

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

THÈME

Commande en vitesse d'une machine à induction triphasé en utilisant un seul capteur de courant

Préparé par :

CHIBANI Houaria

DENFAR Habiba

Devant le Jury :

| Nom et prénoms | Grade | Qualité |
|-----------------------|--------------|----------------|
| T. Allaoui | Pr | Président |
| H. Ait Mimoune | MAB | Examineur 1 |
| K. Belhacel | MAA | Examineur 2 |
| Y.MESLEM | Pr | Encadreur |

PROMOTION 2019 /2020

Remerciement

Avant de commencer la présentation de ce mémoire, nous profitons l'occasion pour remercier toute personne qui a contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

En tout premier lieu, Nous remercions ALLAH, tout puissant, pour nous avoir donné la force pour survivre, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés.

Nous tenons à remercier nos chers parents pour leurs encouragements et leur confiance.

Nos sincères remerciements à Mr GOUICHICHE Abdelmadjid et le professeur MESSLEM Youcef, pour nous avoir dirigé ce travail avec beaucoup d'efforts et de patience, leur soutien moral, leur compréhension et leurs encouragements constants.

Nos remerciements aux membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse.

Nos remerciements vont aussi à tous ceux qui ont permis la réalisation de ce travail et à toute l'équipe de laboratoire LGEP pour leur disponibilité et leurs judicieux conseils.

| | |
|-----------------------------|---|
| Liste des figures | |
| Liste des tableaux | |
| Liste des abréviations | |
| Introduction generale | 1 |

CHAPITRE I

GENERALITES SUR FTC DE LA MAS

| | |
|--|---|
| I.1 Introduction..... | 3 |
| I.2 Commande tolérante aux défauts..... | 3 |
| I.3 Définition d'un défaut..... | 3 |
| I.4 La classification des défauts | 3 |
| a) Défauts actionneurs..... | 4 |
| b) Défauts capteurs..... | 4 |
| c) Défauts systèmes..... | 4 |
| I.5 Diagnostic de défaut..... | 4 |
| I.5.1 Classification des méthodes de diagnostic | 4 |
| a) Approche signal | 5 |
| b) Approche modèle | 5 |
| I.6 Classifications des approches de la commande tolérante aux défauts | 6 |
| a) Approche passive..... | 6 |
| b) Approche active..... | 7 |
| I.7 La commande tolérante aux défauts appliquée à la MAS..... | 8 |
| I.8 Objectif de mémoire..... | 8 |
| I.9 Conclusion | 9 |

CHAPITRE II COMMANDE ET OBSERVATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE (CLASSIQUE ET MODE GLISSANT)

| | |
|--|----|
| II.1 Introduction..... | 10 |
| II.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone..... | 10 |
| II.2.1 La commande vectorielle..... | 10 |
| II.2.2 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque..... | 10 |
| II.2.3 Principe de l'orientation du flux rotorique | 10 |
| II.2.4 Méthodes d'orientation de flux rotorique | 12 |
| II.2.5 Commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (DRFO) . | 12 |
| II.2.6 Régulation des courants | 14 |

| | |
|---|----|
| II.2.7 Régulation de la vitesse | 14 |
| II.2.8 Régulation du flux ϕ_r : | 15 |
| II.2.9 Résultats de simulations..... | 15 |
| II.3 Commande robuste par mode glissant | 16 |
| II.3.1 Choix de la surface de commutation..... | 17 |
| II.3.2 Condition de convergence | 17 |
| II.3.3 Calcul de commande..... | 18 |
| II.3.4 Application de la commande par mode glissant à la MAS..... | 19 |
| II.3.5 Résultats de simulation | 21 |
| II.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur de vitesse | 22 |
| II.4.1 Présentation de l'observateur Luenberger adaptatif | 22 |
| II.4.2 Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse..... | 23 |
| II.4.3 Calcul du gain d'observation | 24 |
| II.4.4 Résultats de simulation | 25 |
| II.4.6 Observateur à mode glissant dédié au diagnostic de la machine asynchrone..... | 26 |
| II.4.7 Résultats de simulation | 27 |
| II.5 Conclusion | 28 |

CHAPITRE III RECONSTRUCTION DE COURANTS DU MAS VIA LE UN SEUL CAPTEUR DE COURANT (DC-LINK)

| | |
|--|----|
| III.1 Introduction | 29 |
| III.2 Principe..... | 29 |
| III.2.1 Circulation du courant dans un bras d'un onduleur | 29 |
| III.3 Méthode de reconstruction de courant triphasée basée sur le courant continu de l'onduleur | 30 |
| III.3.1 Identification des états de l'onduleur..... | 30 |
| III.3.2 Intégrations du filtre PFCE | 34 |
| III.4 Application de la méthode de reconstruction de courant dans la commande vectorielle..... | 35 |
| III.5 Résultats de simulation..... | 36 |
| III.6 Conclusion | 38 |

**CHAPITRE IV COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DE MAS POUR DE
DEFAUTS DE CAPTEUR**

| | |
|---|--------|
| IV.1 Introduction | 39 |
| IV.2 Commande tolérante active au défaut capteur..... | 39 |
| IV.3 Défaut capteur de vitesse | 40 |
| IV.3.1 Résultats de simulations..... | 40 |
| IV.4 Défaut capteur de courant..... | 41 |
| IV.4.1 Bloc de détection de défaut | 41 |
| IV.4.2 Bloc de génération des résidus | 41 |
| IV.4.3 Bloc d'isolement et correction de défaut..... | 42 |
| IV.4.4 Résultats de simulation..... | 43 |
| IV.5 Défaut de deux capteurs de courant..... | 44 |
| IV.5.1 Résultats de simulation..... | 45 |
| IV.6 Défaut de capteur de courant et de vitesse | 46 |
| IV.6.1 Résultats de simulation..... | 46 |
| IV.7 Conclusion..... | 48 |
| Conclusion generale..... | 49 |
| Annexes | |
| Bibliographies | |

