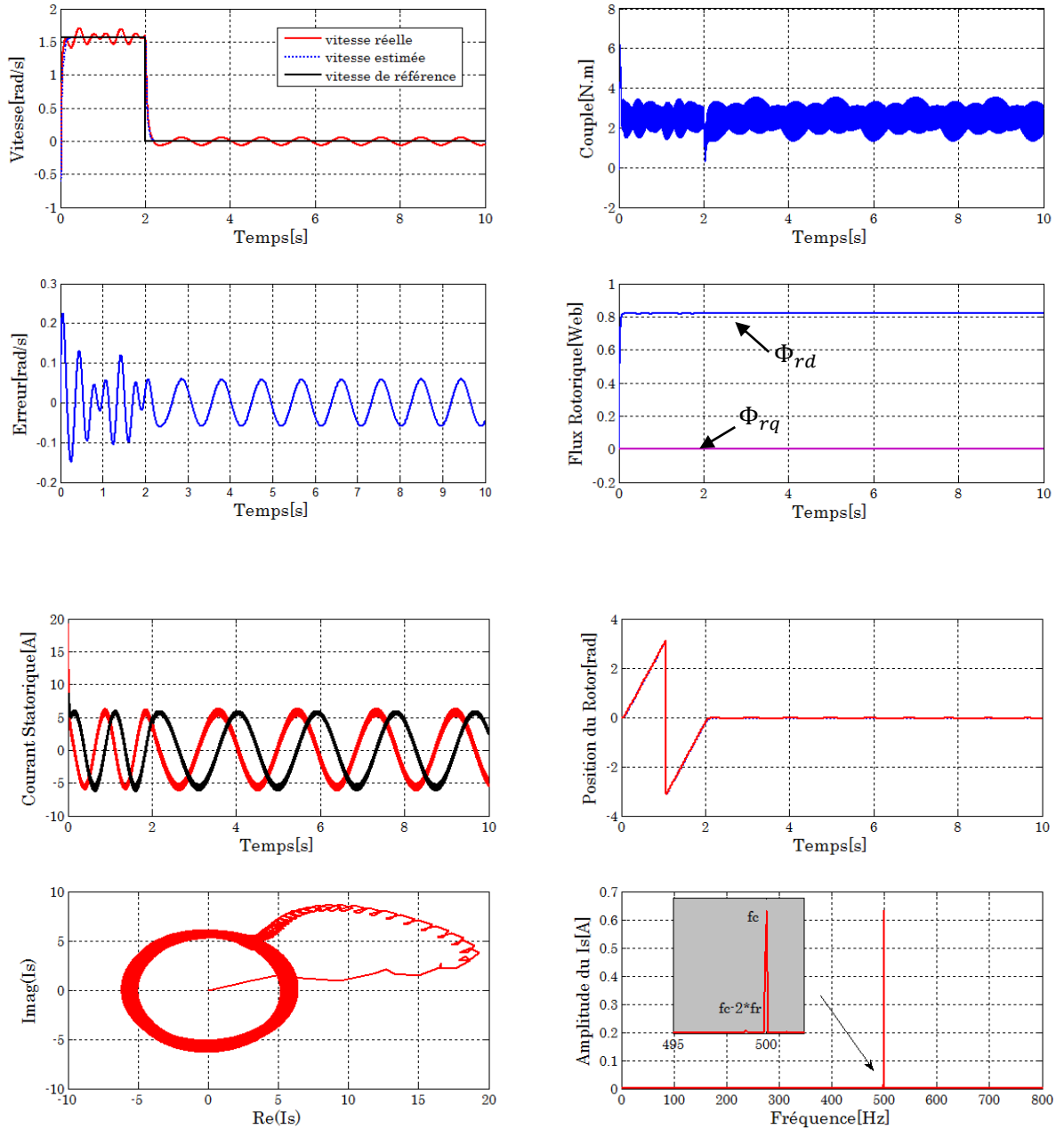


Figure IV.17: Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par l'injection de signal HF en basses vitesses, cas de saillances induites

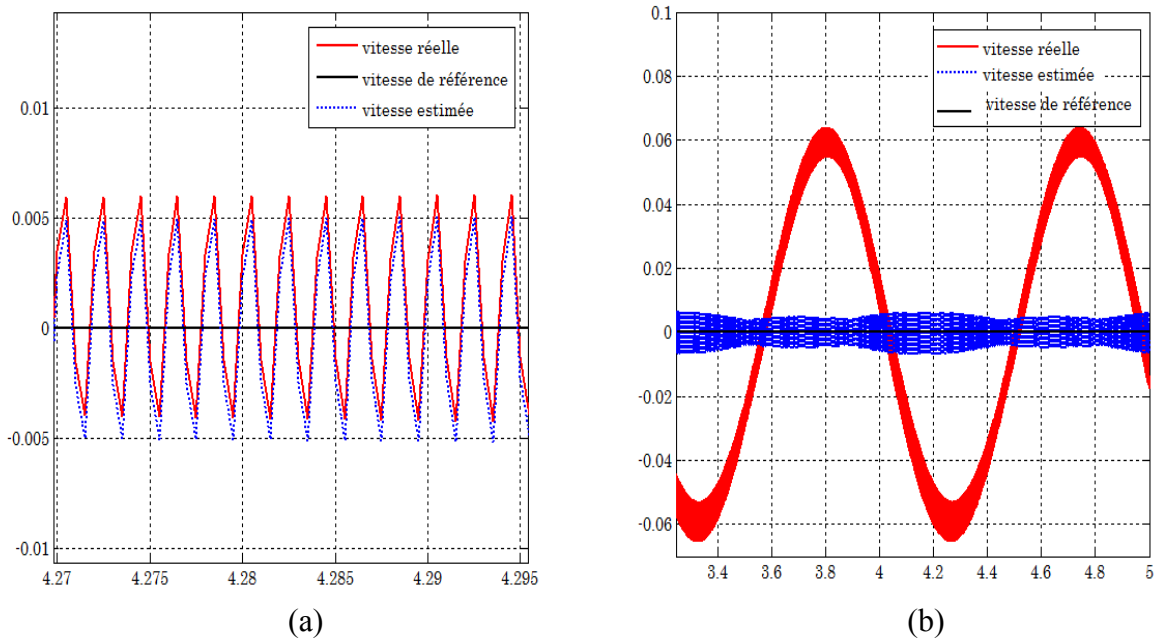


Figure IV.18: Zoom de vitesse;(a) cas de saillances dues aux effets des encoches, (b): cas de saillances induites

A partir des résultats présentés dans les figures ((IV.16) et (IV.17)), on peut constater la grande performance de la commande vectorielle vérifiée par le découplage entre la composante directe et quadrature du flux rotorique. Grâce à l'observateur de poursuite la vitesse rotorique réelle est remplacée par la vitesse estimée ce qui permet d'implémenter une commande sans capteur de vitesse. Dans le premier cas de saillance figure (IV.16), la vitesse estimée suit la vitesse de référence avec une bonne précision particulièrement lorsque la vitesse de référence est nulle. Pourtant des oscillations sont remarquées dans la vitesse réelle avant l'instant $t=2s$ où la vitesse de référence était de 1.57 rad/s figure (IV.18a). Ces oscillations apparaissent clairement dans l'erreur de vitesse. D'autre part le couple est très peu perturbé notamment pendant l'annulation de vitesse. Le courant statorique prend une forme sinusoïdale dans les deux régions. Son contour est représenté par un cercle marqué par le signal HF injecté. L'information sur la position rotorique n'est pas perdue même à vitesse nulle elle est observée dans le spectre du courant statorique figure (IV.16).

Contrairement au deuxième cas de saillance figure (IV.17), la vitesse rotorique réelle présente des oscillations autour de la vitesse de référence pendant toute la durée de simulation figure (IV.18b). Cependant la vitesse estimée caractérisée par une poursuite parfaite de la vitesse de référence. L'allure de l'erreur de vitesse prend une forme sinusoïdale autour de zéro.

