



**Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd**  
**Faculté de Technologie**  
**Département d'Électrotechnique**  
**Thèse**



Préparée au sein du Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction  
Electromagnétiques LSP-IE

Présentée pour l'obtention du diplôme de :  
**Doctorat 3<sup>ème</sup> cycle LMD en Électrotechnique**  
**Option : Conception Commande Et Diagnostic Des Systèmes**  
**Electriques**

Sous le Thème :

---

**Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone :  
Robustesse et Commande Tolérante aux Défaits**

---

Présentée par :

**MEHEMMAI CHAHRAZED**

**Devant le jury composé de :**

<b>S. CHAOUCH</b>	Prof	Université de Batna 2	Président
<b>F. ZIDANI</b>	Prof	Université de Batna 2	Rapporteur
<b>S. DRID</b>	Prof	Université de Batna 2	Examineur
<b>Y. BEDDIAF</b>	M.C.A	Université de Khenchela	Examineur
<b>MS. NAIT SAID</b>	Prof	Université de Batna 2	Invité

## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail à l'âme de mon père,  
À toute ma famille, en particulier ma mère ;  
Et mes amis.  
A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir,  
Et à ceux avec qui je partage de souvenirs merveilleux.*

# REMERCIEMENTS

Cette thèse a été préparée au sein du laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques LSP-IE, sous la direction du professeur **NAIT SAID. Nesreddine**, de l'université de Batna 2.

Je tiens à exprimer, par ces quelques lignes, mes plus vifs remerciements à madame **Fatiha ZIDANI**, Professeur à l'université de Batna, qui ma proposer ce sujet c et m'a fait profiter de ses conseils et de son savoir-faire. Qu'elle soit assurée de ma sincère reconnaissance pour la confiance qu'elle ma témoignée.

Mes remerciements vont également à madame **Souad CHAOUCH**, Professeur au département d'électrotechnique de l'Université de Batna 2, d'avoir accepté de présider le jury.

Qu'ils soient tous remerciés d'avoir accepté d'être membres de jury examinateurs de la présente thèse et dont leurs jugements me seraient certainement d'un grand profit, à savoir :

- Monsieur **DRID Said**, professeur à l'Université de Batna 2.
- Monsieur **BEDDIFE Y**, maître des conférences à l'Université kenchela.

Que Monsieur **M. Said Nait-Said**, Professeur à l'Université de Batna 2, soient aussi bien remercié pour ses conseils. J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **A/Salem. MAKOUF**, Professeur à l'Université de Batna 2, pour ses encouragements tout au long de ce travail.

**RESUME DE LA THESE ET MOTS-CLES**

**THESIS SUMMARY AND KEY-WORDS**

ملخص الأطروحة – كلمات البحث

# RESUME ET MOTS CLES

**Résumé**— Les nouvelles techniques de commande ont permis une nette amélioration des performances des systèmes industriels, en particulier les moteurs asynchrones. Dans ce contexte et dans le but d'atteindre un haut niveau de performances, nous proposons une commande vectorielle par orientation du flux rotorique robuste par rapport aux variations paramétriques avec une supervision floue. Nous aborderions également la commande tolérante aux défaut (FTC) au niveau des capteurs de courant. L'observateur est exploité pour assurer une commande sans capteur. Cet observateur vient renforcer la structure de la commande vectorielle et ceci en se basant sur les techniques d'observateur à savoir : l'observateur de Kubota, Luenberger et filtre de Kalman. Concernant la détection des défauts, on propose l'approche PLL. Cette dernière permet la synchronisation des pulsations électriques des courants statoriques. Un algorithme d'évaluation des résidus est élaboré, il nous a permis le diagnostic et la localisation des défauts du capteur de courant, ainsi que les défauts pouvant surgir au niveau de l'onduleur. L'identification en ligne des défauts de court-circuit dans les enroulements du stator est notamment effectuée. Finalement, les tests de simulation et d'expérimentation attestent l'efficacité et la crédibilité des différentes approches utilisées dans ce travail.

**Mots-Clé** : Machine à Induction, Commande Vectorielle, Commande sans capteur de vitesse, Estimateurs, Observateurs, Kubota, Luenberger, Kalman, Commande tolérante aux défauts (FTC).

## SUMMARY AND KEY-WORDS

**Abstract**-New control techniques have led to a marked improvement in the performance of industrial systems and in particular asynchronous motors. In this context and in order to achieve a high level of performance, we offer CV-OFR robust in relation to parametric variations with fuzzy supervision and FTC at the fault level in the current sensor. The observer relates the speed of the induction motor, it reinforces the structure of the sensorless oriented vector control using Kubota observer, Luenberger and Kalman. The approach used is based on the PLL technique allowing the synchronization of the electric pulsations of the stator currents. A residue evaluation algorithm is developed, the latter allowed us the diagnosis and localization of defects on the level of current sensor and power inverter, also the effects of the defect of short circuit in the windings of the stator in line on oriented vector control are identified. Finally, simulation tests and experimental tests undergone confirmed the validity.

**Key-words:** Induction Machine, Vector Control, Parametric variation, Fuzzy logic, Sensorless control, Estimator, Observer, Lyapunov function, Kalman, Luenberger, Kubota, Fault tolerant control (FTC).

## ملخص الأطروحة – كلمات البحث

**ملخص:** لقد أدت تقنيات التحكم الجديدة إلى تحسن ملحوظ في أداء النظم الصناعية، ولا سيما المحركات غير المتزامنة. في هذا السياق، ويهدف تحقيق مستوى عال من الأداء، نقدم تقنية المنطق الغامض في تحسين قدرة التحكم بواسطة توجيه التدفق وجعلها صلبة ضد التغيرات البراميتريية والتحكم القابل للخلل المتعلق بمستشعر التيار الكهربائي خاصة. المستشعر الذي يتعلق بسرعة دوران المحرك غير المتزامن يعزز هيكلية التحكم بواسطة توجيه التدفق فتطرقنا لمستشعر السرعة Kubota, Luenberger و Kalman. تم وضع مقاربة لاستشعار الأعطاب ويستند النهج المستخدم على تقنية على تزامن النبضات الكهربائيية مع التيار ستاتوريك PLL مما يزيد من الأداء ويضمن متانة واستقرار المراقب على مدى التشغيل الكامل للمحرك. في الأخير نثبت فعالية ومصداقية نتائج المحاكاة وما قد تم تحقيقه تجريبيا في هذا العمل.

**كلمات البحث:** محرك لا تزامني، التحكم بواسطة توجيه التدفق، تغيرات براميتريية، التحكم في الحركة باستشعار السرعة، مستشعر Kalman, Luenberger, Kubota المنطق الغامض، التحكم القابل للخلل (FTC)

# Table de matière

# SOMMAIRE

## **NOTATIONS** **1**

## **CHAPITRE 0**

### **INTRODUCTION GENERALE**

0-1 Contexte et Problématique	02
0-2 Structure de la thèse	03
0-3 Références bibliographiques	04

## **CHAPITRE I**

### *Commande vectorielle robuste : avec supervision floue*

I-1 INTRODUCTION	06
I-2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHONE	06
I-2-1 Modèle triphasé de la machine asynchrone	07
I-2-2 Modèle biphasé de la machine asynchrone (transformation de <i>PARK</i> )	09
I-2-3 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone	11
I-3 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENTION	
I-3-1 Stratégie de la commande de l'onduleur	16
I-4 COMMANDE VECTORIELLE	16
I-4-1 Principe de la commande vectorielle	16
I-4-2 Commande vectorielle à flux rotorique orienté	17
I-4-3 Estimation du flux rotorique	19
I-4-4 Estimation de la pulsation statorique	20
I-5 DIFFERENTES STRATEGIES DE CV_OFR	22
I-6 EFFET DE LA SATURATION SUR LA COMMANDE	23

I-6-1 Inductance magnétisante Off-line	23
I-6-2 Inductance magnétisante On-line	23
I-7 RESULTATS DE LA SIMULATION	24
I-7-1 Interprétation des résultats de simulation	26
I-8 CARACTERISTIQUES DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR LOGIQUE FLOUE	
I-8-1 Configuration générale d'un contrôleur flou	27
I-9 STRATEGIE DE LA SUPERVISION FLOUE DE LA CV-OFR D'UN MAS	
I-9-1 Combinaison de deux stratégies des estimateurs du flux rotorique	31
I-9-2 Algorithme du superviseur flou	31
I-10 CONCEPTION DU BLOC FLOU « SUPERVISEUR FLOU »	32
I-10-1 variables entrées /sorties et fuzzification	32
I-10-2 Base des règles	33
I-10-3 Erreur sur le courant statorique	33
I-11 RESULTATS DES SIMULATIONS	36
I-12 CONCLUSION	38
I-13 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	39

## **CHAPITRE II**

### ***Impacts des Défauts sur les performances de la Commande CV\_OFR***

II-1 INTRODUCTION	42
II-2 CONSEQUANCES POSSIBLES D'UN DEFAUT	43
II-2-1 Défaillance	43
II-2-2 Panne	43
II-3 TYPE DES DEFAUTS	44
II-4 DEFAUT DE CONVERTISSEUR STATIQUE	45
II-4-1 Court-circuit	45
II-4-2 Circuit ouvert	45
II-4-3 Vieillessement	45

---

II-5	DEFAUTS DES CAPTEURS	46
II-5-1	Défauts systèmes ou composants	46
II-5-2	Principales caractéristiques	47
II-6	METHODES DE DAIGNOSTIC	48
II-7	APPROCHE PROPOSEE POUR LA DETECTION DES DEFAUTS DANS L'ASSOCIATION MACHINE-CONVERTISSEUR	50
II-7-1	Présentation de la boucle à verrouillage de phase PLL (phase-locked loop)	50
II-7-2	L'algorithme de la somme cumulative (CUSUM)	50
II-8	RESULTATS DE SIMULATION DE L'APPROCHE PLL	53
II-8-1	Défaut dans l'onduleur	53
II-8-2	Défaut de capteur de courant	56
II-8-3	Interprétations des résultats de simulation	60
II-9	DEFAUTS INTERNE A LA MACHINE ASYNCHRONE	60
II-9-1	Défaillances dans le moteur à induction	61
II-9-2	Classifications des défauts	61
II-9-3	Défauts statoriques	62
II-9-4	Défauts rotoriques	62
II-10	CAUSSES DES DEFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE	63
II-10-1	Défauts statoriques	63
II-10-2	Causes des défauts statoriques	64
II-10-3	Causes des défauts rotoriques	64
II-11	IMPACTS DES DEFAUTS	64
II-11-1	Effets des défauts statoriques (court-circuit)	65
II-11-2	Effets des défauts rotoriques	65
II-12	EFFET DES DEFAUTS INTERNES A MACHINE SUR LES PERFORMANCES DE LA COMMANDE VECTORIELLE	65
II-12-1	Défaillances des circuits électriques statoriques	65
II-12-2	Modélisation de la machine en régime anormal	66
II-13	SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LES REGIMES ANORMAUX DE FONCTIONNEMENT	67
II-14	CONCLUSION	70
II-15	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	71

## **CHAPITRE III**

### *Commande vectorielle Sans Capteur de vitesse*

III-1 INTRODUCTION	78
III-2 COMMANDE SANS CAPTEUR	78
III-3 ESTIMATEURS	78
III-4 OBSERVATEUR	79
III-4-1 Concepts d'estimateur et d'observateur	79
III-4-2 Principe des observateurs	80
III-4-3 Classification des observateurs	81
III-5 DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE	82
III-5-1 Observateur adaptatif de KUBOTA	82
III-5-2 Observateur de luenberger	86
III-5-3 Filtre de kalman	90
III-6 SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE	
III-7 RESULTATS DES SIMULATIONS	95
III-8 CONCLUSION	99
III-9 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	100

## **CHAPITRE IV**

### *Commande tolérante aux défauts*

V-1 INTRODUCTION	103
IV-2 COMPOSANTES PRINCIPALES D'UN COMMANDE TOLERENTE AUX DEFAUT (FTC)	103
IV-2-1 État de l'art des systèmes FTC	104
IV-2-2 Techniques FTC passives	104
IV-3 METHODES PASSIVES	105
IV-4 METHODES ACTIVES	105

IV-5 COMPOSANTES PRINCIPALES D'UN COMMANDE TOLERENTE AUX DEFAUT FTC	106
IV-5-1 Méthodes de conception	106
IV-5-2 Reconfiguration du système à l'accommodation des défauts	107
IV-6 DETECTION ET ISOLATION DE DEFAUTS	107
IV-7 DIAGNOSTIC QUANTITATIF	107
IV-7-1 Principe du diagnostic quantitatif	108
IV-7-2 Techniques des résidus	108
IV-7-3 Modèle utilisé pour la synthèse d'un générateur de résidus	109
IV-7-4 Détection et localisation des défauts	111
IV-7-5 Synthèse du générateur de résidus	113
IV-8 REPRESENTATION MATHEMATIQUE DU DEFAUT DU CAPTEUR DU COURANT	114
IV-8-1 Effets des défauts de capteur de courant	114
IV-9 TECHNIQUE IFDIS APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE	115
IV-10 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE TOLENTE AUX DEFAUTS	
IV-10-1 Défaut d'offset au niveau du capteur de courant	118
IV-10-2 Défaut pert totale de capteur de courant	119
IV-10-3 Interprétation des résultats de simulation	120
IV-11 CONCLUSION	121
IV-12 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	122

## **CHAPITRE V**

### *Validation expérimentale des approches utilisées*

V-1 INTRODUCTION	124
V-2 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI	125
V-3 PRESENTATION DU BANC D'ESSAI	125
V-3-1 Partie puissance	126
V-3-2 Partie Commande	126
V-3-3 Partie mesure	127
V- 3 Résultats expérimentaux	
V- 3-1 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle sans défaut	128

V- 3-2 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec défaut	129
V-3-3 Interprétation des résultats de simulation	130
V-4 CONCLUSION	131

## **CONCLUSION GENERALE**

### **Annexes**

# *Liste des figures*

**Figure (I-1)** : Représentation des différents systèmes d'axes.

**Figure (I-2)** : Schéma d'un onduleur de tension triphasée

**Figure (I-2)** : Schéma d'un onduleur de tension triphasée

**Figure (I-3)** : Principe de la commande vectorielle.

**Figure (I-4)** : Organisation du dispositif de commande : contrôle vectorielle par l'orientation du flux rotorique.

**Figure (I-5)** : Inductance magnétisante (expérimentale).

**Figure (I-6)** : La commande vectorielle à flux rotorique oriente à inductance magnétisant on-line.

**Figure (I-7)** : La commande vectorielle à flux rotorique oriente à inductance magnétisant off-line.

**Figure (I-8)** : Commande vectorielle à flux rotorique orienté avec variations paramétriques

**Figure (I-9)** : Configuration générale d'un contrôleur flou.

**Figure (I-10)** : x1 Représentation x2 graphique de la méthode max-min pour deux variables d'entrées et deux règles.

**Figure (I-11)** : Fonctions d'appartenance des variables entrées/sorties.

**Figure (I-12)** : Erreur  $\Delta I_s$  en fonction  $K_\omega$

**Figure I-13** : les combinaisons possibles de  $(K_\omega, K_f)$ .

**Figure (I-14)** : Commande vectorielle –superviseur flou : variation de 100% sur  $R_s$

**Figure (I-15)** : Commande vectorielle –superviseur flou : variation de 100% sur  $R_r$

**Figure (II-1)** : Conséquence possible d'un défaut.

**Figure (II-2)** : Types des défauts.

**Figure (II-3)** : Diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques.

**Figure (II-4)** : Structure générale de la méthode de détection.

**Figure (II-5) :** Schéma d'estimateur de la pulsation du signal utilisant la technique PLL.

**Figure (II-6) :** Schéma du générateur de signal en quadrature basé sur SOGI

**Figure (II-7) :** Application d'un défaut d'ouverture d'un interrupteur.

**Figure (II-8) :** Application d'un défaut de perte d'une phase a.

**Figure (II-9) :** Application d'une perte totale du signal au niveau de capteur du courant de phase a.

**Figure (II-10) :** Application d'un défaut d'offset au niveau de capteur du courant de phase a.

**Figure (II-11) :** Application d'un défaut de bruit au niveau de capteur du courant de phase a.

**Figure (II-12) :** Schéma d'un court-circuit dans une phase statorique.

**Figure (II-13) :** Résultats de simulation pour un court-circuit de 20 spires de la phase (a).

**Figure (II-14) :** Résultats de simulation pour un court-circuit de 40 spires de la phase (a).

**Figure (III-1) :** Principe de l'estimateur.

**Figure (III-2) :** Principe de l'observation.

**Figure (III-3) :** Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

**Figure (III-4) :** Schéma bloc de l'observateur adaptatif de KUBOTA.

**Figure (III-5) :** Schéma bloc de l'observateur de luenberger.

**Figure (III-6) :** Schéma général de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MI.

**Figure (III-7) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur l'observateur adaptatif de KUBOTA.

**Figure (III-8) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur l'observateur de Luenberger.

**Figure (III-9) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur l'observateur de Kalman.

**Figure (IV-1) :** Détection et localisation des défauts.

**Figure (IV-2) :** Génération de résidus.

**Figure (IV-3) :** Structure générale d'un Générateur de résidus.

**Figure (IV-4)** : Table des signatures.

**Figure (IV-5)** : Détection et localisation des défauts.

**Figure (IV-7)** : Détection et localisation des défauts de capteurs de courants

**Figure (IV-8)** : Schéma bloc de la commande tolérante aux défauts : Association de la Commande vectorielle à un générateur de résidu.

**Figure (V-1)** : Synoptique du banc d'essais utilisées.

**Figure (V-2)** : Convertisseur statique AC/DC/AC.

**Figure (V-3)** : Panneau de contrôle et Processeur esclave dSPACE DS1104.

**Figure (V-4)** : Carte d'acquisition associée aux capteurs de courant et de tension.

**Figure (V-5)** : Résultats expérimentaux de la commande vectorielle sans défaut.

**Figure (V-6)** : Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec défaut d'offset au niveau du capteur du courant sans et avec FTC.

**Figure (V-7)** : Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec défaut perte totale au niveau du capteur du courant sans et avec FTC.

**Figure (V-8)** : Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec défaut de bruit au niveau du capteur du courant sans et avec FTC.

## *Liste des tableaux*

**Tableau (I-1)** : Table de décision.

**Tableau (I-2)** : Synthèse des différents estimateurs du flux rotorique.

**Table (IV-1)** : Types de défauts du capteur de courant.

## **AVANT PROPOS :**

L'organisation de la présente thèse est faite en sorte que chaque chapitre contient sa propre bibliographie, même si on a tendance à répéter certaines références. Le travail de recherche consigné par la présente thèse a été concrétisé par une publication internationale :

Revue :

1 / Chahrazed Mehemmai ,Fatiha Zidani, Samira Benaicha, and Mohamed-Said nait said-« Research on improvement of FOC system for induction motor using fuzzy logic »INT .J. Modelling identification and control, vol. 21,NO. 4, 2014.

# **INTRODUCTION GENERALE**

## **0-1 CONTEXTE ET PROBLEMATIQUE**

## **0-2 STRUCTURE DE LA THESE**

## **0-3 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

## **INTRODUCTION GENERALE**

Suite à la progression rapide des nouvelles technologies, les systèmes industriels sont de plus en plus complexes et l'opération de diagnostic est devenue indispensable pour assurer la sûreté de fonctionnement et la disponibilité de ces systèmes. Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de haute performance. On cite à titre d'exemple la commande adaptative, la commande floue, la commande par mode de glissement...etc., l'intérêt récent accordé à ce dernier est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et à des microprocesseurs de plus en plus performants [1].

La théorie de la logique floue a été établie par L. Zadeh. Cette logique permet la représentation et le traitement de connaissances imprécise ou approximatives. Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme Si-Alors, elle est utilisée pour résoudre le problème des décisions en contrôle ou bien pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini.

La commande est l'une des principaux domaines d'application de la logique floue. Les régulateurs flous ont montré leur efficacité dans la commande des systèmes non linéaires et dans plusieurs cas ont démontré qu'ils sont robustes et que leurs performances sont moins sensibles aux variations paramétriques.

Plusieurs techniques d'observation ont été développées pendant ces dernières décennies. Les observateurs peuvent être de type discret [2], linéaires [3] ou non linéaires [4-6]. En plus, leurs applications sont tout aussi multiples. Elles vont de l'électrotechnique [7-10] à la robotique [11-12] en passant par la biologie [13-15]. Il est évident que le contrôle du système sans capteurs exige une attention particulière de la part de nombreux industriels.

Certaines utilisations des associations machine-convertisseur ne tolèrent pas les pannes intempestives, d'origine mécanique ou électrique au niveau de la machine ou bien liées à une défaillance du convertisseur. Les défauts des convertisseurs ont des causes variées, ils peuvent être liés aux défauts de fermeture des semi-conducteurs par exemple. Ce type de dysfonctionnement induit des contraintes d'endommagement pour le système de production si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif ne soit produit.

Dans ce contexte il existe principalement deux approches pour le diagnostic des défauts dans les convertisseurs. La première consiste à extraire les informations (tension, courant) au plus près des interrupteurs et à les comparer aux seuils définis. C'est une approche efficace mais coûteuse. La deuxième méthode consiste à considérer le convertisseur comme une boîte noire et à n'utiliser que des informations déjà disponibles pour le contrôle. Trois méthodes sont aujourd'hui couramment utilisées pour la détection et le diagnostic : des méthodes basées sur des modèles, celles s'appuyant sur les systèmes experts et celles qui font appel aux techniques de l'intelligence artificielle

Dans ce contexte, la présente thèse est une contribution modeste visant principalement : l'amélioration des performances de la commande vectorielle, le problème de la robustesse contre les dérives paramétriques ainsi que l'élaboration d'une commande tolérante aux défauts assurant la sûreté de fonctionnement en dépit de plusieurs défauts surgissant au niveau des différents capteurs. Les différentes approches proposées dans cette thèse seront simulées et validées expérimentalement.

## **0-2 STRUCTURE DE LA THESE**

La thèse s'articule autour de cinq chapitres à savoir :

### **CHPITRE 1 : Commande Vectorielle Robuste : Supervision Floue**

Le premier chapitre traite tout d'abord la modélisation la théorie de l'espace vectorielle pour le passage d'un système triphasé réelle à un système biphasé fictif sous forme d'équations d'états. Par la suite la simulation de l'association de la MAS-onduleur commandée vectoriellement.

La logique floue et intégrée dans la commande vectorielle afin d'améliorer la robustesse contre les dérives paramétriques. Des tests de simulation ont été effectués afin présenter l'impact des défauts sur les performances de la commande vectorielle. L'effet des dérives paramétriques sur les performances ainsi que le degré de robustesse apporté à la commande suite à l'intégration d'un superviseur flou au sein de la structure de la commande.

## **CHAPITRE 2 : Impact des Défauts sur les Performances de la Commande Vectorielle.**

Ce chapitre est consacré à l'étude de diagnostic des défauts dans l'onduleur de tension et diagnostic de défauts au niveau des capteurs de courant. Ensuite, on s'est intéressé également aux défauts pouvant surgir au niveau de l'enroulement statorique. On s'intéresse également à la détection et l'identification des défauts des capteurs de courants et de vitesse.

## **CHAPITRE 3 : Commande Vectorielle CV-OFR \_MAS Sans Capteur de Vitesse**

Ce chapitre est dédié à la présentation de la problématique de reconstruction de la vitesse par différentes structures d'estimation et d'observation. Pour démontrer la robustesse de la commande associée à ses structures d'estimation (Observation) une étude a été menée à la fois par simulation numérique et par validation expérimentale.

Les résultats obtenus mettent en exergue les performances statique et dynamiques ainsi obtenues lors des variations paramétriques.

## **CHAPITRE 4 : Commande Tolérante aux Défauts : FTC (Fault tolerant control)**

Le chapitre quatre est consacré à la présentation d'une technique de commande implicitement tolérante aux défauts. La commande vectorielle sans capteur dotée d'un superviseur flou est associée à un observateur Kubota afin d'aboutir à un système tolérant aux défauts assurant la sûreté de fonctionnement en dépit d'une panne ou d'une défaillance au niveau des capteurs de courant.

## CHAPITRE 5 : Validation Expérimentale des Approches Utilisées

Au sein du dernier chapitre, on présente la validation expérimentale de certaines commandes étudiées et simulées ultérieurement :

- Validation expérimentale de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone avec et sans défauts aux niveaux des capteurs de courant.
- Validation expérimentale de la commande tolérante aux défauts FTC.

Les différentes implémentations expérimentales ont été effectuées en utilisant le banc d'essai présente au niveau du laboratoire LSPIE (Laboratoire des systèmes de propulsion et induction électromagnétique) – département Electrotechnique, université Batna 2.

En dernier lieu, ce travail est clôturé par une conclusion générale englobant les différentes interprétations ainsi que des perspectives visant la continuité de travail.

### 0-3 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] H. Amimeur, “contribution à la commande d’une machine asynchrone double étoile par mode glissement ”, Thèse de Magister, université Batna, 28 mai 2008.
- [2] R.D. Herbert, “Observer based control with nonlinear macroeconomic models. Society of Com-putational Economics,”, 2nd International Conf. On Computing in Economics and Finance, (Genève, Suisse), juin 1996.
- [3] D.G. Luenberger, “Observing the state of a linear system. IEEE, Trans. Mil. Electron, 6 :74–80, 1964.
- [4] S.P. Banks. A note on nonlinear observers. Int. J. Contr., 34 :185–190, 1981.
- [5] K. Busawon, M.Farza, and H. Hammouri, “A simple observer for a class of nonlinear systems,” Appl. Math. Lett., 11(3) :27–31, 1998.
- [6] R. Errouissi, “Contribution à la commande prédictive non linéaire d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de doctorat, Université QUEBEC à CHICOUTIMI, juin 2010.

- [7] C. Aurora and A. Ferrari, "Speed regulation of induction motors: An adaptive sensorless sliding mode control scheme," In IEEE American Control Conference ACC '04, 2004.
- [8] C. Darengosse, P. Chevrel, I. Souleiman, and S. Siala. "A lmi-based observer for induction motor," In Proc. of ECC'99, Karlsruhe, Germany, 1999.
- [9] G.C. Verghese and S.R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," IEEE Trans. Autom. Contr., 35(1) :85–94, 1988.
- [10] V.I. Utkin, J.G. Gluldner, and J.J. Shi, "Sliding mode control in electro-mechanical systems," Taylor et Francis, 1999.
- [11] C. Canudas de Witt and J.J.E. Slotine, "Sliding observers for robot manipulator," Automatica, 27(5) :859–864, 1991.
- [12] F. Plestan and B. Cherki, "An observer for a one flexible joint robot by an algebraic method," Proc. IFAC Workshop on New Trends in Design of Control Systems NTDCS'94, (Smolenice, Slovakia), pages 41–46, 1994.
- [13] K. Busawon, M.Farza, and H. Hammouri, "Observers' synthesis for a class of nonlinear systems with application to state and parameter estimation in bioreactors," In Proc. of the 36thIEEE Conference on Decision and Control, San Diego, California, USA, 1997.
- [14] D. Williamson, "Observation of bilinear systems with application to biological systems," Automatica, 13:243–254, 1977.
- [15] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori , "Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 28 , no. 4 , pp. 938 -950, 2013.

# CHAPITRE I

## *Commande vectorielle robuste : avec supervision floue*

## I-1 INTRODUCTION

La machine asynchrone occupe un domaine très important dans l'industrie par sa simplicité, sa robustesse et son faible coût. Pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine asynchrone l'élaboration de son modèle mathématique s'avère indispensable.

Plusieurs méthodes, sont utilisées pour contrôler, la machine asynchrone. Avec l'avènement des microcontrôleurs il est devenu possible de réaliser de telles commandes à un coût raisonnable. Parmi ces méthodes, on distingue la commande vectorielle par orientation du flux FOC (Field Oriented Control) [1].

La commande vectorielle des machines à courant alternatif, hérite des travaux de "*Blaschke*" au début des années 1970, et devenu un standard incontournable. Cette méthode est largement reprise et approfondie par les chercheurs. En voyant apparaître la possibilité de donner à la machine asynchrone des performances dynamiques comparables à celles des moteurs à courant continu [1-3].

Néanmoins, la commande vectorielle est caractérisée par sa sensibilité aux variations paramétriques de la machine (changement de la température et de la saturation de la machine). Un ajustement de ces paramètres par des structures bouclées est nécessaire pour éviter une dégradation des performances de la commande vectorielle [4].

Ce chapitre s'articule autour de trois parties :

La première partie est consacrée à la modélisation de la machine par une représentation d'état et puis sa commande vectorielle indirecte à flux orienté. La machine étant alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré, puis par un onduleur de tension.

La deuxième partie traite l'influence des variations paramétriques sur les performances de la commande en régime dynamique.

La troisième partie est consacrée à la supervision floue de la commande vectorielle de la machine asynchrone.

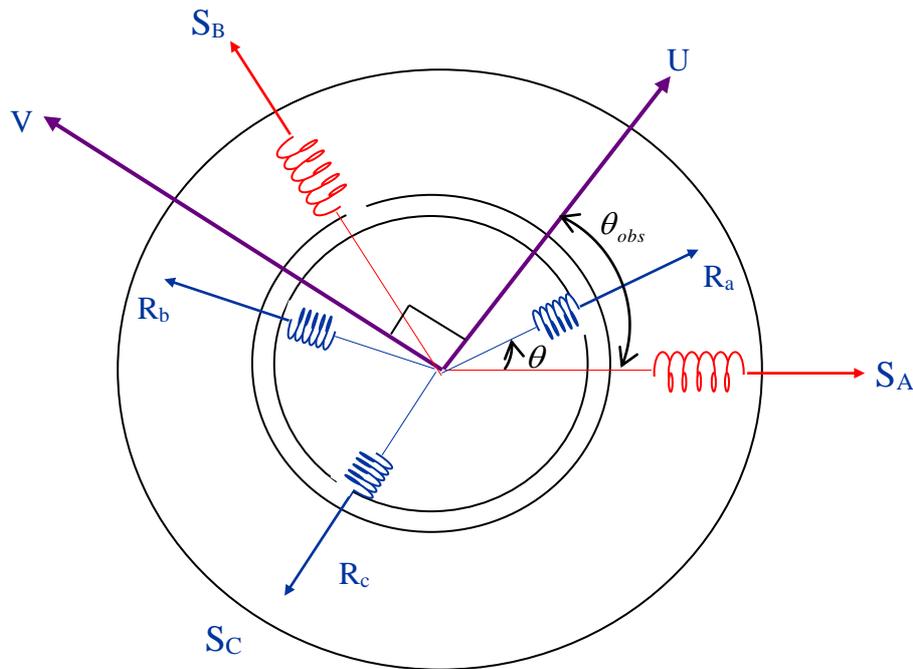
## I-2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHONE

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèse simplificatrices [5-8] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, (pas d'effet d'encoches).
- La saturation du circuit magnétique et les courants de Foucault sont négligeables.

- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- La distribution de la *f.m.m* est sinusoïdale.

En tenant compte de ces hypothèses, la machine asynchrone peut être représentée schématiquement comme il est indiqué sur la (**Figure I-1**).



**Figure (I-1)** : Représentation des différents systèmes d'axes.

**Légende :**

$S_A, S_B, S_C$  : Phases statoriques

$R_a, R_b, R_c$  : Phases rotoriques.

$\theta$  : Position absolue du rotor.

### I-2-1 Modèle triphasé de la machine asynchrone

En appliquant la loi d'ohm à chaque phase de la machine asynchrone, les équations différentielles de tension des trois phases du stator et du rotor s'écrivent :

#### I-2-1-a Equations électriques

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

$$\text{Avec : } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = [V_A \ V_B \ V_C]^T \quad : \quad \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[I_s] = [I_A \ I_B \ I_C]^T \quad : \quad \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[V_r] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad : \quad \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_r] = [I_a \ I_b \ I_c]^T, \quad \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_A \ \Phi_B \ \Phi_C]^T \quad : \quad \text{Vecteur flux total statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_b]^T \quad : \quad \text{Vecteur flux total rotorique.}$$

$$[R_{s,r}] = R_{s,r} [\text{Identité}] \quad : \quad \text{Matrice résistance statorique, rotorique.}$$

### I-2-1-b Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

$$\text{Avec : } [L_{ss}] \quad \text{Matrice des inductances statoriques.}$$

$$[L_{rr}] \quad \text{Matrice des inductances rotoriques.}$$

$$[M_{sr}(\theta)] \quad \text{Matrice des inductances mutuelles entre phases du stator et du rotor.}$$

D'où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

$$[M_{sr}(\theta)] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

$l_s, l_r$  Inductances propres d'une phase du stator, rotor.

$M_s, M_r$  Inductances mutuelles entre phase du stator, phase du rotor.

$M_{sr}$  Inductances mutuelles maximales entre les phases du stator et du rotor

Finalement le système d'équations (I-1) devient [5-6-9] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \} \end{cases} \quad (I-5)$$

On considère :  $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

### I-2-2 Modèle biphasé de la machine asynchrone (transformation de *PARK*)

La transformation d'un enroulement triphasé en un enroulement biphasé (**Figure I-1**), en tenant compte de l'égalité des puissances [5-6-9], est définie par la matrice de "*PARK*" tels que :

$$\begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})]^{-1} \begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

Avec :  $X$  : Grandeur physique représentant le vecteur (tension, flux et courant).

Indice (*obs*) : observation

Où  $[P(\theta_{obs})]$  et  $[P(\theta_{obs})]^{-1}$  sont les matrices de passage direct et inverse de "*PARK*", elles sont définies par :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} - 4\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - 4\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

$$[P(\theta_{obs})]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & 1 \\ \cos\left(\theta_{obs} - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - 2\frac{\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_{obs} - 4\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - 4\frac{\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

Où :  $\theta_{obs}$  est l'angle de rotation du repère  $(U, V)$ .

En appliquant la transformation de "**PARK**" sur les équations (I-1), (I-2) et (I-7) et après simplification on obtient les équations électriques et magnétiques modélisant la machine asynchrone dans le repère biphasé  $(U, V)$ .

### I-2-2-a Equations électriques

Les équations des tensions statoriques et rotoriques (courant, flux) dans le système biphasé sous la forme complexe s'écrivent comme suit :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_{obs} \bar{\Phi}_s \quad (I-09)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j(\omega_{obs} - \omega) \bar{\Phi}_r \quad (I-10)$$

### I-2-2-b Equations magnétiques

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (I-11)$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (I-12)$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s : \quad \text{Inductance cyclique propre de stator.}$$

$$L_r = l_r - M_r : \quad \text{Inductance cyclique propre de rotor.}$$

$M_0$  : Inductance mutuelle maximale entre les phases du stator et du rotor.

$M = \frac{2}{3} M_0$  : Inductance cyclique mutuelle des armatures stator et rotor.

### I-2-2-c Equation mécanique

L'équation de la vitesse mécanique est donnée comme suit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_s - C_r - f \Omega \quad (\text{I-12b})$$

### I-2-2-d Différents référentiels

Le modèle de la machine asynchrone a été présenté dans un repère biphasé  $(U, V)$  dont l'orientation est quelconque. Cependant, selon les caractéristiques et les objectifs de l'application, il est commandé de fixer l'orientation du repère, Voir (Figure I-1) [5], [10].

- Repère  $(U, V)$  immobile par rapport au stator d'axe  $(\alpha, \beta)$  :  $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = 0$
- Repère  $(U, V)$  immobile par rapport au rotor d'axe  $(x, y)$  :  $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = \omega$
- Repère  $(U, V)$  immobile par rapport au champ tournant d'axe  $(d, q)$  :  $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = \omega_s$

Avec :  $\omega_{obs} = \frac{d\theta_{obs}}{dt}$  : Vitesse angulaire électrique de rotation du repère d'observation.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$  : Vitesse angulaire électrique de rotation du rotor.

$\omega_r = \omega_{obs} - \omega$  : Glissement de vitesse angulaire entre stator et rotor.

### I-2-3 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone

La machine asynchrone utilisée en moteur est alimentée directement à partir d'un système de tension triphasée équilibrée. Dans certaines applications où la variation de vitesse est nécessaire, le moteur est alimenté par des différents types de convertisseurs statiques placés entre le moteur et le réseau d'alimentation.

Aussi, le choix sera porté sur le modèle de la machine asynchrone commandée en tension.

Après arrangement des équations (I-11, I-12) on peut obtenir des nouvelles équations du flux statorique :

$$\Phi_{sd} = \sigma L_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \quad (\text{I-13})$$

$$\Phi_{sq} = \sigma L_s I_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \quad (\text{I-14})$$

En remplaçant (I-13, I-14) dans (I-15, I-16), on obtient les équations suivantes

$$\Phi_{sd} = \sigma L_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \quad (\text{I-15})$$

$$\sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s \sigma L_s I_{sd} - R_s I_{sq} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_{rd} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + V_{sq} \quad (\text{I-16})$$

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \Phi_{rq} + V_{sd} \quad (\text{I-17})$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \omega_r \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} + V_{rq} \quad (\text{I-18})$$

Dans les équations (I-15) et (I-16), apparaissent les dérivées des flux rotoriques qui peuvent être remplacées par leurs expressions (I-17) et (I-18) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{R_t}{\sigma L_s} I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \frac{R_t}{\sigma L_s} I_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2 M}{J L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega \end{array} \right. \quad (\text{I-19})$$

Avec :  $R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$  : Résistance totale ramenée au stator.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}$  : Coefficient de dispersion.

$T_r = \frac{R_r}{L_r}$  : Constante de temps rotorique.

Le repère  $(d, q)$  lié au champ tournant, est très utilisé pour l'étude de la commande de la MAS [7-11]. Donc le modèle présenté sera exploité dans les prochains chapitres pour valider la commande vectorielle, par contre la simulation de MAS se validera dans le repère  $(\alpha, \beta)$  en utilisant la matrice de rotation [3] :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

## I-3 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitude et fréquence variables à partir d'une source de tension continue "  $E$  " appliquée à l'entrée de l'onduleur [2-10].

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Figure I-2). Chaque groupe transistors-diodes assemblé en parallèle forme un interrupteur bi-commandable dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

Les états des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définies par trois grandeurs de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ).

- Si l'interrupteur est fermé, la variable  $S_i = 1$
- Si l'interrupteur ouvert, variables  $S_i = 0$

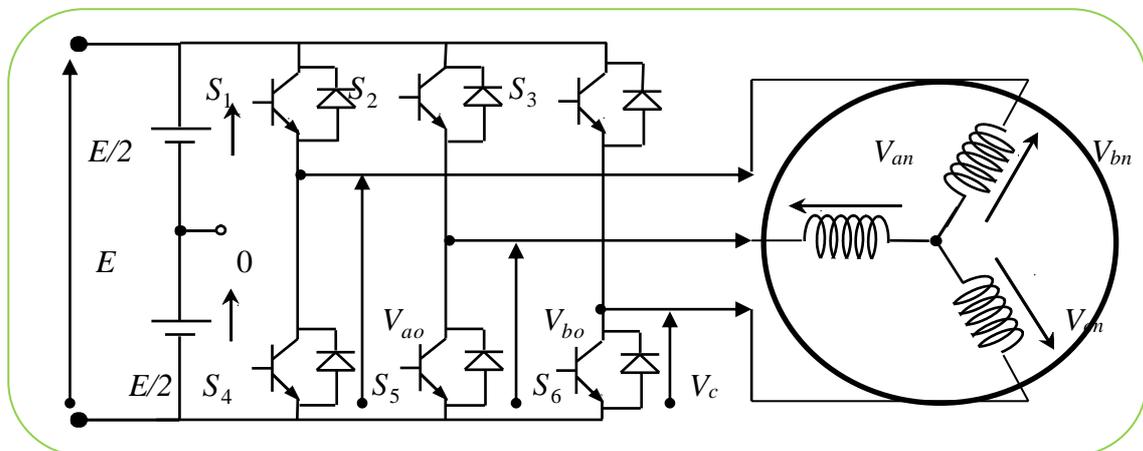


Figure (I-2) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes (avec le point fictif '0').

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

$V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  : Peuvent être considérées comme des tensions d'entrées à l'onduleur ou tensions continues.

Soit  $\ll n \gg$  le point neutre de côté alternatif (MAS) :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{I-22})$$

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  : Sont les tensions de phase de la charge (machine).

$V_{no}$  Est la tension fictive entre le neutre de la machine asynchrone et le point fictif d'indice « 0 ».

Le système  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  étant équilibré, il vient que :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I-23})$$

La substitution de (I-23) dans (I-12) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I-24})$$

En remplaçant (I-18) dans (I-16) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

Par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice  $[T]$  assurant le passage continu-alternatif et on aura alors :

$$[V_{AC}] = [T]^* [V_{DC}] = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix}^* [V_{DC}] \quad (\text{I-26})$$

Avec :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad : \text{Tension alternative.}$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T = E [S_a \quad S_b \quad S_c] : \text{Tension continue.}$$

### I-3-1 Stratégie de la commande de l'onduleur

L'objectif de la commande de l'onduleur est de générer les ondes d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence [7-10]. Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs de l'onduleur de tension. La stratégie la plus utilisée est la modulation de largeur d'impulsions (*MLI* ou *PWM*), elle consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série d'impulsions élémentaires de période très faible.

Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples, le choix d'une d'entre elles dépend du type de commande que l'on appliquera au convertisseur de tension. La technique de modulation de largeur d'impulsion utilisée dans notre travail est la *MLI* sinus-triangulaire [2].

## I-4 COMMANDE VECTORIELLE

Plusieurs stratégies sont envisageables. On va décrire ici une commande vectorielle à flux rotorique orienté. Le but de la commande est d'assurer le découplage du couple électromagnétique du flux.

Cette stratégie de commande par orientation du flux permet d'aboutir à des performances particulièrement intéressantes.

- Réponse rapide de couple.
- Une grande plage de contrôle de vitesse.
- Grande efficacité sur une grande plage de charge en régime permanent.

Il existe, essentiellement deux méthodes de commande à flux orienté : la première, directe repose sur une commande en boucle fermée du flux rotorique, la seconde appelée commande vectorielle indirecte caractérisée par une régulation du flux en boucle ouverte [12-14].

### I-4-1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle a été développée pour améliorer le comportement dynamique de la machine à induction et pour permettre une variation de la vitesse sur une large plage. Le but principal de la commande par orientation du flux est de pouvoir contrôler le flux et le couple électromagnétique, ceux-ci s'apprécient indépendamment en utilisant un référentiel tournant  $d$ - $q$  qui permet d'obtenir un comportement similaire à celui de la machine à courant continu [22-23].

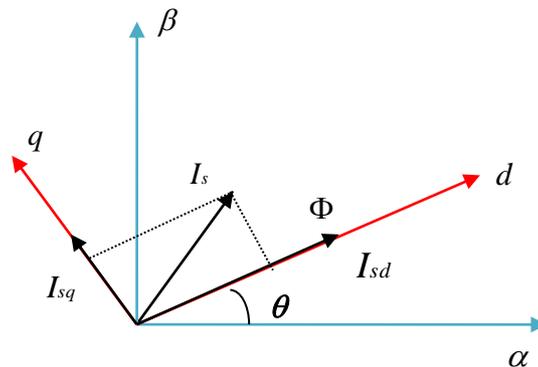
La stratégie de la commande vectorielle consiste à orienter le repère de "Park" ( $d$ ,  $q$ ) de manière à annuler une des composantes du flux  $\Phi$  afin de simplifier l'expression mathématique du couple. Cette expression simplifiée est ensuite utilisée pour concevoir le contrôle du couple. Si le contrôle du flux est réalisé par ces deux composantes dans le repère de "Park", on parle alors de la commande à flux orienté, Voir (**Figure I-3**) [3], [7-10].

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes ( $d$ ,  $q$ ) qui dépendent des objectifs de l'application [24] :

- Le flux rotorique  $\Phi_{rd} = \Phi_r$ ,  $\Phi_{rq} = 0$  (I-27)

- Le flux statorique  $\Phi_{sd} = \Phi_r$ ,  $\Phi_{sq} = 0$  (I-28)

- Le flux d'entrefer  $\Phi_{ed} = \Phi_r$ ,  $\Phi_{eq} = 0$  (I-29)



**Figure (I-3) :** Principe de la commande vectorielle.

## I-4-2 Commande vectorielle a flux rotorique oriente

Le modèle utilisé de la machine à induction est celui élaboré dans la deuxième partie. Les grandeurs électriques de la commande sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au champ tournant [14],[16].

On injecte l'équation (I-30) dans l'équation (I-19) le modèle dédié à la *CV\_OFR* par orientation et comme suit :

- *Au stator*

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} - L_s \sigma \omega_s I_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} + L_s \sigma \omega_s I_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \end{cases} \quad (I-30)$$

- *Au rotor*

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \frac{M}{T_r} I_{sd} \\ 0 = +\frac{M}{T_r} I_{sq} - \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I-31)$$

L'expression du couple (I-15) devient :

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} \Phi_r \cdot I_{sq} \quad (I-32)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles sont pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [1], [3], [20-21].

Il existent différentes techniques de découplage. Le découplage le plus utilisé est le découplage par compensation, ce dernier définit deux nouvelles variables de commande  $U_{sd}$  et  $U_{sq}$  telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} - e_{sd} \\ V_{sq} = U_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (I-33)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ e_{sq} = -\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

$e_{sd}$  et  $e_{sq}$  sont des forces électromotrices de compensation. Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $U_{sd}$  et  $U_{sq}$ .

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} U_{sd} = \sigma L_s \frac{d I_{sd}}{dt} + R_t I_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r \\ U_{sq} = \sigma L_s \frac{d I_{sq}}{dt} + R_t I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

Comme il a été signalé, la commande vectorielle permet de découpler la commande de la composante du courant statorique permettant la régulation du flux rotorique et la composante du courant statorique responsable de la régulation du couple. La principale difficulté de la mise en œuvre de cette commande est liée au contrôle du flux dans la machine, en raison de la difficulté de mesurer cette grandeur [1], [10].

Afin d'éviter la mesure du flux, il est possible de l'estimer ou de l'imposer indirectement au moyen du modèle.

### I-4-3 Estimation du flux rotorique

On peut définir deux expressions du flux rotorique estimé :

- Un premier estimateur peut être déterminé à partir de la première expression du système d'équation (I-5) :

$$\hat{\Phi}_{r1} = \frac{M}{1 + T_r^* s} I_{sd}^* \quad (\text{I-36})$$

On montre ici l'importance de la précision sur la mesure de la constante du temps rotorique. La sensibilité de cette constante du temps rotorique sur la loi de commande et donc sa robustesse sera examinée dans le chapitre trois.

- Un second estimateur de flux rotorique peut être déterminé à partir de l'équation (I-36)

On détermine alors la composante directe du courant statorique à travers l'équation (I-36) d'où :

$$\sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} = V_{sd} + \omega_s \sigma L_s I_{sq} - \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (\text{I-37})$$

Si le flux rotorique est supposé contrôlé, il est constamment égal à sa référence et sa dérivé est nulle. En régime permanent cette équation devient donc

$$\sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} = V_{sd} + \omega_s \sigma L_s I_{sq} \quad (\text{I-38})$$

En reportant la transformé de Laplace de la composante directe du courant statorique (I-37) dans l'équation (I-36), on obtient le second estimateur du flux :

$$\hat{\Phi}_{r2} = \frac{1}{R_s^*} \left( \frac{M^*}{\sigma T_s^* T_r^* s^2 + (T_s^* + T_r^*) s + 1} \right) U_{sd}^* \quad (\text{I-39})$$

Ce second estimateur nécessite une bonne précision sur les deux constantes du temps (rotorique et statorique).

Pour fixer à tout instant une valeur donnée du couple équation (I-6), il convient de contrôler les composantes du courant  $I_{sq}$  et de flux  $\Phi_r$  de façon indépendante. Il convient également de fixer l'orientation du repère de "PARK", c'est-à-dire de calculer les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  afin d'imposer une orientation du repère qui vérifie l'hypothèse d'annulation d'une des deux composantes des flux : c'est le principe de "l'autopilotage ». Donc deux types d'autopilotage seront utilisés.

## I-4-4 Estimation de la pulsation statorique

### I-4-4-a Autopilotage explicite du référentiel

Si l'on admet une parfaite régulation de la composante directe du flux rotorique, la composante quadratique du courant statorique, devient l'unique grandeur de réglage et donc la pulsation rotorique peut être déduite de la deuxième expression du système d'équation (I-31) :

$$\hat{\omega}_r = M^* \frac{R_r^* I_{sq}}{L_r^* \hat{\Phi}_r} \quad (\text{I-40})$$

L'angle est alors obtenu par intégration de la pulsation rotorique correspondante :

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r dt \quad (\text{I-41})$$

L'autopilotage permet d'exprimer la pulsation statorique en fonction de la pulsation rotorique et de la vitesse :

$$\hat{\theta}_s = \theta + \hat{\theta}_r \quad (\text{I-42})$$

Cette technique utilise explicitement la vitesse du repère de "Park dans le repère rotorique comme grandeur de réglage d'où l'appellation "d'autopilotage explicite". La pulsation statorique est donc donnée par l'équation suivante :

$$\hat{\omega}_{s1} = p.\Omega + \hat{\omega}_r \quad (\text{I-43})$$

#### ***I-4-4-b Autopilotage implicite du référentiel***

A partir de l'équation (I-11) (on prend le cas du référentiel lié au champ tournant), une estimation de la pulsation statorique peut être obtenue :

$$\hat{\omega}_s = \frac{V_{sq}^* - R_s^* I_{sq}^* - s \hat{\Phi}_{sq}}{\hat{\Phi}_{sd}} \quad (\text{I-44})$$

Soit encore, en utilisant la relation (I-17) pour estimer la composante quadratique du flux statorique et la relation (I-13) pour estimer la composante directe du flux statorique.

$$\hat{\omega}_s = \frac{V_{sq}^* - R_s^* I_{sq}^* - s \sigma^* L_s^* I_{sq}^*}{L_s^* I_{sd}^* + M^* I_{rd}} \quad (\text{I-45})$$

La composante directe du courant statorique est calculée en utilisant la relation (I-14) :

$$\hat{\omega}_s = \frac{V_{sq}^* - R_s^* I_{sq}^* - s \sigma^* L_s^* I_{sq}^*}{\frac{L_s^*}{M^*} (\hat{\Phi}_{rd} - \sigma^* L_r^* I_{rd})} \quad (\text{I-46})$$

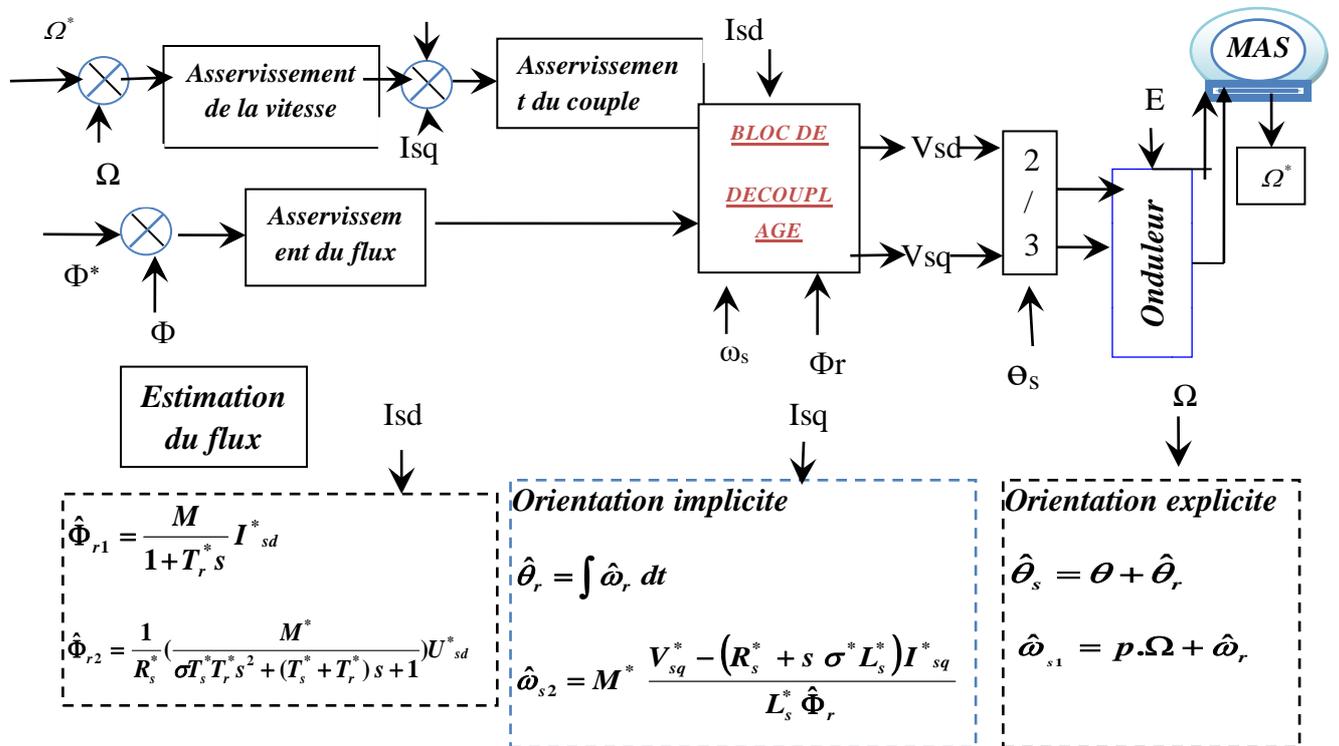
En régime permanent, le flux rotorique est constant et la composante indirecte rotorique est nulle, d'où :

$$\hat{\omega}_{s2} = M^* \frac{V_{sq}^* - (R_s^* + s \sigma^* L_s^*) I_{sq}^*}{L_s^* \hat{\Phi}_r} \quad (\text{I-47})$$

La démarche suivante conduit à un "autopilotage implicite" dans le sens que le calage du référentiel ne nécessite pas la connaissance de  $\omega_r$ , comme dans le cas précédemment traité.

### I-5 DIFFERENTES STRATEGIES DE CV\_OFR

La principale difficulté de la commande vectorielle de la machine asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux [25]. La **Figure (I-4)** donne une représentation globale de l'organisation des différentes fonctions de la commande avec orientation du flux rotorique.



**Figure (I-4) :** Organisation du dispositif de commande : contrôle vectorielle par l'orientation du flux rotorique.

**N.B :**  $(\hat{X})$ ,  $(X^*)$  et  $(\tilde{X})$  représente respectivement les grandeurs estimées, références et mesurées.

D'après les différentes expressions permettant de déterminer la pulsation statorique lorsque le flux rotorique est orienté ((I-40) et (I-45) et les estimations de la composante d'axe "d" flux rotorique ((I-36) et (I-39)), une possibilité de combinaison de ces expressions va nous permettre de déduire quatre algorithmes de commande vectorielle par orientation flux rotorique. Une synthèse de ces combinaisons sera traitée en suite.

## I-6 EFFET DE LA SATURATION SUR LA COMMANDE

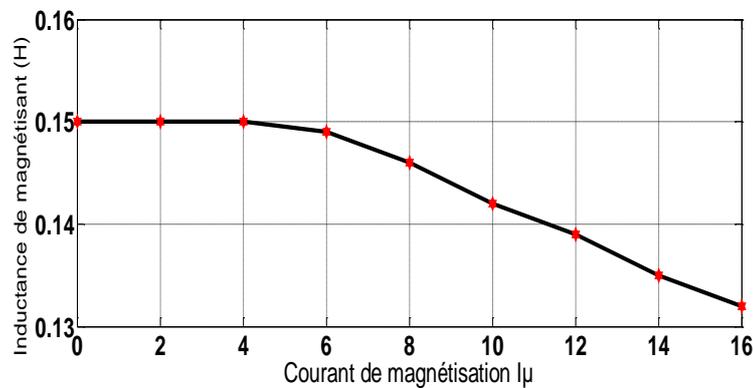
Dans une machine électrique, le circuit magnétique joue le rôle indispensable de canalisateur de flux pour diriger l'énergie magnétique dans la zone souhaitée (l'entrefer).

Au sein de ce circuit magnétique, des énergies de différente nature, sont transformées, stockées, échangées et dissipées. Les performances de la modélisation et de la simulation du fonctionnement de la machine sont directement liées à la précision avec laquelle sont évaluées simultanément toutes ces formes d'énergie.

Les incertitudes des paramètres impliquent des erreurs sur l'amplitude et l'orientation de flux. Ces incertitudes sont dues à la saturation des inductances, la température et de l'effet de peau. Dans cette section sont présentées pour identifier l'inductance magnétisante.

### I-6-1 Inductance magnétisant Off-line

Le courant magnétisant  $I_\mu$  est estimé à partir l'équation (I-11), l'inductance de magnétisation est calculé off-line comme il est indiqué par la (**Figure (I-5)**).



**Figure (I-5) :** Inductance magnétisante (expérimentale).

### I-6-2 Inductance magnétisant On-line

La méthode précédente a une certaine inexactitude inhérente parce que l'inductance magnétisante  $M$  est en différé [16-17].

$$V_s = R_s \overline{I_s} + \sigma L_s \frac{d\overline{I_s}}{dt} + \overline{E_r} \quad (\text{I-48})$$

Où :

$$E_r = \frac{M^2}{Lr} \frac{dI_\mu}{dt} \quad (\text{I-49})$$

Avec :

$\sigma L_s$  peut-être supposée constante.

La f.e.m  $E_r$  peut être directement estimée à partir de mesures réelles afin de :

$$E_r = V_{s-meas} - (R_s - p\sigma L_s)I_{s-meas} \quad (\text{I-50})$$

Le courant magnétisant  $I_\mu$  calculé avec les équations suivantes :

$$\begin{aligned} |\bar{E}_r \times \bar{I}_s| &= |\bar{E}_r| |\bar{I}_s| \sin(\Psi) \\ I_\mu &= |\bar{I}_s| \sin(\Psi) = \frac{|\bar{E}_r \wedge \bar{I}_s|}{|\bar{E}_r|} \end{aligned} \quad (\text{I-51})$$

$$|\bar{I}_\mu| = \frac{E_{r\alpha}}{\sqrt{E_{r\alpha}^2 + E_{r\beta}^2}} I_{s\beta} - \frac{E_{r\beta}}{\sqrt{E_{r\alpha}^2 + E_{r\beta}^2}} I_{s\alpha}$$

Où  $\Psi$  : angle entre  $\bar{E}_r, \bar{I}_s$ .

De (I-51) dessus peut écrire,

$$\int E_{r\alpha} dt = K_o M I_{\mu\alpha} \quad (\text{I-52})$$

$$\int E_{r\beta} dt = K_o M I_{\mu\beta} \quad (\text{I-53})$$

$$M_{on-line} = \frac{\sqrt{\left(\int E_{r\alpha} - meas\right)^2 + \left(\int E_{r\beta} - meas\right)^2}}{K_o I_\mu} \quad (\text{I-54})$$

$$K_o = \frac{M}{Lr}, \quad [18-19].$$

## I-7 RESULTATS DE LA SIMULATION

Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension ; les résultats de simulation de démarrage à vide, en charge et diminue la valeur de la vitesse de rotation et annule cette vitesse sont présentés sur la (Figure I-6, I-7).

### ➤ Test en charge et avec variation de la vitesse de rotation

Après 1s du démarrage à vide du moteur à 100 rad/s, une charge de 5Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation, après (1s) la vitesse est réduite à 50rad/s est à 2s annule la vitesse.

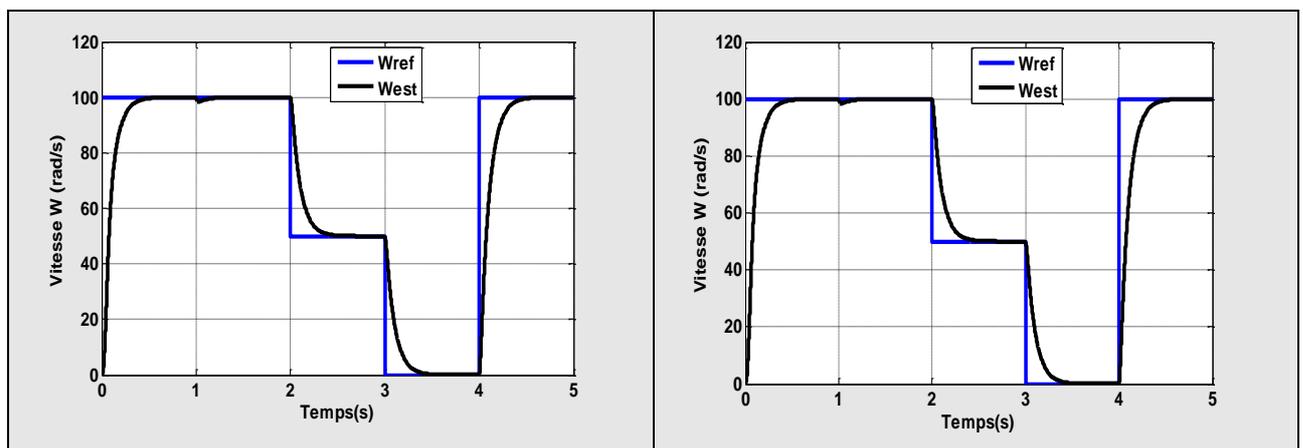
### ➤ Test de l'influence des variations paramétriques sur la commande

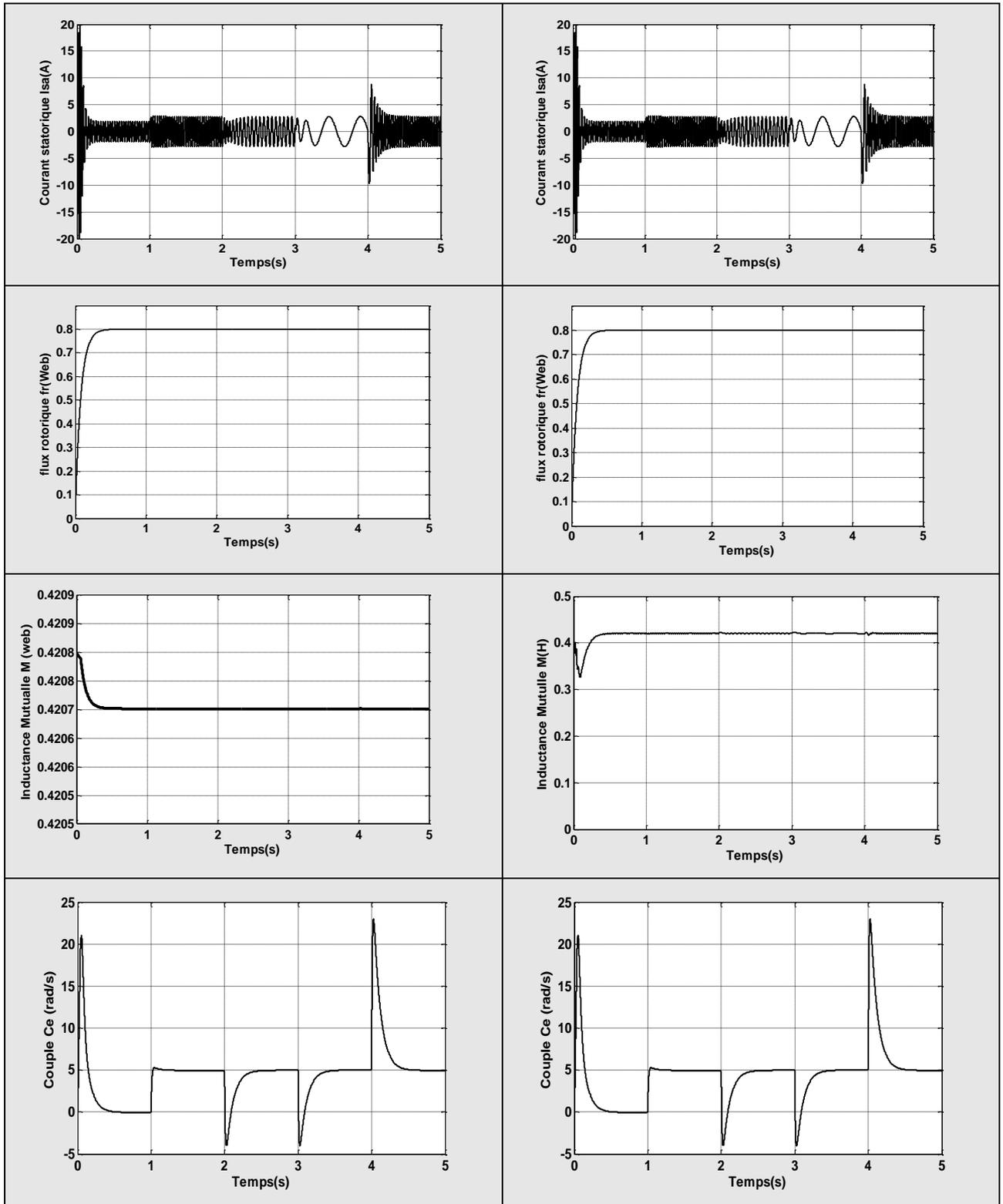
Afin de montrer l'influence de variation des paramètres sur la commande on réalise les tests de simulations suivantes :

La (Figure I-8) représente les profils des variations brusques des résistances statoriques et rotorique ainsi que l'identification on line de la variation de l'inductance magnétisante comme il est illustré par les figures ci-dessous.

Variation de la résistance rotorique de 100%. à  $t= 1.5s$  de 100%.

Variation de la résistance statorique de 100% à  $t= 3s$





**Figure (I-6) :** La commande vectorielle à flux rotorique orienté à inductance magnétisante on-line.

**Figure (I-7) :** La commande vectorielle à flux rotorique orienté à inductance magnétisante off-line.

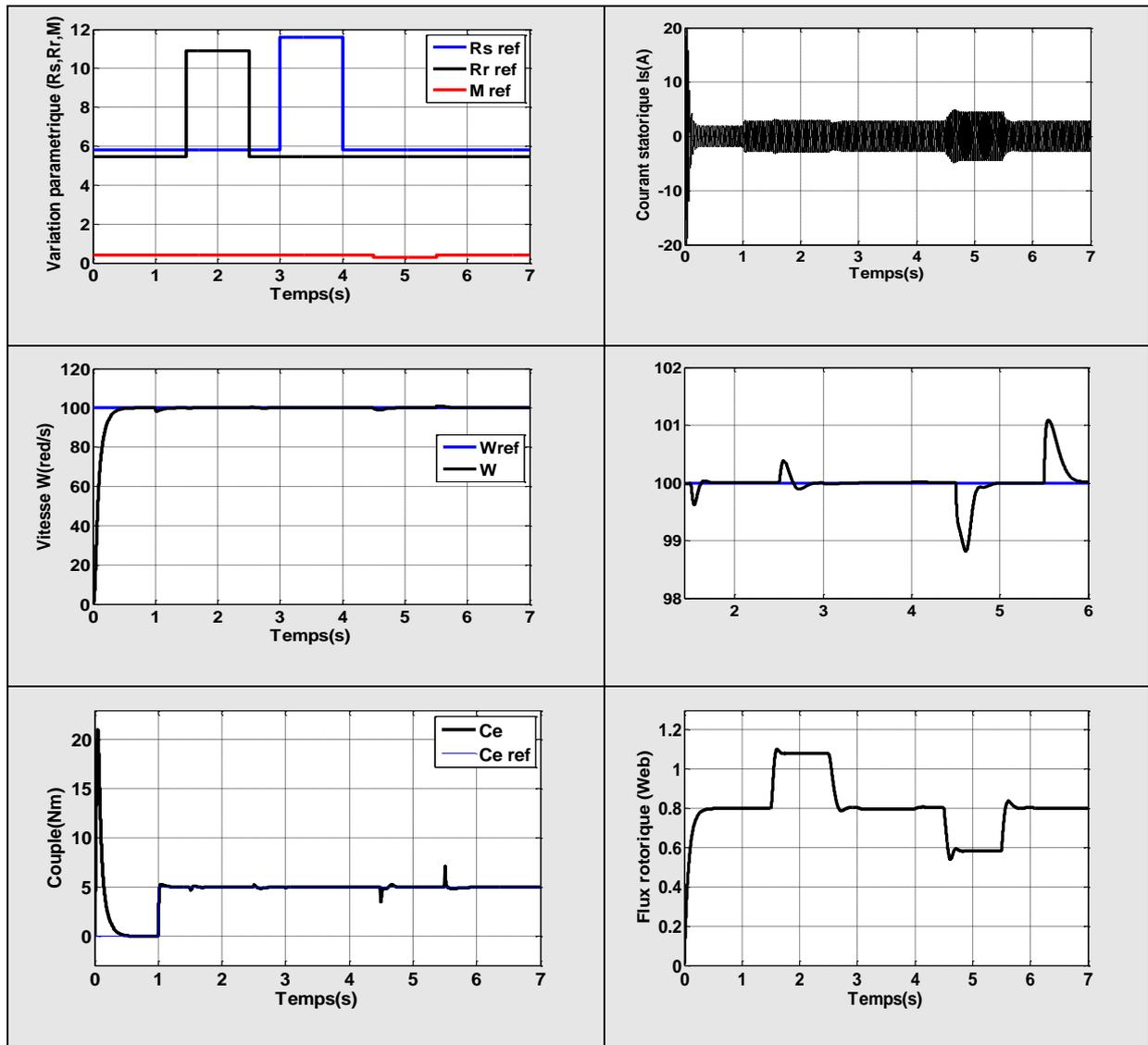


Figure (I-8) : Commande vectorielle à flux rotorique orienté avec variations paramétriques.

### I-7-1 Interprétation des résultats de simulation

Les (Figures I-6 et I-7) (essai en charge), illustrent la poursuite de la vitesse, les composantes du flux sont parfaitement découplées conformément à la théorie, on remarque un pic plus au moins important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un échelon de couple de charge égal à 5 N.m.

La (Figures I-8) illustre l'influence des variations paramétriques de la MAS, la commande est sensible à toute variation paramétrique, ce qui impose le recours à des outils de robustification de la commande vectorielle.

## I-8 CARACTERISTIQUES DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR LOGIQUE FLOUE

La réalisation d'une commande floue ne nécessite pas forcément la connaissance d'un modèle du système tant que celui-ci est inclus implicitement dans les règles fournies par l'expert. La notion d'ensembles flous permet de définir une appartenance graduelle d'un élément à une classe, c.-à-d. appartenir plus ou moins fortement à cette classe. L'appartenance d'un élément à une classe est définie par un degré  $\mu$  prenant des valeurs entre 0 et 1.

La logique floue devient de plus en plus appliquée dans la commande des processus industriels. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme "Si ...Alors...". On obtient un algorithme heuristique en prenant en considération l'expérience des opérateurs pour la conduite du processus [16].

### I-8-1 Configuration générale d'un contrôleur flou

Par opposition à un régulateur classique, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques [16]. Ces inférences sont traitées par des opérateurs de la logique floue. La configuration de base d'un contrôleur par logique floue (*CLF*) est donnée par la (**Figure I-9**).

#### A. Module de Fuzzification

Dans ce module, on distingue :

- L'organe de normalisation qui permet de passer d'un domaine physique donné à un domaine normalisé, [-1,1] par exemple. Cet organe est optionnel.
- L'organe de fuzzification qui associé à une valeur numérique un degré d'appartenance à une valeur linguistique.

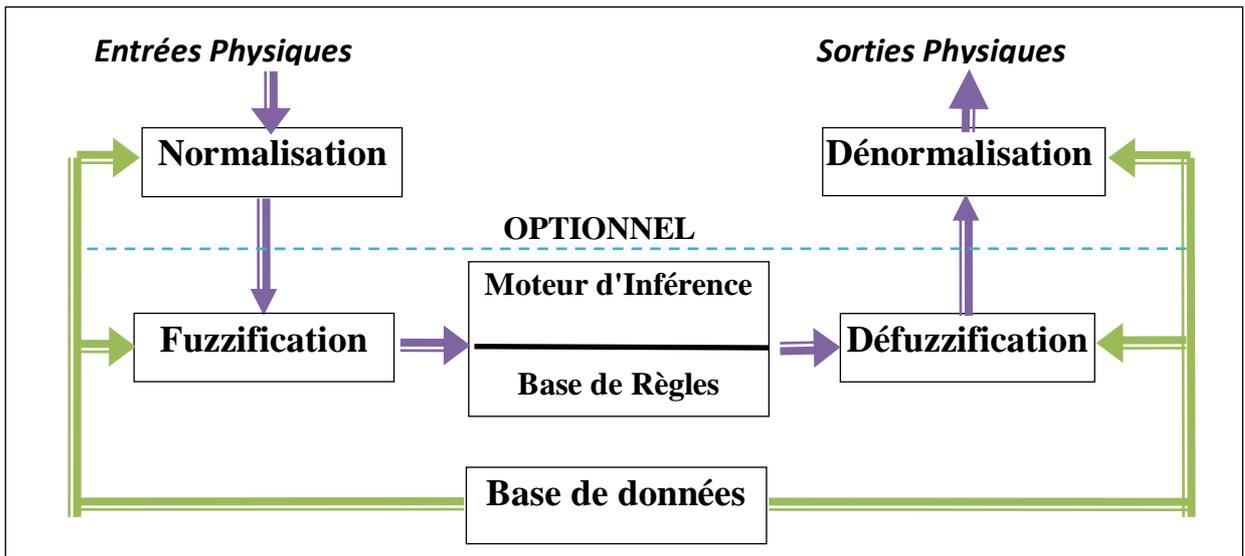


Figure (I-9) : Configuration générale d'un contrôleur flou.

### B. Base de données

Elle contient les définitions des termes utilisés dans la commande et les règles caractérisant la cible de la commande et décrivant la conduite de l'expert. Elle consiste en une base de données et une base de règles.

- La base de données fournit les informations nécessaires pour le fonctionnement du module Fuzzification. Ces informations sont :

Les ensembles flous (fonction d'appartenance) donnant la signification des valeurs linguistiques. Les domaines physiques et normalisés et les facteurs de réduction correspondants.

- La base de règles a pour but de structurer, la connaissance que l'on a sur le contrôle du processus en produisant des règles de la forme :

*Si < état du processus > Alors < action en sortie >.*

La partie "**Si**" est appelée antécédent de la règle, la partie "**Alors**" est appelée conséquence de la règle. Les paramètres auxquels on a recours pour construire la base des règles sont :

- Le choix de "l'état du processus" et de la variable de sortie.
- Le choix du contour de l'antécédent et de la conséquence des règles.
- Le choix des valeurs linguistiques pour l'état du processus et la variable de sortie.

### C. Moteur d'inférence

C'est le noyau d'un *CLF*, il a l'aptitude de simuler la prise de décision humaine en se basant sur des concepts flous. La formulation concrète des inférences dépend évidemment du comportement statique et dynamique du système à régler et de l'organe de commande, ainsi que des buts de réglages envisagés. L'expérience joue un rôle important pour indiquer les règles. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes [16] :

- Méthode d'inférence Max-Min.
- Méthode d'inférence Max-Produit.
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

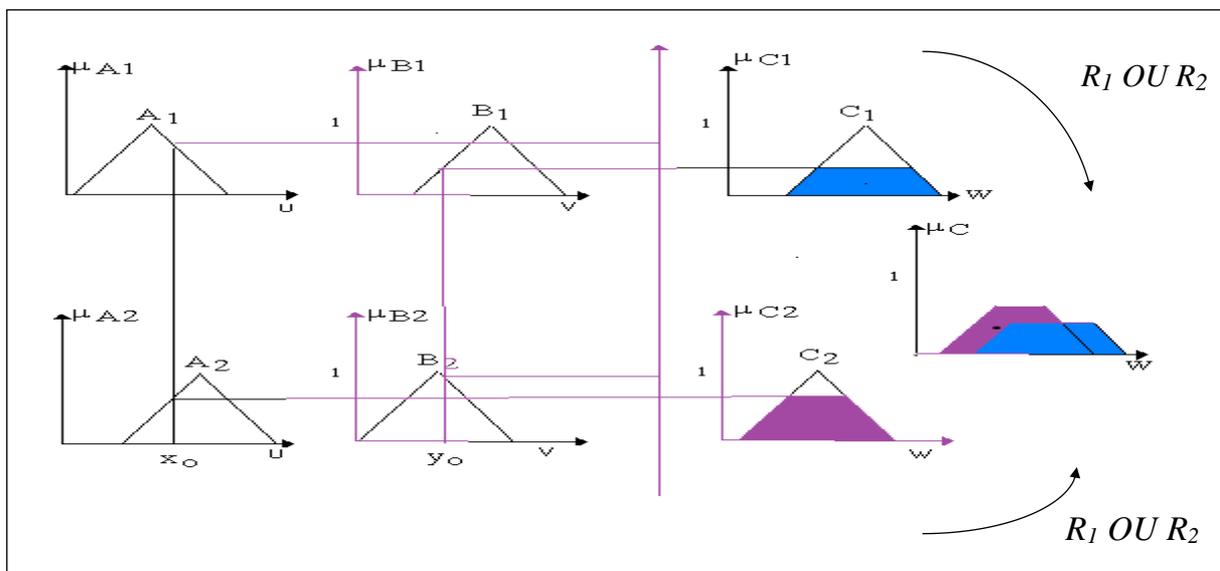
La méthode la plus utilisée est celle de Max-Min [16]. On traitera un cas particulier avec deux variables d'entrée  $x_1 \in U$  et  $x_2 \in V$  et une variable de sortie  $y \in W$ . L'inférence est composée de deux règles :

Règle 1 ( $R_1$ ) : Si  $x_1$  est  $A_1$  et  $x_2$  est  $B_1$  alors  $y$  est  $C_1$ ,

OÙ

Règle 2 ( $R_2$ ) : Si  $x_1$  est  $A_2$  et  $x_2$  est  $B_2$  alors  $y$  est  $C_2$ .

La (Figure I-10) représente graphiquement le principe de la méthode d'inférence Max-Min.



**Figure (I-10) :** Représentation graphique de la méthode max-min pour deux variables d'entrées et deux règles.

### D. Module de défuzzification

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de défuzzification est alors nécessaire. Plusieurs stratégies de défuzzification existent [16]. Les plus utilisées actuellement sont :

- Méthode du Maximum.
- Méthode de la moyenne des Maximas.
- Méthode du centre de gravité.

a- *Méthode du Maximum :*

La commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale.

b- *Méthode de la Moyenne des Maximas :*

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle locales ayant des fonctions d'appartenance maximales.

c- *Méthode du centre de gravité :*

C'est la méthode la plus utilisée dans les contrôleurs flous [16]. Elle génère le centre de gravité de l'espace flou d'une action de contrôle (commande).

Dans le cas d'un univers de discours discret, cette méthode donne :

$$y = \frac{\sum_1^n \mu(x_i) \cdot x_i}{\sum_1^n \mu(x_i)} \quad (\text{I-55})$$

Avec,

$x_i$  : la  $n$  : nombre des niveaux de quantification de la sortie du contrôleur.

Valeur de la commande locale avec laquelle la fonction d'appartenance atteint la valeur maximale  $\mu(x_i)$ .

## I-9 STRATEGIE DE LA SEPERSION FLOUE DE LA CV-OFR D'UN MAS

### I-9-1 Combinaison de deux stratégies des estimateurs du flux rotorique

De la même manière, un estimateur de flux défini à partir de la combinaison floue des deux approches d'estimation de  $\Phi_r$ .

$$\hat{\Phi}_r = (1 - K_f) \Phi_{r1} + K_f \Phi_{r2} \quad (\text{I-56})$$

Avec :

$K_f$  : Fonction floue générée par un bloc à la logique floue

$$\Phi_{r1} = \frac{M}{1 + T_r s} I_{sd} = \hat{\Phi}_{r1} \quad (\text{I-57})$$

$$\Phi_{r2} = \frac{1}{R_s} \left( \frac{M}{\sigma T_s T_r s^2 + (T_s + T_r) s + 1} \right) U_{sd} = \hat{\Phi}_{r2} \quad (\text{I-58})$$

### I-9-2 Algorithme du superviseur flou

L'algorithme du superviseur flou repose sur les deux combinaisons suivantes :

$$\omega_s = (1 - K_\omega) \omega_{s1} + K_\omega \omega_{s2} \quad 0 \leq K_\omega \leq 1 \quad (\text{I-59})$$

$$\Phi_r = (1 - K_f) \Phi_{r1} + K_f \Phi_{r2} \quad 0 \leq K_f \leq 1 \quad (\text{I-60})$$

Les valeurs de  $K_\omega$  et  $K_f$  sont déterminées par la logique floue et dépendent du point de fonctionnement donné. L'ajustement des valeurs de  $K_\omega$  et  $K_f$  est réalisé suite à plusieurs simulations qui permettent d'affiner le choix des fonctions d'appartenance utilisées.

## I-10 CONCEPTION DU BLOC FLOU « SUPERVISEUR FLOU »

### I-10-1 variables entrées /sorties et fuzzification

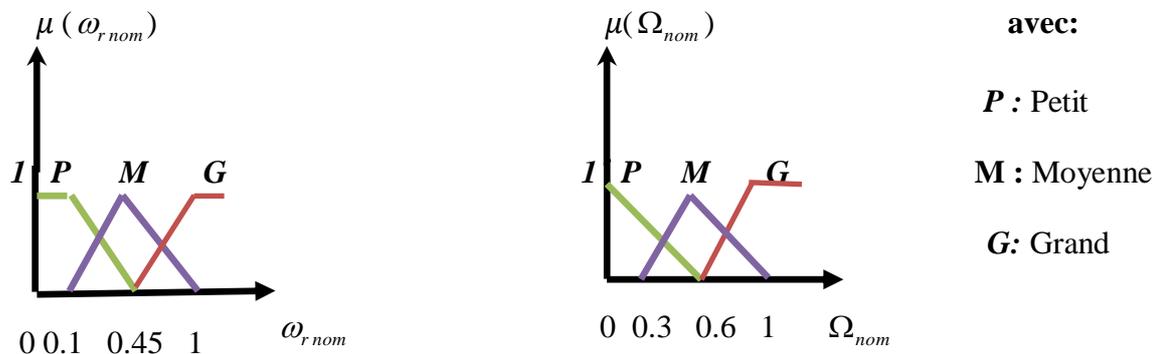
Le but est de produire deux sortie,  $K_\omega$  et  $K_f$  capables de réduire la sensibilité du flux vis-à-vis les variations paramétriques de la machine. Dans ce sens deux variables d'entrée sont choisies, la fréquence de glissement  $\omega_r$ , donnée par l'équation (I-40) et la vitesse mécanique  $\Omega$ .