Liste des figures

Chapitre I

| | | |
|------------|--|---|
| Figure.I.1 | Différent type de défauts agissant sur un système. | 3 |
| Figure.I.2 | Classification des méthodes de diagnostic | 5 |
| Figure.I.3 | Classification des commandes tolérantes aux défauts | 6 |
| Figure.I.4 | Schéma de principe d'une loi de commande FTC active. | 7 |
| Figure.I.5 | La commande directe à flux orienté de la machine à induction | 8 |

Chapitre II

| | | |
|--------------|--|----|
| Figure.II.1 | Principe de la commande vectorielle. | 11 |
| Figure.II.2 | Influence des courants sur le flux et le couple. | 12 |
| Figure.II.3 | Schéma de principe d'une commande vectorielle directe pour moteur asynchrone. | 13 |
| Figure.II.4 | Schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd} . | 14 |
| Figure.II.5 | Bloc de réglage de la vitesse de rotation. | 14 |
| Figure.II.6 | Schéma blocs de réglage de flux. | 15 |
| Figure.II.7 | Résultats de Simulation de la Commande vectorielle directe. | 16 |
| Figure.II.8 | Réponse de réglage par mode glissant de vitesse, couple, flux et courant. | 21 |
| Figure.II.9 | Principe d'un système adaptatif. | 23 |
| Figure.II.10 | Résultats de Simulation de la Commande vectorielle directe avec association d'observateur de Luenberger adaptatif. | 25 |
| Figure.II.11 | Résultats de simulation de l'observateur à mode glissant. | 27 |

Chapitre III

| | | |
|---------------|---|----|
| Figure.III.1 | Schéma d'un seul bras d'onduleur | 29 |
| Figure. III.2 | Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux | 30 |
| Figure. III.3 | a l'état 1 de l'onduleur, b l'état 6 de l'onduleur | 31 |
| Figure. III.4 | Les courants reconstruits échantillonnés | 32 |
| Figure. III.5 | Les courants reconstruits triphasés | 33 |
| Figure. III.6 | La structure PFCE proposée | 34 |
| Figure. III.7 | Résultats de simulation après le filtrage | 35 |
| Figure. III.8 | Résultats de simulation obtenus de la commande vectorielle avec association de la méthode de reconstruction | 36 |
| Figure. III.9 | comparaison entre les courants reconstruits et réels | 37 |

Chapitre IV

| | | |
|--------------|---|----|
| Figure.IV.1 | Structure générale d'une commande tolérante aux défauts active. | 39 |
| Figure. IV.2 | Résultat de simulation lors d'un défaut de capteur de vitesse. | 40 |
| Figure. IV.3 | Calcul des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ | 42 |
| Figure. IV.4 | Résultats de simulation lors d'un défaut de capteur de courant. | 44 |
| Figure. IV.5 | Résultats de simulation lors d'un défaut de deux capteurs de courant | 45 |
| Figure. IV.6 | Résultats de simulation lors d'un défaut de trois capteur de courant | 46 |
| Figure. IV.7 | Résultats de simulation lors d'un défaut de capteur de courant et de vitesse. | 47 |

Liste des Tableaux

CHAPITRE III

| | | |
|---------------|--|----|
| Tableau.III.1 | la relation entre le courant idc et la fonction de commutation de l'onduleur | 30 |
|---------------|--|----|

CHAPITRE IV

| | | |
|--------------|---|----|
| Tableau.IV.1 | Sensibilité des résidus vis-à-vis aux défauts | 42 |
| Tableau.IV.2 | Les cas de figures permettant la détection d'un capteur en défaut | 43 |

Notations et Abréviations

VARIABLES ASSOCIEES A LA MACHINE

| | |
|-----------------|---|
| S : | Indice du stator. |
| r : | Indice du rotor. |
| α : | Axe directe du repère($\alpha \beta$) lié au stator. |
| β : | Axe en quadratique du repère ($\alpha \beta$) lié au stator. |
| ($d q$) : | Axes de référentiel de Park. |
| R_s : | Résistance statorique. |
| R_r : | Résistance rotorique. |
| L_s : | Inductance cyclique propre du stator. |
| L_r : | Inductance cyclique propre du rotor. |
| M_{sr} : | Inductance mutuelle. |
| T_s : | Constante de temps statorique. |
| T_r : | Constante de temps rotorique. |
| C_r : | Couple résistant. |
| σ : | Coefficient de dispersion de Blondel. |
| ω_r : | Vitesse électrique du rotor. |
| ω_s : | Pulsation statorique. |
| e : | Erreur (écart entre le signal de sortie de processus et la consigne). |
| ϕ_{rd} : | Flux magnétiques au rotor l'axe d. |
| ϕ_{rq} : | Flux magnétiques au rotor l'axe q. |
| V_{sd} : | Tension statorique l'axe d. |
| V_{sq} : | Tension statorique l'axe q. |
| $I_a I_b I_c$: | Courant l'axe triphasé. |
| P : | Nombre de pair de pole. |
| J : | Moment d'inertie. |
| F : | Coefficient de frottement. |
| C_{em} : | Couple électromagnétique |
| L_m : | l'inductance mutuelle. |
| θ_s : | L'angle de park. |
| ω_{gl} : | vitesse de glissement électrique. |
| w : | vitesse électrique du rotor. |
| Ω : | Vitesse mécanique. |
| I_{dc} : | Courant continu. |
| $S(x)$: | Surface de glissement. |