L'apparition de l'harmonique $2 * f_r$ dans le spectre du courant indique la capacité du signal injecté de suivre cet harmonique même dans les régions de vitesse nulle.

Le tableau suivant donne un résumé comparatif des deux structures de commande sans capteur de vitesse par HF suivant les tests de simulation qui ont été effectués. Les notations dans le tableau ont la signification suivante : "++" signifie excellente, "+" signifie satisfaisante, "-" signifie peu satisfaisante et "--" signifie non satisfaisante.

Commande sans capteur de vitesse par HF	Test de performance de commande sans capteur de vitesse par HF de la MI				Test de robustesse vis à vis aux variations de couple de charge				Test en très basses vitesses			
	vitesse estimée	couple	courant	position	vitesse estimée	couple	courant	position	vitesse estimée	couple	courant	position
Avec saillances dues aux effets d'encochage	++	-	+	+	+	+	+	++	++	--	-	++
Avec saillances induites	+	-	-	+	-	+	+	++	+	--	-	+

Tableau. III : Comparaison entre les deux types de commande sans capteur de vitesse

IV.5 CONCLUSION

L'implémentation de commande vectorielle de la machine à induction exige la connaissance de la position du flux. Pour la commande vectorielle directe à orientation du flux rotorique, la position du flux peut être estimée à l'aide des terminaux électriques sans besoin d'insérer des capteurs. En plus une meilleure performance de cette commande peut être obtenue lorsqu'on élimine le capteur de vitesse rotorique. Nous avons proposé dans ce chapitre trois types d'estimateurs permettant d'extraire la position du rotor, ces estimateurs sont connus dans la littérature avec les méthodes classiques. Toutefois, dans notre travail, ces estimateurs destinés à calculer ou bien estimer la position du rotor à partir du courant résultant de l'injection de la tension à haute fréquence. Comme on a dit l'observateur de poursuite présente un moyen simple et robuste de l'extraction de l'information spatiale sur la position du rotor présente dans le courant statorique. L'utilisation de cet observateur pour remplacer la vitesse réelle de la

machine dans une commande sans capteur de vitesse affirme une grande aptitude de suivre la vitesse réelle avec presque une erreur nulle. L'implémentation de cet observateur dans une commande vectorielle a permis de trouver une meilleure solution de contrôler la machine à induction sans capteur de vitesse dans les régions de basses vitesses et à vitesse nulle.

Les résultats de cette étude peuvent être résumés par :

- L'utilisation de techniques d'estimation basée sur l'injection de signal HF permettant une estimation de haute résolution avec une influence minimale des paramètres.
- L'excitation par un signal persistant permet une estimation continue, même à des faibles vitesses y compris la vitesse zéro.
- La robustesse et la précision de la technique d'estimation basée sur l'injection de signal HF sont limitées par le modèle de saillance utilisé dans l'estimateur. Les erreurs d'estimations qui en résultent supposent un modèle de saillance unique. Lorsque plusieurs saillances existent, la précision de l'estimateur peut être améliorée par d'autres modélisations tenant en compte de toutes les saillances présentes dans la machine.
- La réussite de commande sans capteur de vitesse par HF est fortement liée à l'existence de saillance dans la machine.
- L'utilisation de saillance due à l'effet d'encoche présente un avantage par rapport aux autres saillances puisque, elle existe naturellement dans la machine et ne nécessite aucune modification dans la conception de la machine.

CONCLUSION GENERALE

Les techniques de contrôle sans capteur de vitesse de la machine à induction qui s'appuient sur le modèle conventionnel de la machine ont été révélées capables de fournir un contrôle de la machine avec de hautes performances dans les moyennes aux grandes vitesses. Toutefois à fréquence proche de zéro, ces méthodes échouent et la vitesse devient pratiquement inobservable due à la perte des informations recueillies du rotor au niveau des terminaux du stator et par conséquent le contrôle de la machine devient dérisoire, voire instable. Un fonctionnement stable dans cette région des faibles vitesses est seulement possible lorsque les méthodes dites méthodes d'injection de signal à haute fréquence seront considérées et appliquées. L'application de ces méthodes requiert l'existence de saillances dans la machine. Les sources de saillances sont diverses, on peut distinguer la saillance due à la saturation, la saillance induite où celle due aux effets des encoches rotoriques.

L'interaction entre le signal injecté à haute fréquence (courant ou tension) et les saillances se trouvant dans la machine produit des composants en grandeurs électriques mesurables. L'intérêt de la thèse a été dans l'amélioration de la commande sans capteur de vitesse par l'injection de signal à haute fréquence lorsque la machine travaille à faible vitesse. Nous avons proposé la méthode d'estimation basée sur l'injection du signal HF en exploitant les saillances existant dans la machine.

Nous avons présenté, lors d'une première partie du chapitre I, les méthodes d'estimation de la vitesse basées sur le modèle conventionnel de la machine. Comme il est montré dans ce chapitre, ces méthodes qui ont des performances non satisfaisantes dans les régions de basses vitesses, c'est toujours leur sensibilité aux variations paramétriques qui en ressort. Ces limitations nous ont poussés à chercher d'autres méthodes d'estimation permettant un fonctionnement stable dans cette région. La deuxième partie du chapitre I, a été entièrement consacrée à la présentation des différentes méthodes basées sur l'injection du signal à haute fréquence, dont une comparaison entre ces méthodes a été également présentée.

Dans le chapitre II, nous avons adopté le modèle de la machine à induction muni de saillances pour pouvoir appliquer la méthode d'injection de signal à haute fréquence. Premièrement, nous avons donné une vue sur le concept de saillances et aussi nous avons cité les différents types de saillances existantes dans la littérature. Puisque le modèle classique de la machine à induction s'appuyant sur des hypothèses simplificatrices néglige les effets non idéaux dans la machine telle que la saillance et par conséquent il est incapable de décrire le phénomène de toute saillance existante dans la machine. Pour cela, nous avons procédé au développement de nouveaux modèles dédiés à la commande qui ont une capacité de visualiser et de décrire le phénomène de saillance. Les modèles ainsi exposés peuvent être utilisés dans le cas d'absence de saillances.

Dans le chapitre III, nous avons essayé de détecter ces dites saillances en utilisant un signal de tension à haute fréquence. L'injection de ce signal dans la machine (avec saillances) produit un signal de courant comportant l'information sur la position de la saillance. L'analyse du courant résultant montre l'apparition de plusieurs harmoniques. Seulement la composante contenant la position de la saillance est retenue, et les autres composantes doivent être éliminées. Pour ce but, nous avons présenté au cours de ce chapitre les différentes techniques de modulation. Cette étude a montré que les positions des saillances sont détectées par le signal HF injecté et que la présence de saillances dans le courant mesuré montre la précision et la validité des modèles développés.

Nous sommes ensuite passés à l'exploitation des composantes obtenues pour estimer la position du rotor. Nous avons présenté trois méthodes d'estimation dont la première utilise la fonction \arctg pour calculer la position du rotor nécessitant le calcul de la dérivée pour obtenir l'information sur la vitesse rotorique, mais laquelle dérivée produit un problème dans la pratique. Pour résoudre ce problème, une autre méthode va permettre d'estimer directement

la vitesse rotorique sans besoin d'utiliser la dérivée, cette méthode appelé méthode d'estimation par boucle à verrouillage de phase (PLL). Elle donne des résultats acceptables mais toujours sa performance reste dépendante des paramètres des régulateurs. Une méthode est récemment plus utilisée dans la littérature, elle donne une grande poursuite de position mesurée par son fonctionnement en boucle fermée, c'est l'observateur de poursuite (*tracking observer*). L'application de ces méthodes d'estimations exige l'existence de saillance pour identifier sa position. Ces méthodes démontrant leurs capacités d'estimer la vitesse rotorique permettant de remplacer la vitesse mesurée dans l'implémentation des commandes sans capteur de vitesse.