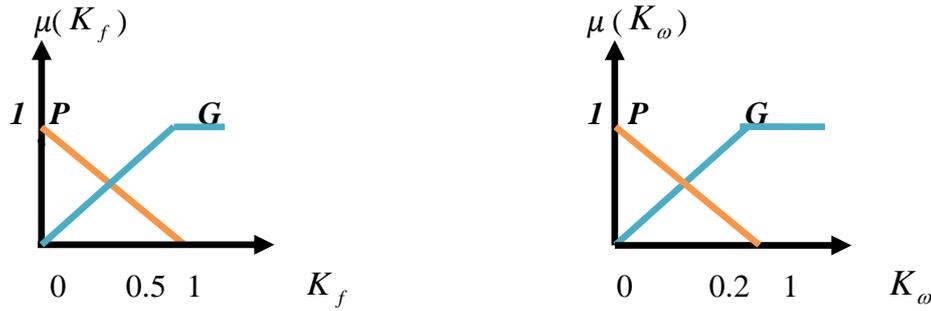
Le choix de ce deux entrées est justifié par le fait que  $K_\omega$  et  $K_f$  doivent varier avec le point de fonctionnement de la machine.

$$\Omega_{nom} = \left| \frac{\Omega}{\Omega_{max}} \right| \quad (I-61)$$

$$\omega_{r\ nom} = \left| \frac{\omega_r}{\omega_{r\ max}} \right| \quad (I-62)$$

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrées normalisées sont illustrées la (**Figure I-5**). Une subdivision plus fine n'est pas nécessaire [13]. Le choix des fonctions d'appartenance n'est pas arbitraire. Il tient compte de l'expertise et de l'étude de la sensibilité, affiné par la suite par des simulations tout en considérant plusieurs points de fonctionnement et différentes variations paramétriques.





**Figure (I-11) :** Fonctions d'appartenance des variables entrées/sorties.

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles linguistiques. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du superviseur et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et les variables des sorties. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées.

### I-10-2 Base des règles

Le courant statorique consommé par le moteur en régime permanent constitue un bon indicateur de l'existence d'une dérive paramétrique.

### I-10-3 Erreur sur le courant statorique

Les erreurs sur l'amplitude et l'orientation du flux peuvent difficilement être mesurées expérimentalement. Mais ces erreurs sur le flux induisent des variations du courant statorique consommé qui peuvent être mesurées. Ces variations permettent de faire le lien entre l'expérimentation et les prédictions théoriques, et ainsi de valider ces dernières. La variation du courant statorique est définie par [13-15] :

$$\Delta I_s = \frac{I_s - I_{si}}{I_{si}} \quad (\text{I-63})$$

Où  $I_{si}$  est la valeur efficace du courant idéal consommé en l'absence d'erreur sur les paramètres, et  $I_s$  la valeur efficace du courant réellement consommé.

$$I_{si} = \frac{\Phi_r^*}{M^*} \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_{ri} L_r^*}{R_r^*} \right)^2} \quad (\text{I-64})$$

A titre explicatif, la (Figure I-12) montre l'évolution de l'erreur  $\Delta I_s$  exprimée par l'équation (I-63) en fonction de la variables  $K_\omega$  (avec variation de 100% sur  $R_r$ ).

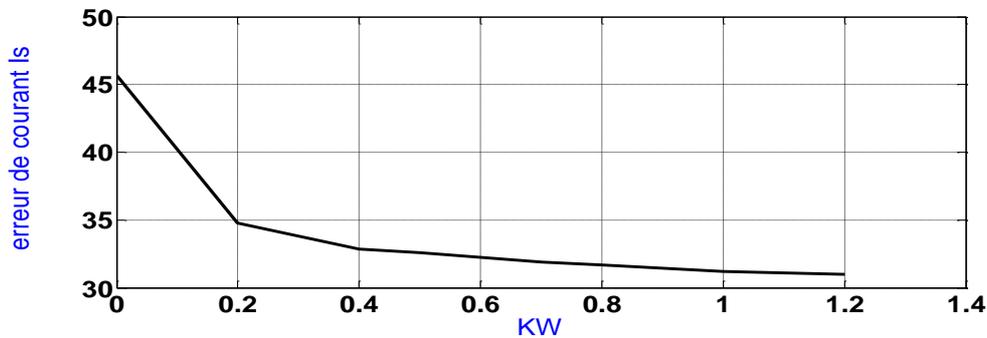


Figure (I-12) : Erreur  $\Delta I_s$  en fonction  $K_\omega$

Ce résultat montre que la sensibilité du système aux erreurs sur  $R_r$  diminue fortement pour les valeurs moyennes de  $K_\omega$ .

On note qu'une valeur de  $K_\omega$  comprise entre [0.6, 1] fournit le même degré de désensibilisation de la commande.

Plusieurs combinaisons sont possibles pour les valeurs de  $(K_\omega, K_f)$ .

Le cas  $(K_\omega, K_f)=(0,0)$  commande vectorielle classique sans variation paramétrique. La (Figure I-13) illustre les combinaisons possibles de  $(K_\omega, K_f)$ .

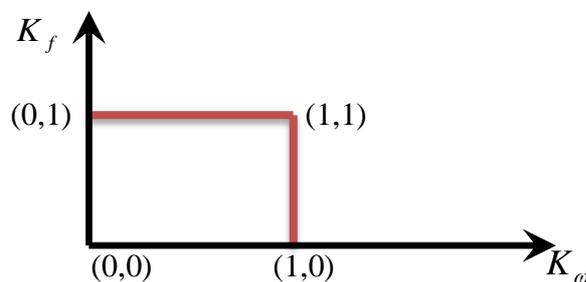


Figure (I-13) : les combinaisons possibles de  $(K_\omega, K_f)$ .

Afin d'établir la table de décision, le bloc superviseur flou doit fournir une sortie  $K_\omega$  qui réduit la sensibilité de la commande vis-à-vis les variations sur  $R_r$  en tenant en compte aussi la dépendance de l'autopilotage implicite aux variations sur  $R_s$ .

Plusieurs tests de simulation sont effectués, en considérant plusieurs points de fonctionnement. On enregistre à chaque fois l'évolution de  $\Delta I_s$  en fonction de  $(K_\omega, K_f)$  en dernier lieu une table de décision est extraite qui permet une optimisation de la sensibilité. Voir tableau (I-1).

		$\omega_{r\ nom}$		
		$K_f\ K_\omega$	P	M
$\Omega_{nom}$	P	(P, P)	(P, G)	(P, G)
	M	(G, P)	(G, G)	(P, G)
	G	(P, P)	(P, G)	(P, G)

**Tableau (I-1) :** Table de décision.

**Exemple :**

Si  $\omega_{r\ nom}$  est grand(**G**) et  $\Omega_{nom}$  est petite (**P**) alors  $K_\omega$  est élevé (**G**) : cette règle signifie que si on se trouve à charge élevée (couple élevé) et faible vitesse,  $K_\omega$  est élevé(**G**) pour réduire la sensibilité de la commande vectorielle vis-à-vis les incertitudes sur  $R_r$ .

Si  $\omega_{r\ nom}$  est petit (**P**) et  $\Omega_{nom}$  est grande (**G**) alors  $(K_\omega, K_f) = (P, P)$ .

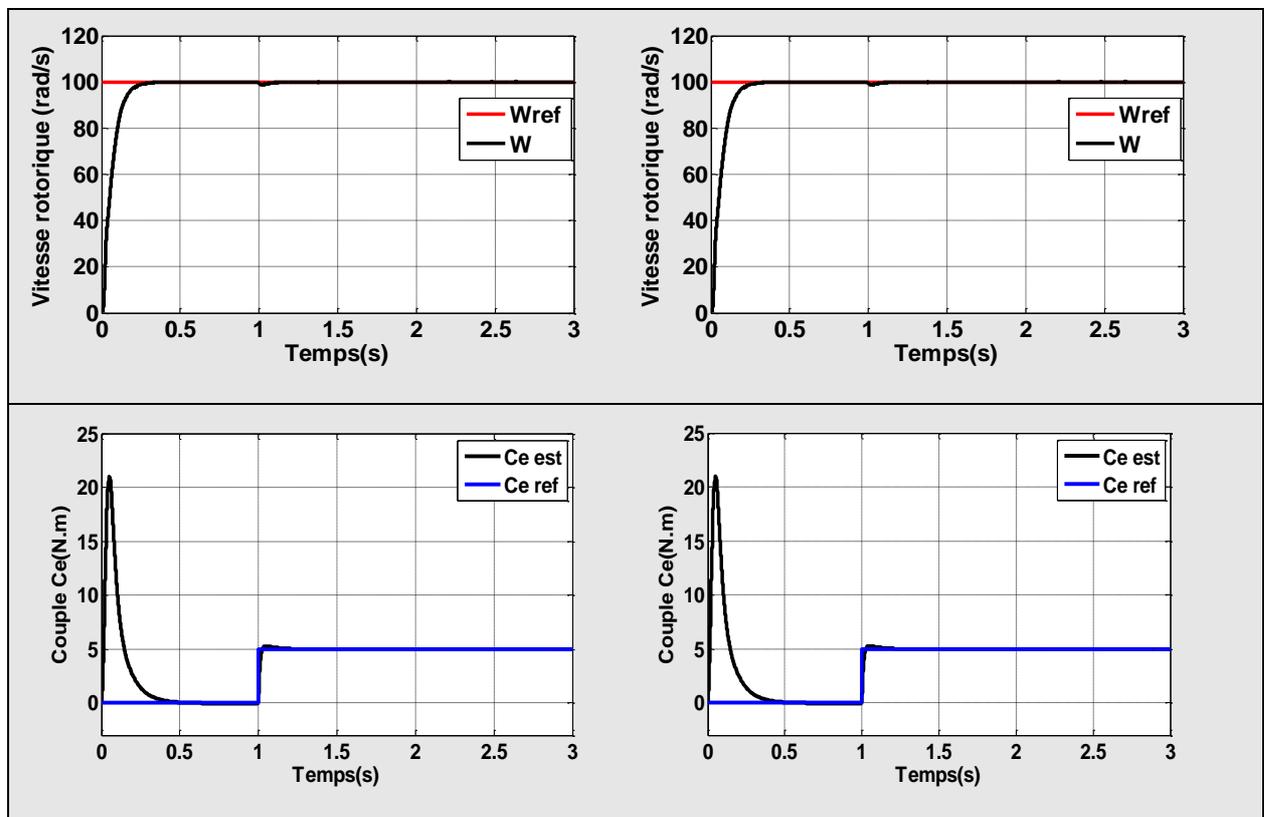
Le but est de réduire la sensibilité vis-à-vis les inductances ( $M, L_s, etc$ ) car cette variation est élevée à faible couple et à vitesse élevée et en même temps réduire la sensibilité vis-à-vis les variations sur  $R_s$ .

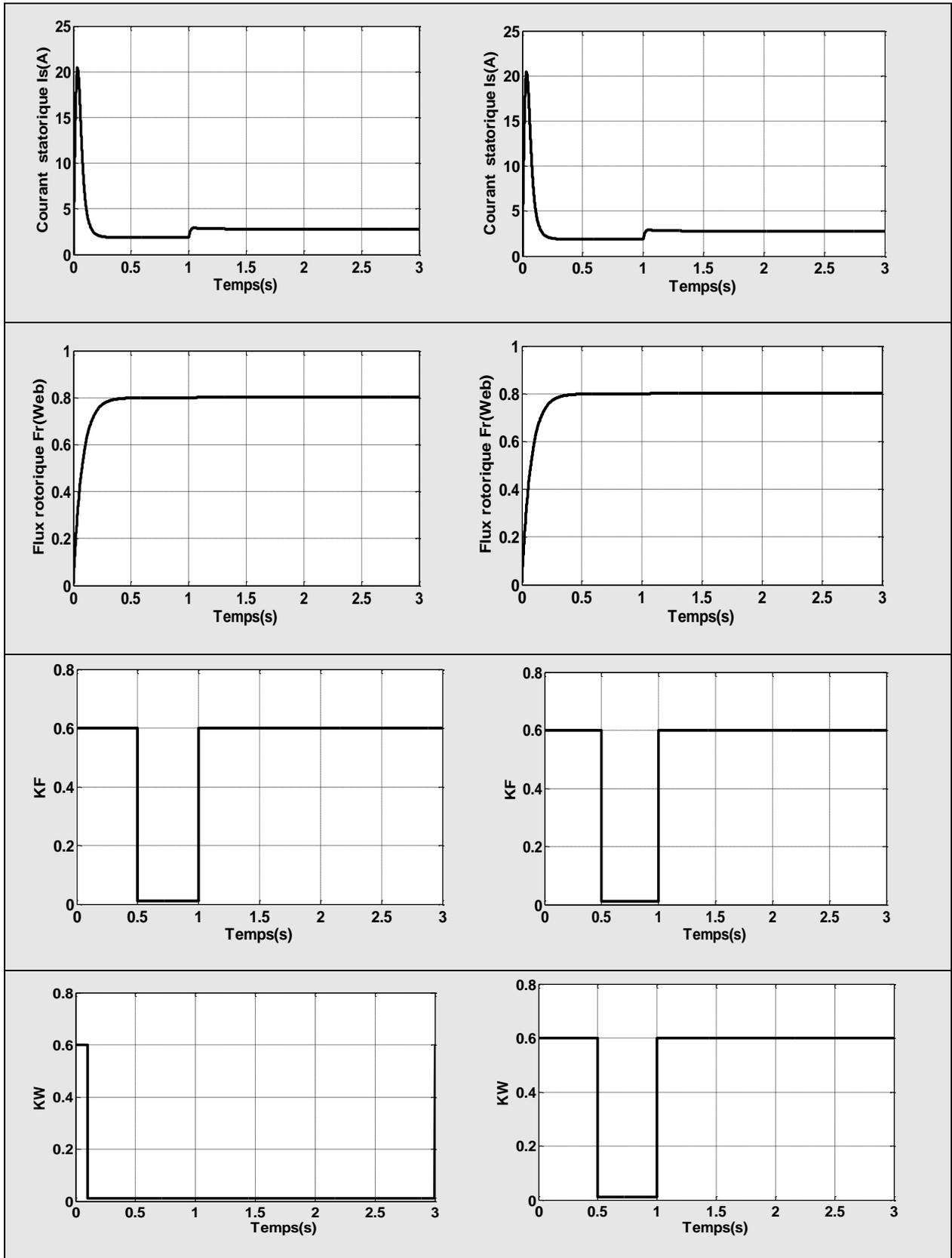
Autopilotage explicite	Autopilotage implicite
$\hat{\omega}_{s1} = p.\Omega + \hat{\omega}_r = M \frac{R_r^* I_{sq}}{L_r^* \tilde{\Phi}_r}$	$\hat{\omega}_{s2} = M^* \frac{V_{sq}^* - (R_s^* + s \sigma^* L_s^*) I_{sq}^*}{L_s^* \hat{\Phi}_r}$
Estimation utilisant le courant	Estimation utilisant la tension
$\hat{\Phi}_{r1} = \frac{M}{1 + T_r^* s} I_{sd}^*$	$\hat{\Phi}_{r2} = \frac{1}{R_s^*} \left( \frac{M^*}{\sigma T_s^* T_r^* s^2 + (T_s^* + T_r^*) s + 1} \right) U_{sd}^*$

Tableau (I-2) : Synthèse des différents estimateurs du flux rotorique.

## 11-RESULTATS DES SIMULATIONS

Le résultat suivant illustre les tests du bloc du superviseur flou intégré dans la CV\_OFR. On note qu'après (2s) les variations sur  $R_s$  et  $R_r$  sont appliquées.





**Figure (I-14) :** Commande vectorielle –superviseur flou :  
variation de 100% sur  $R_s$

**Figure (I-15) :** Commande vectorielle –superviseur flou :  
variation de 100% sur  $R_r$

### I-11-1 Interprétions des résultats de simulation

Les résultats obtenus permettent de constater que les réponses de la vitesse est similaire pour les deux cas : « autopilotage explicite et autopilotage implicite ». Le rejet de perturbation vis-à-vis la charge est très satisfaisant pour les deux stratégies d'estimation de  $\omega_s$ . La sensibilité de la commande vis-à-vis la résistance rotorique importante comparée à celle de la résistance statorique dont l'effet reste faible et décroît rapidement avec la vitesse. En outre le paramètre  $R_s$  est un des paramètres les plus aisés à déterminer.

Afin de réduire la sensibilité de la commande aux variations paramétriques, un outil d'aide à la décision est étudié et simulé. Un superviseur à logique floue est incorporé dans la commande vectorielle pour une désensibilisation optimale de cette commande vis-à-vis les incertitudes paramétriques.

Les résultats obtenus attestent l'efficacité du bloc flou. L'approche multi algorithmique basée sur la logique floue constitue un outil efficace assurant un degré de robustesse très suffisant.

## I-12 CONCLUSION

Dans le présent chapitre, nous avons présenté l'étude de la sensibilité de la CV-OFR aux variations paramétriques, spécialement les paramètres qui interviennent dans l'estimateur de la position du champ, l'angle  $\theta_s$ .

On a pu démontrer que la pulsation  $\omega_s$  peut être déduite par deux approches  $\omega_{s1}$  et  $\omega_{s2}$ , le premier estimateur présente l'inconvénient de la dépendance de la résistance rotorique. Le deuxième estimateur est intéressant dans la mesure où il est indépendant de la résistance rotorique, mais dépend toutefois de la résistance statorique.

Les résultats de la simulation montrent qu'il est possible d'aller vers une commande multi-algorithmique afin de pallier aux inconvénients de chacune des approches étudiées. Les résultats obtenus attestent l'efficacité du bloc flou, en effet l'approche multi algorithmique basée sur la logique floue constitue un outil efficace assurant un degré de robustesse très suffisant.

## I-13 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] F. Blaschke, «The principle of field orientation as applied to the new transvector closedloop control system for rotating-field machines. »Siemens Rev., Vol .34, pp. 217-220, 1972.
- [2] M. Pinard, « Commande Electroniques des Moteurs Electriques », Dunod, paris, 2004.
- [3] J. Bonal, G. Segulier, « Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electronique de Puissance et d'Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Editions Technique et Documentation, Paris, 1998
- [4] G .Lacroux, «Les actionneurs électriques pour la robotique et les servissements » Technique et documentation lavoisier, 1994.
- [5] J. P. Caron, J. P. Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Edition Technip-Paris, 1995.
- [6] G. Sturtzer, E. Smigiel, « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés, Commande Vectorielle des Moteurs Synchrones Commande Numériques par Contrôleurs DSP », Edition Ellipses, Paris, 2000.
- [7] C. Canudas de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », Editions Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [8] M. Pinard, « Commande Electroniques des Moteurs Electriques », Dunod, paris, 2004.
- [9] L. Mutrel, « Le Moteur Asynchrone, Régime Statique et Dynamique », Ellipses Editions Marketing S., Paris, 1999.
- [10] J. Bonal, G. Segulier, « Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electronique de Puissance et d'Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Editions Technique et Documentation, Paris, 1998
- [11] C. Chaigne, E .Etien, S. Cauët, L. Rambault, « Commande Vectorielle sans Capteur des Machines Asynchrones » Editions Hermes, France 2005.
- [12] R.Gabriel, W.léonard, C.Norbdy, « field Oriented control of a standard AC using microprocessors » IEEE Trans. IA, Vol.16, no.2, pp.186-192, 1980.

- 
- [13] G.Garcia soto, « Etude et mise en oeuvre d'estimations et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction a cage commandée vectoriellement. » Thèse de doctorat université. Paris XI, France, 05 Oct 1998.
- [14] J-P.Caron, J-P.Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [15] L- Fadila, G-Hakima, « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone. » Thèse de d'ingénieur d'état université. M'sila 2004.
- [16] F.Zidani ET M.E.H Benbouzid, « Fuzzy IFOC for saturation induction machine», EERR (Electrical Engineering research reports), N°9, pp.34-44, July 2000.
- [17] F. Zidani, «Control and Fault Diagnosis of Induction Machine using Fuzzy Logic», Thespis université Batna, 2003.
- [18] E. Levi, «A Unified approach to main Flux Saturation Modeling in D-Q axis Models of Induction Machines » IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 10, N°3, pp. 455-461, September 1995.
- [19] E. Levi, «Impact of Cross-Saturation on Accuracy of Saturated Induction Machine Models», IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 12, N°12, pp. 211-216, September 1997
- [20] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, And S. L. Ho, " Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002
- [21] I. Benlaloui “ commande, observation et diagnostic d'un système non-linéaire : application à la commande asynchrone en présence de défauts ”, Thèse de doctorat, Université Batna2 2016.
- [22] S. Rafa, A. Larabi, L. Barazane, M. Manceur, N. Essounbouli, and A. Hamzaoui, “Implementation of a new fuzzy vector control of induction motor.,” *ISA Trans.*, vol. 53, no. 3, pp. 744–54, 2014.
- [23] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, “Broken rotor bar fault diagnosis using fast Fourier transform applied to field-oriented control induction machine: simulation and experimental study,” *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 92, no. 1–4, pp. 917–928, Sep. 2017.
-

- [24] H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, R. Kechida, "*Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless Vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis*", Elsevier, ISA Transactions, Vol. 53, N° 5, pp. 1639–1649, 2014.
- [25] P. A. Bellini, C. Concari, G. Franceschini, C. Tassoni, "*Torque and Field Currents Peculiarities under Different Induction Machine Troubles*", Proceedings of the International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Cracow, IEEE 2007.

# **CHAPITRE II**

*Impacts des défauts sur les  
performances la commande  
CV\_OFR*

## II-1 INTRODUCTION

Dans la plupart des applications industrielles, un défaut dans la machine ou dans un convertisseur d'alimentation peut conduire à une perte de la machine ou perte de contrôle du système, il est donc nécessaire dans les applications à haute performance qui nécessite une grande précision au niveau de la commande des machines ou la présence des capteurs est indispensable, de bien connaître et être au courant des gravités des défauts qui donnent naissance en chaque partie constituant la chaîne d'entraînement électrique [8].

La détection des défauts peut généralement être effectuée avec des dispositifs matériels et / ou des méthodes logicielles. Les dispositifs matériels doivent être utilisés lorsque les méthodes logicielles ne conviennent pas, c'est-à-dire lorsque le temps caractéristique du défaut est beaucoup plus petit que la période d'échantillonnage. Les dispositifs matériels sont généralement coûteux et complexes, mais peuvent fournir une détection rapide et fiable, tandis que le logiciel ne nécessite que le temps de calcul mais peut être plus lent [15].

Il existe plusieurs procédures de diagnostic [13]. Le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité de ce système. Ainsi deux grandes familles de procédures sont utilisées dans le domaine du diagnostic en génie électrique : les méthodes de diagnostic à base de modèles analytiques et les méthodes sans modèle. Les méthodes à base de modèles analytiques reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel. Le principal avantage de ces méthodes réside dans l'intégration d'une connaissance à priori du système et donc un filtrage de l'information.

Les méthodes sans modèle sont basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (les courants, les tensions, la vitesse, les vibrations, la température, les émissions sonores) peuvent fournir des informations significatives sur les défauts. A partir de ces grandeurs caractéristiques du fonctionnement des machines électriques, la mise en œuvre de méthodes décisionnelles (par exemple à base de reconnaissance des formes) permet de concevoir des systèmes de surveillance ou des algorithmes performants au service du diagnostic. Les performances de ces méthodes sont étroitement liées à la pertinence des indicateurs de défauts retenus et à la finesse d'analyse des mesures. En effet, de nombreux chercheurs ont investi dans ce domaine [16-18].

Dans le présent chapitre on s'intéresse à l'application d'une méthode à base de modèle (générateur de résidus) appliquée à la détection des défauts dans l'association machine-convertisseur). L'approche proposée est basée sur la technique PLL (boucle à verrouillage de phase) [16].

## II-2 CONSEQUANCES POSSIBLES D'UN DEFAUT

Un défaut correspond à la déviation non permise d'au moins une propriété ou une variable caractéristique du système par rapport à son comportement acceptable ou habituel ou standard. Un défaut est une anomalie de comportement qui peut présager une défaillance à venir, il est donc considéré comme un écart du comportement normal. Cet écart est un dysfonctionnement qui n'empêche pas un procédé à remplir sa fonction. Il s'exprime par une déviation d'une propriété comme indiqué sur la (Figure II-1) [1-2].



Figure (II-1) : Conséquences possibles d'un défaut.

### II-2-1 Défaillance

Une défaillance est une modification suffisante et permanente des caractéristiques physiques d'un système ou d'un composant pour qu'une fonction ne puisse plus être assurée dans les conditions prévues, l'art du diagnostic consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à un état de la défaillance donc de panne.

### II-2-2 Panne

Une panne représente les conséquences d'une défaillance dans la réalisation du fonctionnement nominale du procédé, elle provoque un arrêt complet du procédé elle peut être considérée comme permanente ou intermittente [3].

Les pannes permanentes sont définies comme un mauvais fonctionnement d'un composant qui doit être changé ou réparé. Ces pannes sont très souvent le message d'une panne permanente et expriment une dégradation progressive des performances du procédé.

Aussi, une panne peut être [6] :

- **Panne intermittente** : panne d'un dispositif subsistant sur une durée déterminée et limitée. Après cette durée le dispositif est apte à assurer la fonction ou la mission pour lequel il a été conçu, sans avoir fait l'objet d'une action corrective. En pratique ce sont les défauts les plus difficiles à diagnostiquer.
- **Panne fugitive** : panne d'un dispositif qui est intermittente et difficilement observable. Elles sont extrêmement difficiles à diagnostiquer car leur apparition est de nature aléatoire.
- **Panne permanente** : panne d'un dispositif qui subsiste tant qu'une opération de maintenance corrective n'a pas été effectuée.
- **Panne latente ou cachée** : panne d'un dispositif qui existe mais qui n'a pas été détectée.

## II-3 TYPE DES DEFAUTS

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur location, définissant alors des types de défauts [4].

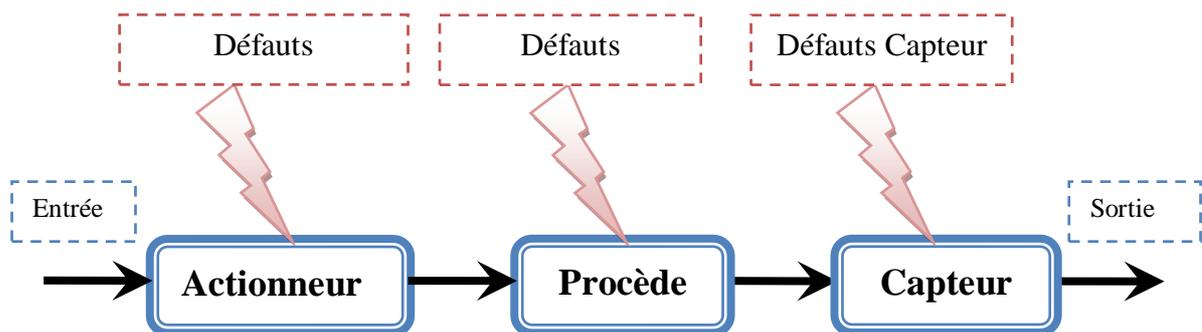


Figure (II-2) : Types des défauts.

- ❖ Défauts de capteur : dégradation d'une caractéristique des blocs de capteurs (biais, dérive) d'où la transmission des mesures erronées.
- ❖ Défauts de processus : détérioration des paramètres (fuites, rupture des organes).

- ❖ Défauts d'actionneur : fourniture de valeurs de commande erronées, et possibilité d'avoir une rupture ou un blocage d'actionneur.

## II-4 DEFAUT DE CONVERTISSEUR STATIQUE

Les défauts les plus fréquents qui peuvent apparaître dans une chaîne électrique sont :

### II-4-1 Court-circuit

Le défaut de type court-circuit se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation reste constamment fermé. Un tel défaut peut avoir deux causes : soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (IGBT ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande rapprochée. L'analyse du déroulement d'un court-circuit est décrite dans [5].

Dans ce cas, les courants de phases sont fortement altérés. Ce type de défaillance est extrêmement préjudiciable au convertisseur et nécessiterait la mise en œuvre de sécurité permettant de déconnecter le bras défaillant dès l'apparition de cette défaillance.

### II-4-2 Circuit ouvert

Il se peut, pour diverses raisons, qu'un des IGBT (supérieur ou inférieur) d'une cellule de commutation d'un bras reste constamment ouvert (défaut de type circuit ouvert). Ce type de défaut a pour principale cause une défaillance de la commande rapprochée (défaut thermique du driver ou perte d'alimentation par exemple). Selon la localisation du défaut dans la cellule, celui-ci sera visible soit sur l'alternance positive du courant (défaut sur IGBT supérieur), soit sur l'alternance négative (défaut IGBT inférieur).

### II-4-3 Vieillessement

Comme pour la diode classique, ce mode de défaillance de l'IGBT est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être entraînée par :

- Sollicitations successives.
- Défaut au niveau de la puce de silicium.

- Boîtier non hermétique, permettant à l'humidité de pénétrer à l'intérieur (plus ou moins fréquent sur les composants non militaire) et la corrosion du composant.

## **II-5 DEFAUT DANS LE CAPTEUR DE COURANT**

Plusieurs défauts peuvent affecter les capteurs du courant, dans [32], différents types de défauts affectent les capteurs de vitesse, de courant sont étudiés séparément, Dans cette section, on s'intéresse à l'étude de trois types de défauts (Offset – Gain – Bruit) affectent le capteur de courant après l'activation en même temps, et on observe son influence sur les performances de la commande et comment on pourrait les détecter. On a considéré que tous les défauts affectent le capteur du courant de la deuxième phase statorique Isb.

### **II-5-1 Différents types des défauts**

#### **II-5-1-1 Défaut d'offset**

Ce défaut est causé quand l'erreur d'offset dépasse un point toléré, ce qui est dû à l'imprécision. Lorsqu'on bascule vers le capteur défaillant, le courant réel dans la phase est influencé de telle sorte qu'il se comporte contrairement au courant mesuré par le capteur.

#### **II-5-1-2 défaut de gain**

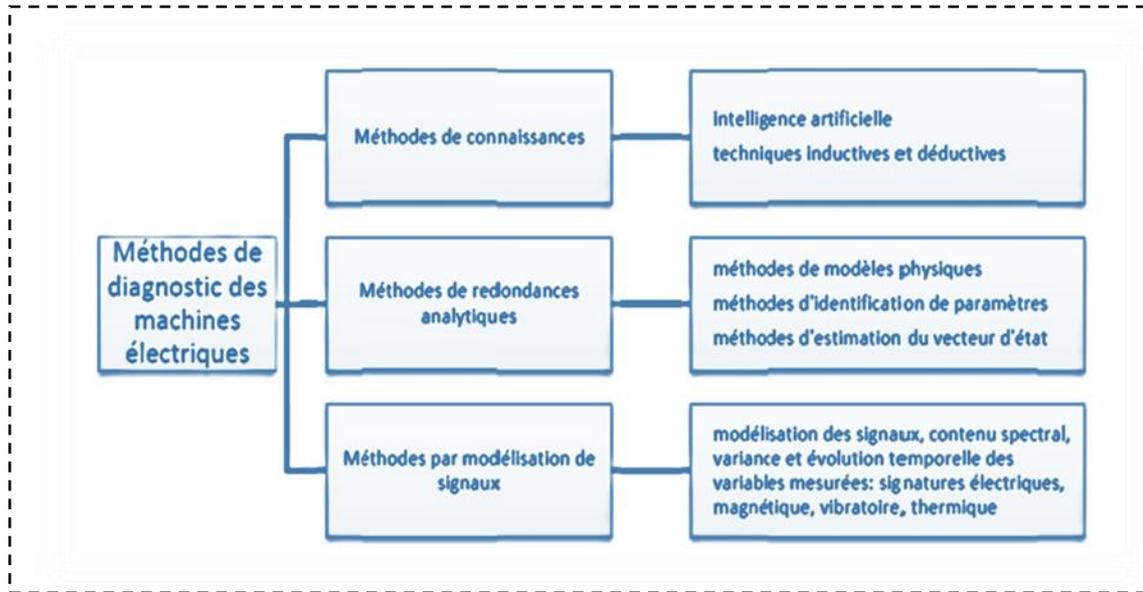
Ce défaut apparaît, si la sensibilité du capteur aux mesures diminue à un point où il ne détecte pas les faibles courants, par exemple dans les capteurs à effet hall la capacité de mesure des courants élevés décroît à cause de la saturation du circuit magnétique. Cela signifie qu'il y a un coefficient constant entre le courant réel et le courant mesuré par le capteur. Ce coefficient est souvent inférieur à 1 puisque la valeur donnée par le capteur ne peut pas dépasser la grandeur réelle qui la crée.

#### **II-5-1-3 Défaut de bruit**

Ce défaut apparaît, dans le cas où la mesure est affectée par des bruits, ce défaut est lié essentiellement à la robustesse du capteur.

## II-6 METHODES DE DAIGNOSTIC

La figure ci-dessous illustre les méthodes de diagnostic des machines électriques les plus répandues :



**Figure (II-3) :** Diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques.

Les méthodes de connaissance n'utilisent pas de modèle mathématique pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expérience humaine confortée par des retours d'expérience. Dans la littérature sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts par ces méthodes.

Les techniques basées sur l'intelligence artificielle mettent en œuvre la reconnaissance de formes, les systèmes experts, les réseaux de neurones et la logique floue, qui peuvent être utilisés de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacité. Les méthodes inductives ne s'appliquent pas directement au diagnostic, mais peuvent y aider. Elles sont essentiellement utilisées pour définir les causes du défaut en utilisant des modèles de pannes. Il est à noter que ces méthodes sont davantage du ressort des automaticiens que des électrotechniciens.

Les méthodes de redondance analytique se basent sur une modélisation quantitative du système et exploitent les relations entre les variables du système considéré pour identifier les paramètres physiques à surveiller. On distingue trois classes : les méthodes de modèle

physique, les méthodes d'identifications des paramètres et les méthodes d'estimation du vecteur d'état.

Les méthodes par modélisation de signaux sont des méthodes basées sur une modélisation des signaux, le contenu spectral, la variance et l'évolution temporelle des variables mesurées. Ces méthodes exploitent essentiellement les signaux électriques, magnétiques, vibratoire, thermique, ou la puissance instantanée.

La démarche la plus utilisée pour le diagnostic des défauts sur les machines électriques repasse sur l'analyse des grandeurs mesurables et les signaux de défaut. Les grandeurs et signaux de défauts les plus fréquemment utilisés sont : les courants statoriques, la tension d'alimentation, le flux de dispersion, le couple électromagnétique, la vitesse de rotation, la puissance instantanée aussi que les vibrations mécaniques [14].

## II-7 APPROCHE PROPOSEE POUR LA DETECTION DES DEFAUTS DANS L'ASSOCIATION MACHINE-CONVERTISSEUR

Le travail proposé est basé sur la technique de phase-locked loop PLL (ou bien boucle à verrouillage de phase) qui permet d'estimer la pulsation statorique des courants statoriques. Le principe est d'évaluer l'écart entre la pulsation électrique estimée des courants et la pulsation réelle. Un algorithme 'CUSUM' (CUMulative SUM) est élaboré pour permettre la détection des défauts dans l'onduleur ou dans le capteur.

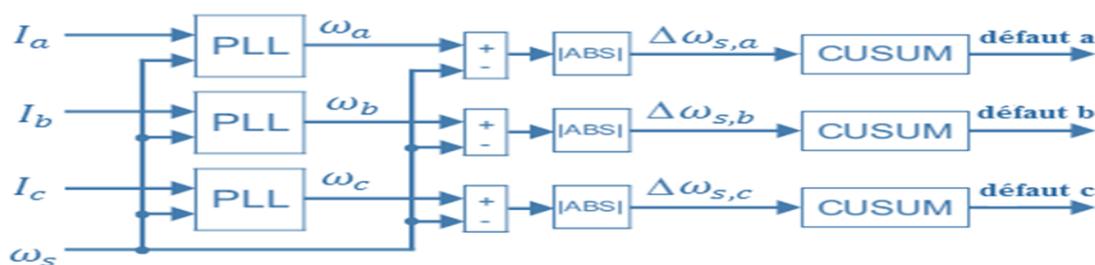
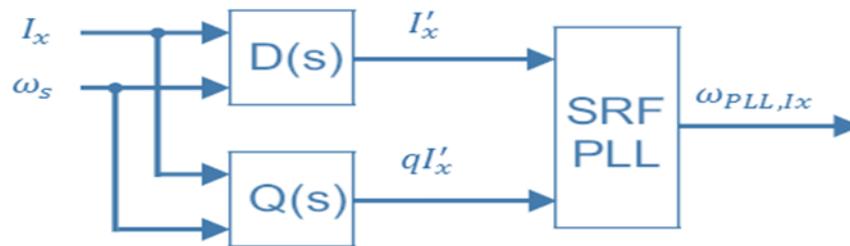


Figure (II-4) : Structure générale de la méthode de détection CUSUM.

## II-7-1 Présentation de la boucle à verrouillage de phase PLL (phase-locked loop)

Les boucles à verrouillage de phase PLL sont généralement utilisées dans le domaine de télécommunication, pour le traitement de l'information et de transmission des données. Divers types de PLL ont été proposés dans la littérature. Les techniques de PLL citée dans plusieurs références, à savoir [19-21], on présente une PLL exprimée dans un référentiel lié au champ tournant SRF (synchrone référence frame) (**Figure II-5**), c'est un système qui permet de synchroniser la phase instantanée de deux signaux.



**Figure (II-5) :** Schéma d'estimateur de la pulsation du signal utilisant la technique PLL.

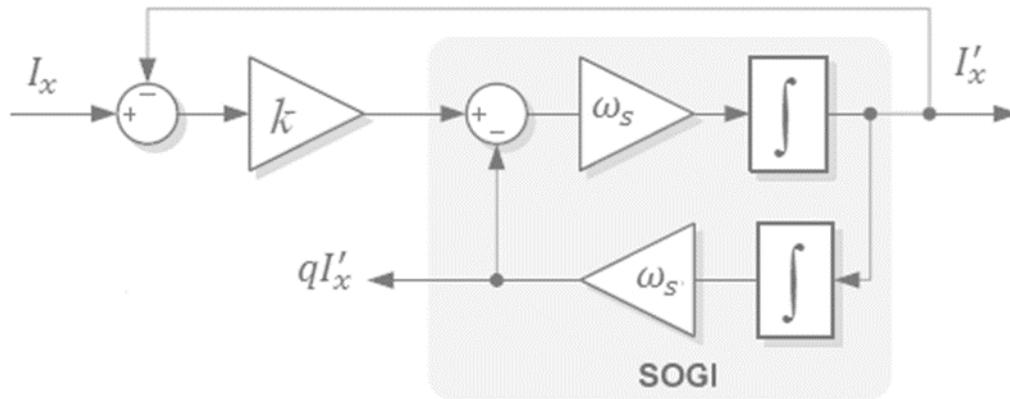
Un filtre adaptatif a été ajouté à l'entrée de PLL, le générateur de signal en quadrature basé sur l'intégrateur généralisé de second ordre (SOGI-QSG) est capable de produire des signaux en quadrature pour de nombreuses applications, telles que l'estimation de fréquence, la synchronisation de réseaux et l'extraction harmonique (**Figure II-4**). Cependant, le SOGI-QSG est sensible aux entrées DC et aux composants harmoniques avec des fréquences inconnues [15]. La fonction de transfert du filtre D est définie par :

$$D(s) = \frac{X'(s)}{X(s)} = \frac{\xi \omega_s s}{s^2 + \xi \omega_s s + \omega_s^2}$$

Le générateur du signal en quadrature est un filtre dont la fonction de transfert Q est :

$$Q(s) = \frac{qX'(s)}{X(s)} = \frac{\xi \omega_s^2}{s^2 + \xi \omega_s s + \omega_s^2} \quad (\text{II-1})$$

Où  $X'(s)$  est la sortie du filtre,  $\xi$  le facteur d'amortissement,  $s$  la variable de Laplace et  $\omega_s$  la pulsation statorique :



**Figure (II-6) :** Schéma du générateur de signal en quadrature basé sur SOGI.

### II-7-2 L'algorithme de la somme cumulative (CUSUM)

Le contexte théorique de l'algorithme CUSUM ('SOMME CUMULATIVE') est défini dans la référence [15]. Cet algorithme agit comme un intégrateur qui permet de détecter des variations dans les propriétés du signal, telle que la valeur moyenne. L'écart entre la pulsation estimée du signal d'entrée et la pulsation électrique réelle, est défini comme variable l'entrée de l'algorithme CUSUM [15].