VARIABLES LIEES AU REGULATEUR DE VITESSE

| | |
|-----------------|-----------------------------------|
| ω_n : | Pulsation propre. |
| ζ : | Coefficient d'amortissement. |
| $K_{p\omega}$: | Gain de l'action proportionnelle. |
| $K_{i\omega}$: | Gain de l'action intégrale. |

Abréviations et acronymes

| | |
|--------------|---|
| <i>MCC</i> : | Machine à Courant Continu. |
| MAS : | Machine Asynchrone. |
| MI : | Machine à induction. |
| FTC : | Fault Tolerant Control (Commande Tolérante aux Défauts). |
| OMG : | Observateur à modes glissant. |
| AFTC : | Commande tolérante au défaut active. |
| PFTC : | Commande tolérante au défaut passive. |
| FDI : | Isolation et détection de défaut. |
| PI: | Régulateur Proportionnel Intégral. |
| IP: | Régulateur Intégral Proportionnel. |
| MLI : | Modulation de Largeur d'Impulsion. |
| DRFO | Commande Vectorielle directe par Orientation du Flux Rotorique. |
| FOC : | Commande vectorielle par orientation du flux rotorique. |
| MRAS: | Model Reference Adaptative System. |
| POLS: | Pseudo-Open-Loop Synchronisation. |
| PFCE : | L'estimateur de composantes fondamentale positives. |
| k : | Facteur d'amortissement. |

Introduction Générale

Les systèmes industriels modernes s'appuient de plus en plus sur des techniques de contrôle avancées afin d'atteindre un niveau de performance élevé et de répondre aux exigences de sécurité. Une action de contrôle conventionnelle peut entraîner un niveau de performance insatisfaisant lorsqu'un dysfonctionnement des actionneurs, des capteurs ou d'autres composants d'un tel système se produit. Dans ce cas, les conséquences d'une défaillance peuvent être catastrophiques. Pour remédier à ce problème et maintenir un niveau de performance acceptable, la conception des systèmes de contrôle a fait l'objet des approches visant à tolérer les dysfonctionnements des composants. Ce type de système de contrôle est appelé "contrôle tolérant aux défaut" et est regroupé dans la littérature par le terme (FTC pour Fault Tolerant Control)

Les FTC ce sont des systèmes de contrôle qui permettent de maintenir la stabilité et les performances acceptables du système en cas de défaillance, proches de celles qu'il a en fonctionnement normal. Tout régime FTC s'appuie sur trois composantes fondamentales, le développement des lois de commande robuste, la détection et l'isolement des défauts (FDI) et le mécanisme de reconfiguration de la commande.

La machine asynchrone connue sous le nom de MAS (en anglais : Induction Machine) par ses avantages tels que la simplicité de construction et d'utilisation, la robustesse et surtout le faible coût de fabrication et de maintenance, est aujourd'hui l'élément indispensable à la plupart des systèmes électriques. Pour le contrôle de ce type de machine, la commande vectorielle a été largement utilisée. Les principaux avantages de cette configuration font que cette régulation est d'un usage industriel très répandu. Malgré les qualités évoquées, il n'est pas exclu que ces systèmes (machines + onduleurs + capteur) peuvent présenter quelques défaillances. Ces défauts peuvent être de différentes natures (actionneur, mesures, convertisseur.). C'est pourquoi la conception des systèmes de diagnostic et la commande tolérante aux défauts est devenue un besoin crucial pour assurer la sécurité des personnes, la qualité de service et la rentabilité des installations.

Ce travail de mémoire a pour objectif d'étudier une stratégie de commande tolérante aux défauts qui permet d'assurer le contrôle vectoriel de la MAS en cas de défauts de capteurs de courants et de vitesse. En effet, la commande vectorielle nécessite au moins deux capteurs de courants et un capteur de vitesse pour un fonctionnement nominal. Lorsque deux capteurs de courant sont affectés, nous allons essayer de reconstruire les courant de ligne via le courant du bus continue de l'onduleur

Ainsi, notre travail est organisé comme suit :

- **Le premier chapitre** : Est un chapitre introductif qui vise à présenter les différents types de défauts qui peuvent survenir dans un processus. Ensuite, nous présenterons quelques généralités sur le diagnostic des systèmes dynamiques et nous décrirons les différentes voies suivies dans le domaine du diagnostic des défauts. Il permet notamment de classer les différentes méthodes en deux grandes catégories : les commandes tolérantes aux défauts passifs, d'une part, et les commandes actives, d'autre part.
- **Le deuxième chapitre** : Nous rappelons tout d'abord la modélisation de la machine asynchrone, puis nous nous intéressons plus particulièrement à la commande vectorielle classique, suivie par la présentation de la commande mode glissant. En outre une synthèse d'observateurs pour la commande sans capteur de vitesse et le diagnostic est présentée
- **Le troisième chapitre** : Dans le troisième chapitre, nous détaillons la méthode de reconstitution des courants à partir d'un seul capteur de courant du bus continu de l'onduleur. Cette synthèse a été appliquée pour compenser les défauts.
- **Le quatrième chapitre** : Dans ce chapitre, nous implémentons des algorithmes de commande tolérante aux défauts active de la machine à induction pour différents scénarios de défauts de capteurs de courants (un capteur et deux capteurs) et capteur de vitesse.