Nous avons essayé au cours de ce travail de trouver une solution pour améliorer la performance de la commande sans capteur de vitesse aux basses vitesses. Par l'utilisation des méthodes d'injection de signal à haute fréquence, nous avons réussi à atteindre notre but en expliquant toutes les étapes nécessaires pour parvenir à contrôler la machine par cette technique. Ainsi, nous avons commencé par le développement des nouveaux modèles saillants jusqu' à arriver à détecter la position de la saillance et l'utiliser dans la commande sans capteur de vitesse. Cependant, il est à remarquer que les modèles développés dans ce travail présentent des limitations puisque ils n'incarnent pas tous les phénomènes existants dans la machine, c'est le cas échéant par exemple de plusieurs saillances. Ces modèles élaborés supposent l'existence d'une seule saillance, ce qui est incorrecte en réalité. En outre des problèmes harmoniques et autres peuvent barbouiller les méthodes d'estimation de vitesse qui sont basées sur des techniques de filtrages classiques et qui produisent inévitablement un retard dans la position estimée.

Pour les perspectives de ce travail, il faudrait améliorer l'estimation de la position, donc de la vitesse en utilisant un système de filtrage adéquat pour éliminer les composantes perturbatrices. Entre autres, on aurait pensé à l'utilisation des réseaux de neurone ou le filtre de Kalman. Malgré que la technique d'estimation par l'injection de signal présente un défi dans le domaine des basses fréquences, l'injection du signal HF elle-même provoque des oscillations au niveau du couple et un bruit électromagnétique, voire un bruit qui peut être audible. Il conviendrait ainsi de penser sur des perspectives à ce travail afin de trouver aussi des méthodes de minimisation des oscillations du couple à faibles vitesses.

ANNEXE A

PARAMETRES DE LA MACHINE A INDUCTION

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 1.2 \Omega$ Résistance du stator

$R_r = 1.8 \Omega$ Résistance du rotor

$L_s = 0.1568H$ Inductance du stator

$L_r = 0.1568H$ Inductance du rotor

$M = 0.15H$ Inductance mutuelle

$P = 4KW$ Puissance électrique

$V_s = 220/380V$ Tension du stator

$P = 4$ Nombre de pôles

A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.05kgm^2$ Moment d'inertie

$f = 0.0SI$ Coefficient de frottement

$Cr = 25N.m$ Couple de charge

ANNEXE B

FACTEUR DE CORRECTION DE L'ENTREFER (FACTEUR DE CARTER)

B.1 FACTEUR DE CARTER

En général, pour calculer l'induction à partir de la fmm , on suppose l'entrefer des machines à induction lisse, ce qui revient à négliger les dentures stator et rotor. En réalité, les ouvertures d'encoches modifient la forme de l'induction. Afin de prendre en compte l'influence des encoches sur la distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer, on utilise le facteur de Carter. Il dépend de certains paramètres géométriques des encoches, sa formule est donnée par [81,82]:

$$k_c = \frac{t_p(5\delta_m + W_{op})}{t_p(5\delta_m + W_{op}) - W_{op}^2} \quad (B1)$$

avec,

δ_m : Longueur mécanique de l'entrefer

W_{op} : Ouverture d'encoche rotorique

t_p : Pas de dent rotorique (circonférence du rotor par le nombre des encoches rotoriques)

B.2 FACTEUR DE CORRECTION DE L'ENTREFER

Pour étudier le phénomène des saillances dues aux modulations d'ouvertures des encoches rotoriques dans la machine à induction, il est possible de considérer un nouveau entrefer dite l'entrefer équivalent dont sa longueur est donnée par [52]:

$$\delta_s = \delta K_s \quad (B2)$$

où,

K_s : Facteur de correction de Carter

$$K_s = \frac{1}{a_1 - a_2 \cos(2p\theta)} \quad (B3)$$

a_1 et a_2 sont des constantes associées au maximum et au minimum d'entrefer.

(B3) dans (B2) donne:

$$\delta_s = \frac{\delta}{\delta_1 - \delta_2 \cos(2p\theta)} \quad (B4)$$

avec,

$$\delta_1 = \frac{a_1}{\delta}$$

$$\delta_2 = \frac{a_2}{\delta}$$

θ : Position du rotor

Dans le cas d'absence de modulation des encoches, $a_2 = 0$, $K_s = K_c$

ANNEXE C

RESULTATS DE SIMULATION DE VARIATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE A INDUCTION

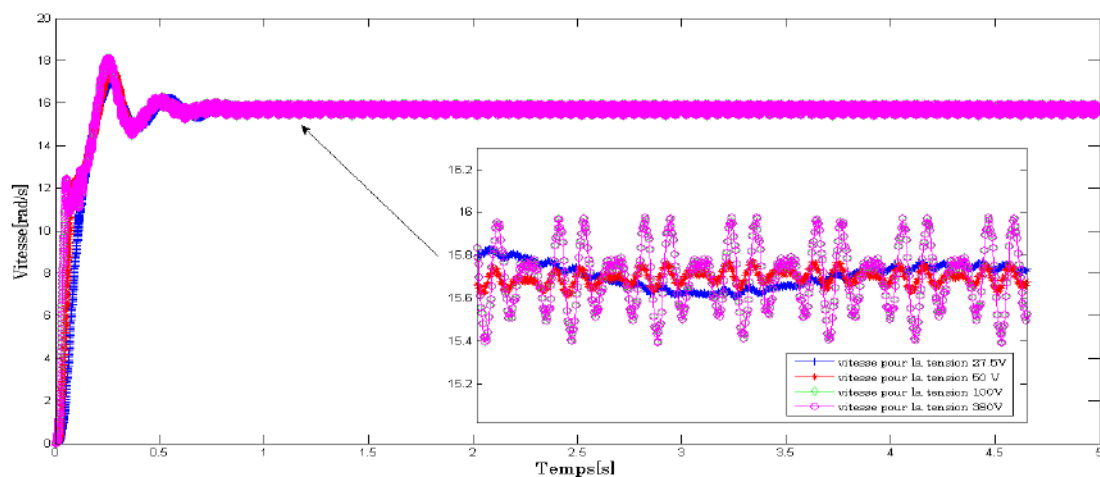
C.1 TESTS DE SIMULATION SUR L'ALIMENTATION DE LA MACHINE A INDUCTION

Le choix de l'amplitude de la tension de l'alimentation fondamentale de la machine, de l'amplitude du signal injecté et de sa fréquence sont dépendants des critères suivants :

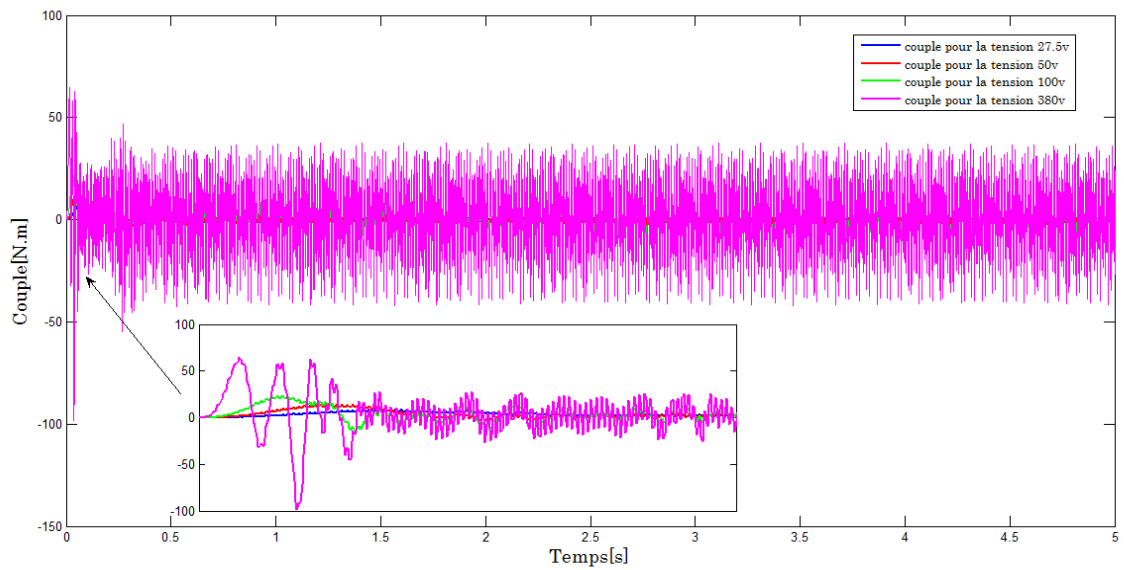
- Un couple avec minimum des ondulations ;
- L'harmonique d'effet d'encochage apparait dans le spectre du courant statorique.