Dans sa version simplifiée, l'algorithme consiste à calculer une fonction de résidu à chaque instant d'échantillonnage  $k$  :

$$r(k) = \max \left( 0, r(k-1) + \left( \Delta\omega_{s,x}(k) - \frac{\mu_0 + \mu_1}{2} \right) \right) \quad (\text{II-2})$$

Où  $\mu_0$  et  $\mu_1$  sont la valeur moyenne de la variable d'entrée avant et après le défaut et  $\Delta\omega_{s,x}(k)$  est l'écart entre la pulsation du PLL et la pulsation statorique : variable entrée de l'algorithme CUSUM. Une valeur 'h' peut être calculée approximativement en fonction d'un temps de détection imposé  $\Delta t_{\text{detection}}$  et de la vitesse minimale à laquelle la machine doit fonctionner  $\omega_{s,\text{min}}$ :

$$h = \Delta t_{\text{detection}} \frac{\omega_{s,\text{min}} - \frac{\mu_0 + \mu_1}{2}}{t_e} \quad (\text{II-3})$$

Où  $t_e$  est le temps d'échantillonnage.

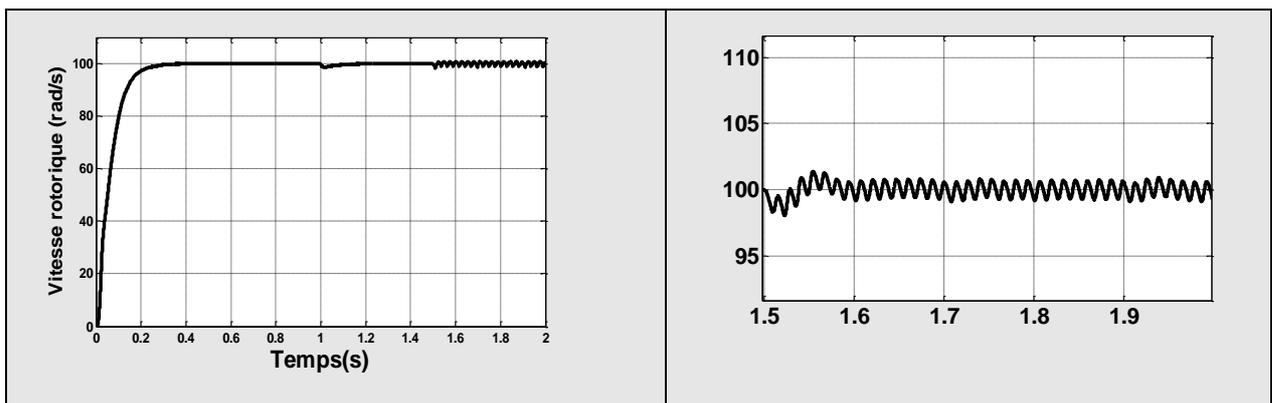
L'expression de  $\Delta\omega_{x,s}(k) - \frac{\mu_0 + \mu_1}{2} = \frac{\mu_0 - \mu_1}{2}$  sera négative puisque  $\mu_1$  est supérieur à  $\mu_0 = 0$  et le résidu ' $r'$ ' sera maintenu à zéro. Après apparition du défaut, le terme devient positif et ' $r'$ ' augmente avec une pente égale à  $\frac{\mu_1 - \mu_0}{2}$ . Lorsque ' $r'$ ' atteindra un seuil ' $h$ ' choisi par l'utilisateur, le système de surveillance déclenche l'alarme pour une prise de décision « changement de point de fonctionnement, passage en mode dégradé, reconfiguration de la commande FTC, arrêt d'urgence, etc... ».

## II-8 RESULTATS DE SIMULATION DE L'APPROCHE PLL

Pour les valeurs choisies :  $\mu_1 = 100\text{rad/s}$ ,  $\mu_0 = 0\text{rad/s}$ ,  $\Delta t_{\text{detection}} = 0.2\text{s}$ ,  $t_e = 0.00001\text{s}$  et  $\omega_s = 100\text{rad/s}$ , le calcul du seuil de déclenchement de l'alarme a donné  $h = 100000$ . Afin de valider l'efficacité de l'approche utilisée plusieurs tests de simulation ont été effectués.

### II-8-1 Défaut dans l'onduleur

#### II-8-1-a Défaut d'ouverture d'un interrupteur



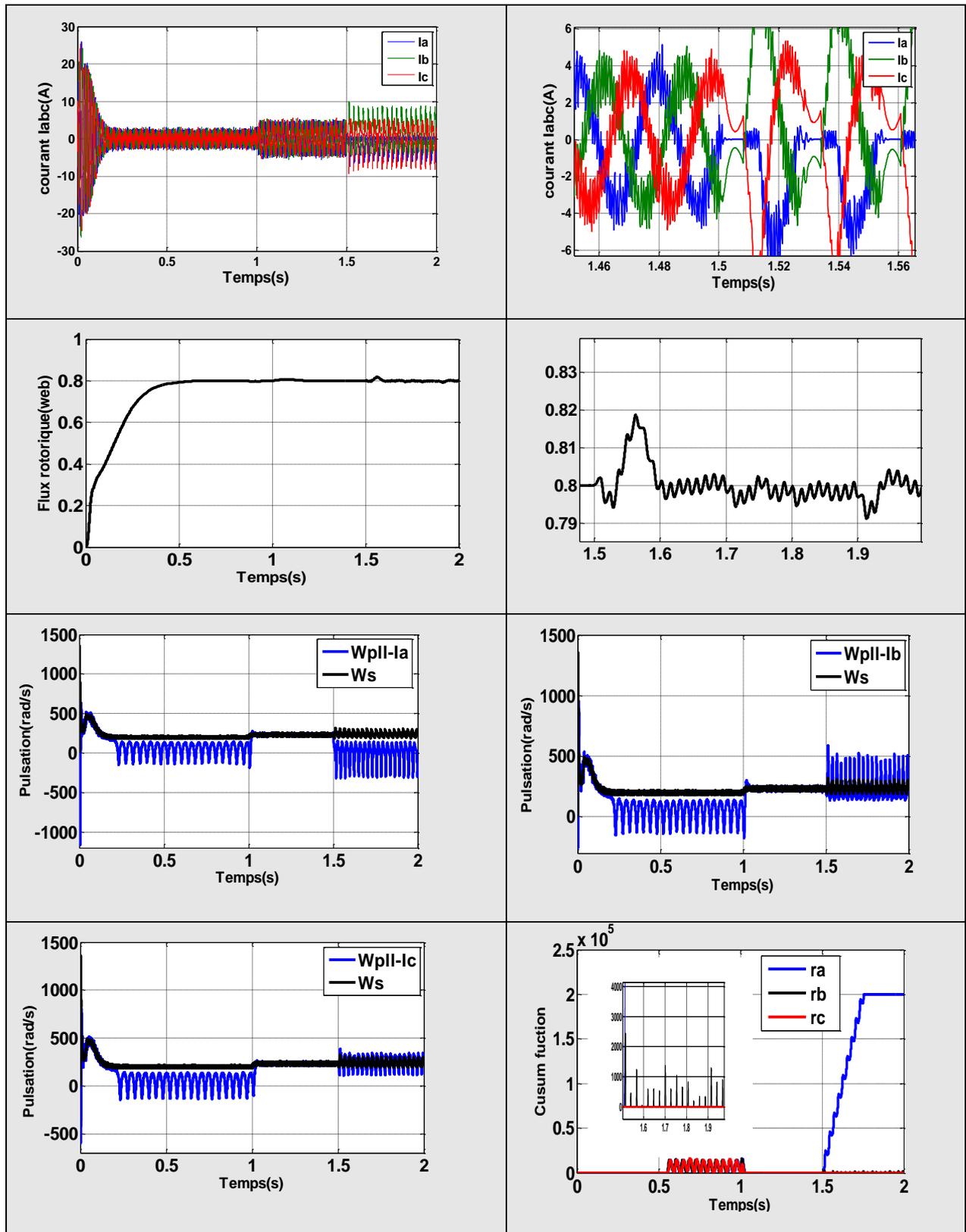
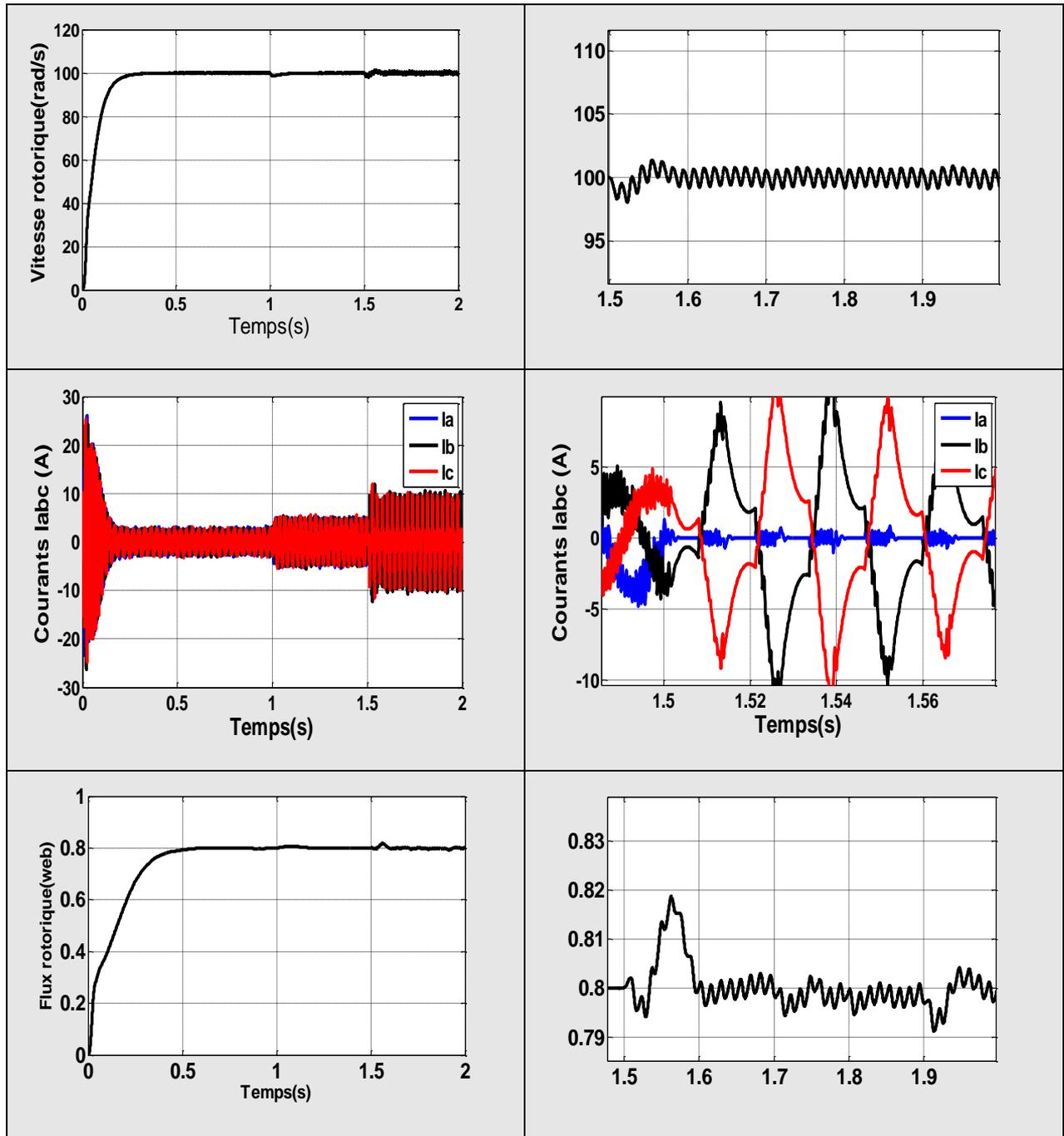


Figure (II-7) : Application d'un défaut d'ouverture d'un interrupteur.

### II-8-1-b Défaut de perte d'une phase



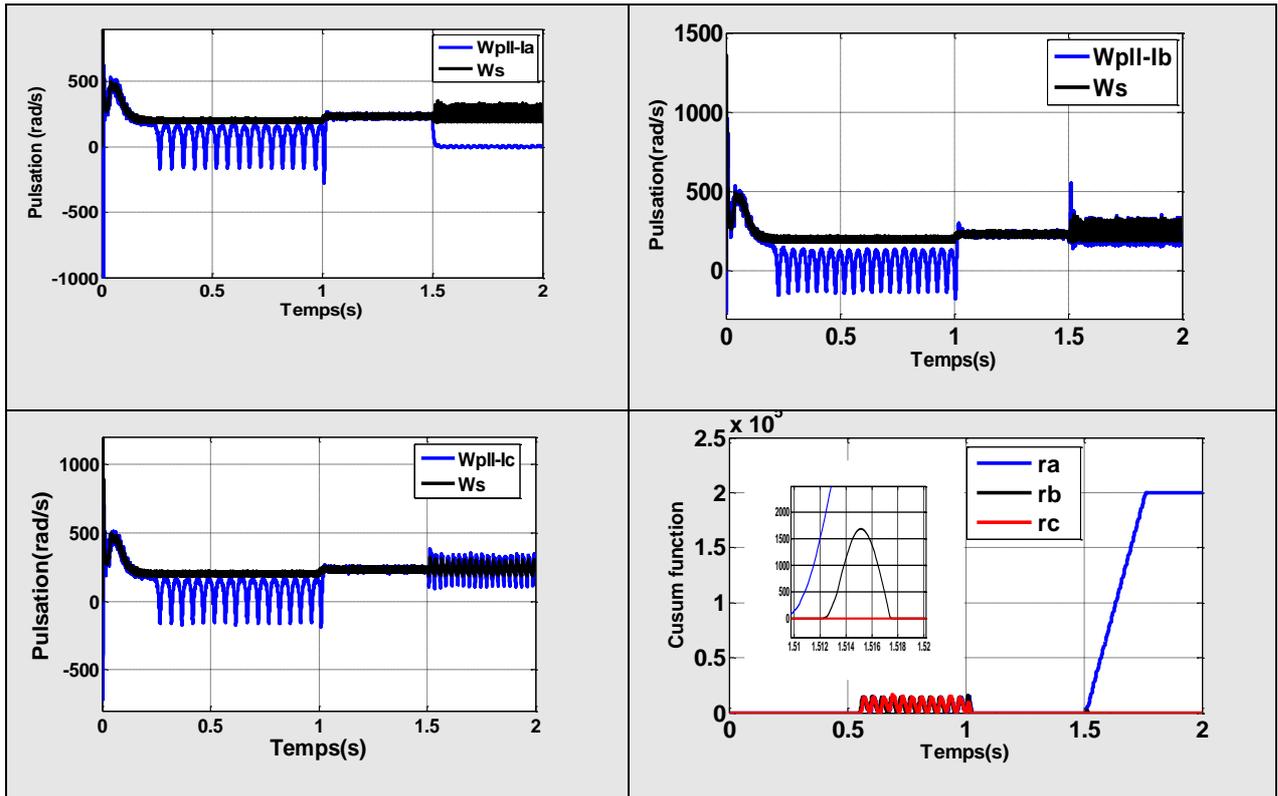
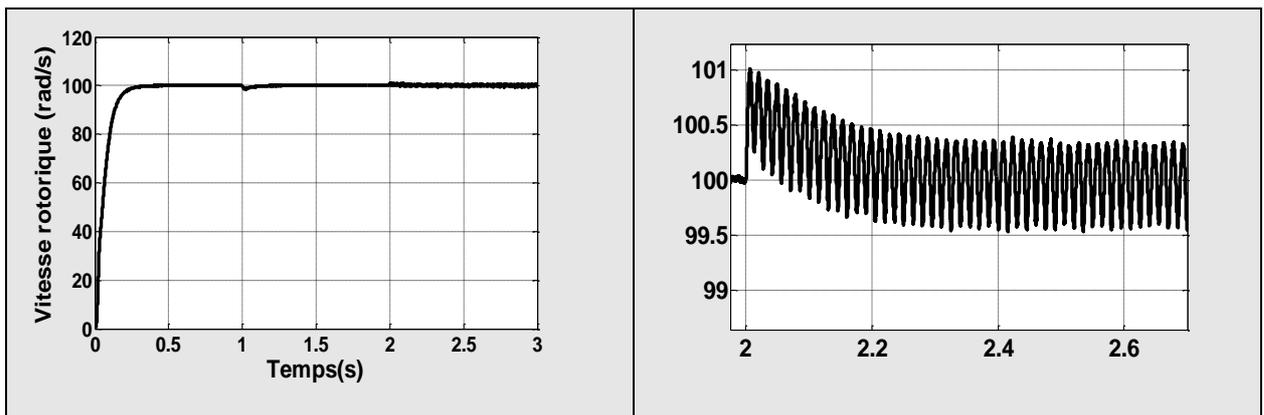


Figure (II-8) : Application d'un défaut de perte d'une phase a.

### II-8-2 Défaut de capteur de courant

#### ❖ Défaut de perte totale du signal dans le capteur du courant



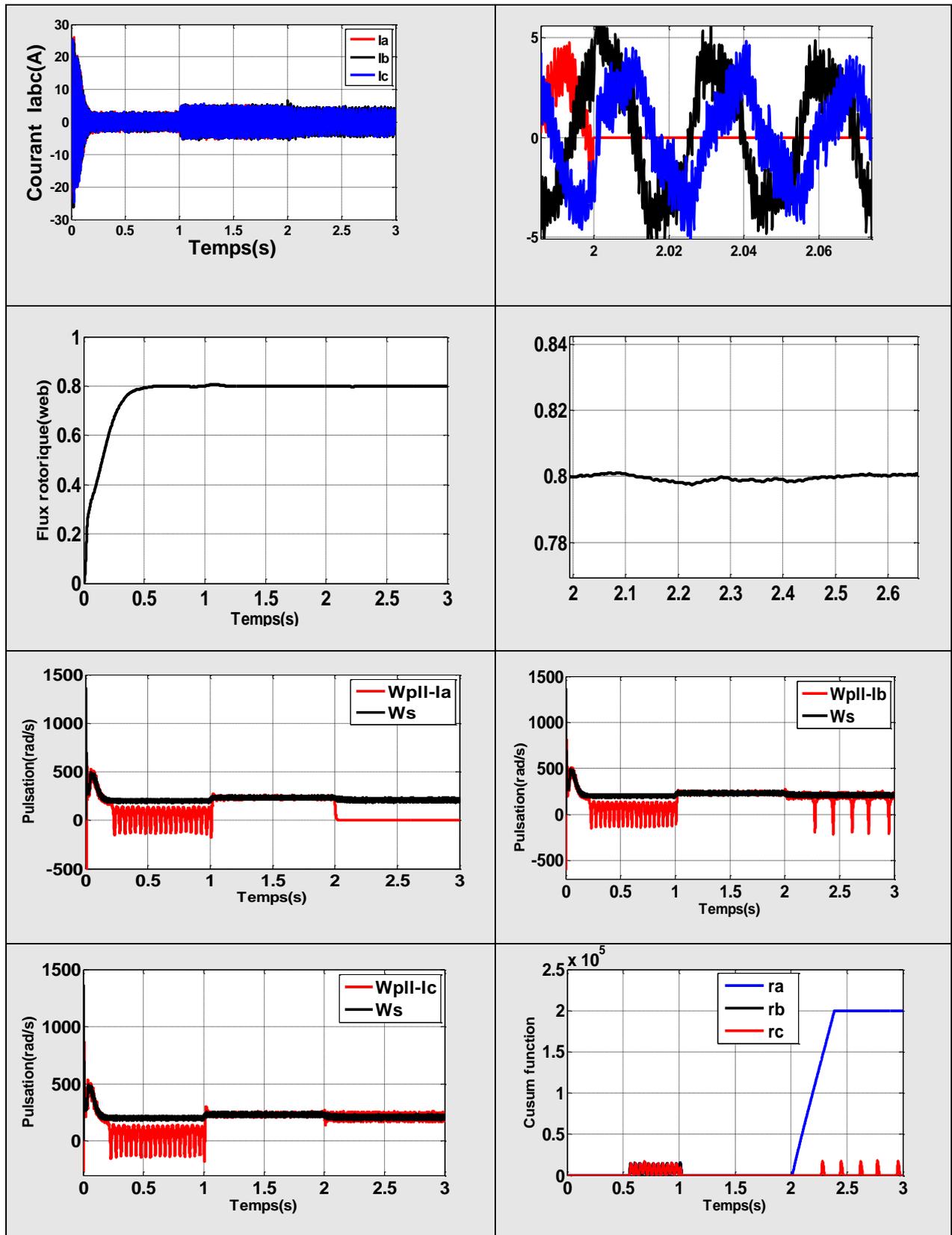
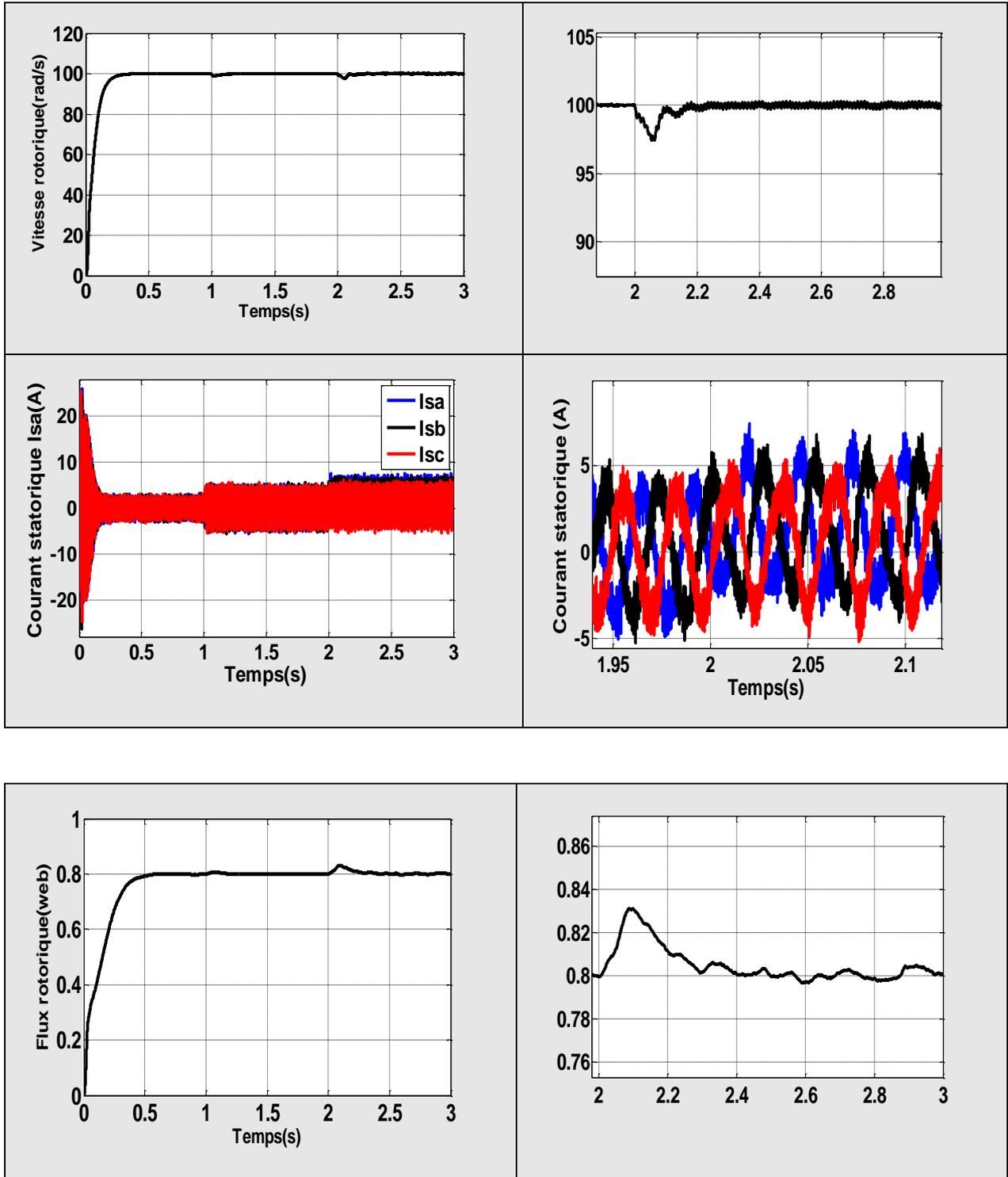


Figure (II-9) : Application d'une perte totale du signal au niveau de capteur du courant de phase a.

❖ Défaut d'offset au niveau de capteur du courant



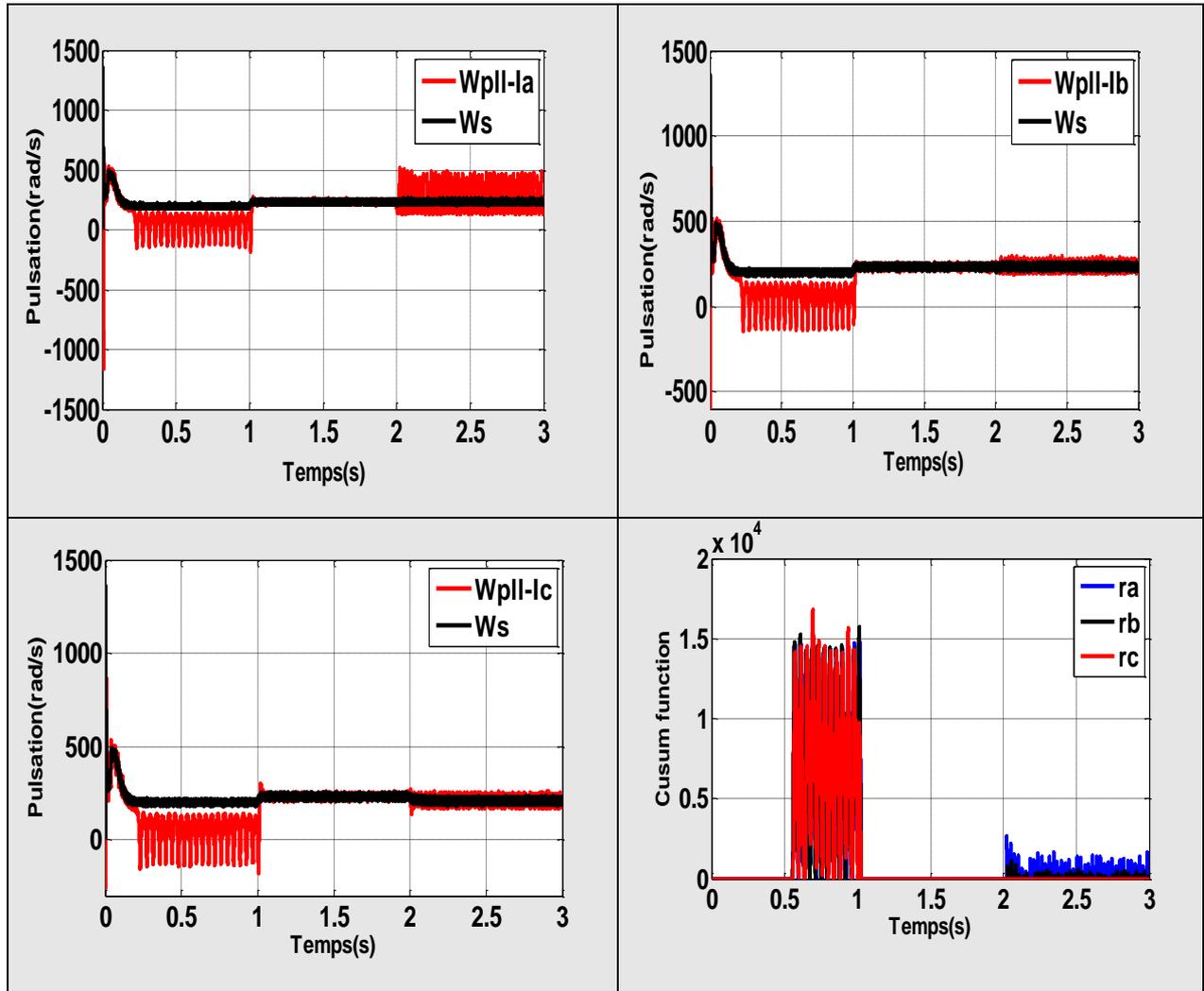
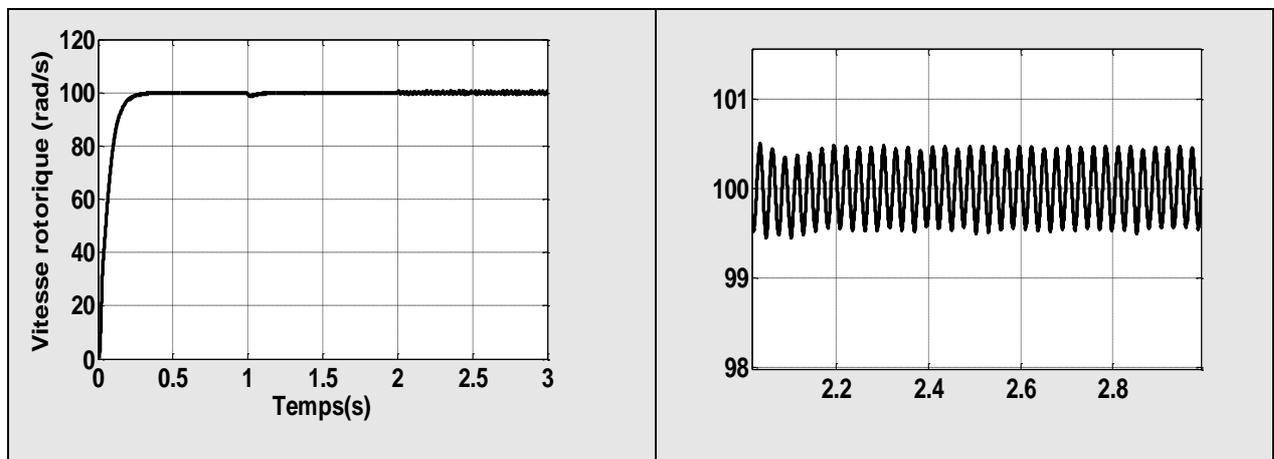
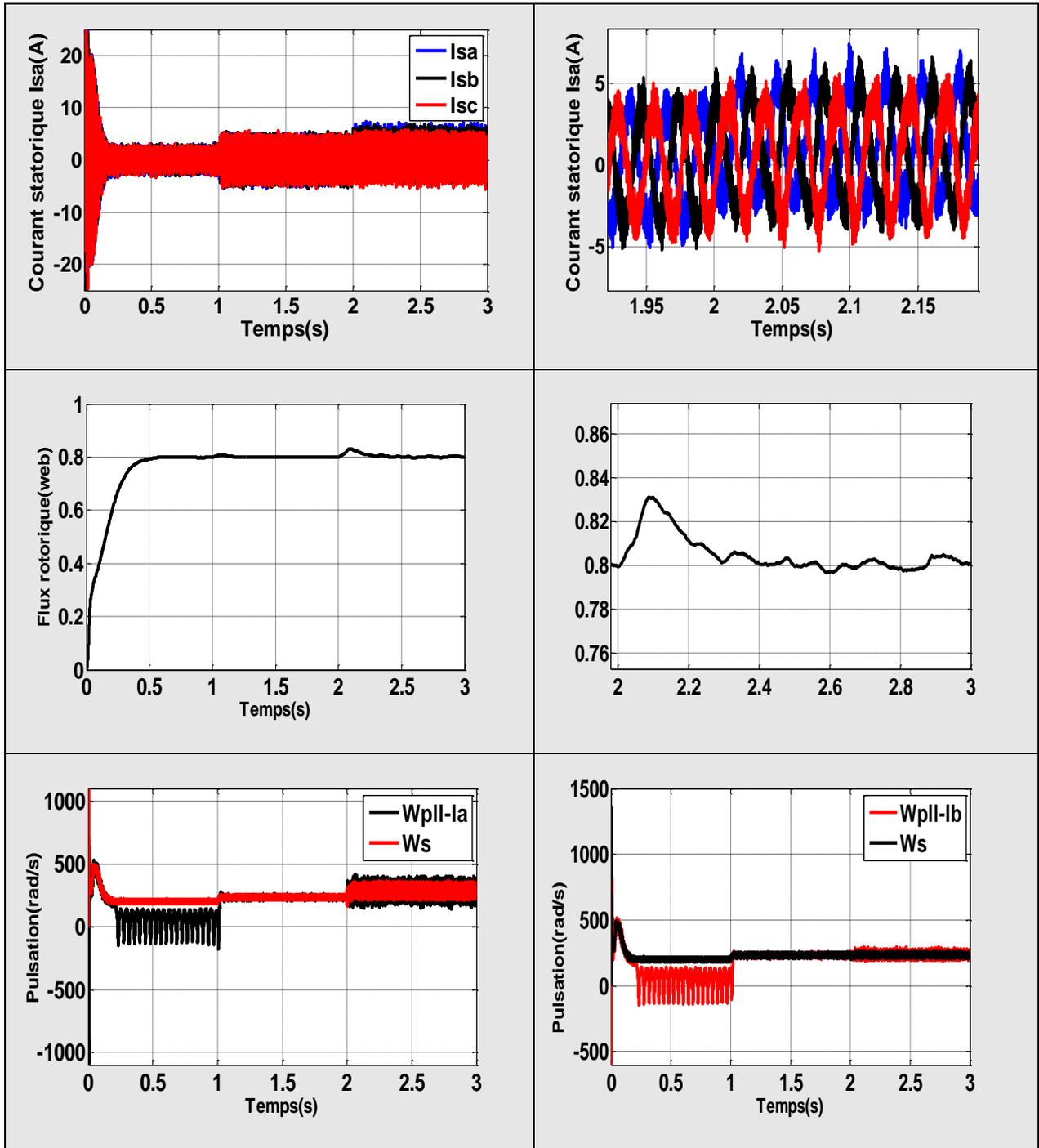


Figure (II-10) : Application d'un défaut d'offset au niveau de capteur du courant de phase a.

❖ Défaut de bruit dans le capteur du courant





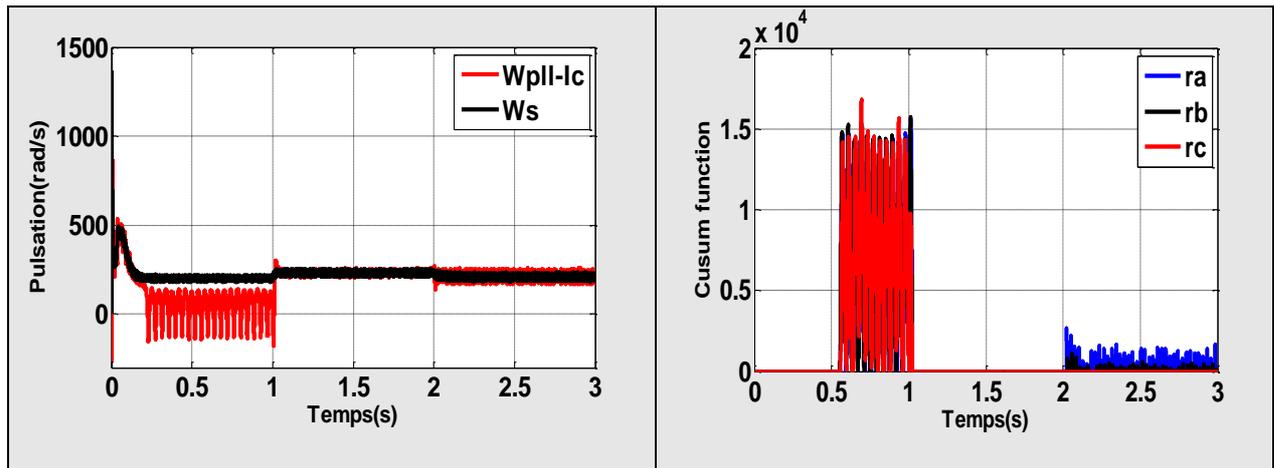


Figure (II-11) : Application d'un défaut de bruit au niveau de capteur du courant de phase a.

### II-8-3 Interprétations des résultats de simulation

#### 1) Défaut d'ouverture d'un interrupteur :

Une fois le défaut est appliqué au niveau d'un interrupteur de la phase 'a' la valeur du signal  $\omega_{PLL,I_a}$  diminue légèrement en subissant des oscillations et devient inférieure à la pulsation statorique, l'écart entre les deux pulsations 'estimée et réelle' apparaît, par conséquent le résidu de la phase 'a' augmente permettant le diagnostic et la localisation de ce type de défaut.

#### 2) Défaut d'ouverture d'une phase :

Le défaut étant plus sévère que dans le premier cas, on remarque que la valeur du signal  $\omega_{PLL,I_a}$  diminue tout en s'écartant de la valeur réelle, alors que les signaux  $\omega_{PLL,I_b}$  et  $\omega_{PLL,I_c}$  subissent un transitoire mais ne s'écartent pas de leur valeur réelle. Le bloc d'évaluation des résidus indique le déclenchement du résidu de la phase 'a' permettant ainsi la détection et la localisation de défaut.

#### 3) Les défauts du signal dans le capteur du courant :

Dans ce cas l'acquisition de l'information au niveau du capteur de courant de la phase 'a'. Le signal  $\omega_{PLL,I_a}$  diminue au-delà de sa valeur réelle, on remarque que la valeur des deux signaux  $\omega_{PLL,I_{a,b}}$  est synchronisée autour de la valeur réelle. L'algorithme d'évaluation des résidus

'CUSUM' indique l'apparition du résidu de la phase 'a' permettant ainsi la détection et la localisation du défaut

## **II-9 DEFAUTS INTERNES A LA MACHINE ASYNCHRONE**

### **II-9-1 Défaillances dans le moteur à induction**

Les moteurs à induction (MI) sont les machines électriques les plus couramment utilisées dans l'industrie en raison de leur faible coût, de leur taille raisonnablement petite, de leur robustesse, de leur faible entretien et de leur fonctionnement avec une alimentation facilement disponible [56]. Cependant, ils sont sujets à différents modes de défauts conduisant à des défaillances. Ces défauts peuvent être inhérents à la machine elle-même ou peuvent être créés par les conditions de fonctionnement. Les défauts inhérents pourraient être causés par les forces mécaniques ou électriques agissant sur l'enceinte de la machine. Si un défaut n'est pas détecté, il peut conduire à une défaillance [56-58]. Les principaux défauts du moteur à induction à cage peuvent être classés en deux types : rotorique et statorique.

### **II-9-2 Classifications des défauts**

Malgré la robustesse de la machine asynchrone, elle peut parfois présenter des défauts d'origines électriques ou mécaniques [33-35]. D'après l'étude faite par Vaseghi [33], les contraintes de différentes natures auxquelles ces machines sont sollicitées causent des défauts structurels et fonctionnels. Selon leurs natures, ces défauts peuvent endommager totalement la machine ou provoquer d'autres défaillances dans le système. Une classification, selon leurs origines, des défauts qui peuvent exister dans la machine asynchrone [37-38].

### **II-9-3 Défauts statoriques**

Les courts-circuits au niveau du bobinage du stator sont dus à la dégradation de l'isolation électrique recouvrant les conducteurs. Ce type de défauts diminue d'une part le nombre de spires effectives de l'enroulement en court-circuitant des spires de la même phase, soit au niveau des têtes de bobines ou dans les encoches. D'autre part, il amplifie les courants dans le circuit rotorique [39-41]. La contrainte thermique du courant de court-circuit peut dégrader les isolants et entraîner la propagation du défaut à d'autres spires. Le court-circuit,

---

entre les spires de deux phases différentes, est fréquemment localisé dans les têtes de bobines puisque c'est dans cette région que les conducteurs de phases différentes se côtoient [36]. Si le court-circuit est proche de l'alimentation, il induit des courants très élevés qui conduisent à la fusion des conducteurs provoquant un arrêt complet de la machine. Si le court-circuit est proche du neutre, il engendre un déséquilibre des courants de phases ce qui a une répercussion directe sur le couple électromagnétique.

Les plus préoccupants de ces défauts sont :

- 1) Les défauts statoriques.
- 2) Les défauts de roulements.
- 3) Les cassures partielles ou bien totales des barres et des portions d'anneaux de court-circuit de la cage rotorique.
- 4) Les défauts d'excentricité.

## **II-9-4 Défauts rotoriques**

### **II-9-4-a Défauts des roulements**

Les défauts de roulements peuvent être causés par [39] :

- un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication ;
- un mauvais graissage ne permettant pas une bonne lubrification et la bonne rotation des roulements qui deviennent rigides, qui cause donc une résistance à la rotation et par la suite ils s'abîment (se fissurent, s'écaillent) ;
- défaut de montages ;
- Les courants d'arbres (Shaft Current).