Enfin, une conclusion générale sera donnée et quelques perspectives.

Chapitre I

Généralités sur la FTC de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

Les commandes tolérantes aux défauts (FTC) ont été abordées dans de nombreux travaux de recherche, qui ont été développées ces dernières années dans un but précis et d'assurer un fonctionnement sûr selon les performances souhaitées des systèmes de contrôle dans différentes situations. Dans ce chapitre nous discutons le concept de la FTC appliqué à une machine à induction insérer dans une boucle de régulations pour des défauts de capteurs.

I.2 Commande tolérante aux défauts

Les systèmes de commande tolérants aux défauts sont des systèmes de commande capables de maintenir la stabilité du système ainsi que des performances acceptables en dépit de la présence d'un défaut. Une commande tolérante aux défauts est conçue pour s'adapter, de manière automatique, aux défauts pouvant affecter les différents composants du système[1].

I.3 Définition d'un défaut

Un défaut est défini comme étant une anomalie comportementale au sein du système. Ce concept est important dans les opérations de surveillance pour la conduite et la maintenance des processus industriels. Tout écart entre la caractéristique observée et la caractéristique de référence est considéré comme étant un défaut[2].

I.4 La classification des défauts

Trois types de défauts sont distingués : défaut actionneur, défaut capteur et défaut procédé (système ou composant) comme le montre la Figure I.1 :

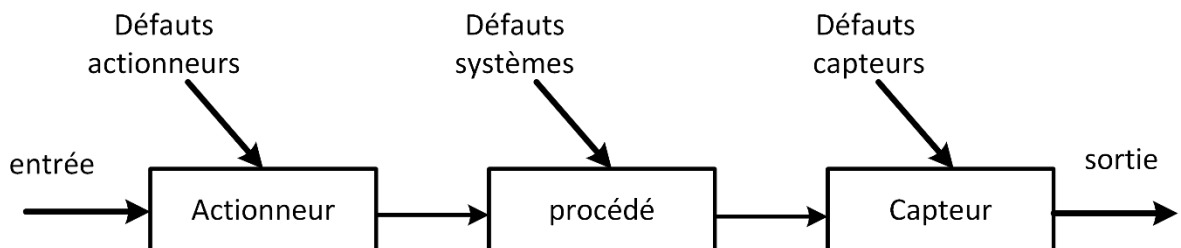


Figure.I.1 Diffèrent type de défauts agissant sur un système.

a) Défauts actionneurs

Les défauts actionneurs agissent au niveau de la partie opérative et détériorent le signal d'entrée du système (procédé). Ils conduisent à une perte partielle ou totale du signal de commande. Par exemple une perte totale ne répond plus au signal de commande quand l'actionneur est collé, cela entraîne une incapacité à commander le système par le biais de cet actionneur. Par contre une fuite dans un vérin qui représente une perte partielle, réagissant de manière similaire au régime nominal mais en partie seulement [3], [4].

b) Défauts capteurs

Un défaut capteur peut aussi être partiel ou total. Ce défaut est la cause d'une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer. Un capteur totalement défectueux (défaut totale) donne une information différente de la valeur réelle. Par contre Un défaut partiel produit des valeurs plus au moins différentes des vraies valeurs de la variable à mesure. Cette approche entraîne un coût important en instrumentation mais s'avère extrêmement fiable et simple à implanter[3], [4].

c) Défauts systèmes

Les défauts systèmes sont des défauts qui apparaissent dans les composants du système lui-même. Donc on ne peut pas le classer ce défaut parmi les défauts de capteur et les défauts d'actionneur. Ce défaut représente des changements dans les paramètres du système, qui rend difficile à diagnostiquer[4].

1.5 Diagnostic de défaut

La définition technique de diagnostic c'est l'identification de la cause probable de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, Ainsi c'est un procédé qui consiste à détecter et localiser l'élément défectueux par la comparaison de l'information caractéristique à l'état courant de système avec celle de l'état sain[4].

1.5.1 Classification des méthodes de diagnostic

Les méthodes de diagnostic des défauts utilisées dans le milieu industriel sont très variées. Leur principe général repose sur une comparaison entre les données observées au cours du fonctionnement du système et les connaissances acquises sur son comportement normal et ses comportements de défaillance. Dans cette partie, nous présentons une classification des méthodes

de diagnostic selon deux approches : les approches sans modèles et les approches à base de modèles.