Pour ce but, on a effectué différents tests de simulation.

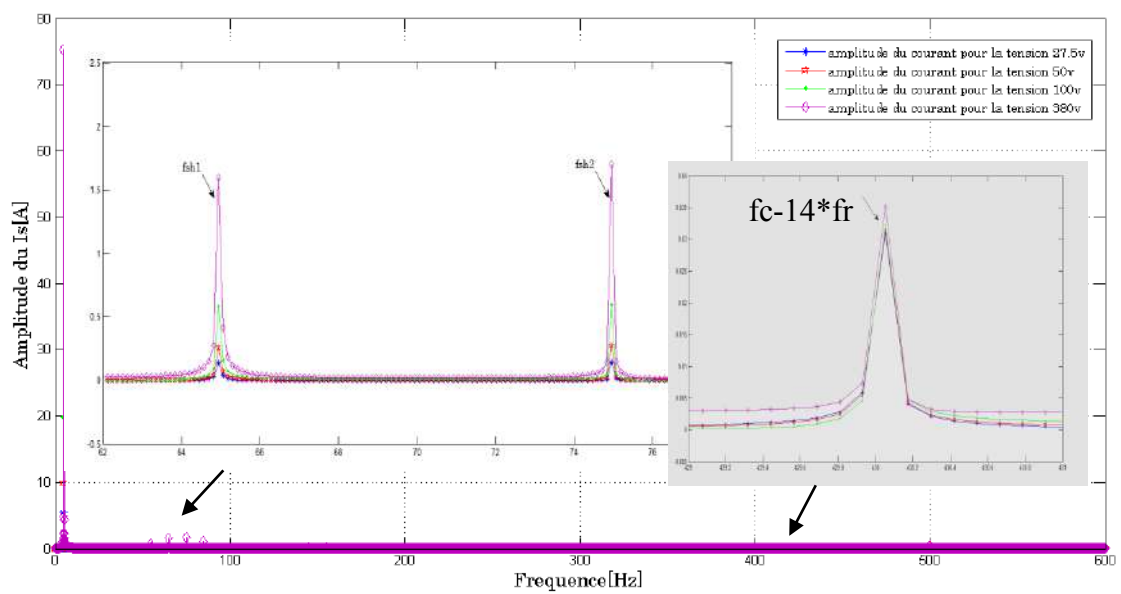
C.1.1 Résultats de Simulation du test de Variation de l'Amplitude de la Tension Fondamentale



(a)



(b)

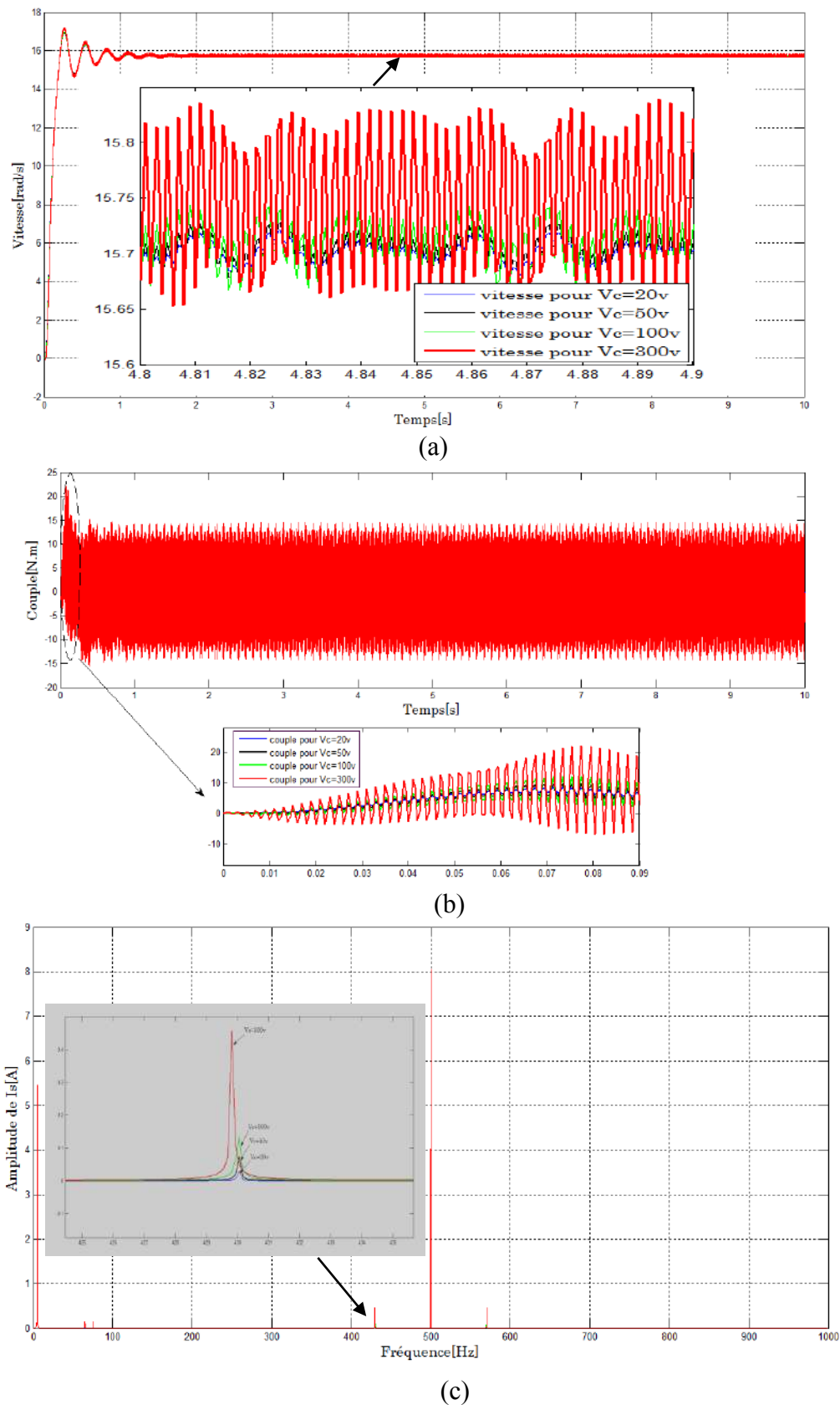


(c)

Figure(C.1) Résultats de simulation de la MI avec variation dans l'amplitude de V_s