Les défauts de roulement représentent la majorité des défauts survenant dans les machines électriques. Pourtant, ce type de défaut ainsi que sa détection est très peu mentionnée dans la littérature des électrotechniciens. Ces défauts peuvent avoir des origines diverses telles que les contraintes mécaniques dues à une surcharge, mauvais assemblage, circulation des courants de fuite et la contamination du lubrifiant [44]. Les défauts de roulements entraînent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans les machines tels qu'une augmentation du niveau sonore et l'apparition de vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe

longitudinal de la machine. Ce type de défaut induit également des oscillations dans le couple de charge. Le point ultime de roulements défectueux est le blocage du rotor.

#### **II-9-4-b Défauts de rupture de barres et d'anneau de court-circuit**

Pour une machine asynchrone avec un rotor à cage d'écureuil, les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit.

Les ruptures de barres peuvent être dues à plusieurs origines qui sont souvent indépendantes les unes des autres, telle qu'une mauvaise utilisation de la machine par exemple une surcharge mécanique (démarrages fréquents, etc.), un échauffement local excessif ou encore un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures) [45-46].

La rupture d'une barre n'induit pas l'arrêt immédiat de la machine, du fait que le courant de la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées qui peuvent engendrer leurs ruptures et ainsi de suite, jusqu'à l'arrêt de la machine. La cassure d'une portion d'anneau est due soit à des bulles de coulées, aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, un mauvais dimensionnement des anneaux, aux surcharges de la machine [45], [47].

## **II-10 CAUSES DES DÉFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE**

### **II-10-1 Défauts statoriques**

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine, accélèrent l'usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement est l'échauffement anormal de bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile, poussière et humidité viennent de déposer pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines ouvertes au niveau des têtes de bobine, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant ainsi les conducteurs [48].

### II-10-2 Causes des défauts statoriques

Les défauts statoriques peuvent être dûs à plusieurs raisons, parmi lesquelles [11] :

- Un grand noyau du stator ou la température d'enroulements est élevé.
- Attachement lâche à la fin de l'enroulement.
- Contamination due à l'huile, moisissure et saleté.
- Cycle de démarrage fréquent.
- Sur tension, décharges électriques, Les fuites dans les systèmes de refroidissement.

### II-10-3 Causes des défauts rotoriques

Comme pour le stator, les raisons pour les cassures des barres rotoriques et de rupture d'une portion d'anneau de court-circuit sont nombreuses [49-50] :

- Effort thermique due à l'échauffement de l'anneau du court-circuit et la différence de la température dans la barre pendant le démarrage.
- Effort magnétique cause par les forces électromagnétiques (flux de fuite d'encoche, l'excentricité de l'entrefer), bruits et vibration électromagnétiques.
- Effort dynamique dû au couple de charge, aux forces centrifuges ainsi que les efforts cycliques.
- Effort environnementale causées par la contamination, l'abrasion des matériels rotoriques due aux particules chimiques.

## II-11 IMPACTS DES DEFAUTS

Après l'apparition des défauts dans la machine asynchrone, son fonctionnement commence à se dégrader à cause de plusieurs effets de ces défauts qui diminuent la durée de vie des machines asynchrone et on peut classer ces effets comme suit :

### II-11-1 Effets des défauts statoriques (court-circuit)

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses [51-52].

D'une façon générale, à la suite d'un court-circuit, apparaissent des vibrations et des oscillations de couple synonymes de présence de nouvelles composantes dans le couple électromagnétique, et par conséquent dans les courants statoriques. En effet, un court-circuit de spires est à l'origine d'un nouveau bobinage monophasé au stator traversé par un fort courant, il en résulte un champ magnétique additionnel dans la machine de fréquences.

### **II-11-2 Effets des défauts rotoriques**

La conséquence de la dissymétrie due à un défaut de barre(s) cassée(s) réside dans la création d'un champ tournant de sens opposé à celui généré par le stator, et cela à la fréquence de glissement. Par conséquent, il y aura création des courants supplémentaires dans les bobinages statoriques à des fréquences induites.

Dans ce contexte, de nombreux articles traitent ce genre de défaut, et nous rappelons parmi ces articles [53-55].

## **II-12 EFFET DES DEFAUTS INTERNES A MACHINE SUR LES PERFORMANCES DE LA COMMANDE VECTORIELLE**

### **II-12-1 Défaillances des circuits électriques statoriques**

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts de type courts-circuits inter-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique.

Nous pouvons citer aussi les courts-circuits apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou encore entre deux phases statoriques. Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Le défaut le plus couramment rencontré reste encore la fusion d'un fusible de protection [7].

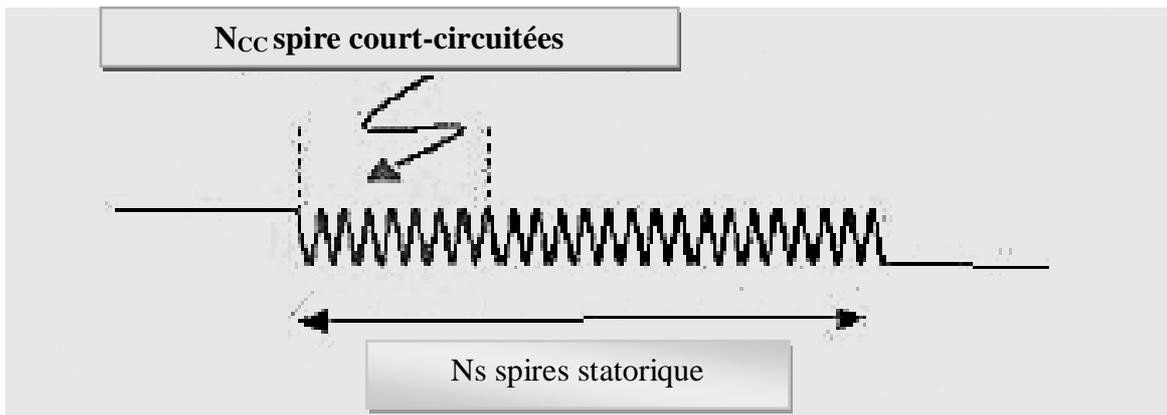
## II-12-2 Modélisation de la machine en régime anormal

Le modèle de la machine dans le chapitre un [8] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{sf}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rf}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Soit  $N_s$  le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone. Un court –circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.



**Figure (II-12) :** Schéma d'un court-circuit dans une phase statorique.

On définit les coefficients de court –circuit suivants :

Coefficient de court –circuit relatif à la 1<sup>ère</sup> phase statorique :  $K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s}$

Coefficient de court –circuit relatif à la 2<sup>ème</sup> phase statorique :  $K_{sa} = \frac{N_{cc2}}{N_s}$

Coefficient de court –circuit relatif à la 3<sup>ème</sup> phase statorique :  $K_{sa} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$

Le nombre de spires en court –circuit :  $cc N$

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$\begin{aligned}
 N_1 &= N_s - N_{cc1} = (I - K_{sa})N_s = f_{sa} N_s \\
 N_2 &= N_s - N_{cc2} = (I - K_{sb})N_s = f_{sb} N_s \\
 N_3 &= N_s - N_{cc3} = (I - K_{sc})N_s = f_{sc} N_s
 \end{aligned} \tag{II-6}$$

Les matrices  $[L_s f]$ ,  $[R_s f]$  et  $[M_{sr} f]$  dépendent des trois coefficients  $f_{sa}$ ,  $f_{sb}$ ,  $f_{sc}$ .

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} f_{sa} l_s & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} l_s & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} l_s \end{bmatrix} \tag{II-7}$$

$$[M_{sr}(\theta)] = M_{sr} \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sa} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ f_{sb} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{sc} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sc} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix} \tag{II-8}$$

La matrice des résistances statoriques est donnée par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} f_{sa} R_s & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} R_s & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} R_s \end{bmatrix}$$

## II-13 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LES REGIMES ANORMAUX DE FONCTIONNEMENT

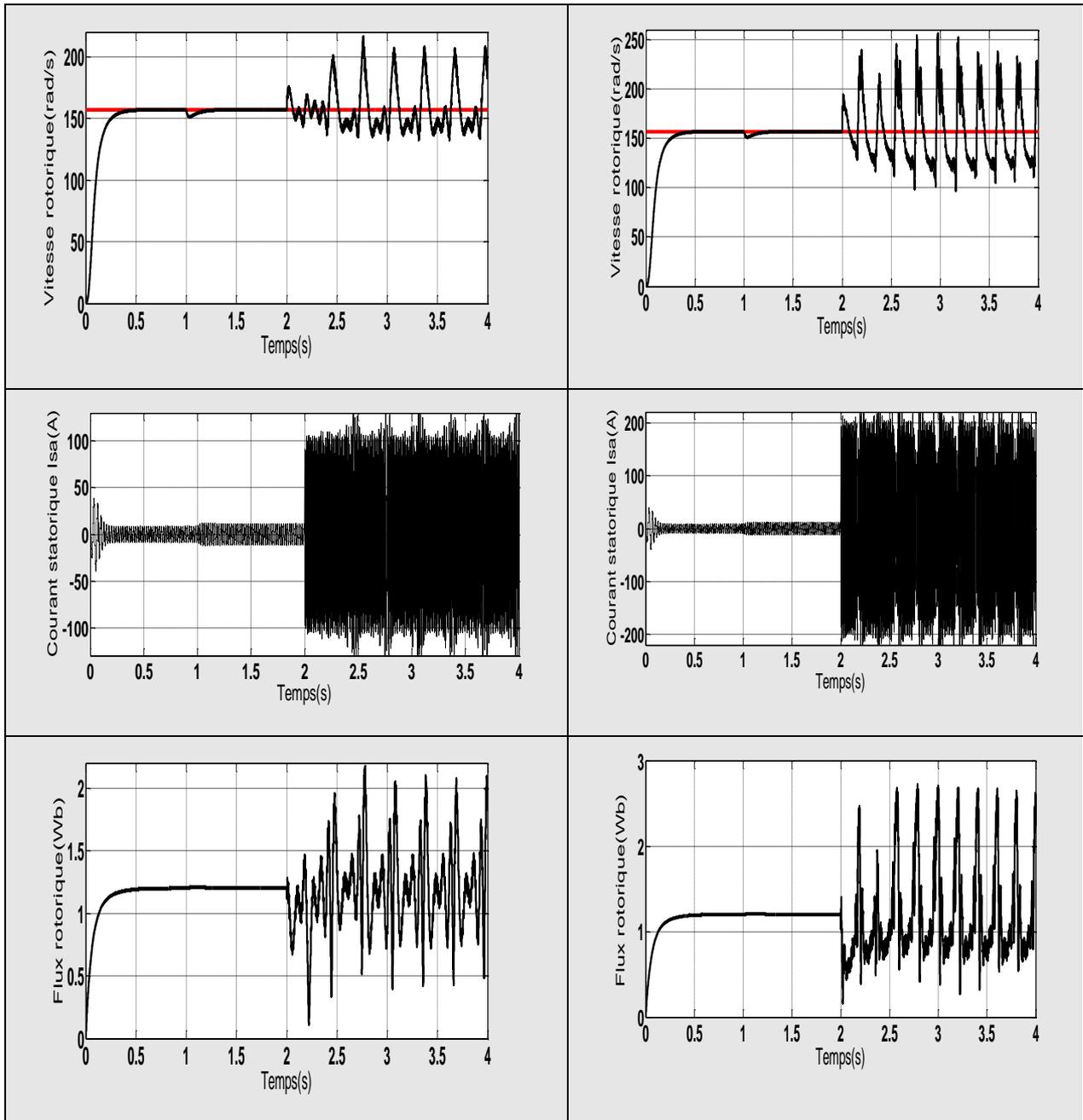
Les (Figures II-12 et II-13) représentent les résultats de simulation pour l'ensemble convertisseur-machine en présence des plusieurs défauts.

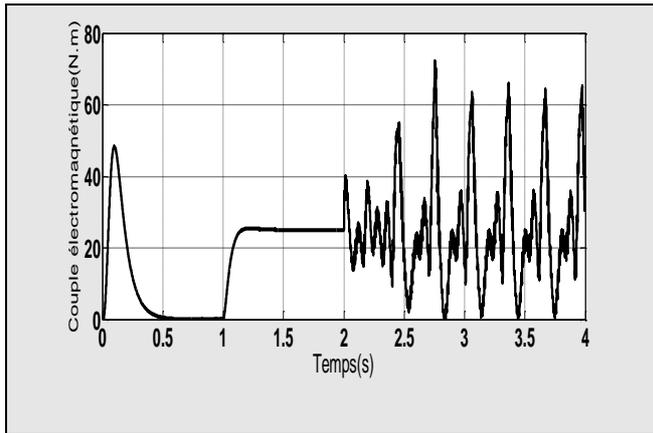
Nous présentons deux cas de court-circuit entre spires dans la même phase :

- Court-circuit entre 20 spires (12.5 %).
- Court-circuit entre 40 spires (25%).

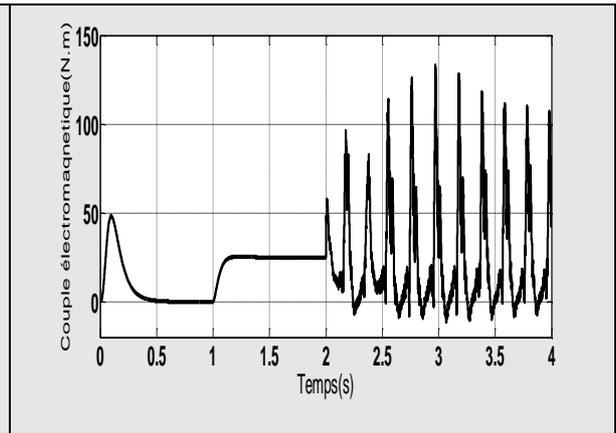
A l'instant  $t=1s$  on a applique un couple résistant (5N.m), suivi par un défaut de court-circuit à  $t=1.5s$ .

### II-13-1 Court-circuit entre 20 spires et 40 spires de la première phase





**Figure (II-13)** : Résultats de simulation pour un court-circuit de 20 spires de la phase (a).



**Figure (II-14)** : Résultats de simulation pour un court-circuit de 40 spires de la phase (a).

### II-13-2 Interprétation des résultats de simulation

Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 1.5 s. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts de court-circuit statoriques a une valeur sensiblement égale à celle en régime normal. Toutefois, on remarque que ce signal est bruité dès l'apparition du défaut.

Quand il y a des spires en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. Plus le nombre de spires en court – circuit est important, plus l'augmentation du courant est plus significative.

## II-14 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté une technique permettant le diagnostic et la localisation des défauts dans l'association machine convertisseur. L'approche utilisée est basée sur la technique PLL permettant la synchronisation des pulsations électriques des courants statoriques. Un algorithme d'évaluation des résidus est élaboré, ce dernier nous a permis le diagnostic et la localisation des défauts pouvant surgir au niveau de l'onduleur tel que : ouverture d'une phase, ouverture d'un interrupteur.

Nous avons étudié et simulé, également les différentes défaillances pouvant apparaître au niveau du capteur de courant. L'effet de ce type de défauts sur les performances de la machine asynchrone a été mis en relief.

Comme troisième tâche nous avons abordé l'impact de défauts de court-circuit de spires statoriques. On a constaté que la commande vectorielle si elle est dotée d'un degré de robustesse supplémentaire, cette technique est capable d'absorber ou compenser certains défauts naissants intermittents.

## II-15 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] J-P.Caron, J-P.Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [2] L- Fadila, G-Hakima, « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone. » Thèse de d'ingénieur d'état université. M'sila 2004.
- [3] F. Zidani, «Control and Fault Diagnosis of Induction Machine using Fuzzy Logic», Thespis université Batna, 2003.
- [4] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, And S. L. Ho, " Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002
- [5] Seok Ho Jeon, Student, Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi, "Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, June 2002

- 
- [6] D.Maquin, J.Ragot, « Diagnostic des systèmes linéaires », Collection pédagogique d'automatique, Hermes, 2000.
- [7] Didier 2004 décrypte « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances » l'Université Henri Pointcaré, Nancy-I 29 Octobre 2004
- [8] Cocquempot. V, Chang .X, Christophe .C « Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes stator » Université Lille 1, France 2003.
- [9] S. Belhamdi. "Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone". Thèse de Magistère, Université Mohamed khidre Biskra. 2005.
- [10] H. Razik. "Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de Défaillance, état de l'art". La revue 3EI n° 29, pages 48-52. Juin 2002.
- [11] L. Baghli, “ Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.”, thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, janvier 1999.
- [12] B.Chetate, DJ.Khodja « Diagnostic en temps réel des défaillances d'un ensemble Moteur asynchrone—convertisseur électronique en utilisant les réseaux de neurones artificiels », Journal d'Electrotekhnika, Moscou12/2003, pp : 16-20
- [13] Gilles Zwingelstein « Diagnostique des défaillances ». Edition Hermes juin 1995
- [14] ANDRIAN CEBAN « Méthode Globale de Diagnostic des Machines Electriques ». Thèse de Doctorat. Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, le 2 février 2012.
- [15] Fabien Meinguet, Xavier Kestelyn, Eric Semail, Johan Gyselinck«Fault Detection, Isolation and Control Reconfiguration of Three-Phase PMSM Drives». 2011 IEEE International Sympo-sium on Industrial Electronics (ISIE), Jun 2011, Poland. IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [16] J. de Jesus Rangel-Magdaleno, H. Peregrina-Barreto, J. M. Ramirez-Cortes, P. Gomez-Gil, R. Morales-Caporal, —FPGA-based broken bars detection on induction motors under different load using motor current signature analysis and mathematical

- morphology». IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, pp. 1032-1040, IEEE 2014.
- [17] M. O. Mustafa, D. Varagnolo, G. Nikolakopoulos, T. Gustafsson, —Detecting broken rotor bars in induction motors with model-based support vector classifiers». Control Engineering Practice, pp. 15-23, 2016.
- [18] Bessous N., S. E. Zouzou, W. Bentrah, S. Sbaa, M. Sahraoui, —Diagnosis of bearing defects in induction motors using discrete wavelet transform». International Journal of System Assurance Engineering and Management, pp. 1-9, 2016.
- [19] S.K. Chung «A phase tracking system for three phase utility interface inverters», IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 3, pp: 431-438, May 2000.
- [20] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze and M. Staroswiecki «Diagnosis and fault-tolerant control», Springer, Second Edition, Chapter 6, pp: 238-263, 2006.
- [21] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A.V. Timbus, M. Liserre, F. Blaabjerg «New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions», Power Electronics Specialists Conference (PESC), June 2006.
- [22] Ondel, Diagnostic par Reconnaissance des Formes : Application à un Ensemble Convertisseur - Machine Asynchrone, Thèse de doctorat, Université de Lyon, 2006.
- [23] L. Loron "Défauts dans les Entraînements Electriques", Document IREENA 2007.
- [24] G.H.B. Foo, Xinan Zhang, D.M. Vilathgamuwa, "A Sensor Fault Detection and Isolation Method in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Based on an Extended Kalman Filter", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.60, no.8, pp.3485,3495, Aug. 2013.
- [25] F. Grouz, L. Sbita, M. Boussak, "Current Sensors Faults detection, Isolation and Control Reconfiguration for PMSM Drives", Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conférence on, vol., no., pp.1,6, 21-23 March 2013.
- [26] T.A. Najafabadi, F.R. Salmasi, P. Jabehdar-Maralani, "Detection and Isolation of Speed-, DC-Link Voltage-, and Current-Sensor Faults Based on an Adaptive Observer in Induction-Motor Drives", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.58, no.5, pp.1662,1672, May 2011 doi :10.1109/TIE.2010.2055775.

- 
- [27] M. Bourogaoui, H. Berriri, H. Ben Attia-Sethom, I. Slama-Belkhodja, "Wavelets and parity equations methods comparison for faulty encoder detection in PMSM drives", Systems, Signals and Devices (SSD), 2011 8th International Multi-Conference on, vol., no., pp.1,7, 22-25 March 2011.
- [28] Li. Liu, "Robust Fault Detection and Diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motors", Thèse de doctorat, Florida State University, 2006.
- [29] T. Bahi, M. Fezzari, G. Baraket, N. Debbache, "Localization of faulty in a three phase inverter " Asian journal of information technology 4 (11) :1068-1073,2005.
- [30] B. cui , " Simulation of inverter with switch open faults based on switching function ". Proceeding of the IEEE international conference on automation and logistics, china, a ugust 2007.
- [31] T. Bensliman, C. Boukhmis " A new diagnostic method of faulty transistor in a three phase inverter " Journal of electrical and electronics engineering, Istanbul 2006.
- [32] R.B. Sepe, Jr., C.Morrison, J.M.Miller , " Fault tolerant operation of induction motor drives with automatic controller reconfiguration», Electric Machines and Drives Conference, IEEE International , 2001. IEMDC 2001.
- [33] P.J. Tavner, "Review Of Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines", Electric Power Applications, IET, vol.2, no.4, pp.215,247, July 2008.
- [34] M. Bouzid, G. Champenois, N.M. Bellaaj, L. Signac, K. Jelassi, "An Effective Neural Approach for the Automatic Location of Stator Interturn Faults in Induction Motor", Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.12, pp.4277,4289, Dec. 2008.
- [35] G. Didier, " Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [36] B. Vaseghi, "Contribution à l'étude des Machines Electriques en Présence de Défaut entre-spires," Thèse de doctorat, GREEN - Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Nancy Université - Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [37] R. Casimir, E. Bouteleux, H. Yahoui, G. Clerc, H. Henao, C. Delmotte, G. A. Capolino, G. Rostaing, J. P. Rognon, E. Foulon, L. Loron, H. Razik, G. Didier, G. Houdouin, G.
-

- Barakat, B. Dakyo, S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J. C. Trigeassou, V. Devanneaux, B. Dagues, and J. Faucher, "Comparison of Modelling Methods and of Diagnostic of Asynchronous Motor in case of Defects," in 9th IEEE International Power Electronics Congress - CIEP 2004, 2004, pp. 101-108.
- [38] S. A. S. Al Kazzaz and G. K. Singh, "Experimental Investigations on Induction Machine Condition Monitoring and Fault Diagnosis Using Digital Signal Processing Techniques," *Electric Power Systems Research*, vol. 65, pp. 197-221, 2003.
- [39] P. Tavner, L. Ran, J. Penman, and H. Sedding, "Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines ", 2 ed. London, United Kingdom: Institution of Engineering and Technology, 2008.
- [40] S. Nandi, H. A. Toliyat, and L. Xiaodong, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors-a Review," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 719-729, December 2005.
- [41] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing, "Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1813-1822, 2008.
- [42] O. Ondel, "diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone ", Thèse de doctorat, Ecole central de Lyon, France, 2006.
- [43] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, "The Effects of PWM Voltage Source Inverters on The Mechanical Performance of Rolling Bearings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 567-576, 1997.
- [44] B. Trajin, "Analyse et Traitement de Grandeurs Electriques Pour la Détection et le Diagnostic de Défauts Mécaniques dans les Entraînements Asynchrones", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009
- [45] T. Boumegoura, "Recherche de Signature Electromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et Synthèse d'Observateurs en Vue du Diagnostic," Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon Ecully, Fance, 2001.

- [46] A. Abouboum "Broken Bars/ Or End Rings Detection In Three-Phase Induction Motors by The Extended Park's Vector Approche "CIEP 2004. 9th IEEE International Volume, Issue, 17-22 Oct. 2004
- [47] E. Schaeffer, "Diagnostic des Machines Asynchrones : Modèles et Outils Paramétriques dédiés à la Simulation et à la Détection de Défauts," Thèse de doctorat, Institut de Recherche en Cybernétique de Nantes, École Centrale de Nantes, Nantes, France, 1999.
- [48] S. S. Refaat, H. Abu-Rub, "ANN-based diagnosis of incipient stator winding turn faults for three-phase induction motors in the presence of unbalanced supply voltage ". Annual Conference Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, IEEE 2015.
- [49] Jaipradidtham, C., Yampoo, T. "A new hybrid transient energy like improvement for current feature analysis of induction motor under dynamic mechanical faults using wavelet packet decomposition ". In Electrical Machines and Systems (ICEMS), The 18th International Conference, pp. 173-176. IEEE 2015.
- [50] Bindu, S., Thomas, V. V. "Characteristic signature identification of air-gapeccentricity faults using extended dq model for three phase induction motor ". International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON), pp. 157-162, IEEE 2015.
- [51] Bessam, B., Menacer, A., Boumehraz, M., Cherif, H. "A novel method for induction motors stator inter-turn short circuit fault diagnosis based on wavelet energy and neural network ". In Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), pp. 143-149, IEEE 2015.
- [52] Duvvuri S. S., Detroja K. "Model-based stator interturn short-circuit fault detection and diagnosis in induction motors ". The 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE), pp. 167-172, IEEE 2015.
- [53] P. Karvelis, G. Georgoulas, I. P. Tsoumas, J. A. Antonino-Daviu, V. Climente- Alarcon, C. D. Stylios, "A Symbolic representation approach for the Diagnosis of broken rotor bars in induction motors ". IEEE Transactions on Industrial Informatics, pp. 1028-1037, IEEE 2015.
- [54] Benouzza, N., Boudinar, A. H., Bendiabdellah, A., Khodja, M., "Slot harmonic frequency detection as a technique to improve stator current spectrum approach for broken rotor bars fault diagnosis ". International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP), (ELECTROMOTION), pp. 118-122, IEEE 2015.

- [55] Ishkova, I., Vitek, O. "Diagnosis of eccentricity and broken rotor bar related faults of induction motor by means of motor current signature analysis ". In Electric Power Engineering (EPE), The 16th International Scientific Conference, pp. 682-686, IEEE 2015.
- [56] Benbouzid, m.e.h., "a review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection ". IEEE transactions on industrial electronics, 2000. **47**(5): p. 984-993.
- [57] Yousefi, r., " fault detection and diagnosis method for three-phase induction motor ". 2018, universiti teknologi malaysia
- [58] CHERIF, H . "Détection des défauts dans la machine à induction par des techniques avancées" thèse de doctorat, Biskra 2021

## **CHAPITRE III**

# *Commande vectorielle sans capteur de vitesse*

## III-1 INTRODUCTION

Actuellement, les machines asynchrones sont les machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles. Cela est dû, en grande partie, à leur simplicité de construction et leur robustesse. Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis (afin de garantir les performances souhaitées), les régulations de flux et de la vitesse sont indispensables. Or, les grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux) ou pour des problèmes de coût (vitesse, position) [3-4]. Il faut donc les déterminer sans utiliser de capteurs. Pour cela, il est nécessaire de chercher à supprimer les capteurs chaque fois que les performances de l'application le permettent en déduisant l'information de flux ou de la vitesse à partir des valeurs déjà mesurées (courant, tension).

Dans ce chapitre on met en exergue les différentes techniques permettant l'estimation de la vitesse rotorique. L'étude théorique de cette technique d'observateur nous a permis d'aboutir à une commande sans capteur mécanique basée sur l'observateur.

## III-2 COMMANDE SANS CAPTEUR

La réalisation d'une commande vectorielle sans capteur nécessite impérativement la connaissance exacte de l'amplitude et de la position spatiale du vecteur flux rotorique. Ces grandeurs, sauf dans certains cas spéciaux, ne sont malheureusement pas directement mesurables, pour cela les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies pour développer des stratégies de commandes, qui s'appuient sur les techniques d'observations [1].

## III-3 ESTIMATEURS

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques en cours de fonctionnement [9].

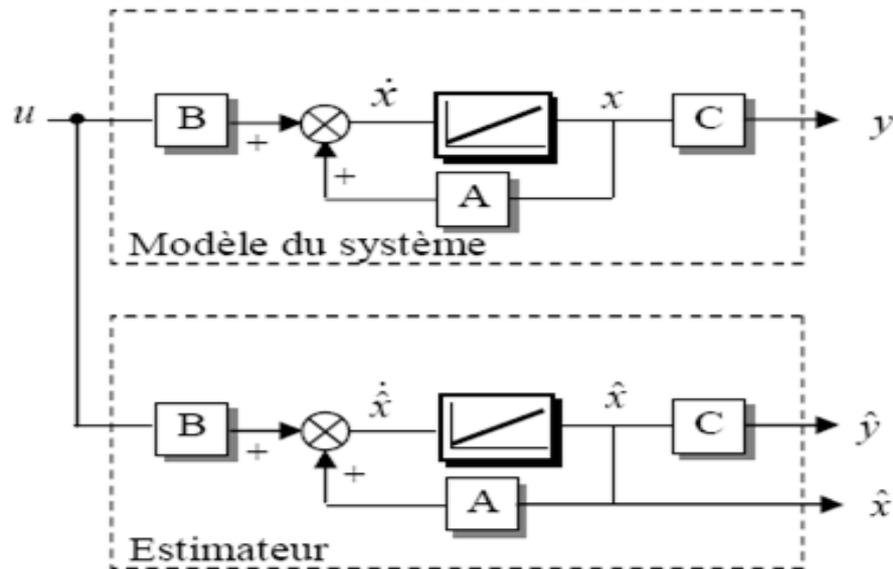


Figure (III-1) : Principe de base d'un estimateur

### III-4 OBSERVATEUR

Un observateur est un système dynamique que l'on peut appeler capteur informatique, qui est souvent implanté sur le calculateur afin de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état courant du système, à partir des mesures disponibles, des entrées du système et une connaissance à priori du modèle [12].

Il permet de suivre l'évolution de l'état en tant qu'information sur le système. Le besoin de l'information sur l'état interne du système est motivé par le fait qu'elle est une étape importante voir indispensable à plusieurs niveaux [10] :

- commande du procédé, qui nécessite obligatoirement la connaissance de son état interne ;
- surveillance du procédé, à travers les écarts entre le comportement de l'observateur et celui du procédé ;
- modélisation (identification) du procédé, au moyen de l'estimation des grandeurs constantes qui paramétrisent le modèle.

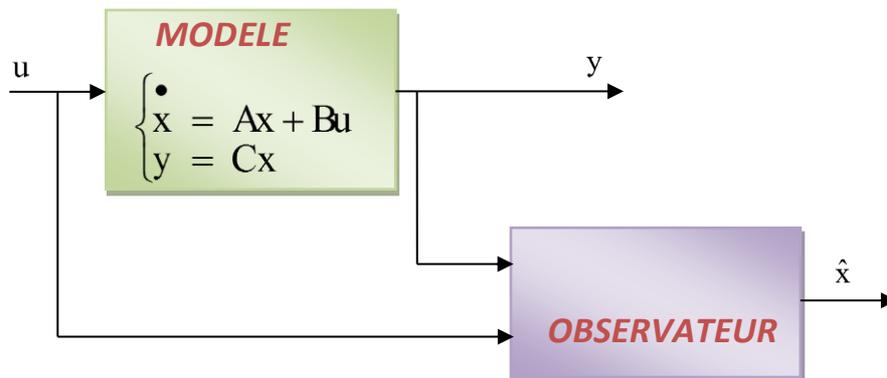
#### III-4-1 Concepts d'estimateur et d'observateur

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable à motorisation asynchrone, les performances des lois de commande utilisées, dépendent du degré de précision dans la connaissance du modèle du flux et de sa position. Ces grandeurs sont difficilement accessibles par des mesures. En effet, les captures de flux sont relativement délicates (bruits de mesure) et

réduisent la robustesse du système. Ainsi, la reconstruction du flux ou de sa position par des estimateurs ou des observateurs devient un objectif principal

### III-4-2 Principe des observateurs

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées, (**Figure III-2**) [4-5-6].



**Figure (III-2) :** Principe de l'observation.

L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain  $K$  (gain d'observation). Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états (**Figure III-3**).

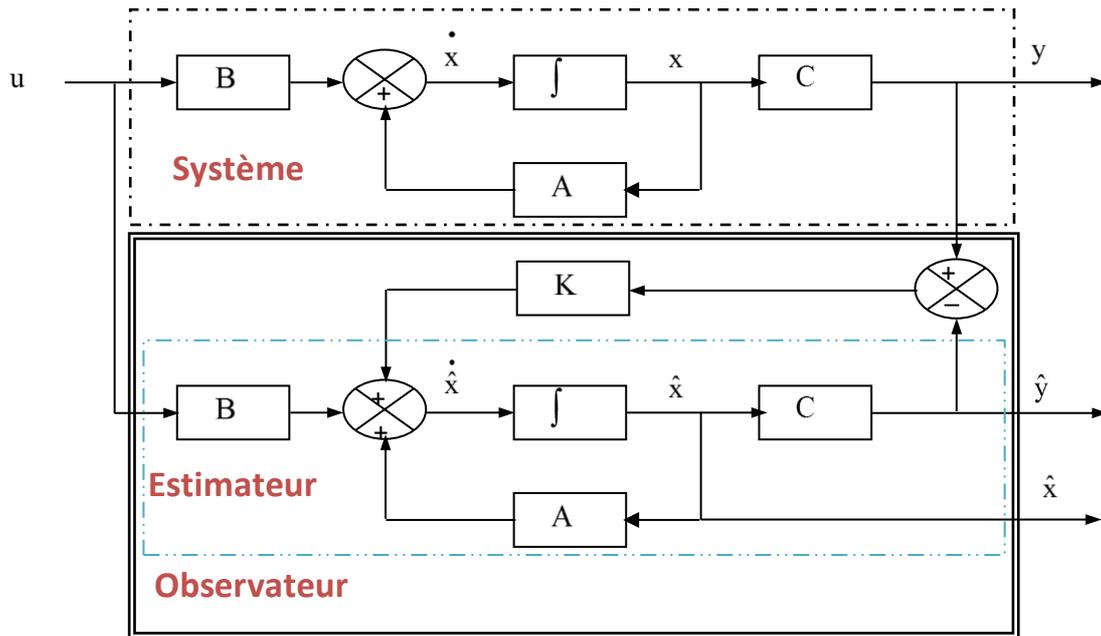


Figure (III-3) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

### III-4-3 Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [4-5], [7] :

- **Observateurs pour les systèmes linéaires** : ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.
- **Observateurs pour les systèmes non linéaires** : les systèmes peuvent être non linéaires. Dans ce cas, des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté. On peut citer par exemple :

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

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [5], [8] :

- **Observateurs de type déterministes** : ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.
- **Observateurs de type stochastiques** : ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles [3] :

- **Observateurs d'ordre complet** : ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.
- **Observateurs d'ordre réduit** : ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A, B et C (**Figure III-3**). Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Cependant, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain  $K$  (**Figure III-3**) est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [3].

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

## **III-5 TECHNIQUES DE COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE**

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction, en utilisant des estimateurs, des observateurs déterministes, stochastiques ou à structure variables [11-17]. Cette section, sera consacrée à l'étude de trois observateurs (KUBOTA, Luenberger et Filtre Kalman). Ces techniques seront utilisées pour une estimation simultanée du flux rotorique et de la vitesse du moteur à induction.

### **III-5-1 Observateur adaptatif de KUBOTA**

La structure de l'observateur adaptatif de (KUBOTA) est illustrée par la (**Figure III-4**) Cet observateur utilise le modèle d'état vectoriel de la machine à induction décrit dans le référentiel du stator et ayant comme vecteur d'état le vecteurs flux rotorique et le vecteur courant statorique.

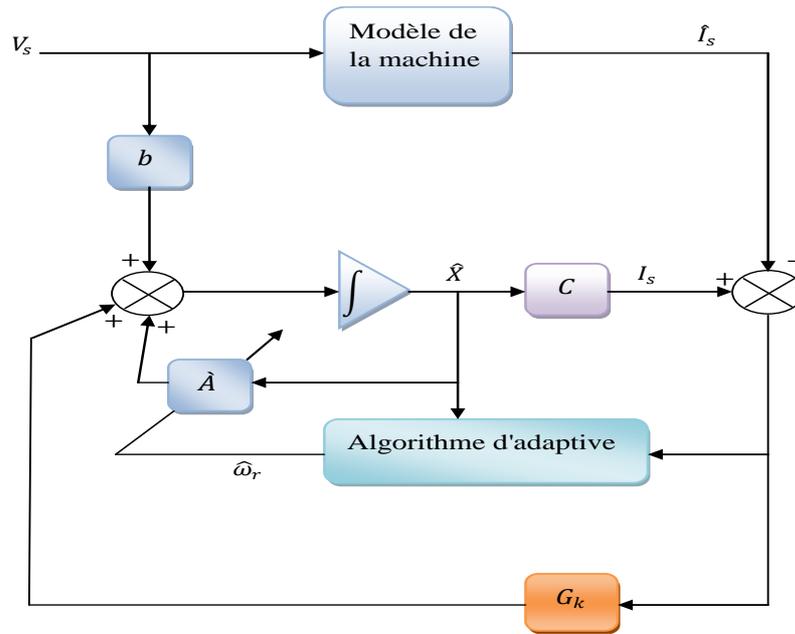


Figure (III-4) : Schéma bloc de l'observateur adaptatif de KUBOTA.

### III-5-1-1 Modèle de la MAS dans le repère (α, β)

A présent, nous allons procéder à la mise en équations d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur. Donc, le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante [13-14] :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega)X + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (III-1)$$

Tel que

$$X = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta}]^T, Y = I_s = [I_{s\alpha} I_{s\beta}]^T \text{ et } U = V_s = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T$$

Avec

$$[A] = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 & \alpha_2 & p\alpha_2 T_r \omega \\ 0 & -\alpha_1 & p\alpha_2 T_r \omega & \alpha_2 \\ \alpha_4 & 0 & -\alpha_5 & p\omega \\ 0 & \alpha_4 & p\omega & -\alpha_5 \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus

$$\alpha_1 = \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \right), \alpha_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}, \alpha_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \alpha_4 = \frac{M}{T_r}, \alpha_5 = \frac{1}{T_r}$$

### III-5-1-2 Représentation d'état de l'observateur de KUBOTA

L'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons  $\hat{X}$ .

Tel que :  $\hat{X} = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}]^T$

$$\begin{cases} \dot{\hat{I}}_{s\alpha} = -\alpha_1 \hat{I}_{s\alpha} + \alpha_2 \hat{\phi}_{r\alpha} + p\alpha_2 \omega \hat{\phi}_{r\beta} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) V_{s\alpha} + g_1(\hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}) - g_2(\hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) \\ \dot{\hat{I}}_{s\beta} = -\alpha_1 \hat{I}_{s\beta} + \alpha_2 \hat{\phi}_{r\beta} - p\alpha_2 \omega \hat{\phi}_{r\alpha} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) V_{s\alpha} + g_2(\hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}) + g_1(\hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} = \alpha_4 \hat{I}_{s\alpha} - \alpha_5 \hat{\phi}_{r\alpha} - p\omega \hat{\phi}_{r\beta} + g_3(\hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}) - g_4(\hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} = \alpha_4 \hat{I}_{s\beta} - \alpha_5 \hat{\phi}_{r\beta} + p\omega \hat{\phi}_{r\alpha} + g_4(\hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}) + g_3(\hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Le système (III-2) peut être écrit sous forme d'état suivante :

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega)\hat{X} + BU + G_k e_{is} \quad (\text{III-3})$$

Avec

$$e_{is} = [(\hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha})(\hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta})]^T$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 & \alpha_2 & p\alpha_2 T_r \omega \\ 0 & -\alpha_1 & -p\alpha_2 T_r \omega & \alpha_2 \\ \alpha_4 & 0 & -\alpha_5 & -p\omega \\ 0 & \alpha_4 & p\omega & -\alpha_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, [G_k] = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix}, U = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]$$

Supposons maintenant que la vitesse  $\omega$  est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer. L'observateur peut s'écrire en remplaçant  $\omega$  par  $\hat{\omega}$  de la manière suivante :

$$\dot{e} = (A + G_k C)e + (\Delta A) \quad (\text{III-5})$$

Avec

$$\Delta A = A(\hat{\omega})\hat{X} - A(\omega)X = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & p\alpha_2 T_r \Delta\omega \\ 0 & 0 & -p\alpha_2 T_r \Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p\Delta\omega \\ 0 & 0 & p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

Où

$$\Delta\omega = \hat{\omega} - \omega, e = \hat{X} - X = \left[ e_{I_{s\alpha}} e_{I_{s\beta}} e_{\phi_{r\alpha}} e_{\phi_{r\beta}} \right]^T$$

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante

$$V = e^T e + (\Delta\omega)^2 / \lambda \quad (\text{III-7})$$

La dérivée de l'équation (III-7) par rapport au temps donne :

$$\dot{V} = e^T \{ (A + G_k C)^T + (A + G_k C) \} e + \hat{X}^T (\Delta A)^T e + e^T (\Delta A) \hat{X} + \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \dot{\omega} \quad (\text{III-8})$$

$$\dot{V} = e^T \{ (A + G_k C)^T + (A + G_k C) \} e - 2\alpha_2 T_r \Delta\omega \left( e_{I_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\alpha} e_{I_{s\beta}} \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \dot{\omega} \quad (\text{III-9})$$

$$\hat{X}^T (\Delta A)^T e + e^T (\Delta A) \hat{X} = -2\alpha_2 T_r \Delta\omega \left( e_{I_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\alpha} e_{I_{s\beta}} \right) \quad (\text{III-10})$$

A partir de l'équation (III-9) on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième terme.

$$\hat{\omega} = -\lambda \alpha_2 T_r \Delta\omega \left( e_{I_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\alpha} e_{I_{s\beta}} \right) \quad (\text{III-11})$$

Avec

$\lambda$ : est une constante positive

### III-5-1-3 Détermination de la matrice $G_k$

Les éléments de la matrice  $G_k$  sont choisis de façon à ce que le premier terme de l'équation (III-9) soit semi-défini négatif.

$$\dot{V} = e^T \{ (A + G_k C)^T + (A + G_k C) \} e < 0 \quad (\text{III-12})$$

Pour avoir  $\dot{V} < 0$  et en tenant compte du signe de  $e$  et  $\hat{\omega}$ , on introduit une constante positive ( $k$ ) on obtient les éléments de la matrice  $G_k$  comme suit :

$$\begin{cases} g_1 = (1 - k)\alpha_1 = (1 - k) \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} \right) \\ g_2 = (1 - k)\hat{\omega} \\ g_3 = (1 - k)(\alpha_3 \alpha_5 + \alpha_4) = (1 - k) \left( \frac{M}{T_r} + \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r} \right) \\ g_4 = -\hat{\omega}(1 - k)p\alpha_3 = -p\hat{\omega}(1 - k) \left( \frac{1 - \sigma}{\sigma M} \right) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

La loi d'adaptation (III-11) est établie pour une vitesse constante [2], les auteurs de cette méthode d'adaptation proposent le correcteur PI suivant

$$\dot{\omega} = k_p (e_{I_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) + k_i \int (e_{I_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{III-14})$$

### III-5-2 Observateur de luenberger

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [18].