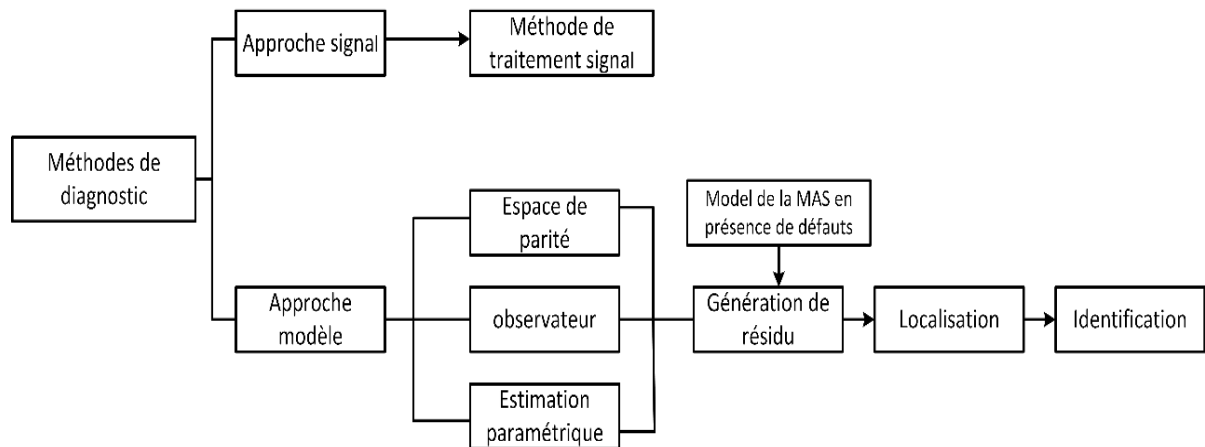


Figure.I.2 Classification des méthodes de diagnostic

a) Approche signal

Ces techniques consistent à analyser les propriétés spécifique des différent signaux de mesure. Ces signaux de mesure ont des propriétés typiques ou particulières sous les conditions de fonctionnement normales. Parmi ces méthodes nous citons : l'analyse spectrale, la vérification de seuils atteints, les tests statistiques[1].

b) Approche modèle

Le principe de base de cette méthode est d'identifier l'écart entre le système réel et son modèle, La présence d'un écart fournit un indicateur de présence du défaut, qui appelé le résidu. Ces résidus servent à localiser et identifier le défaut[1], [4], [5].

Les plus importantes approches de diagnostic utilisant le modèle mathématique sont : l'espace de parité, l'identification ou l'estimation paramétrique, et les observateurs d'état.

Dans notre travail, on va s'intéresser uniquement à l'approche a base observateurs :

a) La méthode à base d'observateurs

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des systèmes physiques.

Ils sont sensés fonctionner dans le contexte d'un système sans défaut : ils sont donc choisis et calcules en fonction de critères de stabilité et de performance[6].

Cette méthode se base sur la reconstruction de la sortie du processus à l'aide d'observateurs, de la comparer avec la sortie mesurée, puis à utiliser l'écart entre ces deux

fonctions est utilisé comme résidu qu'est un indicateur de défaut et peut donc fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts [7].

I.6 Classifications des approches de la commande tolérante aux défauts

En général, les systèmes de commande tolérante aux défauts peuvent être divisés en deux parties[3], [4], [7], [8] :

- Les systèmes de commande tolérante aux défauts active (Active Fault Tolerant Control system, AFTCS)
- Les systèmes de commande tolérante aux défauts passive (Passive Fault Tolerant Control system, PFTCS).

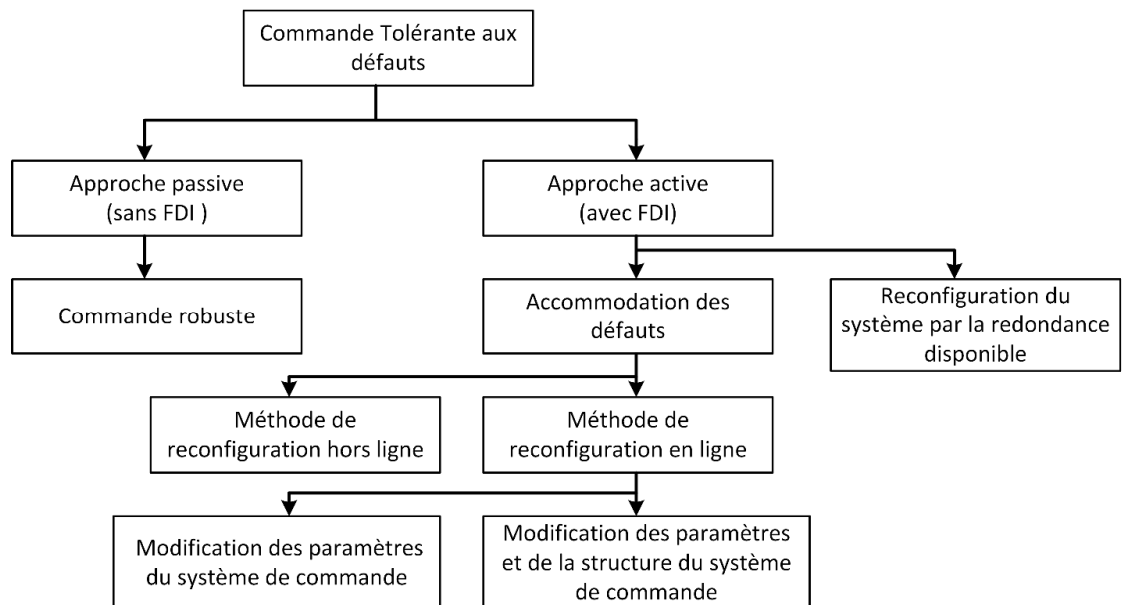


Figure.I.3 Classifications des commandes tolérantes aux défauts

a) Approche passive

Les approches passives de la commande tolérante aux défauts sont basées sur des techniques permettant de concevoir une loi de commande robuste, L'objectif est de synthétiser une loi de commande FTC qui assure un niveau de performance acceptable pour un fonctionnement normal. Dans ces méthodes le système est élaboré de manière à tolérer un nombre limité de défauts connus pour la synthèse de la loi de commande. Ce type d'approche ne nécessite pas de diagnostic pour détecter la présence de défauts ni de reconfiguration de la structure de commande. La robustesse du contrôle dépend de la sévérité du défaut[4], [7], [9], [10].

b) Approche active

La commande tolérante aux défauts active est regit « activement » sur les défauts en reconfigurant en ligne la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances du système. Cette approche fait obligation d'un bloc de diagnostic pour détecter et localiser et estimer en ligne la présence de défauts pouvant affecter le système[3], [9], [11].