(a) : vitesse rotorique, (b) : couple ; (c) : spectre du courant statorique

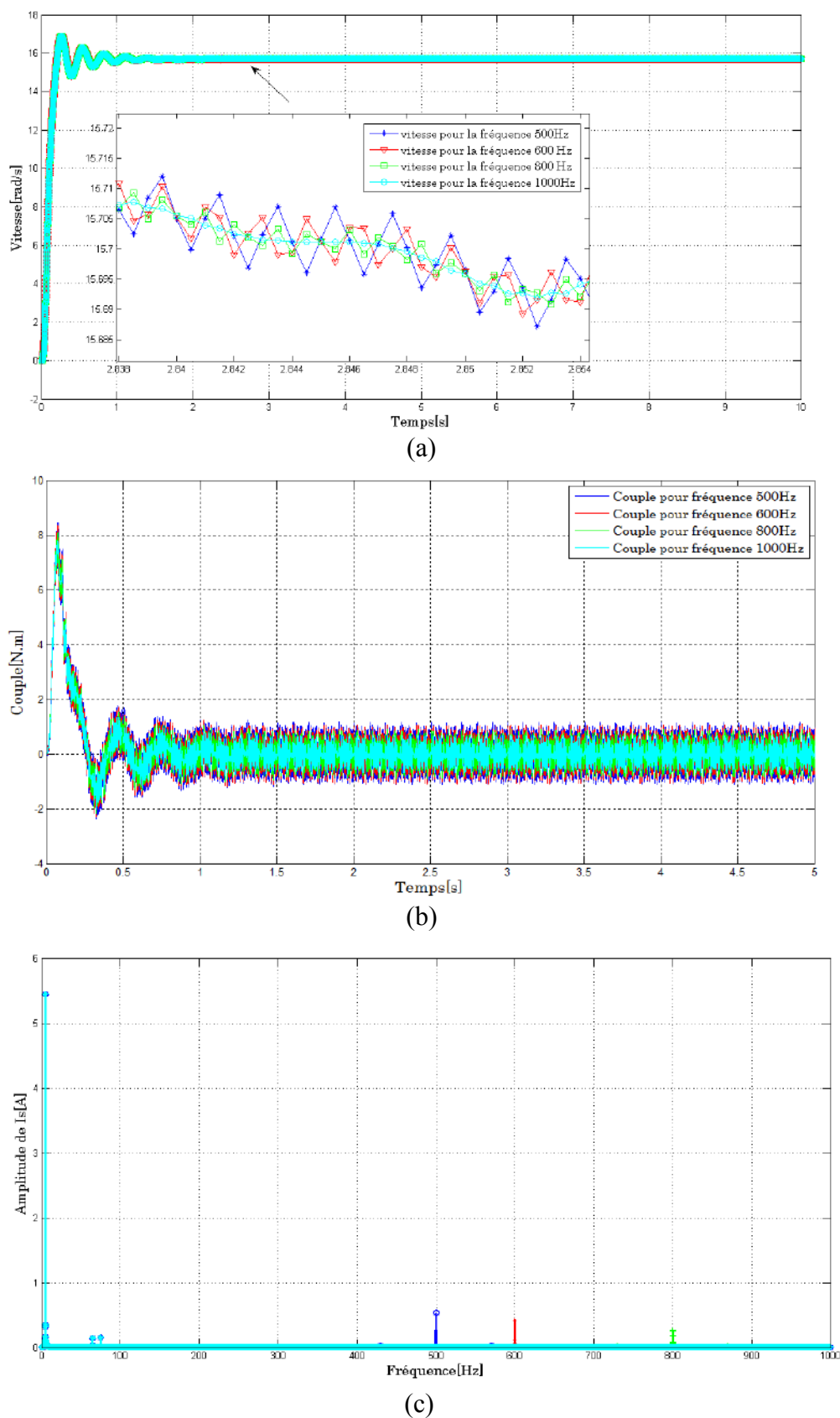
C.1.2 Résultats de Simulation du test de Variation de l'Amplitude du signal injecté



Figure(C.2) Résultats de simulation de la MI avec variation dans l'amplitude de V_c ;

(a) : vitesse rotorique, (b) : couple ; (c) : spectre du courant statorique

C.1.3 Résultats de Simulation pour de test de Variation de la fréquence du signal injecté



Figure(C.3) Résultats de simulation de la MI avec variation de la fréquence f_c ;
 (a) : vitesse rotorique, (b) : couple ; (c) : spectre du courant statorique

ANNEXE D

CALCUL DES REGULATEURS

D.1 CALCUL DU REGULATEUR DE LA COMMANDE VECTORIELLE

- Régulateur de Vitesse

Les paramètres du régulateur PI peuvent être calculés à partir de la fonction de transfert en boucle fermée du système donné dans la figure D.1 :

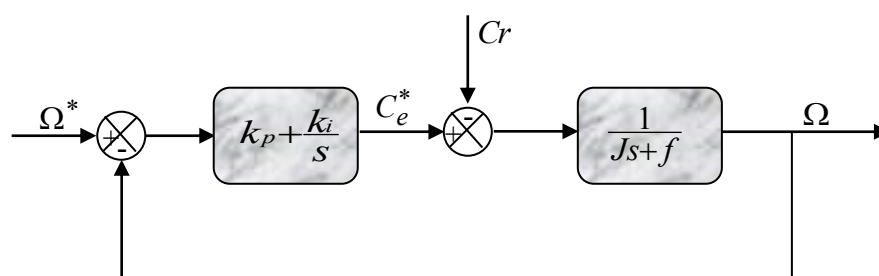


Figure (D.1) Schéma de régulation de vitesse

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\left(\frac{1}{Js+f}\right) \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{Js+f}\right) \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)} = \frac{\left(\frac{k_p}{k_i}\right) s + 1}{\left(\frac{J}{k_i}\right) s^2 + \left(\frac{k_p}{k_i} + \frac{f}{k_i}\right) s + 1}, (C_r = 0) \quad (D1)$$

Cette fonction peut se mettre sous la forme standard suivante :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\tau s + 1}{\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) s + 1} \quad (D2)$$

Par identification on a :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{k_p + f}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (D3)$$

Si on néglige le frottement on obtient :

$$k_i = J\omega_n^2 \quad (D4)$$

$$k_p = J\omega_n 2\xi \quad (D5)$$

Pour éviter le dépassement non contrôlé au niveau de la vitesse, on filtre la vitesse de référence par un filtre du premier ordre tel que : $\frac{1}{\tau s + 1}$

avec :

$$\tau = \frac{k_p}{k_i}$$

- **Régulateur du Flux**

Le découplage proposé dans cette commande permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{K_1}{(s + \gamma) \left(s + \frac{1}{\tau_r} \right)} V_{sd1} \quad (D6)$$

avec :

$$K_1 = \frac{M}{\sigma \ell_s \tau_r}, \quad \gamma = \frac{r_\sigma}{\sigma \ell_s}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2nd ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type : $PI(s) = k_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}$, le système en boucle ouverte peut être représenté par la figure D.2

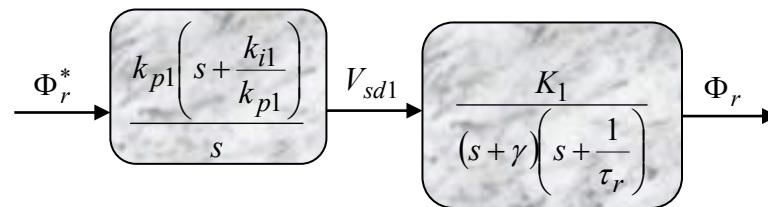


Figure (D.2) Schéma de régulation du flux en boucle ouverte

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur,

soit $\left(s + \frac{1}{\tau_r} \right)$ par $\left(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}} \right)$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{1}{\tau_r} \quad (D7)$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{k_{p1} K_1}{s(s + \gamma)} \quad (D8)$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$1 + \frac{\gamma}{k_{p1} K_1} s + \frac{s^2}{k_{p1} K_1} = 0 \quad (D9)$$

La forme canonique du 2nd ordre permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{1}{k_{p1}K_1} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{k_{p1}K_1} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{D10})$$

Le gain k_{p1} est donné par :

$$k_{p1} = \frac{\gamma^2}{K_1(2\xi)^2} \quad (\text{D11})$$

L'équation (C7) permet de déduire k_{i1} :

$$k_{i1} = \frac{1}{\tau_r} k_{p1} \quad (\text{D12})$$

- **Régulateur du Couple**

De même, les équations de découplage proposées dans cette commande permettent d'exprimer C_e :

$$C_e = \frac{K_2}{s + \gamma} V_{sq1} \quad (\text{D13})$$

$$\text{avec : } K_2 = \frac{pk_r \Phi_r^*}{\sigma \ell_s}$$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne du flux Φ_r^* .

L'utilisation d'un régulateur PI donne le schéma en boucle ouverte suivant, voir figure D.3.