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon_y \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Tel que :

$$\varepsilon_y = Y - \hat{Y} \quad (\text{III-16})$$

La structure d'observateur de Luenberger est illustrée par la (**Figure III-5**)

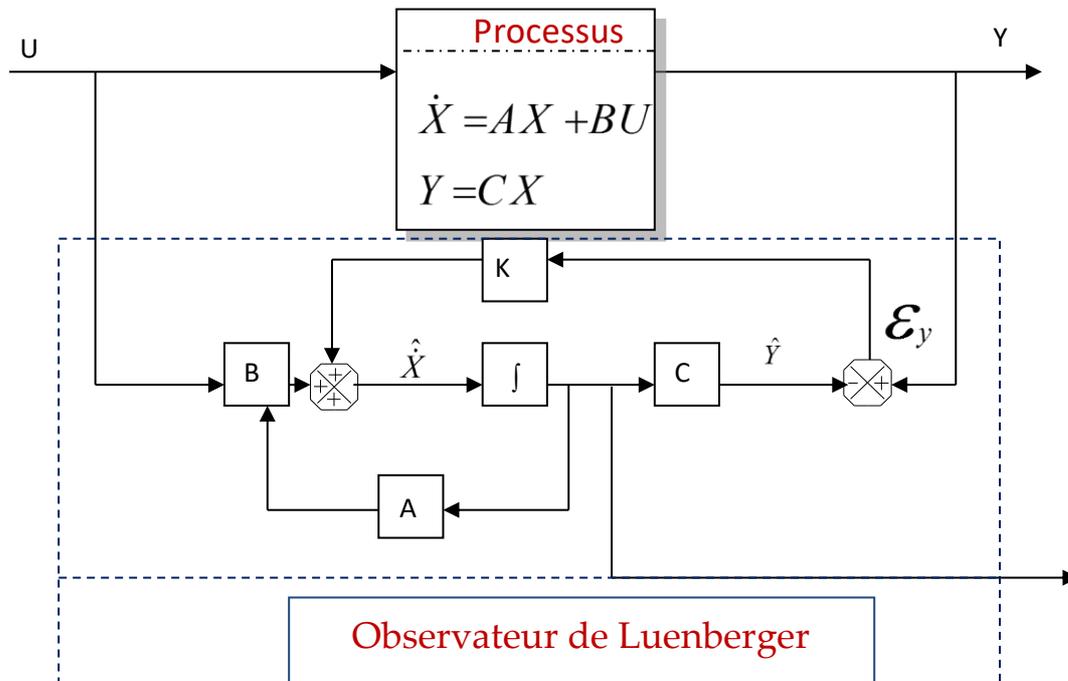


Figure (III-5) : Schéma bloc de l'observateur de luenberger.

### III-5-2-1 Détermination de la matrice de Gain K

L'équation (III-15) intervient dans (III-16), on a alors :

$$\begin{cases} \hat{X} = A_0 \hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Avec :

$$A_0 = A - KC \quad (\text{III-18})$$

Dans la mesure où les variables de sortie ( $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$ ) sont en même temps les variables d'état, la matrice de sortie C est simple et aux éléments constants.

La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice  $A_0$  qui détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice gain K. Elle peut s'écrire [17],[20] :

$$K = \begin{bmatrix} K1 & K2 & K3 & K4 \\ -K2 & K1 & -K4 & K3 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III-19})$$

$K1$ ,  $K2$ ,  $K3$ , et  $K4$  sont données par

$$\begin{cases} K1 = (1 - K) \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K2 = (K - 1) \hat{\Omega} \\ K3 = \frac{1 - K^2}{A_3} \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{A_3}{T_r} \right) + \frac{K - 1}{A_3} \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K4 = -\frac{(K - 1) \hat{\Omega}}{A_3} \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

A partir d'un choix judicieux des valeurs (K) il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du système.

### III-5-2-2 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons  $\hat{X}$  [19].

Tel que :

$$\hat{X} = [\hat{I}s\alpha \quad \hat{I}s\beta \quad \hat{\Phi}r\alpha \quad \hat{\Phi}r\beta]^T \quad (\text{III-21})$$

$$X = [I_s\alpha \quad I_s\beta \quad \Phi r\alpha \quad \Phi r\beta]^T, Y = I_s = [I_s\alpha \quad I_s\beta]^T, U = V_s = [V_s\alpha \quad V_s\beta]^T \quad (\text{III-22})$$

D'après l'équation (III-22), on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivant [19] :

$$\begin{cases} \hat{I}s\alpha = A_1\hat{I}s\alpha + A_2\hat{\Phi}r\alpha + A_3p\Omega\hat{\Phi}r\beta + \left(\frac{1}{\sigma Ls}\right)V_s\alpha + K_1(I_s\alpha - \hat{I}s\alpha) - K_2(I_s\beta - \hat{I}s\beta) \\ \hat{I}s\beta = A_1\hat{I}s\beta + A_2\hat{\Phi}r\beta - A_3p\Omega\hat{\Phi}r\alpha + \left(\frac{1}{\sigma Ls}\right)V_s\beta + K_2(I_s\alpha - \hat{I}s\alpha) + K_1(I_s\beta - \hat{I}s\beta) \\ \hat{\Phi}r\alpha = A_4\hat{I}s\alpha + A_5\hat{\Phi}r\alpha - p\Omega\hat{\Phi}r\beta + K_3(I_s\alpha - \hat{I}s\alpha) - K_4(I_s\beta - \hat{I}s\beta) \\ \hat{\Phi}r\beta = A_4\hat{I}s\beta + A_5\hat{\Phi}r\beta + p\Omega\hat{\Phi}r\alpha + K_4(I_s\alpha - \hat{I}s\alpha) + K_3(I_s\beta - \hat{I}s\beta) \end{cases} \quad (\text{III-23})$$

Donc, la représentation d'état de l'observateur devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{I}s\alpha \\ \hat{I}s\beta \\ \hat{\Phi}r\alpha \\ \hat{\Phi}r\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & A_2 & A_3p\Omega \\ 0 & A_1 & -A_3p\Omega & A_2 \\ A_4 & 0 & A_5 & -p\Omega \\ 0 & A_4 & p\Omega & A_5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{I}s\alpha \\ \hat{I}s\beta \\ \hat{\Phi}r\alpha \\ \hat{\Phi}r\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma Ls} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma Ls} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_s\alpha \\ V_s\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s\alpha - \hat{I}s\alpha \\ I_s\beta - \hat{I}s\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante :

$$\dot{\hat{X}} = A(\Omega)\hat{X} + BU + K(Is - \hat{I}s) \quad (\text{III-25})$$

Avec :

$$(Is - \hat{I}s) = \begin{bmatrix} Is\alpha - \hat{I}s\alpha & Is\beta - \hat{I}s\beta \end{bmatrix}^T \quad (\text{III-26})$$

Supposons maintenant que la vitesse  $\Omega$  est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer [17].

L'observateur peut s'écrire :

$$\dot{\hat{X}} = A(\hat{\Omega})\hat{X} + BU + K(Is - \hat{I}s) \quad (\text{III-27})$$

Avec :

$$A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & A_2 & A_3 p \hat{\Omega} \\ 0 & A_1 & -A_3 p \hat{\Omega} & A_2 \\ A_4 & 0 & A_5 & -p \hat{\Omega} \\ 0 & A_4 & p \hat{\Omega} & A_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de Lyapunov. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, est donnée par :

$$\dot{e} = (A - KC)e + (\Delta A)\hat{X} \quad (\text{III-29})$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & A_3 p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & -A_3 p \Delta \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & p \Delta \Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-30})$$

Où

$$\Delta\Omega = \Omega - \hat{\Omega} \quad (\text{III-31})$$

$$e = X - \hat{X} = \begin{bmatrix} e_{Is\alpha} & e_{Is\beta} & e_{\Phi r\alpha} & e_{\Phi r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III-32})$$

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = e^T e + \frac{(\Delta\Omega)^2}{\lambda} \quad (\text{III-33})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} e + e^T \left\{ \frac{de}{dt} \right\} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\Omega)^2 \quad (\text{III-34})$$

$$\frac{dV}{dt} = e^T \left\{ (A - KC)^T + (A - KC) \right\} \cdot e - 2A_3 \Delta\Omega \left( e_{Is\alpha} \hat{\Phi}r\beta - e_{Is\beta} \hat{\Phi}r\alpha \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \quad (\text{III-35})$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation (III-32). On obtient [20] :

$$\hat{\Omega} = \lambda \cdot A_3 \int_0^t (e_{Is\alpha} \hat{\Phi}r\beta - e_{Is\beta} \hat{\Phi}r\alpha) dt \quad (\text{III-36})$$

Où  $\lambda$  est une constante positive.

Cependant, cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante et afin d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation. On estime la vitesse par un régulateur PI décrit par cette relation :

$$\hat{\Omega} = K_p (e_{Is\alpha} \hat{\Phi}r\beta - e_{Is\beta} \hat{\Phi}r\alpha) + K_i \int_0^t (e_{Is\alpha} \hat{\Phi}r\beta - e_{Is\beta} \hat{\Phi}r\alpha) dt \quad (\text{III-37})$$

Avec  $k_p$  et  $k_i$  sont des constantes positives.

### III-5-3 Filtre de Kalman

Le filtre de *Kalman* étendu est un outil mathématique permettant de déterminer des grandeurs d'état non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. L'observateur d'état de *Kalman* doit être capable de décrire l'état du système. Le nombre de mesures avec leur précision disponible impose un observateur d'ordre complet. Le FKE est un observateur stochastique donnant une estimation optimale des états des systèmes non linéaires en tenant compte du bruit, des incertitudes du modèle et de l'effet des perturbations non mesurées [19]. La figure IV.1 montre la structure du filtre de *Kalman*.

Le filtre de Kalman permet de résoudre, dans le domaine temporel, le problème de l'estimation statistique pour des systèmes linéaires. Il fait appel à la représentation d'état des systèmes linéaires stochastiques. Il fournit alors une estimation optimale au sens de la variance minimale ainsi que la variance de l'erreur d'estimation [39].

En 1991 Atkinson propose une solution basée sur le filtre de Kalman étendu (EKF), dont le principe consiste à augmenter le vecteur d'état avec le paramètre à estimer (résistance rotorique). Par la suite, plusieurs auteurs exploitent la même idée pour conduire leurs recherches et les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'algorithme du filtre de Kalman étendu.

En 1994 dans [21-22], l'auteur présente des résultats expérimentaux d'une commande en couple dans un repère fixe (a, b) utilisant le filtre de Kalman comme observateur de flux. Ensuite plusieurs chercheurs utilisent le filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse, le flux et les paramètres de la machines, pour plus de détail voir les articles [23-24-25].

#### III-5-3-1 Types des Filtres de Kalman

- **Méthode déterministe** : observateur déterministe se base essentiellement sur les équations des systèmes sans prendre en compte des bruits de mesure ou les perturbations. Cet observateur se caractérise donc la plupart du temps par une sensibilité aux perturbations et aux variations paramétriques.
- **Méthode stochastique** : le filtre de Kalman prend en considération les bruits de mesure et d'état par des algorithmes stochastiques qui tend à minimiser la variance de l'erreur d'estimation. En effet, l'algorithme du filtre requiert un nombre de calculs important induit par la présence d'inverse de matrices [26],[32].

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [27-29] :

- Sélection du modèle de la machine.
- Discrétisation du modèle du système.
- Détermination des matrices de covariances des bruits  $Q$ ,  $R$  et d'état  $P$ .
- Implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman*.

### III-5-3-2 Détermination des covariances de bruit et mesure $Q R$

Les incertitudes de calcul, les erreurs de modélisation et les erreurs dans les mesures sont généralement prises en compte au moyen d'entrées de bruit. Les matrices de covariance  $Q$  et  $R$  caractérisent les bruits  $W$  et  $V$  respectivement. Ceux-ci prennent en compte les approximations du modèle et les erreurs de mesure. Une partie critique de la conception consiste à utiliser des valeurs initiales correctes pour les matrices de covariance et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre.

Cependant, certaines lignes principales mettent en évidence l'influence de la matrice  $Q$  liée aux bruits permet d'ajuster le modèle d'état estimé pour se rapprocher du modèle réel. La matrice  $R$  règle quant à elle le poids des mesures. Une trop grande valeur de  $Q$  ou une faible valeur de  $R$  donnent une valeur plus élevée du gain  $K$ , ce qui réduit l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre, de plus elles peuvent créer l'instabilité de l'observateur et provoque une variation autour des valeurs réelles. Par contre, une trop petite valeur de  $Q$  ou une forte valeur de  $R$  provoquent une mauvaise performance initiatique et incertitude de la mesure. Par conséquent, l'accord de ces paramètres est un compromis entre la capacité du traqueur à suivre les variations des paramètres et leur sensibilité au bruit [19],[31].

### III-5-3-3 Filtre de kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu (FKE) est un outil mathématique permettant de déterminer les grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. Le FKE est un observateur stochastique donnant une estimation optimale des états du systèmes non linéaires tenant compte du bruit, il tient en compte les incertitudes du modèle et l'effet des perturbations non mesurées [16],[19].

### III-5-3-4 Application du filtre de Kalman étendue à la MAS

Le FKE est déduit en construisant un système linéaire qui se rapproche du système non linéaire près de l'état estimé actuel. Les équations du FKE sont ensuite utilisées dans ce système linéarisé.

Le modèle du signal non linéaire et les nouvelles mesures du signal sont utilisés pour calculer le nouvel état estimé. Ce processus est renouvelé après itération et le modèle d'état est relinéarisé dans chaque nouvel état [30]. On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme d'estimation du FKE. La première étape est la prédiction et la seconde étape est la correction :

#### 1. Phase de prédiction

Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1}} = f\left(X_{e_{k+1}}, U_k\right) \quad (\text{III-38})$$

Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^T + Q \quad (\text{III-39})$$

Avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(X_{e_{k/k}}, U_k)}{\partial X_{e_{k/k}}} \right|_{X_{e_k}} = \hat{X}_{e_{k:k}} \quad (\text{III-40})$$

#### 2. Phase de correction

Calcul du gain de *kalman*

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_{e_{k/k}})}{\partial X_{e_{k/k}}} \right|_{X_{e_k}} = \hat{X}_{e_{k:k}} \quad (\text{III-41})$$

Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1/k+1}} = \hat{X}_{e_{k+1/k}} + K_{k+1} \left( Y_{k+1} - H_k \hat{X}_{e_{k+1/k}} \right) \quad (\text{III-42})$$

Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{III-43})$$

### III-5-3-5 Application à l'estimation de la vitesse de rotation

Pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone en utilisant un filtre de *Kalman* étendu. On considère que la dynamique de la vitesse est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques (courants et flux) [33].

Le modèle dynamique de la machine asynchrone se présentera comme suit :

$$f(X,U) = \begin{bmatrix} \left[ \frac{1}{T_s} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right] x_1 + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} x_3 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_4 x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \left[ \frac{1}{T_s} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right] x_2 - \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 x_5 + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_1 + x_3 x_5 - \frac{1}{T_r} x_4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-44})$$

Les tensions du stator et les états sont :

$$\begin{aligned} U &= [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \\ X &= [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta} \quad \Omega]^T \end{aligned} \quad (\text{III-45})$$

Les matrices de linéarisation  $F_k$  et  $H_k$  données dans (III-40) et (III-41) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - T \left[ \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right] & 0 & T \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & T \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 & T \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_4 \\ 0 & 1 - T \left[ \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right] & -T \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_5 & T \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & -T \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 \\ T \frac{M}{T_r} & 0 & 1 - T \frac{1}{T_r} & -Tx_5 & -Tx_4 \\ 0 & T \frac{M}{T_r} & Tx_5 & 1 - T \frac{1}{T_r} & Tx_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-46})$$

$$H_k = \frac{\partial h(X_{e_{k/k}})}{\partial X_{e_{k/k}}} \Big|_{X_{e_k}} = \hat{X}_{e_{k:k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III-47)$$

### III-6 SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR AVEC OBSERVATEUR ADAPTATIF

Les principes blocs décrivant la commande vectorielle avec intégration du bloc d'estimation de la vitesse est illustré par la figure ci-dessous.

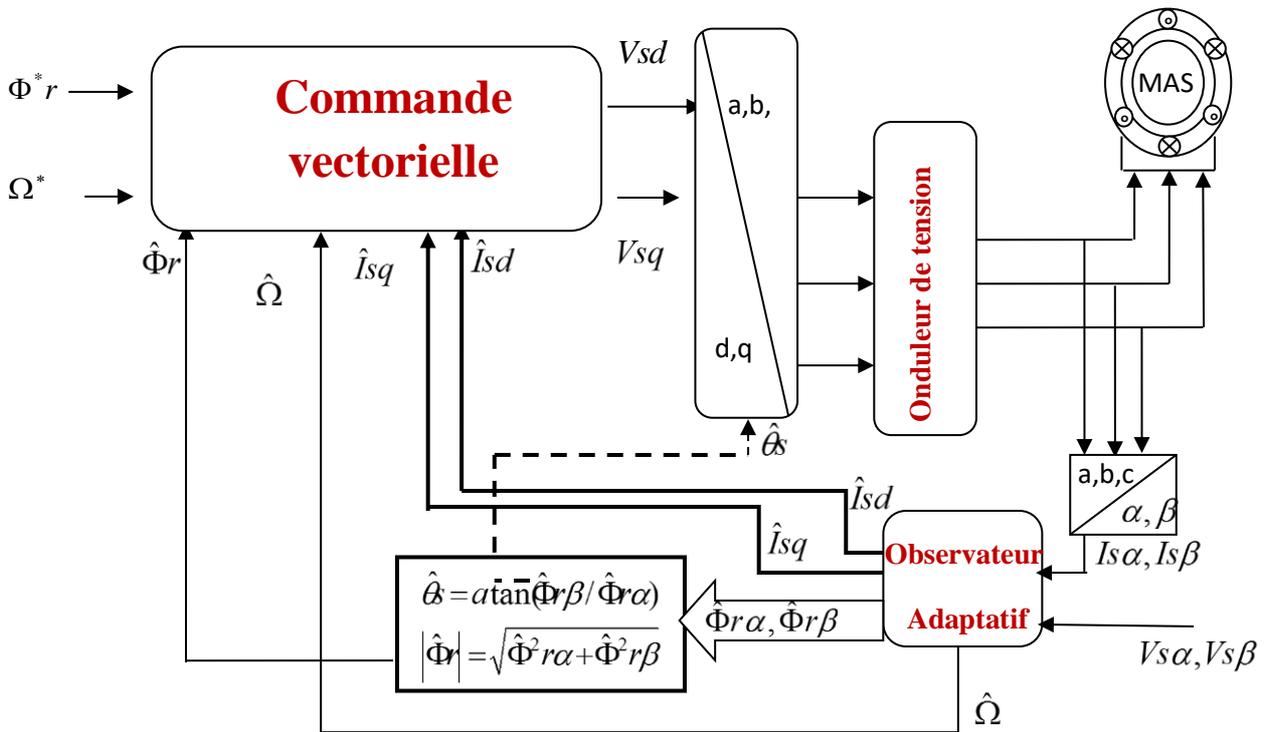


Figure (III-6) : Schéma général de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MI.

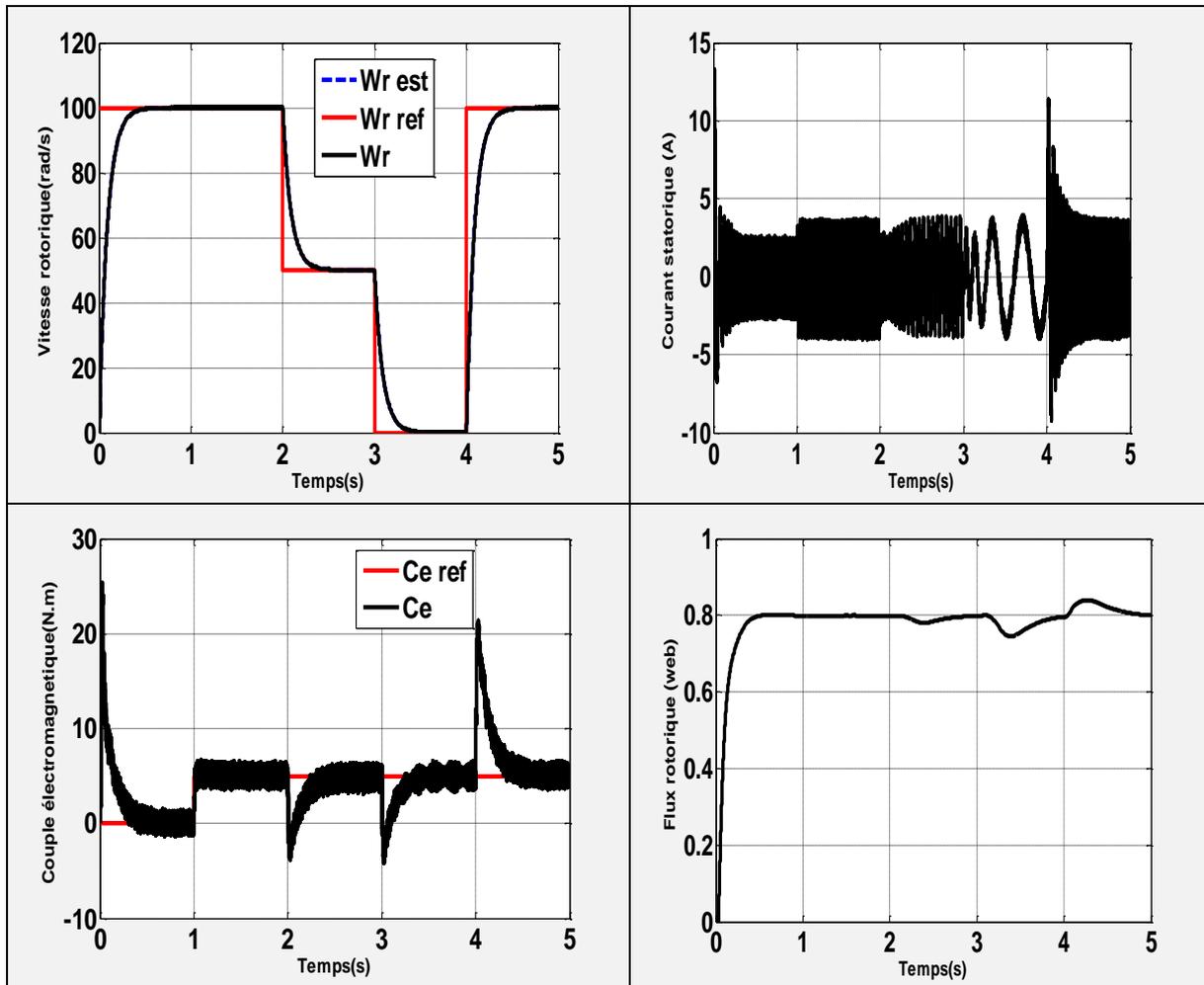
### III-7 RESULTATS DE SIMULATION

Les performances statiques et dynamiques de notre commande sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : démarrage à vide avec une vitesse (100 rad/s), puis on charge la machine (5Nm) un couple appliqué à t=1s.

A t= 1,5s, la vitesse est réduite à 50 rad/s. A t= 2s, la vitesse le passage à une vitesse nulle et enfin à t= 3s retour à la vitesse nominale (100 rad/s).

### III-7-1 Commande sans capteur basée sur l'observateur de Kubota

Les résultats de simulation suite à l'intégration de l'observateur de Kubota sont illustrés par :



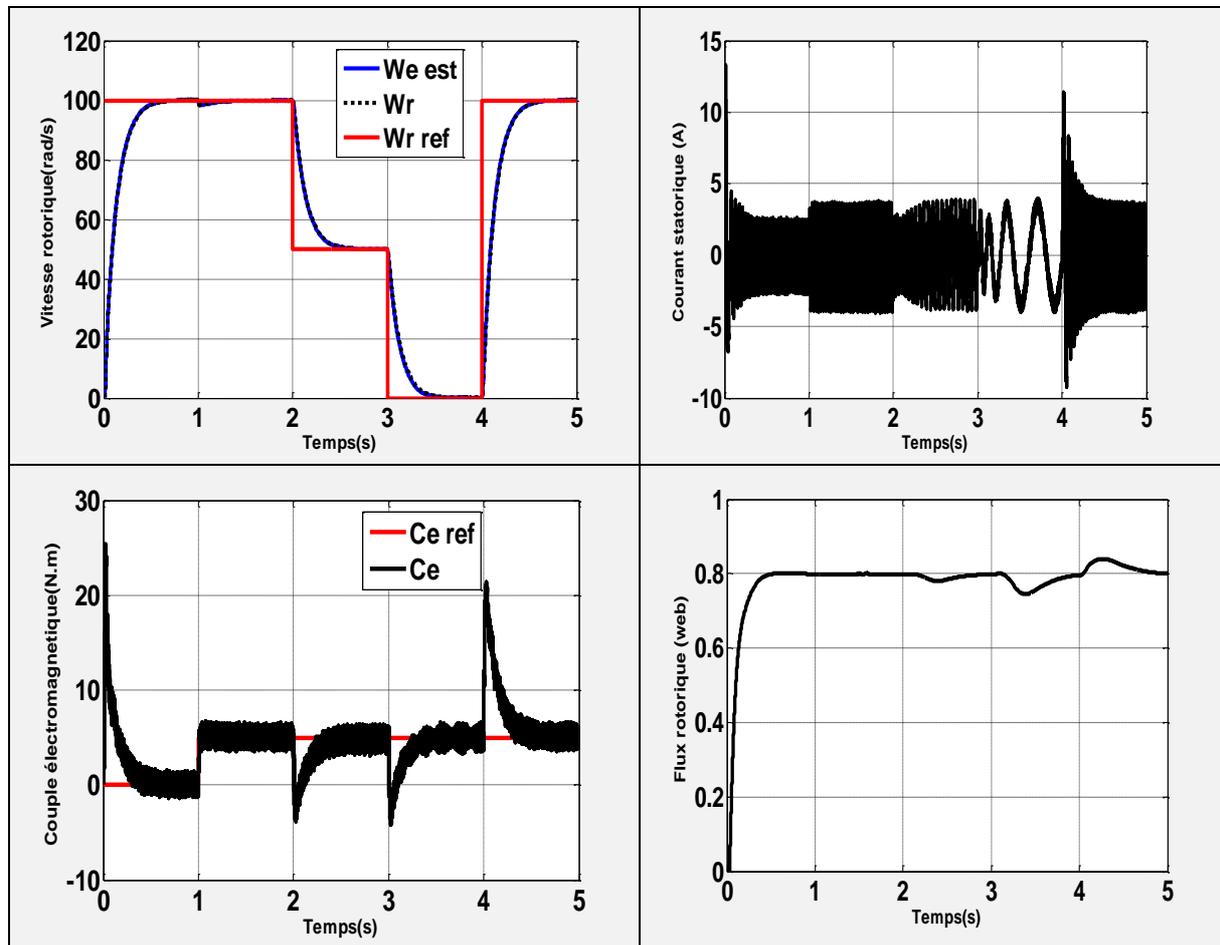
**Figure (III-7) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur l'observateur adaptatif de KUBOTA.

### III-7-2 Interprétations des résultats de simulation

Les performances obtenues dans le cas de l'utilisation de cette méthode pour l'estimation de la vitesse rotorique. Cette estimation a été effectuée dans les conditions d'un profil variable de la vitesse et du couple de charge. On voit clairement que la vitesse est proche de sa référence et l'erreur d'estimation converge rapidement vers zéro, même à vitesse nulle. En outre, il est clair que le maintien de l'alignement des composantes du flux est assuré, même en présence d'un fort couple de charge.

### III-7-3 Commande sans capteur basée sur l'observateur de Luenberger

Les résultats de simulation suite à l'intégration de l'observateur de Luenberger sont illustrés par :



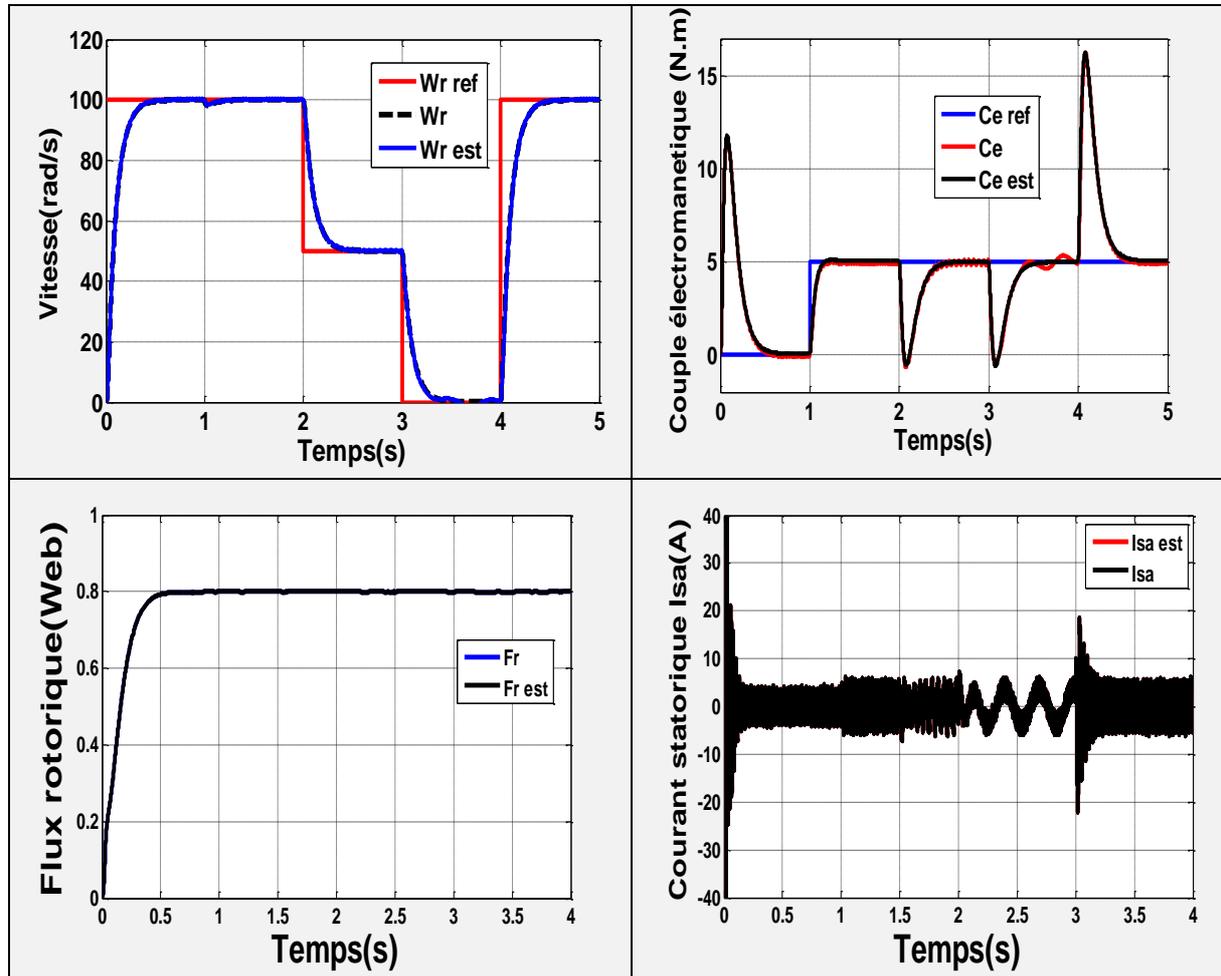
**Figure (III-8) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur l'observateur de Luenberger.

### III-7-4 Interprétations des résultats de simulation

Les résultats obtenus montrent les performances obtenues suite à l'utilisation de cette méthode pour l'estimation de la vitesse rotorique. Cette observation de la vitesse est effectuée dans les conditions d'un profil variable de la vitesse et du couple de charge. On voit clairement que la vitesse est proche de sa référence même à vitesse nulle.

### III-7-5 Commande sans capteur basée sur le filtre de Kalman

Les résultats de simulation suite à l'intégration du filtre de Kalman sont illustrés par :



**Figure (III-9) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur le filtre de Kalman.

### III-7-6 Interprétations des résultats de simulation

On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence sans dépassement. On note aussi que les résultats d'estimation sont très satisfaisants et le FKE reste stable même lors de l'application de la charge.

La vitesse suit sa référence après un certain régime transitoire et décroît légèrement au moment de l'application de la charge. L'estimation par le biais du FKE montre le bon suivi de la vitesse estimée. Le couple électromagnétique présente une dynamique rapide, les courants des phases ont une forme d'onde sinusoïdale.

## III-8 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a exposé tout d'abord plusieurs techniques d'observation de la vitesse mécanique. Au niveau de la partie simulation, nous avons étudié et simulé la commande vectorielle associée à trois types d'observateurs en occurrence : observateur de Kubota, observateur de Luenberger et filtre de Kalman étendu. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et permettent d'attester la crédibilité des différentes techniques d'estimation de la vitesse.

## III-9 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] S. Meziane, « Commande Adaptative et Prédictive de la Machine Asynchrone » Thèse de Doctorat d'état université. Constantine 2009.
- [2] T. Boumagoura, « Recherche de signature électromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et synthèse d'observateurs en Vue du Diagnostic.» Thèse de doctorat, Ecole Doctorale de Lyon ,26 mars 2001.
- [3] Canudas. C, " Commande Des Moteurs Asynchrones 1 : Modélisation, Control Vectoriel et DTC". Volume 1.Paris Hermes Science Publication, 2000.
- [4] Grellet. G, Clerc. G,"Actionneurs Electriques, Principe/Modèle/Commande" Eyrolles, Deuxième Edition 2000.
- [5] T. Hicham, “Contrôle par mode glissant : Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts,” Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [6] Rouabah. Z, "Modélisation et commande vectorielle d'une machine à induction avec prise en compte et minimisation des pertes (amélioration des performance energetique)". Thèse de magister, université de Batna 2003.
- [7] Saiad.A, " Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique". Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [8] Garcia. S, G. Mendes, E. Razek. A," Reduised –Order Observer for Rotor Flux, Rotor Resistance and Speed Estimation for Vector Controlled Induction Motor Drives Using

- the Extended Kalman Filter Technique" IEEE proc.-Electr.Power Appl., Vol.146 No.3.May 1999.
- [9] M. C. S. Alaoui, "*Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur*", thèse de Doctorat, Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Maroc, 2009.
- [10] T. Yang, "*Une contribution à l'observation et à l'estimation des systèmes linéaires*", thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2010.
- [11] J. Holtz, "Methods for sensorless control of AC drives," Published in K. Rajashekara Editor, *Sensorless Control of AC Motors*" IEEE Press Book, 1996.
- [12] J. Holtz, "Sensorless control of induction motors-performance and limitations," ISIE Puebla Mexico 2000
- [13] Hisao Kubota, Kouki Matsuse,, Takayoshi Nakno « DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor», IEEE Transactions on industry Applications, vol.29, No.2, pp.344-348, March-April 1993.
- [14] Hirokazu Tajima, Yoichi Hori, « Speed sensorless field oriented control of the induction machine », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.29, N°1, pp.1611-1655, 1993.
- [15] J. Holtz and J. Quan, "Drift and parameter compensation flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 39, no. 4, pp. 1052-1060, July/August 2003.
- [16] M. Habibullah and D. D. Lu, "A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6765–6778, Nov. 2015.
- [17] G. Grellet and G. Clerc, « Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande » Edition Eyrolles, Paris 1997
- [18] T. Hanane « Robustesse de commande vectorielle de structure minimale d'une machine » Thèse de magistère, Batna 2006.

- [19] M. Yazdanian, A. Mehrizi-Sani, and M. Mojiri, "Estimation of Electromechanical Oscillation Parameters Using an Extended Kalman Filter," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 30, no. 6, pp. 2994–3002, Nov. 2015.
- [20] A. Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998.
- [21] CH. El Moucary, G. Garcia Soto, E. Mendes, "Robust rotor flux, rotor resistance and speed estimation of an induction machine using the extended kalman filter", IEEE - ISIE'99, Intern. Symp. On Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 742-746, 12-16 Juillet 1999, Bled, Slovenie.
- [22] R. Magureanu, C. Ilas, V. Bostan, M. Cuibus, V. Radut, "Luenberger, Kalman, neural observers and fuzzy controllers for speed induction motor", Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International Vol.3, Issue, pp.1256 – 1261. 2000
- [23] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, And S. L. Ho, " Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002
- [24] Seok Ho Jeon, Student , Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi, "Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors" , IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, June 2002
- [25] Malek Ghanes, "Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", Thèse de Doctorat, l'Université de Nantes, 03 Novembre 2005, France
- [26] A Khaila, «Observateur de flux pour la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone: Conception et Implantation» Thèse de Doctorat, l'Université de Québec à Trois-Rivières, 2003, France
- [27] T. Boumagoura, «Recherche de signature électromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et synthèse d'observateurs en Vue du Diagnostic.» Thèse de doctorat, Ecole Doctorale de Lyon ,26 mars 2001.
- [28] S. Chavez Velazquez, R. Alejos Palomares, A. Nava Segura, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter. » Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.

- [29] S.Bachir, JC.Trigeassou, S .Tnani, S.Cauet, « Diagnostique des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteurs de vitesse. » Conférence Internationale Francophone d'automatique, Nantes, 8 Juillet 2002.
- [30] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, "Rotor resistance estimation using Extended Kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor," *Measurement*, vol. 111, no. July, pp. 243–259, 2017
- [31] A. Menacer, A. Benakcha, and B. Messaoudi, "The use of the Direct Control of Stator Flux and Kalman Filter for the Direct Torque Control of Induction Machine," *J. Electr. Syst.*, no. November, pp. 42–47, 2009.
- [32] A. Fezzani, « Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique. » Thèse d'Ingénieur d'État. Université de Batna 07 mai 2009.

## **CHAPITRE IV**

# *Commande tolérante aux défauts*

## IV-1 INTRODUCTION

La commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Le but est d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégrade. Le problème majeur rencontré pour la conception de telles lois de commande est que la plupart des techniques de diagnostic sont développées comme un outil de surveillance et non pas comme une partie intégrante de la commande. Le problème général qui se pose est donc de savoir comment intégrer les techniques de diagnostic existantes au profit de la commande tolérante aux défauts [1].

Dans le domaine industriel, ce type de problèmes a été souvent évité en se fondant sur la redondance matérielle à base d'actionneurs et de capteurs. Cette stratégie est non seulement coûteuse mais elle requiert aussi un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien. Dans ce contexte une structure d'une commande tolérante aux défauts sera présentée et simulée.