La Figure I.4 présente un schéma typique de systèmes de commande tolérante aux défauts. Les deux blocs FDI (Fault Détection and Isolation) et FTC, constituent les deux étapes importantes de la commande.

- ✓ **Le bloc « FDI »** : vous permet d'utiliser les entrées et sorties mesurées du système pour détecter, localiser et estimer en ligne tous les types de défauts qui affectent le système. Une fois que le défaut est apparu, ce bloc fournit en ligne les informations concernant le défaut et l'état de système au bloc de « FTC ». Le « FDI » assure la fiabilité de ces informations afin que le mécanisme de reconfiguration soit activé dans un minimum de temps[1], [3].
- ✓ **Le bloc « FTC »** : se base sur les informations fournies par le bloc « FDI », ce bloc permet de concevoir une nouvelle loi de commande en ligne afin de compenser l'effet de défaut et maintenir la stabilité, ainsi que les performances nominales de système.

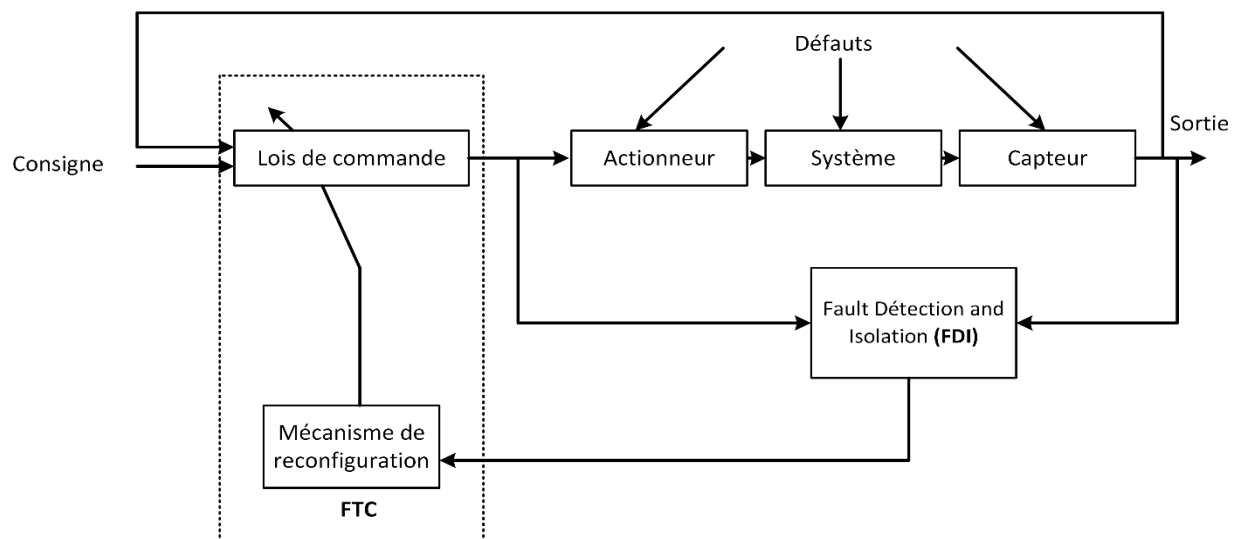


Figure.I.4 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

Le problème de la commande tolérante aux défauts active est la limite du temps disponible pour recalculer la nouvelle loi de commande à chaque instant de l'apparition du défaut [8].

I.7 La commande tolérante aux défauts appliquée à la MAS

Les machines asynchrones ou les machines à inductions triphasé tenir une place importante, en raison de leurs bonnes performances : fiabilité, robustesse, faible coût et maintenance simple font l'intérêt du moteur asynchrone dans le domaine industriel. Son utilisation dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable performants exige d'imposer des structures de contrôle spécifiques telles que la commande scalaire et la commande vectorielle, qui sont basées sur les principes de commande de la machine en boucle fermée ce qui nécessite la connaissance des éléments essentiels à sa mise en marche à savoir l'onduleur triphasé et les capteurs de vitesse, courants et tensions. La Figure I.5 représente le schéma global de la MAS en boucle fermée à base du contrôle dit vectoriel. Ce type de commande consiste à deux boucles : une boucle interne pour le réglage des courants et une boucle externe pour le réglage de la vitesse et du flux en outre un observateur est ajouté qui permet d'estimer le flux rotorique.

Ce système (FigurI.5) donne des performances excellentes dans les conditions normales selon les exigences de l'utilisateur, mais il peut avoir des défauts de trois genres : défauts machine (court-circuit, barres rotorique...), défauts capteurs (courant ou/et vitesse), défauts convertisseur (onduleur). Cependant, un système FTC est nécessaire et surtout si le défaut peut provoquer des dégâts matériels et humaines. Plusieurs travaux de recherche ont traité le problème de la FTC de la machine asynchrone pour différents défauts[12]–[15].