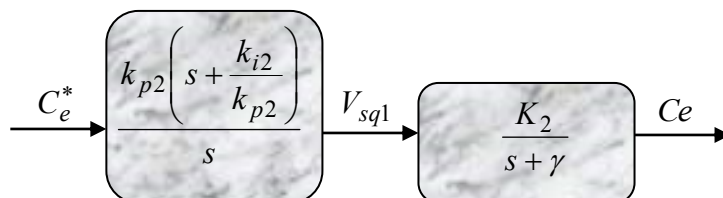


Figure (D.3) FTBO corrigée du couple

Compensons le pôle $s + \gamma$ par $s + \frac{k_{i2}}{k_{p2}}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma \quad (\text{D14})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{k_{p2} K_2}{s} \quad (\text{D15})$$

En boucle fermée, un transfert du 1^{er} ordre de constante de temps $\frac{1}{k_{p2} K_2}$ est un gain statique unitaire. Pour un temps de réponse imposé $t_{rep(5\%)}$, il vient :

$$3 \frac{1}{k_{p2} K_2} = t_{rep(5\%)} \quad (\text{D16})$$

soit,

$$k_{p2} = 3 \frac{\sigma L_s}{p k_r \Phi_r^* t_{rep(5\%)}}$$

et, d'après l'équation (D14), on a :

$$k_{i2} = \gamma k_{p2} \quad (\text{D17})$$

D.1.1 Applications Numériques

Les paramètres de la machine donnés en annexe A permettent de calculer les valeurs des différents coefficients des régulateurs utilisés.

γ	213.9978
σ	0.0849
τ_r	0.0871 sec
K_1	129.4194
K_2	165.4286

Pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 0.7$), nous avons :

$$\left(\omega_n t_{rép(5\%)} = -\frac{1}{\xi} \ln\left(0.05\sqrt{1-\xi^2}\right) = 4.76 \right) \quad (D18)$$

avec :

$t_{rép(5\%)}$: représente le temps de réponse du système.

Alors les paramètres des régulateurs sont :

REGULATEUR DE VITESSE	
ξ	0.7
$t_{rép(5\%)}$	0.16 s
ω_n	29.75 rad/s
k_p	2.0825
k_i	44.2531
τ	0.0471s

REGULATEUR DU FLUX	
ξ	0.7
k_{p1}	180.5357
k_{i1}	2072.5

REGULATEUR DU COUPLE	
$t_{rép(5\%)}$	0.0160 s
ξ	0.7
k_{p2}	1.1334
k_{i2}	242.5451

Les paramètres des régulateurs sont calculés pour une commande vectorielle sans onduleur, après l'introduction de l'onduleur ces paramètres peuvent être réajustés d'une manière à obtenir une bonne performance.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Mengwei, J. Chiasson, M. Bodson, and L.Tolbert, "Observability of Speed in an Induction Motor from Stators Currents and Voltages," in *Proc. Conf. Decision and Control and the European Control*, pp.3438-3443, Dec .2005.
- [2] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rational Transducers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, no.5, pp.1054-1061, Sep. /Oct. 1992.
- [3] H. Kubota, K. Matsuse, "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, no.5, pp.1219-1224, Sept. /Oct. 1994.
- [4] J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Motor Drives," in *Proc. IEEE*, vol. 90, no.8, pp. 1358-1394, Aug. 2002.
- [5] Tae-Sung Kwon, Myoung-Ho Shin and Dong-Seok Hyun, "Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer," *IEEE Trans. Power. Elect.*, vol. 20, no.4, pp. 864-869, July. 2005.
- [6] Che-Ming Lee and Chern-Lin Chen, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor using Kalman Filter-assisted Adaptive Observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.45, no.2, pp. 359-361, April.1998.

- [7] F. Briz, A. Diez, and M. W. Degner, "Dynamic Operation of Carrier-Signal-Injection-based Sensorless Direct Field-Oriented AC Drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, no. 5, pp. 1360-1368, Sept./Oct. 2000.
- [8] J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Machines-with or without Signal Injection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no.1, pp. 7-30, Feb. 2006.
- [9] M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Position Estimation in Induction Machines utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier Frequency Signal Injection," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, no. 3, pp. 736-742, May./June.2000.
- [10] Q. Gao, G. Asher, and M. Sumner, "Sensorless Position and Speed Control of Induction Motors using High-Frequency Injection and without Offline Precommissioning," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2474-2481, Oct. 2007.
- [11] J.-I. Ha and S.-K. Sul, "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, Jan./Feb. 1999.
- [12] T. M. Wolbank and M. K. Metwally, "Sensorless Position and Torque Control of Induction Motors based on Transient Signal Injection and Advanced Signal Processing," in *Proc. Asia-Pacific Economic Cooperation (APEC)*, Washington, DC, pp. 216-222, Feb. 2009.
- [13] C. Caruana, G. M. Asher, and M. Sumner, "Performance of HF Signal Injection Techniques for Zero-Low-Frequency Vector Control of Induction Machines under Sensorless Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no.1, pp. 225-238, Feb. 2006.
- [14] Y.d. Yoon, S.k. Sul, S. Morimoto, and K.Ide, "High Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines based on Square Wave type Voltage Injection," in *Proc. Energy Conversion Congr. and Exposition (ECCE)*, San Jose, pp. 2123-2130, Sept. 2009.
- [15] L. A. S. Ribeiro, M. W .Degner, F. Briz, R.D.Lorenz, "Comparison of Carrier Signal Voltage and Current Injection for the Estimation of Flux Angle or Rotor Position," in *Proc. IAS Annu. Meeting*, vol. 1, pp. 452-459, Oct. 12-15, 1998.
- [16] L. A. S. Ribeiro , M. W .Degner, F. Briz, R.D.Lorenz, "Using Carrier Frequency Current Injection for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Drives," in *Proc. Brazilian Conf. Power Electronics (COBEP 99)*, Brazil, pp.19-23, Sept. 1999.
- [17] M.schroedl, "Sensorless Control of AC Machine at Low Speed and Standstill based on INFORM Method," in *Proc. IAS Annu. Meeting*, San Diego, pp. 270-277, Oct. 5-10, 1996.
- [18] J. Holtz, "Sensorless Position Control of Induction Motor-an emerging Technology," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 6, pp. 840-851, 1998.

- [19] F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, J. Moreira, R. W. De Doncker, "Universal Field Oriented Controller based on Air Gap Flux Sensing via third Harmonic Stator Voltage," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, no. 2, pp. 448- 455, March./April.1994.
- [20] Hui Luo, Tao Luo, Shuyun Wan, "Implementation of Full-Order Flux Observer for Speed Sensorless Drives of Induction Motor at High Speeds," in *Proc. Int. Electrical Machines and Systems Conf. (ICEMS)*, pp 1638-1640, 2008.
- [21] A.Testa, D. Triolo, A. Consoli; G. Scarcella, G.Scelba, "Sensorless Air gap Flux Position Estimation by Injection of Orthogonal Stationary Signals," in *Proc. Int. Power Electronics Specialists Conf. (IPESC)*, pp. 1567-1573, 2005.
- [22] S. H. Yong, J. W. Choi and S. Ki. Sul, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using High Frequency Current Injection," in *Conf.Rec. IAS Annu. Meeting*, vol.1, pp.503-508, Oct. 02 - 6, 1994.
- [23] P.L. Jansen and R.D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, no.2, pp. 240-247, Mar./App.1995.
- [24] F. BRIZ and M. W. Degner, "Rotor Position Estimation: A review of High Frequency Methods," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol.5, no. 2, pp. 24 -36, Jun. 2011.
- [25] F. BRIZ, M.W. Degner, A. Diez, R. D. Lorenz, "Measuring, Modeling, and Decoupling of Saturated-Induced Saliencies in Carrier –Signal Injection-based Sensorless AC Drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, no.5, pp.1356 -1364, Sept. /Oct. 2001.
- [26] M.W Degner, R.D.Lorenz, "Using multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no.5, pp. 1097-1104, Sept. /Oct. 1998.
- [27] F. Briz, M.W. Degner, A. Diez and R. D. Lorenz, "Implementation issues Affecting the Performance of Carrier Signal Injection based Sensorless Controlled AC Drives," in *Proc. IAS Annu. Meeting*, Chicago, vol.4, pp. 2645-2652, Sept.30-Oct.5, 2001, CD-Rom.
- [28] M. Schroedl, "Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill based on the 'INFORM' Method," *IEEE IAS Conf. Rec. of 31st Ann. Mtg.*, pp. 270 -277, 1996.
- [29] M. A, Vogelsberger, S. Grubic, T. G. Habetler and T. M. Wolbank, "Using PWM–Induced Transient Excitation and Advanced Signal Processing for Zero Speed Sensorless Control of AC Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no.1, pp,365-374, Jan. 2010.
- [30] A. Consoli, G. Scarcella, A.Testa, "A New Zero-Frequency Flux-Position Detection Approach for Direct-Field-Oriented-Control Drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, no. 3, pp. 797-804, May. /Jun.2000.