## IV-2 COMPOSANTES PRINCIPALES D'UNE COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUT (FTC)

Les systèmes FTC sont en général divisés en deux catégories : FTC passifs et FTC actifs. Les FTC passifs sont basés sur les techniques de commande robuste et visent la conception d'un régulateur (Robuste) capable de rendre le système en boucle fermée insensible à certains défauts. Cette approche ne nécessite pas une détection en ligne des défauts et est donc du point de vue calcul plus attractive. Son applicabilité est cependant très limitée à cause de ses désavantages [1] :

- Afin d'atteindre la robustesse vis à vis des défauts, usuellement, un ensemble très restreint de défauts est considéré; cependant seuls les défauts ayant un effet réduit sur le comportement du système peuvent être traités par cette approche.
- Assurer la robustesse vis à vis des défauts, ne peut se faire sans réduire les performances nominales du système. Comme les défauts sont des phénomènes qui arrivent rarement, il n'est

pas raisonnable de dégrader les performances nominales du système pour un ensemble très réduit de défauts.

### **IV-2-1 État de l'art des systèmes FTC**

Dans cette section, on donne un aperçu assez exhaustif sur les travaux qui ont été faits dans le domaine FTC. Une brève discussion est donnée pour chaque méthode avec quelques présentations générales [2-4], [11],[16].

### **IV-2-2 Techniques FTC passives**

Parmi les particularités des techniques FTC passives on cite :

➤ **Commande fiable :**

L'objectif de cette technique est de rendre le système en boucle fermée fiable, de manière à ce qu'il maintienne la stabilité et les performances pour tous les défauts préconfigurés. Le but est de chercher un régulateur qui optimise les performances dans la situation la plus dégradée (worst fault performance). Cette approche suppose qu'un défaut total apparaît dans un ensemble précis des capteurs et actionneurs du système [7], [12], [10].

➤ **Commande Robuste :**

Une autre technique FTC passive ayant pour objectif la conception d'un régulateur robuste garantissant les performances désirées dans des conditions normales mais aussi en présence de certains défauts. Ces techniques sont basées en générale sur la théorie de contre-réaction quantitative (quantitative feedback theory) [9], [14] ou la conception d'un régulateur robuste [5-6], [13], [17].

### **IV-3 Méthodes passives**

Les méthodes PFTC utilisent les techniques de la commande robuste pour assurer que le système en boucle fermée demeure insensible à certains défauts avec des régulateurs constants et sans utilisation d'information en ligne des défauts sur le système [18-20],[23]. Les régulateurs passifs ont pour but de maintenir le système "fiable" au sens de la stabilité et de ses performances dans les cas nominaux et de défauts prédéfinis. Le but est de chercher un régulateur qui optimise les performances "pour le pire défaut" (en termes de synthèse LQR ou  $H_\infty$ ) pour tous les défauts anticipés.

Cette approche considère que les défaillances (défaut de 100%) peuvent apparaître dans un ensemble prédéfini de défauts potentiels sur les actionneurs et les capteurs. Le régulateur "passif" rejette le défaut si ce dernier se modélise comme une simple incertitude. Pour une vue globale des méthodes des commandes robustes ou fiables, le lecteur pourra se référer aux travaux de [21-22],[24].

En PFTC, le système en défaut continue d'opérer avec le même régulateur et la même structure du système : les objectifs et performances restent les mêmes que ceux du système nominal. Cependant, le système est synthétisé de manière à être robuste à certains défauts en supposant un ensemble de défauts potentiels restrictifs, parfois en considère qu'un seul défaut. Ceci peut être valable dans certains cas restreints avec des défauts de faibles amplitudes. Dans des conditions pratiques, l'utilisation seule de la commande robuste peut être risquée. Comme un régulateur intelligent, sans utilisation de module de diagnostic et sans connaissance sur l'occurrence de défaut (sa sévérité, sa localisation,), le système passif a alors une faible capacité de tolérance aux défauts.

## **IV-4 METHODES ACTIVES**

Les méthodes AFTC se distinguent des méthodes PFTC par les principes énoncés précédemment tels l'utilisation d'un module FDD (Tyler and Morari, 1994), une synthèse en ligne du régulateur, comme il est proposé par (Patton, 1997) et [26]. Il est possible de classer les AFTC selon certains critères tels que la commande active développée soit ou non : - basée sur des lois de commande pré-calculées hors-ligne (méthodes de projection), - basée sur de l'accommodation de défauts en ligne (commutation de modèles de défauts par exemple) et n'utilisant pas de FDI, - tolérante aux défauts non-anticipés utilisant l'isolation et la détection des défauts (Fault Detection and Isolation, FDI). Cependant certains types de commande active sont parfois difficiles à classer et de ce fait, la classification ci-après n'est pas exhaustive mais permet de se repérer parmi les grandes tendances actuelles.

## IV-5 COMPOSANTES PRINCIPALES D'UNE COMMANDE TOLERENTE AUX DEFAUT FTC

L'AFTC est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. La figure suivante présente un schéma typique des quatre principaux composants [3] :

- 1) un bloc de diagnostic de défauts ( Fault Detection and Diagnosis, FDD) donnant des informations en temps réel ;
- 2) un mécanisme de reconfiguration ;
- 3) un régulateur reconfigurable ;
- 4) une référence appliquée au système .

### IV-5-1 Méthodes de conception

Les méthodes de conception de régulateurs poste-défauts actifs se subdivisent en deux catégories :

#### IV-5-1-a Reconfiguration du système

La structure du système à contrôler est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut (utilisation de redondance matérielle, logicielle...). En d'autres termes, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler sont modifiées à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande.

#### IV-5-1-b Accommodation de défauts

Les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler restent inchangées. Dans le cadre de l'accommodation de défauts, on distingue deux méthodes :

- 1) les méthodes à base de projection : Dans les méthodes à base de projection, il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs précalculés hors ligne.
- 2) des méthodes de reconception en ligne : Les méthodes de reconception en ligne impliquent un calcul en ligne des paramètres du correcteur (commande reconfigurable) ou une nouvelle synthèse de la loi de commande modifiant ainsi la structure et les paramètres de cette dernière (commande restructurable).

## **IV-5-2 Reconfiguration du système à l'accommodation des défauts**

Les approches dites de reconfiguration du système sont souvent fondées sur l'existence de redondance de chaînes de mesures et/ou d'actionneurs. L'idée consiste à détecter et à isoler convenablement les défauts, et à commuter ensuite sur une nouvelle chaîne d'actionneurs et/ou capteurs redondants sains. Dans ce contexte, la véritable problématique de la reconfiguration du système est donc une problématique de diagnostic [26].

## **IV-6 DETECTION ET ISOLATION DE DEFAUTS**

De nombreux dysfonctionnements peuvent altérer la sécurité, la fiabilité et la disponibilité d'un système. C'est pourquoi le but de la surveillance en ligne (détection, localisation et diagnostic des défaillances) est de déterminer, à partir des informations prélevées en temps réel, si le système fonctionne correctement ou présente des anomalies, appelées défaillances, susceptibles de compromettre la réalisation de sa mission.

### **IV-6-1 Les fonctions de la surveillance**

Un système de surveillance répond généralement à trois fonctions qui sont :

#### **IV-6-1-1 La détection**

Caractérise le fonctionnement du système si il est à l'état normal ou à l'état anormal.

#### **IV-6-1-2 Le Diagnostic**

Etablit un lien de cause à effet, entre un symptôme observé et la défaillance qui est survenue, décrit ses causes et ses conséquences.

#### **IV-6-1-3 La prise de décision**

Englobe la fonction de recouvrement et de décision, celle ci détermine un état accessible pour le retour au nouveau fonctionnement normal et les différentes actions correctives modifiant la configuration du procédé et de la commande.

## **IV-7 DIAGNOSTIC QUANTITATIF**

L'approche à base de modèles mathématique pour la détection et la localisation des défauts des systèmes industriels a fait l'objet de nombreux travaux durant ces trente dernières années.

L'objectif est de fournir quelques outils pour la mise en œuvre d'un système de surveillance, destiné à la détection et la localisation des défauts d'un procédé industriel.

### IV-7-1 Principe du diagnostic quantitatif

Ce type d'approche, connu sous le nom plus général de redondance analytique, consiste à estimer, à l'aide d'un modèle mathématique du système, les grandeurs mesurées sur celui-ci. Si le modèle reflète bien le comportement du système sain, tout écart entre les grandeurs estimées et mesurées traduira l'apparition d'un ou plusieurs défauts. Les défauts sont alors détectés par comparaison des résidus à des seuils convenablement choisis [27].

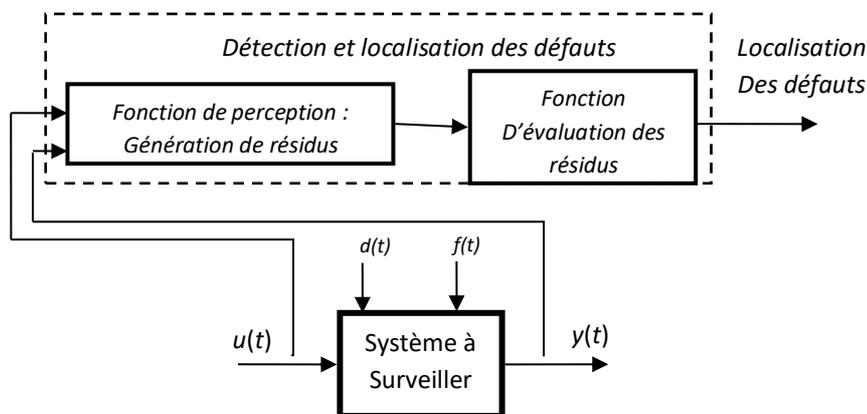


Figure IV-1: Détection et localisation des défauts

### IV-7-2 Techniques des résidus

De nombreuses méthodes ont été développées pour la génération de résidus [108, 126]. Elles sont regroupées généralement sous deux catégories :

- Méthodes basées sur une connaissance du comportement du système ;
- méthodes basées sur le modèle mathématique du système.

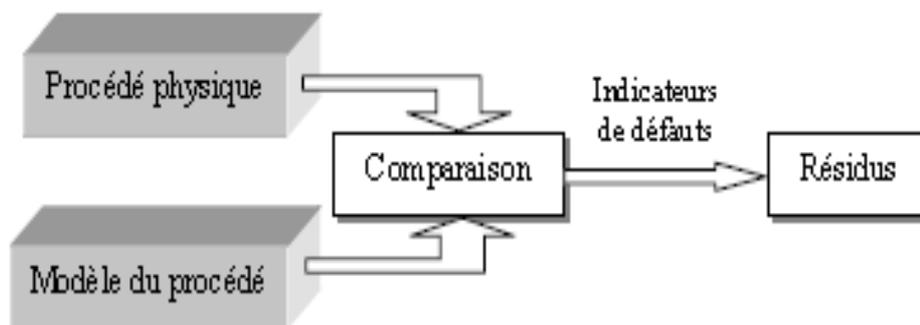
On ne présente que le second type de méthodes dans cette thèse.

De manière générale, pour la génération des résidus, les méthodes basées sur le modèle reposent sur le concept de redondance analytique. La redondance analytique correspond à l'utilisation des signaux de mesure et de commande disponibles combinés avec le modèle mathématique du système à diagnostiquer.

Quel que soit l'approche utilisée pour générer les résidus, l'estimation paramétrique ou les observateurs d'état, l'équation générale des résidus générés  $r(t)$  est une fonction des sorties estimées et des sorties mesurées.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour faire ressortir un résidu significatif de la présence de défaut. La difficulté majeure consiste à faire la liaison entre le résidu établi et un défaut particulier. Nous citons ci-dessous deux cas d'utilisation de résidus pour le diagnostic parmi ceux existants dans la bibliographie.

La première démarche dans la mise en œuvre d'un système de diagnostic à base de modèle consiste à générer des indicateurs de défauts. Ils contiennent des informations sur les anomalies ou dysfonctionnements du système à surveiller. Le principe est de mesurer l'écart entre les mesures des signaux du procédé, capteurs ou actionneurs, et la valeur théorique fournie par le modèle dans des conditions de fonctionnement nominal. La qualité de la génération de résidus est un élément essentiel pour garantir les performances d'un système de diagnostic. En effet, de la structure (composition et précision) du système de résidus engendré dépendra la robustesse de la détection et de la localisation.



**Figure IV-2** : Génération de résidus

### IV-7-3 Modèle utilisé pour la synthèse d'un générateur de résidus

Considérons un système dynamique dont le modèle mathématique correspondant au fonctionnement nominal est supposé connu. Le problème de la génération de résidus peut alors être posé de la manière suivante :

Étant donné les entrées et les sorties du système, on suppose qu'il est possible de générer un ensemble de signaux, appelés résidus, permettant de mettre en évidence l'apparition d'un éventuel défaut sur le processus [27].

On adopte alors généralement le modèle suivant permettant la prise en compte des diverses incertitudes et des défauts sur le comportement du système nominal :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) + F_x \cdot f(t) + D_x \cdot d(t) \\ y(t) = Cx(t) + F_y \cdot f(t) \\ x(t) \in \mathfrak{R}^n, \quad u(t) \in \mathfrak{R}^m, \quad y(t) \in \mathfrak{R}^p, \quad d(t) \in \mathfrak{R}^{n_d} \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

Où,

$d(t)$  : vecteur des perturbations ;

$D_x$  : matrice d'application des entrées inconnues sur l'état est supposée connue ;

$F_x, F_y$  : matrices d'action des défauts ;

$f(t)$  : vecteur des défauts à détecter.

### IV-7-3-a Génération de résidus

La représentation matricielle du système (IV-1) conduit alors aux relations suivantes :

$$y(s) = G_u(s)u(s) + G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s) \quad (\text{IV-2})$$

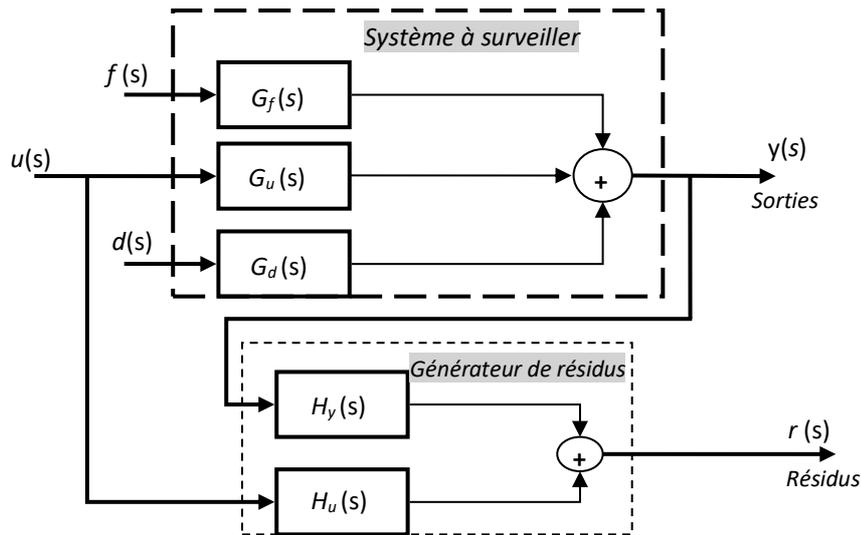
Avec,

$$\begin{cases} G_u(s) = C(sI - A)^{-1} B \\ G_f(s) = C(sI - A)^{-1} F_x + F_y \\ G_d(s) = C(sI - A)^{-1} D_x \end{cases}$$

Le problème est alors de construire un dispositif, appelé *générateur de résidus*, permettant d'élaborer, à partir des grandeurs d'entrées et de sorties mesurées sur le système, un vecteur d'indicateurs de défauts ou vecteur des résidus, noté  $r(t) \in \mathfrak{R}^q$ , tel que

$$\begin{cases} r(t) \neq 0 & \text{si } f(t) \neq 0 \\ r(t) = 0 & \text{si } f(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

La (**Figure IV-3**) montre la structure générale d'un générateur de résidus.



**Figure (IV-3) :** Structure générale d'un Générateur de résidus.

Les matrices de transfert  $H_u(s), H_y(s)$  supposées stables et propres doivent être telles que les conditions (IV-4) soient vérifiées. L'expression générale du générateur de résidus est la suivante :

$$r(s) = H_u(s)u(s) + H_y(s)(G_u(s)u(s) + G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s)) \quad (\text{IV-5})$$

Afin que les conditions (IV-5) soient vérifiées les matrices  $H_u(s), H_y(s)$  doivent satisfaire :

$$\begin{cases} H_u(s) + H_y(s)G_u(s) = 0 \\ H_y(s)G_d(s) = 0, \quad H_y(s)G_f(s) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

Notons que  $H_y(s)G_f$  représente la matrice de transfert entre le vecteur des défauts et le vecteur des résidus, elle permet de définir la table des signatures des défauts, qui sera exploitée pour la localisation des défauts.

La synthèse du générateur de résidus consiste finalement en un choix correct des matrices telles  $H_u(s), H_y(s)$  que les conditions (IV-6) soient vérifiées.

#### IV-7-4 Détection et localisation des défauts

Deuxième étape de la fonction de diagnostic, la détection permet de déterminer la présence ou non d'un défaut sur le procédé. Elle est aussi appelée alarme globale. Nous nous intéresserons aux méthodes de détection à base de résidus. L'étape de détection doit permettre de décider si le système se trouve ou non dans son état de fonctionnement normal. Considérons par exemple un système soumis à trois défauts  $f_1, f_2$  et  $f_3$  pour lequel on dispose d'un générateur de résidus à trois composantes  $r_1, r_2$  et  $r_3$ . Supposons, par exemple, que la matrice de transfert  $H_y G_f$  entre le vecteur des résidus et le vecteur des défauts soit définie par :

$$r(s) = \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ r_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & G_{13}(s) \\ 0 & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & G_{32}(s) & G_{33}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1(s) \\ f_2(s) \\ f_3(s) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-7})$$

Où  $G_{11}, G_{13}, G_{22}, G_{32}$  et  $G_{33}$  sont des fonctions de transfert stables et propres. D'après cette relation, lorsque l'un des défauts est non nul, le vecteur des résidus est non nul. On peut alors penser qu'il suffit de tester la non nullité des résidus pour décider de l'apparition d'un défaut.

En réalité, les grandeurs mesurées étant toujours entachées de bruit et le modèle utilisé étant imparfait, les résidus sont généralement non nuls même en l'absence de défaut. En considérant ces différentes sources d'incertitudes comme des entrées perturbatrices notées  $e_r$ , agissant de manière additive sur le vecteur des résidus, la relation précédente devient:

$$r(s) = \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ r_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & G_{13}(s) \\ 0 & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & G_{32}(s) & G_{33}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1(s) \\ f_2(s) \\ f_3(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{r1}(s) \\ e_{r2}(s) \\ e_{r3}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-8})$$

Cette relation montre bien que le résidu est non nul en l'absence de défaut. La détection d'un défaut peut tout fois être réalisée en comparant les résidus à un certain seuil de détection " $th$ " dépendant de  $e_{r1}, e_{r2}$  et  $e_{r3}$ .

La troisième étape de la fonction de diagnostic est celle de la localisation. Elle a pour but de remonter à l'origine du défaut détecté. Les méthodes de génération de résidus sont nombreuses et leur application aux systèmes de surveillance dépend du type de modèle considéré et des informations disponibles sur le système. Néanmoins, quelle que soit la méthode utilisée (estimation paramétrique ou d'état, espace de parité...), les résidus générés sont généralement associés à des propriétés structurelles différentes. La localisation s'appuyant sur la structure et la connectivité du système étudié, c'est à partir de cette considération que l'on peut aborder la problématique de la localisation. Ceci conduit à introduire les notions de matrice d'incidence et de signatures de défauts.

Ce seuil de détection doit être tel que  $th > |e_{ri}(t)|$  pour  $i=1, \dots, 3$ . La détection de défauts s'opère alors de la façon suivante :

$$\begin{cases} |r(t)| \leq th \rightarrow f(t) = 0 \\ |r(t)| > th \rightarrow f(t) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{IV-9})$$

Les résidus sont nuls jusqu'à l'instant d'apparition de défaut  $t_f$ , seul le résidu  $r_1$  est détecté non nul. Le résultat de la comparaison à un seuil est une grandeur booléenne, on écrira

symboliquement que le résidu  $r_i = 1$  si  $|r_i(t)| > th$  sinon  $r_i = 0$ . Dans ce cas, on a  $r(t > t_f) = [1 \ 0 \ 0]^T$ , qui représente la signature du défaut.

Lorsqu'un défaut est détecté, il s'agit de la localisation, cette localisation est réalisé à partir de la table des signatures, définie par la matrice de transfert  $H_y G_f$  entre les défauts et les résidus.

Dans l'exemple considéré, la table des signatures est donnée à la (Figure IV-4)

$$r(s) = \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ r_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & G_{13}(s) \\ 0 & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & G_{32}(s) & G_{33}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1(s) \\ f_2(s) \\ f_3(s) \end{bmatrix} \rightarrow \begin{array}{c|ccc} & f_1 & f_2 & f_3 \\ \hline r_1 & 1 & 0 & 1 \\ r_2 & 0 & 1 & 0 \\ r_3 & 0 & 1 & 1 \end{array}$$

Figure (IV-4): Table des signatures.

D'après cette table, la signature  $r = [1 \ 0 \ 0]^T$  est associée au défaut  $f_1$ . D'une manière générale, la signature d'un défaut correspond à l'une des colonnes de la table des signatures. C'est ainsi que l'identification de la signature à l'une des colonnes de la table permet de localiser le défaut.

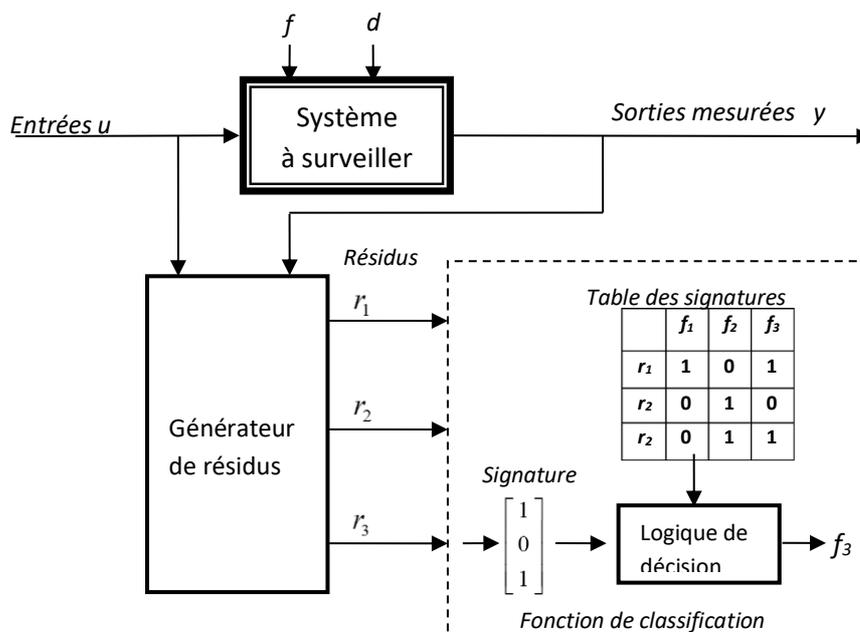


Figure (IV-5): Détection et localisation des défauts

La (**Figure IV-5**) résume des différentes étapes du diagnostic. Notons que la localisation des défauts nécessite la mise en œuvre d'une logique de décision capable d'interpréter correctement la signature issue de la comparaison des résidus à des seuils et peut être présenté par une "table des signatures".

#### IV-7-5 Synthèse du générateur de résidus

On distingue trois approches pour la génération de résidus:

- Les approches par l'estimation de paramètres.
- Les approches par les espaces de parité.
- Les approches à base d'observateurs d'états.

En ce qui concerne les méthodes basées sur l'espace de parité pour générer des résidus, on distinguera ici une approche géométrique et une approche algébriques. Les défauts manifesteront aux niveaux des capteurs de courants.

### IV-8 REPRESENTATION MATHÉMATIQUE DU DÉFAUT DU CAPTEUR DU COURANT

Un capteur à effet de Hall est utilisé pour mesurer le courant. Le capteur peut donner une mesure erronée La variation du gain du capteur, offsets, l'accroissement de la variance de l'erreur, et le circuit ouvert sont des défauts à détecter. Les types des défauts possibles du capteur de courant sont mentionnés dans le Table (IV-1). [15]. Dans ce travail on traitera seulement le cas de défaut offset.

Type de défaut	Modèle	Erreur de mesure
<i>Changement gain</i>	$(1 - \varepsilon)i_a \sin \omega t$	$e_g = \varepsilon i_a \sin(\omega t)$
<i>Offset</i>	$i_a \sin(\omega t) + i_{offset}$	$e_0 = -i_{offset}$
<i>Saturation</i>	$i_{sat}$	$e_s = i_a \sin(\omega t) - i_{sat}$
<i>Bruit</i>	$i_a \sin(\omega t) + n(t)$	$e_n = -n(t)$
<i>Circuit ouvert</i>	$0$	$e_{open} = i_a \sin(\omega t)$

**Table (IV-1):** Types de défauts du capteur de courant .

### IV-8-1 Effets des défauts de capteur de courant

Les effets de défaut de capteur d'offset sur le couple du moteur sont analysés dans cette partie. La représentation du courant dans le repère lié au stator  $\alpha$ - $\beta$  est utilisée. L'analyse du défaut considère uniquement les courants dans deux phases, par exemple phase "a" ou phase "c" le courant est représenté par :

$$i_{s\alpha} = i_a \sin(\omega t) \quad (\text{V-10})$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a \sin(\omega t) + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV-11})$$

Le couple dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  peut être exprimé par :

$$C_{em} = \frac{P}{2} |\phi_s| (\cos \theta_s i_{s\beta} - \sin \theta_s i_{s\alpha}) \quad (\text{IV-12})$$

Dans le cas d'un défaut d'offset sur le capteur de la phase "a", les équations (IV-10) et (IV-11) deviennent:

$$i_{\alpha s}^m = i_a \sin(\omega t) + I_{offset} \quad (\text{IV-13})$$

$$i_{\beta s}^m = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a \sin(\omega t) + I_{offset}) + i_b \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV-14})$$

Dans le cas où un capteur de courant est défaillant, le couple électromagnétique peut être un indicateur de détection très important. Si on définit l'erreur sur le couple  $\Delta C_{em} = C_{em} - C_{em}^m$  où  $C_{em}$  est le couple obtenu par substitution des équations (IV-10) et (IV-11) dans (IV-12).  $C_{em}^m$  est déduit à partir des équations (IV-13) et (IV-14) dans (IV-12) on obtient alors:

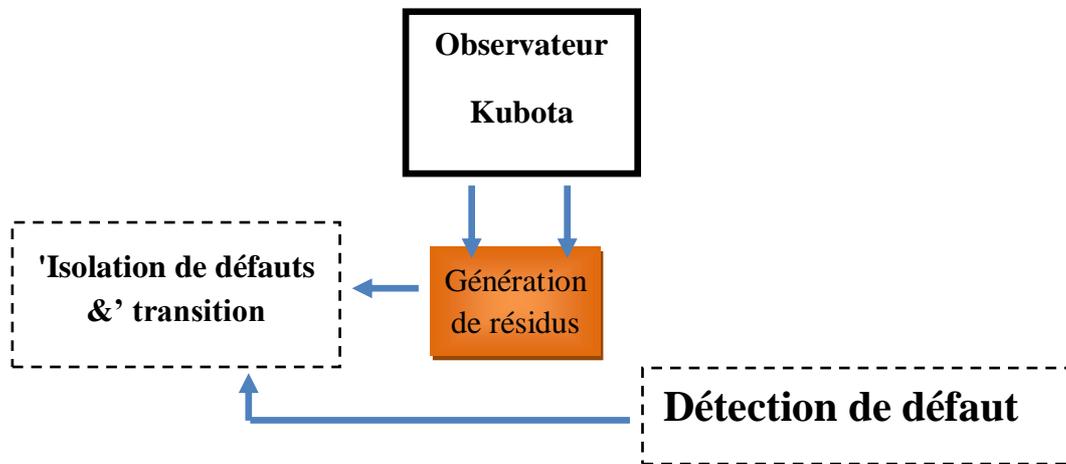
$$\Delta C_e = \frac{P}{2} |\phi_s| (-I_{offset}) \frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\theta_s - \alpha) \quad (\text{IV-15})$$

Où  $\alpha = \arctg \sqrt{3}$ .

D'après l'expression (IV-15), lorsqu'un défaut d'offset surgit sur le capteur de courant de la phase "a" des ondulations du couple sont alors induites

## IV-9 TECHNIQUE IFDIS APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE

Un Schéma de Détection, d'isolation et de compensation de défauts des instruments « IFDIS » le but est d'évaluer les vecteurs résidus à travers un générateur de résidus GR. L'étape finale de la conception IFDIS est de construire un bloc de détection et de localisation de pannes. L'IFDIS emploie une procédure spéciale qui rend possible l'isolement des défauts multiples (Figure IV-6) .



Figure(IV-6) :Structure de la commande tolérante aux défauts (FTC) .

### IV-9-1 Composants de la commande tolérante aux défauts

- Un bloc de détection de défaut : détecte simplement la présence de tout défaut qui apparaît sur l'un des capteurs de courant. Pour la détection les trois vecteurs de courant sont utilisés.
- Bloc d'observateur Kubota fournit le flux statorique estimé, la vitesse estimée ainsi que les courants qui seront utilisés pour la génération de résidus.
- Bloc de génération de résidus : reçoit les courants estimés et mesurés et génère le vecteur résidu.
- Bloc d'isolation de défauts : reçoit les résidus et isole le capteur défaillant. Il comprend également une logique de commutation d'entrée qui commute entre les trois vecteurs de courants dans le cas où un défaut surgit au niveau de l'un des trois capteurs de courants.

Les hypothèses suivantes ont été utilisées tout le long de ce travail :

**1. La première étape :**

La commande IFDIS consiste à détecter le défaut du capteur de courant en utilisant l'équation de parité ( IV-16) déduite à partir des courants de trois phases (a,b,c)..

$$i_{sum} = i_{sa}^m + i_{sb}^m + i_{sc}^m \quad (IV-16)$$

La détection de défaut peut être réalisée en utilisant un test de seuil ( $th_i$ ) :

Si ( $i_{sum} > th_i$ ), alors présence d'un défaut au niveau du capteur de courant Sinon fonctionnement normal.

**2. Deuxième étape :**

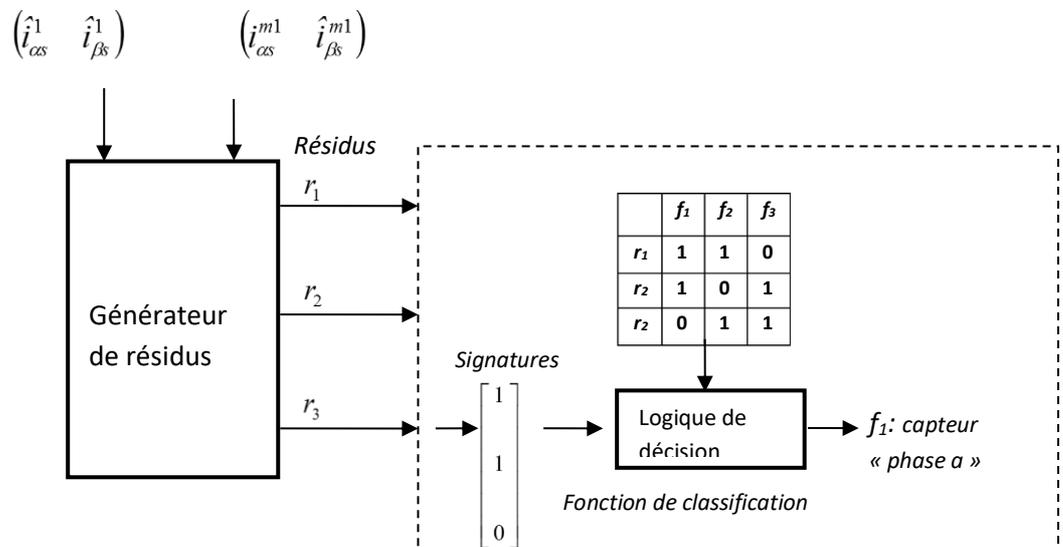
Dans le cas d'un défaut de capteur de courant, la logique d'isolation et les informations fournies par les résidus sont nécessaires pour isoler le capteur défectueux, (Figure IV-8). La redondance requise peut être obtenue à partir des tests suivants :

$$Test(1) = \{i_{sa}^m \quad i_{sb}^m \quad i_{sc}^{m1}\} \text{ où } i_{sc}^{m1} = -(i_{sa}^m + i_{sb}^m) \quad (IV-17)$$

$$Test(2) = \{i_{sa}^m \quad i_{sc}^m \quad i_{sb}^{m2}\} \text{ où } i_{sb}^{m2} = -(i_{sa}^m + i_{sc}^m) \quad (IV-18)$$

$$Test(3) = \{i_{sb}^m \quad i_{sc}^m \quad i_{sa}^{m3}\} \text{ où } i_{sc}^{m3} = -(i_{sa}^m + i_{sb}^m) \quad (IV-19)$$

Où  $Test(1)$ ,  $Test(2)$  et  $Test(3)$  représentent les trois vecteurs d'entrées possibles de l'observateur.



**Figure (IV-7):** Détection et localisation des défauts de capteurs de courants

Les résidus correspondant aux trois tests  $Test(1)$ ,  $Test(2)$  et  $Test(3)$  sont donnés respectivement par les équations suivantes :

$$r_1 = \left| \hat{i}_{\alpha s}^{m1} \quad \hat{i}_{\alpha s}^1 \right| + \left| \hat{i}_{\beta s}^{m1} \quad \hat{i}_{\beta s}^1 \right| \quad (IV-20)$$

$$r_2 = \left| \hat{i}_{\alpha s}^{m2} \quad \hat{i}_{\alpha s}^2 \right| + \left| \hat{i}_{\beta s}^{m2} \quad \hat{i}_{\beta s}^2 \right| \quad (IV-21)$$

$$r_3 = \left| \hat{i}_{\alpha s}^{m3} \quad \hat{i}_{\alpha s}^3 \right| + \left| \hat{i}_{\beta s}^{m3} \quad \hat{i}_{\beta s}^3 \right| \quad (IV-22)$$

Si  $Test(1)$  est choisi la logique de décision est la suivante :

$$\text{Si } r_1 > th1 \text{ et } r_2 > th2 \text{ et } r_3 < th3$$

$$\text{Alors } f_1 = 1$$

$$f_2 = 0$$

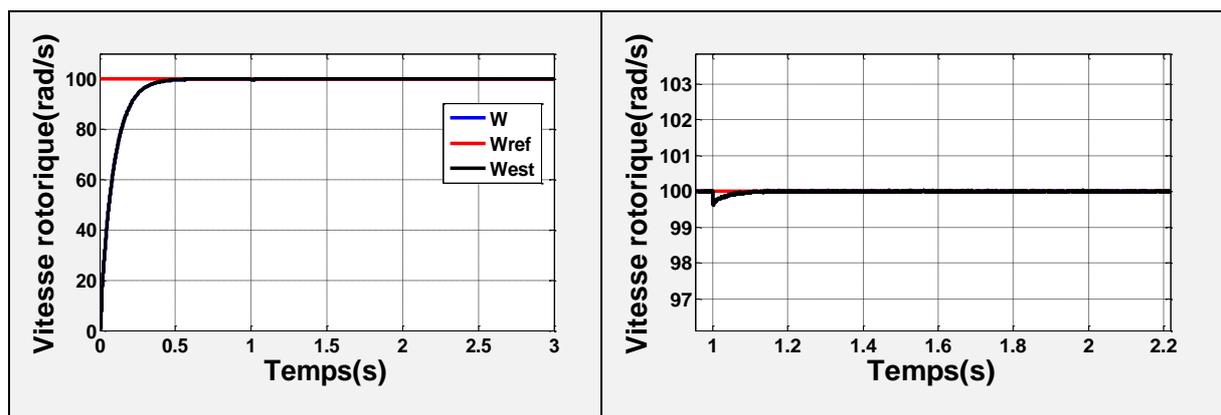
$$f_3 = 0$$

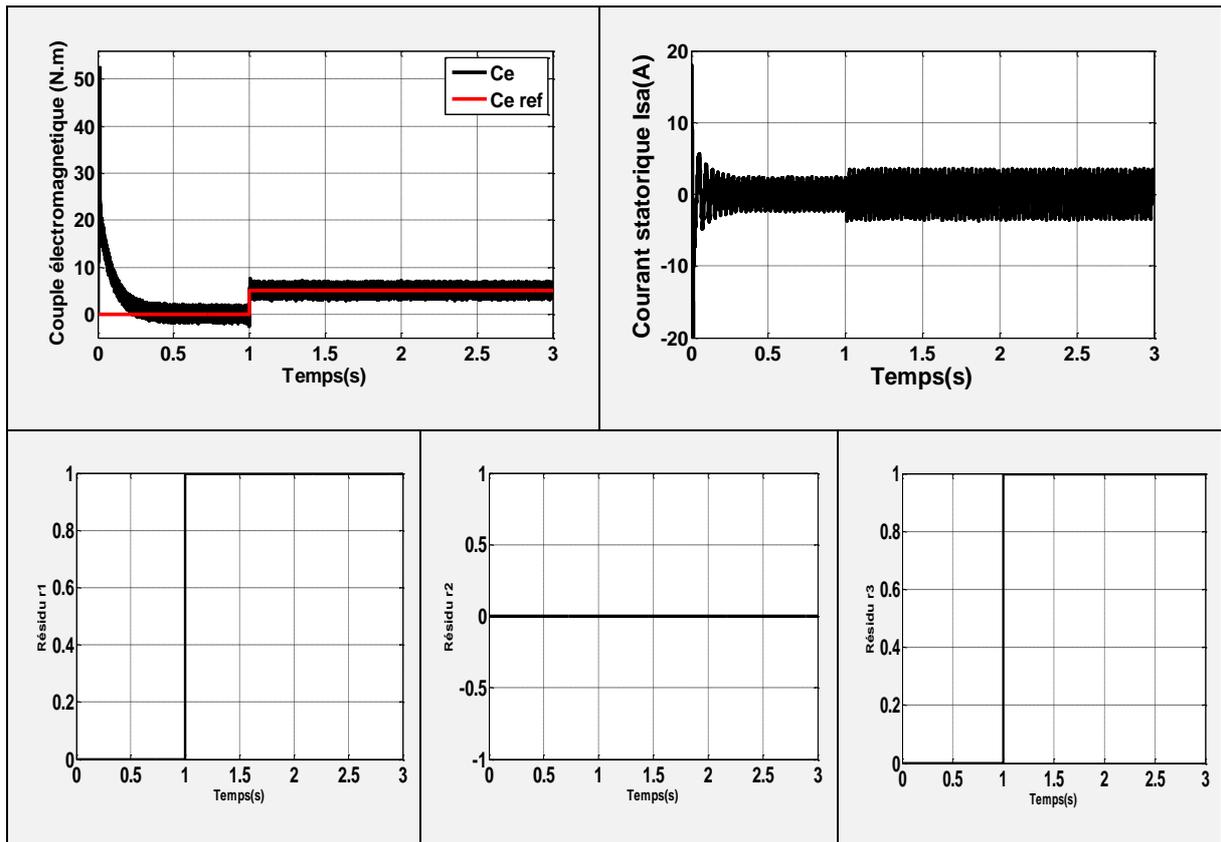
Où  $th1$ ,  $th2$  et  $th3$  sont les seuils de détection correspondant à  $r_1$ ,  $r_2$  et  $r_3$ .  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$  représentent respectivement les défauts appliqués aux trois phases des courants (a,b,c).

Dans ce cas, si les résidus  $r_1$ ,  $r_2$  sont supérieurs au seuils  $th1$  et  $th2$  et  $r_3$  est inférieur à  $th3$ .