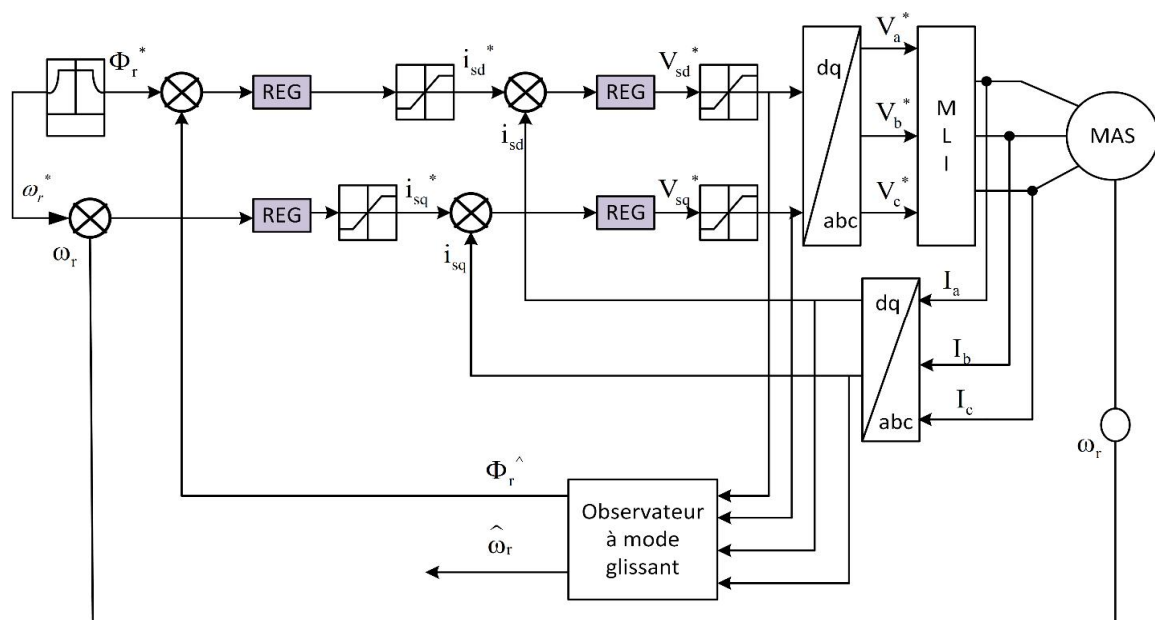


Figure.I.5 La commande directe à flux orienté de la machine à induction

I.8 Objectif de mémoire

Dans le laboratoire LGEP , plusieurs travaux ont été effectués concernant la FTC pour une machine asynchrone [12]–[14], notre travail entre dans le cadre de la continuité du travail de la référence[16].

Dans la référence[16], le modèle d'un moteur asynchrone exprime dans les deux situations : saine et en défaut, ainsi la synthèse d'un observateur à mode glissant dédiée à la détection et l'isolation de ces défaillances. Les défauts qui ont été pris en compte sont : court-circuit des spires statoriques et la rupture de barres rotoriques. Pour cela des algorithmes FTC passives et actives ont proposé permet de maintenir le bon comportement de la machine asynchrone en présence de certains types de défauts actionneurs et capteurs. Le problème de ces travaux est ne permettent pas de continuer à fonctionner sous la commande vectorielle lorsque deux capteurs de courants sont défectueux.

Dans notre travail, nous nous intéressons à la commande tolérante aux défauts des capteurs. En effet, la façon la plus simple de mesurer le courant triphasé est d'utiliser trois capteurs de courant pour chaque phase. De plus, pour réaliser le contrôle vectoriel, il est nécessaire d'utiliser au moins deux capteurs de courant pour le réglage de la vitesse. Dans le cas de deux défauts de capteurs de courant nous avons développé une technique de reconstruction du courant via un seul capteur de courant du bus continue de l'onduleur alimentant la MAS. L'avantage de cette dernière et de pouvoir d'assurer le control vectoriel en cas de défauts de capteurs de courants.

I.9 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté brièvement des généralités sur les différents types de défaut, les principales méthodes de diagnostic et la commande tolérante aux défauts active et passive. Ensuite nous avons parlé sur l'application de la commande vectorielle à la machine à induction fonctionnant en boucle fermée, dans le but d'assurer la continuité de service en cas de l'apparition de défauts de capteurs de vitesse et de courant.

Chapitre II

**Commande et observation de la
machine asynchrone (classique
et mode glissant)**

II.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre deux étapes. La première étape est sur la stratégie de la commande vectorielle classique par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone, ensuite nous développons une commande robuste appelée la commande par mode glissant basée sur le principe de l'orientation du flux. Nous étudions dans la deuxième étape le développement des observateurs adaptatifs (Luenberger et mode glissant), le premier pour la commande vectorielle sans capteur de vitesse et le deuxième pour le diagnostic. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de ce chapitre.

II.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.2.1 La commande vectorielle

La commande vectorielle appelée aussi la commande par orientation du flux, consiste à orienter le flux selon l'axe d et par conséquent sa composante en quadrature d'axe q est nulle afin de rendre le comportement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante [17].

II.2.2 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque

On va essayer de travailler avec un modèle dans le repère de Park lié au champ tournant (d-q), les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe A. Les équations du modèle du moteur exprimé dans le repère lié au champ tournant sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s w_s i_{sq} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rq} w_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s w_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} w_r + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_{rq} + V_{sq} \right) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + (w_s - w_r) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sq} - (w_s - w_r) \phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{p M_{sr}}{L_r J} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - \frac{F}{J} w_r - \frac{1}{J} C_r \\ C_{em} = \frac{p M_{sr}}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) \end{array} \right. \quad (II.1)$$

$$\text{Ou : } \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \quad , \quad C_r : \text{ le couple résistant}$$

II.2.3 Principe de l'orientation du flux rotorique

L'orientation du référentiel selon le flux rotorique est la plus utilisée, cette dernière consiste à annuler sa composante quadratique, pour ne conserver que la composante directe, Le flux est alors entièrement porté sur l'axe direct ou bien l'axe d soit en phase avec le flux [17].