- [31] F. Briz, M.W. Degner, P. Garcia, and J. M Guerrero, "Rotor Position Estimation of AC Machine using the Zero-Sequence Carrier Signal Voltage," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 41, no.6, pp.1637-1646, Nov./Dec.2005.
- [32] F. Briz, M.W.Degner, P.García, R.D.Lorenz, "Comparison of Saliency-Based Sensorless Control Techniques for AC Machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 40, no.4, pp.1107-1115, July./Aug.2004.
- [33] F. Briz, W. Degner, P. G. Fernández, and A. B. Diez, "Rotor and Flux Position Estimation in Delta-Connected AC Machines Using the Zero-Sequence Carrier-Signal Current," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 42, no. 2, pp. 495-503, March./April .2006.
- [34] M.L. Aime, M.W. Degner, and R.D. Lorenz, "The Effects of Saliencies Movement on Flux Angle Estimation," in *Proc. int. Workshop. Advanced Motion Control*, Coimbra, Portugal, pp. 369-374, June.29-1 July, 1998.
- [35] R. Blasco-Gimenez, G.M. Asher, M. Sumner and K.J. Bradley, "Performance of FFT-Rotor Slot harmonic Speed Detector for Sensorless Induction Motor Drives," in *Proc. IEE Electric Power Application*, pp. 258-268, May.1996.
- [36] P.L. Jansen and R.D. Lorenz, "Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines," *IEEE Trans.Ind. Applicat.*, vol. 32, no. 6, pp. 1380-1393, Nov./Dec. 1996.
- [37] H. Kiyotake, K. Shinohara, K. Yamamoto, "Rotor Speed Detection Method for Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor Utilizing Slot Harmonics," *IEEJ Trans. Ind. Applicat.*, vol. 127, no.7, pp.739-746, 2007.
- [38] K. D. Hurst, T. G. Habetler, "Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 11, no.1, pp.66-73, Jan.1996.
- [39] S.Nandi, S. Ahmed, H.A. Toliyat, "Detection of Rotor Slot and other Eccentricity related Harmonics in a three Phase Induction Motor with different Rotor Cage," *IEEE Trans. Energy. Conversion.*, vol. 16, no.3, pp. 253 - 260, Sep.2001.
- [40] J. Holtz, "Sensorless Position Control of Induction Motors-an emerging Technology," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 6, pp. 840-851, Dec. 1998.
- [41] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, " Transducerless Field Orientation Concepts employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, no. 6, pp. 1380-1393, Nov./Dec. 1996.
- [42] M. L. Aime, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, "Saturation Measurements in AC Machines using Carrier Signal Injection," in *conf. Rec.IEEE.IAS Annu.Meeting*, St. Louis, pp.159-166, Oct.1998.
- [43] M. L. Aime, M. W. Degner, N.Tice, and R.D.Lorenz, "Measuring the Location of Saliencies in AC Machine," in *Proc. (IECON)*, Aachen, Germany, pp. 286-291, Aug.1998.

- [44] J. Cilia, D. M. Asher, and K. J. Bradley, "Sensorless Position Detection for Vector Controlled Induction Motor Drives using an Asymmetric outer Section Cage," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp. 1162-1169, Sept./Oct. 1997.
- [45] J. B. Bartolo, C.S.Staines, C. Caruana, "Flux Position Estimation Using Current Derivative for the Sensorless Control of AC Machines," in *Proc. Int. Control and Signal Processing conf. (ISCCSP)*, St Julians, Malta, pp.1468-1473, 2008.
- [46] G. Bottiglieri, A. Consoli, T. A. Lipo, "Modeling of Saturated Induction Machines with Injected High Frequency Signals," *IEEE Trans. Energy. conversion.*, vol. 22, pp. 819-827, Dec. 2007.
- [47] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, A. Miraoui, "Space-Vector State Model of Induction Machines Including Rotor Slotting Effects: Toward a New Category of Observers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 44, n.6, Nov./Dec.2008.
- [48] S. Nandi, "Modeling of Induction Machines including Stator and Rotor Slot Effects," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 40, n. 4, pp. 1058-1065, July-Aug. 2004.
- [49] S. Nandi, "Slot Permeance Effects on Rotor Slot Harmonics in Induction Machines," in *Proc. Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC'03)*, vol. 3, pp. 1633-1639, 1-4 June.2003.
- [50] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, A. Miraoui, "Space-Vector State Model of Induction Machines Including Rotor Slotting Effects," *IEEE IEMDC 2007 (International Electric Machines and Drives Conference)*, pp. 673-682, Antalya, Turkey, May.3-7.2007.
- [51] M.Pucci, C.Serporta, "Rotor Slotting Saliency Analysis of Induction Motor for Sensorless Control," in *Proc. Int. Industrial Electronics Annual con of IEEE. (IECON'09)*, pp. 1264 -1269, 3-5 Nov. 2009.
- [52] E. Franco, M. Amaya, J. Ramirez, "A New Model for Induction Motor with Induced Saliencies," in *Proc. Int. Industrial Electronics and Control Applications Conf.(ICIECA2005)*, Quito, pp.1- 6, 2005.
- [53] A. K. Ibrahim, M. I. Marei, H. S. El-Gohary ,S. A. M. Shehata, "Modeling of Induction Motor Based on Winding Function Theory to Study Motor under Stator/Rotor Internal Faults," in *Proc. Int. Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10)*, Cairo, Egypt, pp.494 -500, Dec.19-21, 2010.
- [54] C. Paul. Mc. Krause, *Graw Hill Book Company*, "Analysis of Electrical Machinery," Copyrigh 1986, ISBN 0-07-035436-7.
- [55] J. A. A. Melkebeek and D. W. Novotny, "The Influence of Saturation on Induction Machine Drive Dynamics," *IEEE Trans. Ind.Electron.*, vol. IA-19, no. 5, pp. 671-681, Sep./Oct.1983.