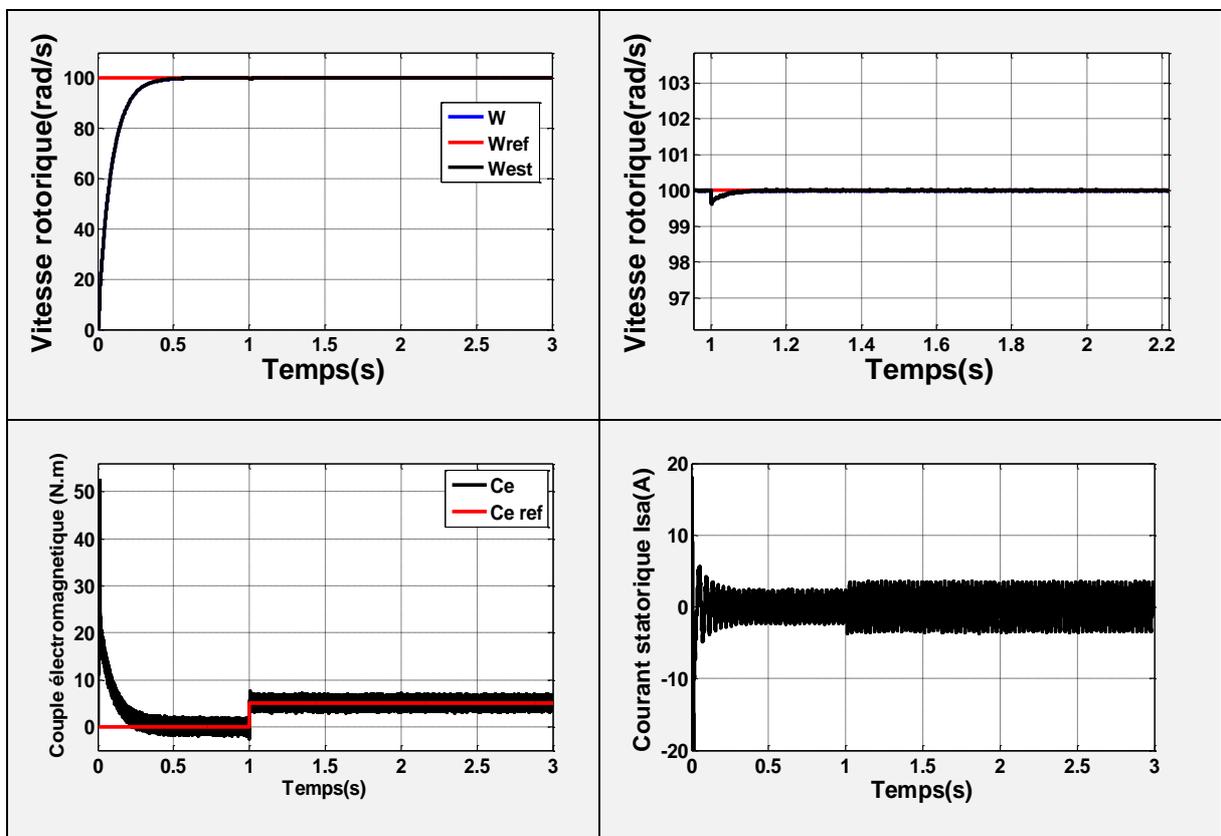
## IV-10 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS

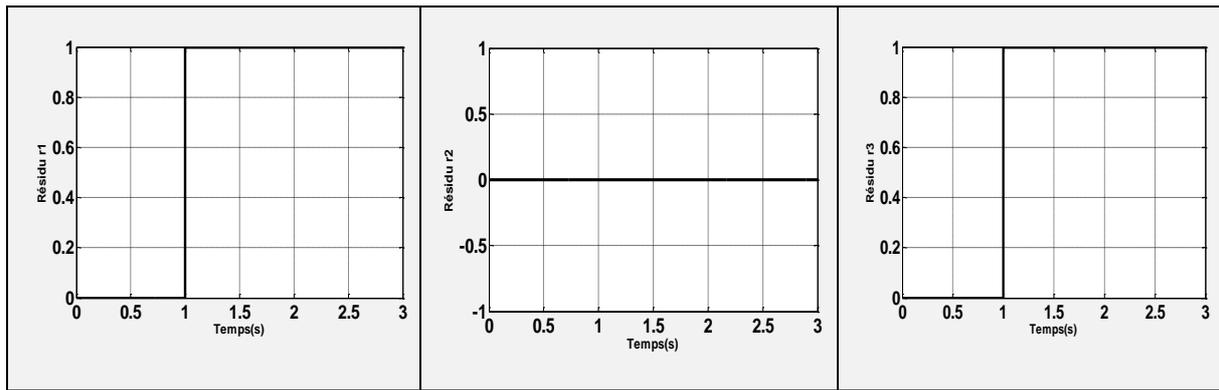
### IV-10-1 Défaut d'offset au niveau du capteur de courant :





**IV-10-2 Défaut pert totale de capteur de courant :**





**Figure (IV-8) :** Schéma bloc de la commande tolérante aux défauts : Association de la Commande vectorielle à un générateur de résidu.

### IV-10-3 Interprétation des résultats de simulation

L'efficacité de la méthode étudiée et simulée est montrée par les résultats présentés. Un courant d'offset de 1A est ajouté au courant mesuré à  $t=1s$ . Les résultats de simulation montrent la détection et l'isolement des capteurs défectueux. La continuité de fonctionnement est assurée même en présence des défauts, durant la période d'apparition des défauts de capteur. On remarque un vecteur résidu  $[1 \ 0 \ 1]$ , ce qui conduit à dire que le capteur "b" est défectueux.

## IV-11 CONCLUSION

Les défauts peuvent être modélisés en utilisant soit une forme additive, soit une forme multiplicative. Généralement, les défauts additifs présentent un dysfonctionnement du composant et Les défauts multiplicatifs correspondent à des défauts partiels ou totaux des actionneurs et/ou capteurs. Une analyse sur les approches de commande tolérante aux défauts a permis de mettre en évidence les limitations des approches passives de la commande FTC.

La commande vectorielle associée à un générateur de résidu basé sur l'observateur Kubota constitue un système tolérant aux défauts. En effet les résultats obtenus confirment la sûreté de fonctionnement du système malgré la présence des défauts d'un courant d'offset au niveau d'une phase de courant. L'idée d'associer l'observateur Kubota à la commande vectorielle et à un bloc de transition a permis d'assurer d'une part la robustesse de la commande vectorielle et d'autre part la compensation de l'effet de défaut tout en assurant un degré de performance assez satisfaisant.

## IV-12 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Noura, H. "Méthodes d'accommodation aux défauts: Théorie et application ". HDR. Université Henri Poincaré Nancy1. (2002).
- [2] Astrom, K., Albertos, P., Blanke, M., Isidori, A., Schaufelberger, W., Sanz, R.,. " Control of Complex Systems ". Springer Verlag. 2001
- [3] Blanke, M., Frei, C., Kraus, F., Patton, R., Staroswiecki, M. "What is fault tolerant control " In Proceedings of the 4th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes . Budapest, Hungary, pp. 40-51. July 2000.
- [4] Blanke, M., Kinnaert, M., Lunze, J., Staroswiecki, M., "Diagnosis and Fault-Tolerant Control ". Springer Verlag, Heidelberg. 2003
- [5] Demetriou, M., "Utilization of lmi methods for fault tolerant control of a flexible cable with faulty actuators ". In: Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (CDC'01). Orlando, Florida, USA. 2001
- [6] Chen, J., Patton, R., "Fault-tolerant control systems design using the linear matrix inequality approach ". In: Proceedings of the 6th European Control Conference (ECC'01). Porto, Portugal. 2001
- [7] Hsieh, C., "Performance gain margins of the two-stage LQ reliable control ". Automatica 38(11), 1985-1990. 2002.
- [8] Kanev, S.,. "Robust Fault-tolerant control ". Phd Thesis 2004
- [9] Keating, M., Pachter, M., Houppis, C.,. "Fault tolerant flight control system " QFT design. International Journal of Robust and Non-Linear Control 7(6), 551-559. 1997
- [10] Liang, Y., Liaw, D. C., Lee, T. C., "Reliable control of non-linear systems ". IEEE Transactions on Automatic Control 45(4), 706-710. 2000.
- [11] Nandi, S., Toliyat Hamid A., Xiaodong L.,. " Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors "A Review. In : IEEE Transactions on energy conversion, 20(4) 719-729. 2005

- [12] Niemann, H., Stoustrup, J. "Reliable control using the primary and dual Youla parameterizations. " In: Proceedings of the 41th IEEE Conference on Decision and Control (CDC'02). Las Vegas, Nevada, USA, pp. 4353- 4358. ., 2002
- [13] Talhaoui, H, "Contrôle par mode glissant : Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts "Université de Biskra 2016
- [14] Niksefat, N., Sepehri, N., "A QFT fault-tolerant control for electro hydraulic positioning systems". IEEE Transactions on Control Systems Technology 10(4), 626-632.2002.
- [15] Stoustrup, J., Grimble, M. J., Niemann, H.,. "Design of integrated systems for the control and detection of actuator/sensor faults". Sensor Review 139-149, 138-149. 1997
- [16] van Schrik, D., "Fault-tolerant control management - a conceptual view -. In: Proceedings of the 15th Triennial World Congress of IFAC (b'02). Barcelona, Spain. 2002
- [17] Zhou, K., Ren, Z. " A new controller architecture for high performance, robust, and fault-tolerant control". IEEE Transactions on Automatic Control 46(10), 1613-1618. 2001
- [18] Chen, J. and R.J. Patton. "Fault-tolerant control systems design using the linear matrix inequality approach. " In : Proc. of the 6th European Control Conference, Porto, Portugal. 2001
- [19] Eterno, J. S., D. P. Looze, J. L. Weiss and A. S. Willsky . "Design issues for fault-tolerant resstructurable aircraft control". In : Proc. of the 24th IEEE Conference on Decision and Control, Fort Lauderdale. 1985
- [20] Niemann, H. and J. Stoustrup . "Passive fault tolerant control of double inverted pendulum-a case study example". In : Proc. of the 5th Symposium Safeprocess, Washington.D.C, USA. pp. 1029–1034. 2003
- [21] A. M. Mohamed, "Observation et diagnostic de processus industriels a modele non lineaire applications aux machines électriques", thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2010.
- [22] Veillette, R. Design of reliable control systems. IEEE Transactions on Automatic Control 37, 290–304. 2002

- [23] Zhou, K. . A new controller architecture for high performance , robust and fault tolerant control. In : Proc. of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sydney, Australia 2000
- [24] Zhao, Q. and J. Jiang. Reliable state feedback control system design against actuator failure. *Automatica* 34(10), 1267–1272. 1998
- [25] Zhang, Y. and J. Jiang , Fault Tolerant Control system design with explicit consideration of performance degradation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 39(3), 838–848. 2003
- [26] Zhang Y., Jiang J.,. Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control system. In: *Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003)*. Washington D.C., USA, pp. 265-276 ;2003
- [27] Rosario T. *Commande et diagnostic des systèmes dynamiques : modélisation, analyse, commande par PID et par retour d'état, diagnostic*, édition Ellipses. 2005.
- [28] Jerome C.,. *Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique*, Thèse de doctorat, université Bordeaux I ;2007

# CHAPITRE V

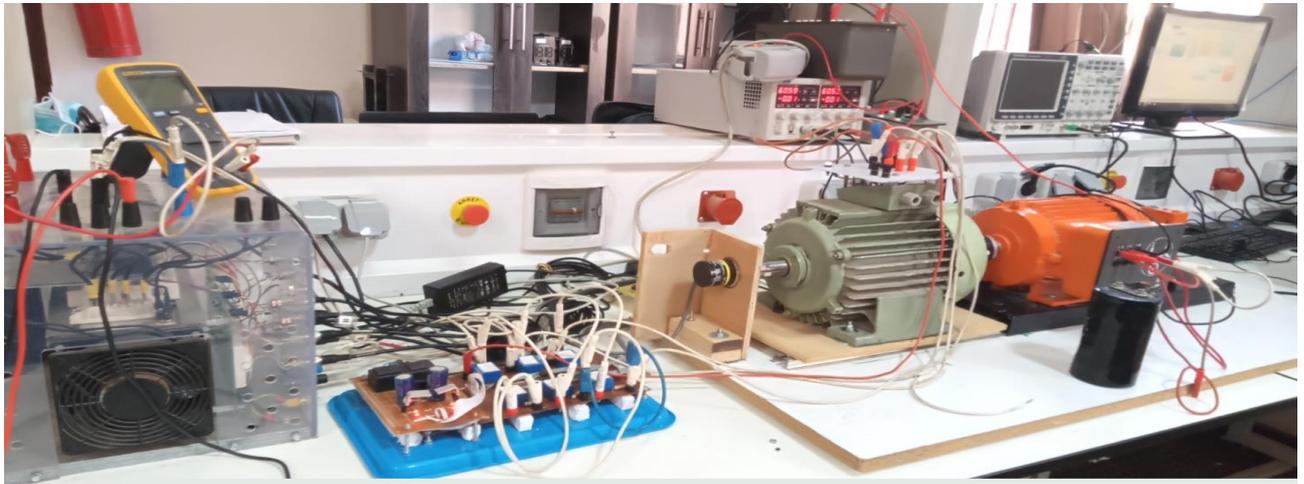
## *Validation expérimentale des approches utilisées*

## V-1 INTRODUCTION

Dans le présent chapitre, nous allons procéder à la validation expérimentale des résultats de simulation de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone avec et sans défauts aux niveaux des capteurs de courant. La validation expérimentale des résultats obtenus dans la commande tolérant aux défauts FTC sera présentée. Pour ce faire, nous avons exploité le banc d'essai présent au niveau du laboratoire de recherche LSPIE (Laboratoire des systèmes de propulsion et induction électromagnétique) -université Batna 2.

## V-2 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI

La photo ci-dessous illustre le banc d'essai présent au niveau du laboratoire de recherche. Les caractéristiques des différents éléments seront présentées ci-dessous. Le moteur alimenté par un onduleur MLI.



**Figure (V-1) :** Synoptique du banc d'essais utilisées.

## V-3 PRESENTATION DU BANC D'ESSAI

Pour la mise en œuvre expérimentale de lois de commande un banc d'essais a été conçu au niveau du laboratoire **LSPIE**, département Electrotechnique, université Batna 2.

### V-3-1 Partie puissance

1. **Le moteur asynchrone à cage : 380/220V 4.8/2.75 A 50 Hz 1.1kw**
2. **Convertisseur statique AC/DC (Onduleur)** illustré par la figure (IV.1), il est

Composé par les éléments suivants :

- Un module en pont redresseur *SKD 51/14* » *400 V-AC/600V-DC*.
- Un onduleur à base d'**IGBT** (deux IGBT par bras) « *SKM 50GB123D* » avec drivers 0/15V DC « *SKHI 22 A-R* » pour commander chaque module.
- Un hacheur.
- L'ensemble des capacités électrolytiques de filtrage ( $22 \mu F$ , 800V).



**Figure (V-2) :** Convertisseur statique AC/DC/AC.

### V-3-2 Partie Commande



**Figure (V-3) :** Panneau de contrôle et Processeur esclave dSPACE DS1104.

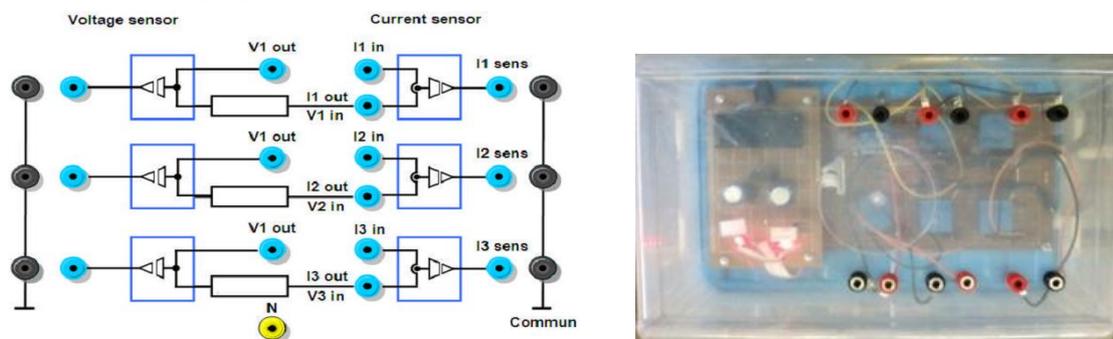
La partie commande est fondée sur la carte dSPACE DS1104 possède son propre processeur : le Motorola Power PC 603 (250MHz), permettant de gérer l'application, et un DSP : Le TMS320F240 de Texas Instruments spécialement conçu pour le contrôle de convertisseurs statiques de puissance en générant les signaux de commande MLI en logique TTL. La carte DS1104 est implantée dans un PC qui sert d'interface Homme-Machine et constitue la partie 'Hardware' de dSPACE. La partie 'software' se compose, quant à elle, de deux logiciels, le premier, Matlab /Simulink, permet une programmation aisée de l'application en temps réel sous Simulink par utilisation de blocs spécifiques (appartenant à la ' Real Time Interface (RTI) toolbox)', permettant de configurer les entrées/sorties de la carte DS1104. Le second logiciel, control Desk, possède une GUI interactive, qui permet l'acquisition de données et la modification en temps réel des structures et/ou des paramètres de l'algorithme.

Le Real-Time Workshop de Matlab est capable de générer automatiquement un fichier objet à partir du modèle Simulink. Ce fichier est ensuite implanté dans la mémoire de la carte.

### V-3-3 Partie mesure

L'échange d'informations entre les deux parties décrites ci-dessus s'effectue par l'intermédiaire d'un boîtier externe de raccordement (CP1104), relié à la carte via un câble blindé. L'environnement de mesures comporte :

1. Une carte d'acquisition associée aux capteurs de courant LEM-LA 25-NP et de tension LEM-LV 25-P à effet Hall ;
2. Une dynamo tachy-métrique est montée sur l'axe des machines et permettant de capter la vitesse de rotation et de l'envoyer directement sur le port parallèle de la carte CP1104.
3. Le schéma synoptique de la figure (IV-4) illustre les éléments constituant du banc



**Figure (V-4) :** Carte d'acquisition associée aux capteurs de courant et de tension.

## V- 3 Résultats expérimentaux

La validation expérimentale permet de confirmer les simulations théoriques. Nous avons considéré quelques défauts afin de valider l'approche FTC discuté précédemment.

### V- 3-1 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle sans défaut :

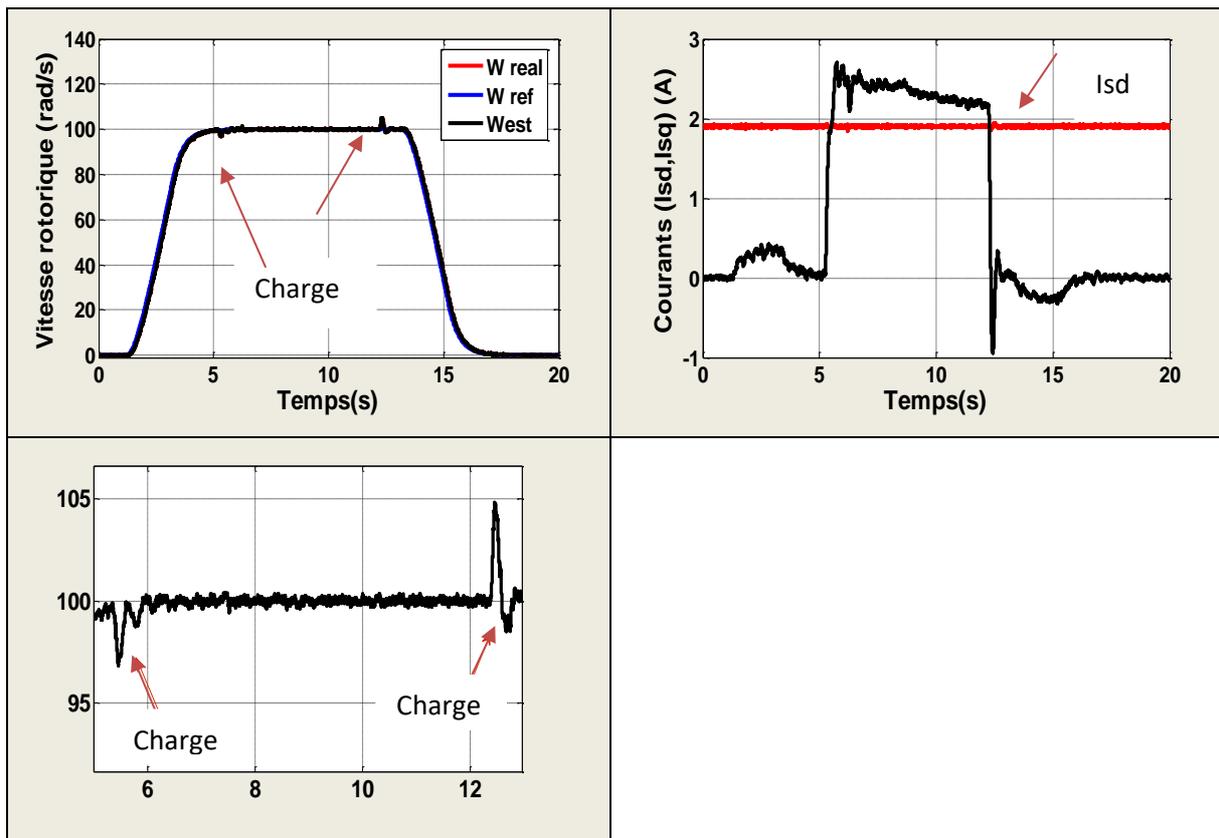
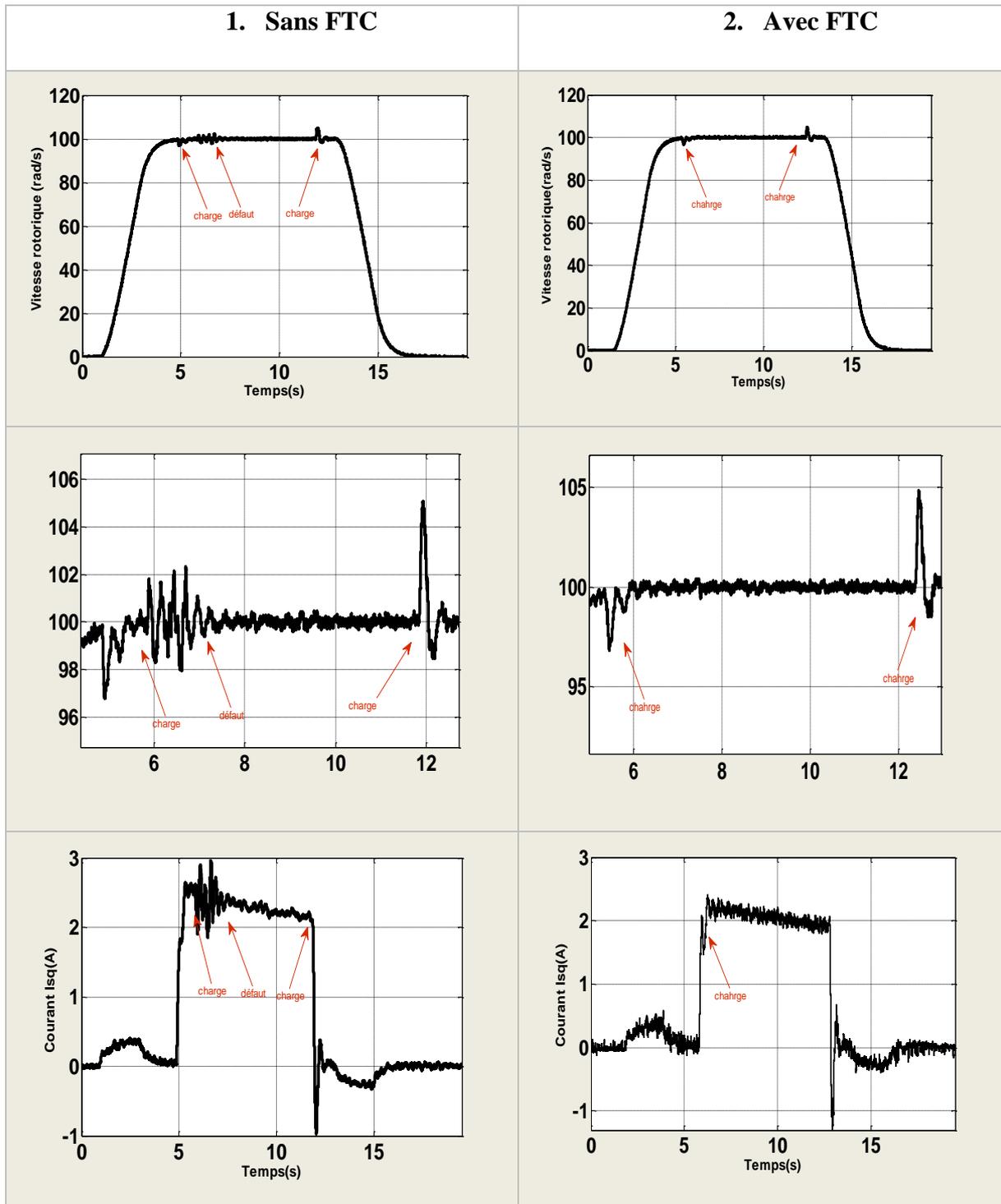


Figure (V-5) : Résultats expérimentaux de la commande vectorielle sans défaut.

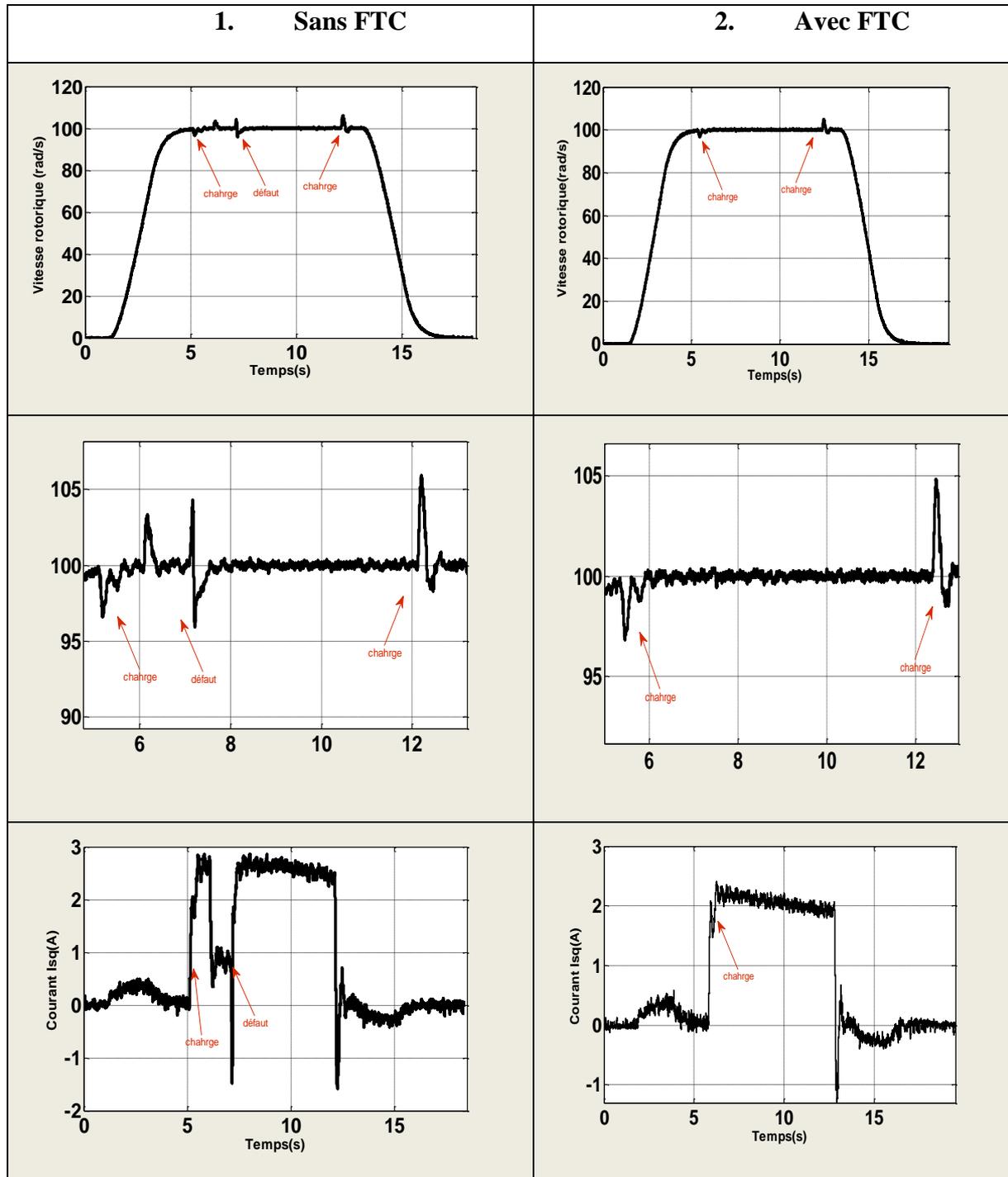
### V- 3-2 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec défaut :

#### 1. Défaut d'offset dans le capteur du courant :



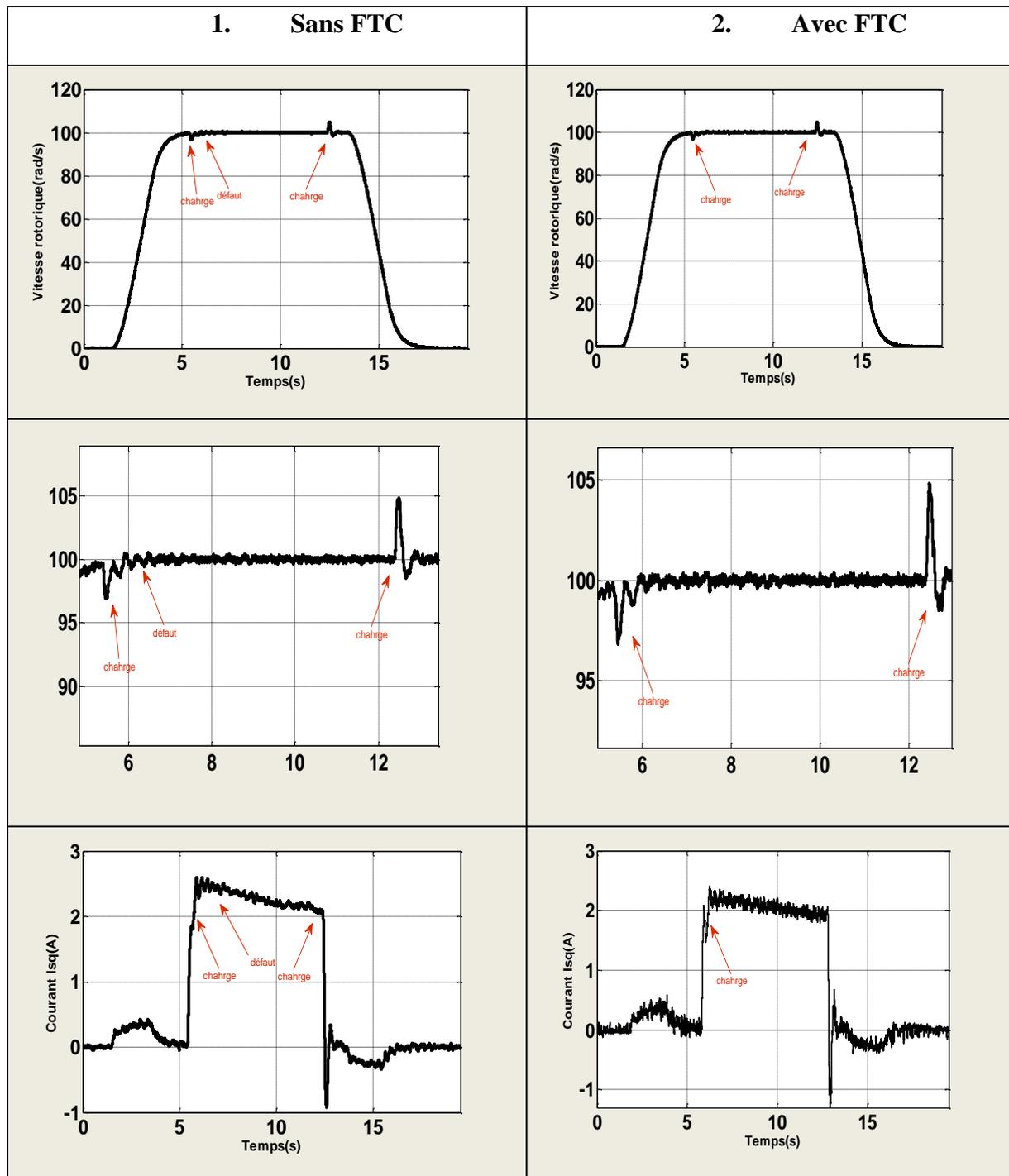
**Figure (V-6) :** Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec défaut d'offset au niveau du capteur du courant sans et avec FTC.

## 2 Défaut de perte totale du signal dans le capteur du courant



**Figure (V-7) :** Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec défaut perte totale au niveau du capteur du courant sans et avec FTC.

### 3 Défaut de bruit au niveau du capteur du courant



**Figure (V-8) :** Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec défaut de bruit au niveau du capteur du courant sans et avec FTC.

### **V-3-3 Interprétation des résultats de simulation**

En analysant les différents résultats de la vérification pilote, nous constatons que les résultats expérimentaux coïncident avec les résultats de la simulation numérique présentés dans le chapitre précédent. On note que cette approche permet une commande vectorielle robuste par rapport aux différents défauts de capteur du courant.

## **V-4 CONCLUSION**

Dans ce chapitre nous avons procédé à la validation expérimentale de la commande vectorielle indirecte. La commande tolérante au défaut est réalisée avec succès. Les résultats expérimentaux sont en harmonie avec les résultats de simulation. Selon les différents tests effectués ; les résultats expérimentaux ont montré la crédibilité de l'approche utilisée ce qui a permis de garantir la stabilité et la robustesse du système

## **CONCLUSION GENERALE**

Le travail présenté dans ce mémoire se place dans le cadre de la commande de la machine asynchrone triphasé. La commande de ce type de système soulève un certain nombre de contraintes, parmi lesquelles on peut citer :

La nature des non linéarités, le fort couplage entre le flux et le couple, les dérives paramétriques et leur impact sur les performances de la commande, problème de diagnostic des défauts et la sûreté de fonctionnement en dépit de ces défauts. Toutes ces contraintes ont été traitées par les approches proposées dans ce mémoire.

D'un autre coté le souci apporté par la présence du capteur mécanique dans la structure de base de la commande vectorielle a poussé plusieurs chercheurs à s'orienter vers la commande sans capteur. Beaucoup d'approches ont été proposées, on s'est intéressé ici dans notre travail à la technique d'observation tout en dotant la commande par une degré de robustesse assuré par la logique floue. En effet la commande floue est caractérisée par, son aptitude à appréhender des problèmes tels que non linéarités et retard, la possibilité de prise en compte d'objectifs contradictoires et l'utilisation du savoir d'un expert sur la façon de piloter le système et donc la suppression de la procédure de modélisation mathématique du processus à commander.

Le présent travail est initié par l'étude et la simulation du modèle mathématique de la machine à induction dans le repère de Park associé à un onduleur de tension suivie par une représentation d'état de modèle de la machine. Par la suite, la structure de contrôle considérée est une commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IFOC). Les résultats de simulations et d'expérimentation de la commande vectorielle indirecte attestent de très hautes performances de point de vue poursuite, régulation et robustesse contre les dérives paramétriques.

L'impact des défauts sur les performances de la Commande vectorielle a été présenté au niveau du deuxième chapitre. L'approche utilisée pour le diagnostic et la localisation des défauts dans l'association machine-convertisseur est basée sur la technique PLL permettant la synchronisation des pulsations électriques des courants statoriques. L'approche simulée est basée sur un algorithme performant permettant l'évaluation des résidus.

Dans un souci d'aboutir à une commande sans capteur mécanique, cet élément très cher et très vulnérable, on s'est intéressé à l'étude de plusieurs techniques d'observation en l'occurrence les observateurs de Kubota, Luenberger et filtre de Kalman. Notre choix s'est focalisé sur l'observateur de Kubota afin d'aboutir à une commande robuste sans capteur. Les résultats de l'observateur intégré dans l'algorithme de commande a permis d'assurer une robustesse et une stabilité ainsi que des performances acceptables.

Un aperçu sur les méthodes de diagnostic des défauts dans l'association machine convertisseur a été présenté au niveau du troisième chapitre. Nous avons rappelé les différents défauts qui peuvent affectés le fonctionnement des machines électriques ainsi que le convertisseur.

Nous avons également abordé les différentes approches de surveillance et diagnostic des procédés industriels. Dans ce contexte notre but était la détection des défauts pouvant apparaître au niveau des capteur et les défauts internes à la machine. L'approche étudiée s'est basée sur les courants statoriques. Cette dernière est validée par simulation en testant quelques types de défauts.

Le dernier chapitre a été dédié à la validation expérimentale de la commande vectorielle sans capteur robuste dotée du bloc de détection, localisation et isolation des défauts au niveau des capteurs. Le banc d'essai présent au sein du laboratoire LSPIE est exploité pour valider la commande de la machine asynchrone ainsi que les approches de commande et de diagnostic présentée au niveau des différents chapitres. Les résultats pratiques étaient conformes aux résultats de simulation.

Au terme de ce travail nous pouvons affirmer qu'une grande partie de l'objectif fixé est atteinte.

## **PERSPECTIVES**

Pour la continuité de ce travail, il nous vient à l'esprit de définir les axes de recherches qui sont, à notre avis, prometteurs pour le développement de ce vaste domaine :

- Commande robuste sans capteur de vitesse en présence de défauts statorique et défauts rotorique.
- Reconfiguration de la commande tolérante aux défauts en cas de défauts statoriques.
- Etude des défauts mixtes du capteur de courant et des courts-circuits entre spires du stator.
- L'utilisation des méthodes heuristiques comme les réseaux de neurones et les algorithmes génétique soit dans la conception des régulateurs, soit pour l'amélioration des performances de la commande floue dans le choix des fonctions d'appartenance.
- Introduction des techniques hybrides pour l'élaboration des tables de signatures des défauts permettant une localisation rapide des différents défauts dans le convertisseur.

# *Notations et symboles*

**I- NOTATIONS ET SYMBOLES**

<i>Symbole</i>	<i>Signification</i>	<i>Unité</i>
$C_e$	Couple électromagnétique	$N.m$
$C_r$	Couple résistant	$N.m$
$f$	Fréquence du réseau d'alimentation	$Hz$
$\xi$	Coefficient d'amortissement	<i>Sans unité</i>
$g$	Glissement	<i>Sans unité</i>
$t$	Temps	$s$
$I_a$	Courant d'induit	$A$
$I_{abc}$	Courants instantanés des phases statoriques	$A$
$I_{ABC}$	Courants instantanés des phases rotoriques	$A$
$I_{\alpha\beta}$	Composantes du courant statorique	$A$
$u_{abc}$	Tensions instantanées des phases statoriques	$V$
$u_{ABC}$	Tensions instantanées des phases rotoriques	$V$
$K_i, K_p$	Gains du régulateur PI classique	<i>Sans unité</i>
$L_r, L_s$	Inductances cycliques, rotorique et statorique respectivement	$H$
$M$	Inductance cyclique mutuelle	$H$
$P$	Nombre de paires de pôles	<i>Sans unité</i>
$R_r, R_s$	Résistances de phases, rotorique et statorique respectivement	$\Omega$ ou Ohm
$s$	Opérateur de Laplace	<i>Sans unité</i>
$\omega_r$	Vitesse angulaire de rotation du rotor	$rd/s$
$\omega_{ref}$	Vitesse angulaire de référence	$rd/s$
$\omega_s$	Vitesse angulaire de rotation du champ tournant	$rd/s$
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique du rotor	$rd/s$
$\Phi$	Flux	$Wb$
$\Phi_{dq}$	Composantes du flux rotorique dans le repère de Park	$Wb$
$\Phi_{\alpha\beta r}$	Composantes du flux rotorique dans le repère lié au stator	$Wb$
$\sigma$	Coefficient de dispersion	<i>Sans unité</i>
$\theta$	Angle entre l'axe rotorique $A$ et l'axe statorique $a$	$rd$
$\theta_r, \theta_s$	Angles électriques, rotorique et statorique	$rd$
$S_a$	L'erreur sur l'amplitude	<i>Sans unité</i>
$S_o$	L'erreur sur l'orientation	<i>Sans unité</i>
$u$	L'ensemble floue	<i>Sans unité</i>
$K_\omega$	Sortie floue de la vitesse	<i>Sans unité</i>
$K_f$	Sortie floue du flux	<i>Sans unité</i>
$\omega_{s1}$	La pulsation de l'autopilotage explicite	$rd/s$
$\omega_{s2}$	La pulsation de l'autopilotage implicite	$rd/s$
$\Phi_{r1}$	Estimateur flux l'autopilotage explicite	$Wb$
$\Phi_{r2}$	Estimateur flux l'autopilotage implicite	$Wb$

**II. LISTE DES ABREVIATIONS**

<b>Acronyme</b>	<b>Signification</b>
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
CV-OFR	Commande vectorielle à flux orienté
F.é.m.	Force électromotrice motrice
PI	Proportionnel Intégral
Park-1	Transformation de Park inverse
FTC	Commande tolérante au défaut

## Annexe

### A-PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

#### A-1 Paramètres électriques :

Symboles	Description	Valeurs
$R_s$	Résistance statorique	5.8
$R_r$	Résistance rotorique	5.4479
$L_s$	Inductance statorique	0.4779
$L_r$	Inductance rotorique	0.4207
M	Inductance Mutuelle	0.4207
P	Puissance	1.1KW
$V_{sn}$	Tension	380
$I_{sn}$	Courant	3

#### A-2 Paramètres mécaniques :

Symboles	Description	Valeurs
J	Moment d'inertie	0.0216
f	Coefficient de frottement	0.0005
$\Omega$	Vitesse nominale	100

#### A-3 Paramètres électromagnétique :

symboles	Description	Valeurs
$C_{en}$	Couple nominal	5
P	Nombre de paire de pôle	2