- [56] Y. He and T. A. Lipo, "Computer Simulation of an Induction Machine with Spatially Dependent Saturation," *IEEE Trans. Power. Applicat., Syst.*, vol.Pas-103, no. 4, pp. 707-714, Apr. 1984.
- [57] J.C.Moreira and T.A.Lipo, "Modelling of Saturated ac Machine Including Air Gap Flux Harmonic Components," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.28, no.2, pp. 343-349, Mar./Apr. 1992.
- [58] S. Damkhi, M.S.Nait-Said, N. Nait-Said, "An Improved Saturated Induction Machine Model for High Frequency Signal injection," *Mediamira Science Publisher*, vol. 53, no.4, pp.259-265, Nov.2012.
- [59] G. Bottiglieri, A. Consoli, T. Lipo, "Modeling of Saturated Induction Machines with Injected High-Frequency Signals," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 22, no. 4, pp. 819-828, Dec.2007.
- [60] C.Caruana, G. M .Asher,and K. J. Bradley, M. Woolfson, "Flux Position Estimation in Cage Induction Machine using Synchronous HF Injection and Kalman Filtering," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 39, no. 5, pp. 1372-137, Dec.2003.
- [61] R. Raute, "Sensorless Control of AC Machines for Low and Zero Speed Operation without Additional Test Signal Injection," *PHD Thesis, Nottingham University*, Oct. 2009.
- [62] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz, and R.D. Lorenz, "A Comparative Analysis of Pulsating vs. Rotating Vector Carrier Signal Injection-based Sensorless Control," in *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC2008)*, pp. 879 - 885, Feb. 2008.
- [63] Chang-Huan Liu, Horn-Chi Chang, and Chun-Dar Wang, "Very Low Speed Sensorless Control of Induction Motor Drives using High-Frequency Signal Injection," *Journal of the Chinese Institute of Engineers.*, vol. 28, no. 6, pp. 957-966, 2005.
- [64] T. M. Wolbank, M. K. Metwally, "Separation of Saliency Information for Speed Sensorless Detection of Induction Machines Flux and Rotor Position," *COMPEL.*, vol. 29, no. 5, pp.1380-1392, 2010.
- [65] T. M. Wolbank, M. K. Metwally, "Sensorless Position Control of Skewed Rotor Induction Machine based on multi Saliency Extraction," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics and Exposition Conf. (APEC), Palm Springs, CA*, pp.414 - 419, Feb. 2010.
- [66] S. Damkhi, M. S. Nait-Said, N. Nait-Said, "Slotting Effects and High Frequency Signal Injection for Induction Machine Rotor Speed Estimation," in *Proc. Int. Conf. Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE 2012)*, Iasi, Romania, pp.401-408, Oct .25-27, 2012.
- [67] I.Al-Rouh, L.Baghli, A.Rezzoug, "Modelling multiple Saliencies in Rotor Faulty Induction Machine for rotor position estimation," in *Proc. Int.Conf. European Power Electronics (EPE)*, Toulouse, France, pp.1-10, Sept. 2-4, 2003.

- [68] I. Al-Rouh, L. Baghli, A. Rezzoug, "Estimation de la Position de la Machine Asynchrone," in *Proc. Électrotechnique du Futur*, France, pp. 1- 5, Dec. 9-10, 2003.
- [69] S. Nandi, H. A. Toliyat, Li. Xiaodong, "Condition Monitoring and Fault diagnosis of Electrical Motors- A Review," *IEEE Trans. Energy. Conversion.*, vol. 20, no.4, pp.719-729, Dec. 2005.
- [70] A. Miletic, M. Cettolo, "Frequency Converter Influence on Induction Motors Rotor Faults Detection Using Motor Current Signature Analysis Experimental Research," in *Proc. Symposium on Diagnostic for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Atlanta, GA, USA, pp. 124-128, Aug.24-26, 2003.
- [71] J. Cusidó, L. Romeral, J. Antonio Ortega, A. Garcia, J. Riba," Signal injection as a fault detection technique," *Journal/Sensors*, ISSN 1424 - 8220, pp.3356-3380, Mar. 2011.
- [72] N. Teske, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Encoderless Position Control of Induction Machines," in *Proc.Int.Conf. of. European Power Electronics (EPE'2001)*, Graz, Austria, vol on CD-Rom, pp. 1793 -1800, Aug. 2001.
- [73] N. Teske, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Analysis and Suppression of High-Frequency Inverter Modulation in Sensorless Position-Controlled Induction Machine Drives," *IEEE Trans.Ind. Applicat.*, vol. 39, no.1, pp. 10-18, Jan./Feb.2003.
- [74] O. Keysan and H. B. Ertan, "Higher Order Rotor slot Harmonics for Rotor Speed & Position Estimation," in *Proc.Int.Conf. Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Brasov, pp. 416-421, May. 20-22,2010.
- [75] F. Briz, M. W. Degner, A. Diez, R. D. Lorenz, "Static and Dynamic behavior of Saturation –Induced Saliencies and their Effect on Carrier –Signal –based Sensorless AC Drives," *IEEE Trans. Ind.Applicat.*, vol. 38, no. 3, pp. 670-677, May/June. 2002.
- [76] A.Consoli, G.Scarcella, G.Bottiglieri and A.Testa, "Saturation Modulation in Voltage Zero Sequence-Based Encoderless Techniques. Part I: Harmonic Analysis," in *Proc .IEEE Int. Conf. Electron. Machines. Drives (IEMDC)*, San Antonio, TX, pp.950-956, May.15- 18, 2005.
- [77] F. Blaschke, "The principal of Field Orientation applied to the new Transvector closed-loop Control System for Rotating-Field Machines," *Siemens-Review 39*, pp. 217-220, 1972.
- [78] M. S Mongkol Konghirun," Fast –Transient Current Control Strategy and Other Issues for Vector Controlled AC Drives," *Phd Thesis, Ohio University*, 2003.
- [79] C. S. Staines, C. Caruana, N. Teske, and J. Cilia ,"A review of Sensorless Control in Induction Machines using HF Injection and Test Vectors," *Sensorless Control of Electrical Drives Malta Workshop*, University of Malta, pp. 1- 48, May.2007.

- [80] T. M. Wolbank, M. K. Metwally, "Sensorless Position Control of Skewed Rotor Induction Machines Based on Multi Saliency Extraction," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC)*, Palm Springs, CA, pp.414- 419, Feb.21-25,2010.
- [81] G. Desbiens, "Machines à induction bobinées sur dents," Thèse de Doctorat de l'INPG de Grenoble, Octobre 2003.
- [82] W.H. Yeadon, A.W. Yeadon, "Handbook of small electric motors, "Copyright by The McGraw-Hill Companies, 2001.

Key words: Induction Machine, Sensorless Control, Signal Injection, Low and Zero Speeds, Saliencies, High frequency.

Abstract:

This thesis deals with the sensorless control of induction machine using high frequency voltage injection from which the control may be operated at low speed rang and zero speed. Indeed, at this speed area, the sensorless vector control cannot be performed through the obtained information from a conventional model of the induction machine. In order to improve the position estimation in low speed range the spatial saliencies based methods marked by the high frequency signal injection are proposed in this work. The applied high frequency signals interact with the rotor saliency or magnetic anisotropy of the machine and the resulting stator current may be processed to extract the rotor position information. These methods can operate over a wide speed range, including zero speed, and can achieve the robust rotor position estimation because they are independent of the parameters of the induction machine model. Of course, the applications of these methods require the existence of saliencies in machine, so else they must be created artificially in the induction machine.

الكلمات الرئيسية: ماكينة التحريض، تحكم بدون أجهزة الاستشعار، حقن الإشارة، السرعة المنخفضة وسرعة الصفر، التباين، التردد العالي.

ملخص

يهدف هذا العمل لدراسة التحكم في ماكينة التحريض غير متزامنة بدون استعمال أجهزة الاستشعار وهذا في نطاق منخفض للسرعة. التحكم الشعاعي بدون استعمال أجهزة الاستشعار في مناطق ذات سرعة الصفر لا يمكن أن يحدث باستخدام معلومات تم الحصول عليها من النموذج التقليدي للماكينة تحت التردد العادي للجزء الثابت، ومن أجل تحسين تقدير السرعة في هذا المجال قمنا باقتراح أساليب تعتمد على التباين الفضائي في الماكينة. هذه الطرق غالبا ما يشار إليها على أنها طرق التردد العالي أين يمكن حقن تغذية الماكينة بإشارة ذات تردد عالي. الإشارة المطبقة تتفاعل مع التباين المتواجد في الماكينة من اجل إعطاء تيار أو توتر يحوي معلومات على سرعة الجزء الدوار. يمكن لهذه الأساليب أن تعمل في نطاق واسع للسرعة بما في ذلك سرعة الصفر وذلك من دون الاعتماد على معلومات الماكينة. تطبيق هذه الأساليب يعتمد على التباين في الماكينة، وكما هو متعارف عليه أن ماكينة التحريض غير متزامنة لا تحوي على أي تباين لذا يجب تواجده.