Cet alignement est traduit par :

$$\begin{cases} \phi_{rq} = 0 \\ \phi_{rd} = \phi_r \end{cases} \quad (II.2)$$

La Figure II.1 illustre le principe de l'orientation du flux rotorique, on y remarque l'orthogonalité retrouvée entre le flux rotorique et le courant de quadrature i_{sq} .

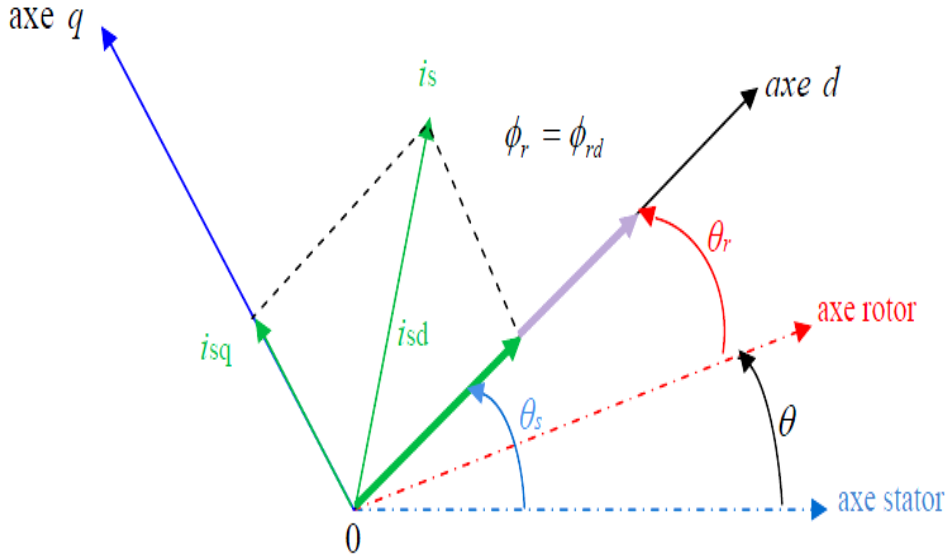


Figure.II.1 Principe de la commande vectorielle.

En imposant, $\phi_{rq} = 0$ les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \omega_r + V_{sq} \right) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - F \omega_r - C_r \\ C_{em} = \frac{p M_{sr}}{L_r} i_{sq} \phi_r \end{cases} \quad (II.3)$$

La relation du couple électromagnétique et le flux rotorique mettent en évidence le fait que le flux réglable par le courant i_{sd} et que si l'on maintient ce dernier (le flux) constant, on peut contrôler le couple électromagnétique par action sur le courant i_{sq} .

La Figure II.2 montre l'influence des courants directs et de quadrature sur le flux et le couple.

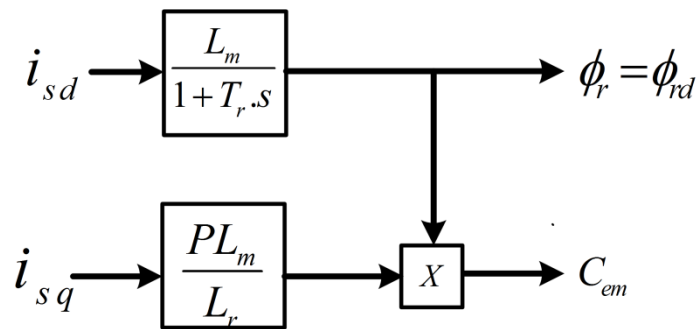


Figure.II.2 Influence des courants sur le flux et le couple

II.2.4 Méthodes d'orientation de flux rotorique

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables. Or, la connaissance de ces deux grandeurs est nécessaire pour contrôler le régime dynamique de la machine. En effet, deux méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées [17].

II.2.4.1 Méthode directe

Dans la commande directe l'angle de park θ_s est calculé directement à l'aide de grandeurs mesurées ou estimées.

II.2.4.2 Méthode indirecte

L'angle de Park est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique.

II.2.5 Commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (DRFO)

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique. On fait appel à des modèles dynamiques du flux, qui nécessite des grandeurs facilement mesurables telles que les courants, les tensions statoriques et la vitesse de rotation.

Le module du flux rotorique est estimé par la relation (II.4) :

$$\hat{\phi}_{rd} = \frac{M_{sr}}{1 + T_r \cdot s} i_{sd} \quad (\text{II.4})$$

La pulsation statorique est obtenue par combinaison de la loi d'autopilotage, d'où son expression :

$$w_s = w + w_{gl} = p\Omega + \frac{M_{sr}}{T_r \phi_{rd}} i_{sq} \quad (\text{II.5})$$

La position du flux rotorique sera obtenue par intégration de la pulsation statorique, soit:

$$\hat{\theta}_s = \int \hat{\omega}_s \cdot dt \quad (\text{II.6})$$

Ou $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

A partir du modèle mathématique du moteur asynchrone et des équations de découplage, nous pouvons élaborer le schéma d'une commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

La Figure II.3 représente un exemple de structure d'une commande vectorielle directe dont l'objectif est d'assurer la régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé.

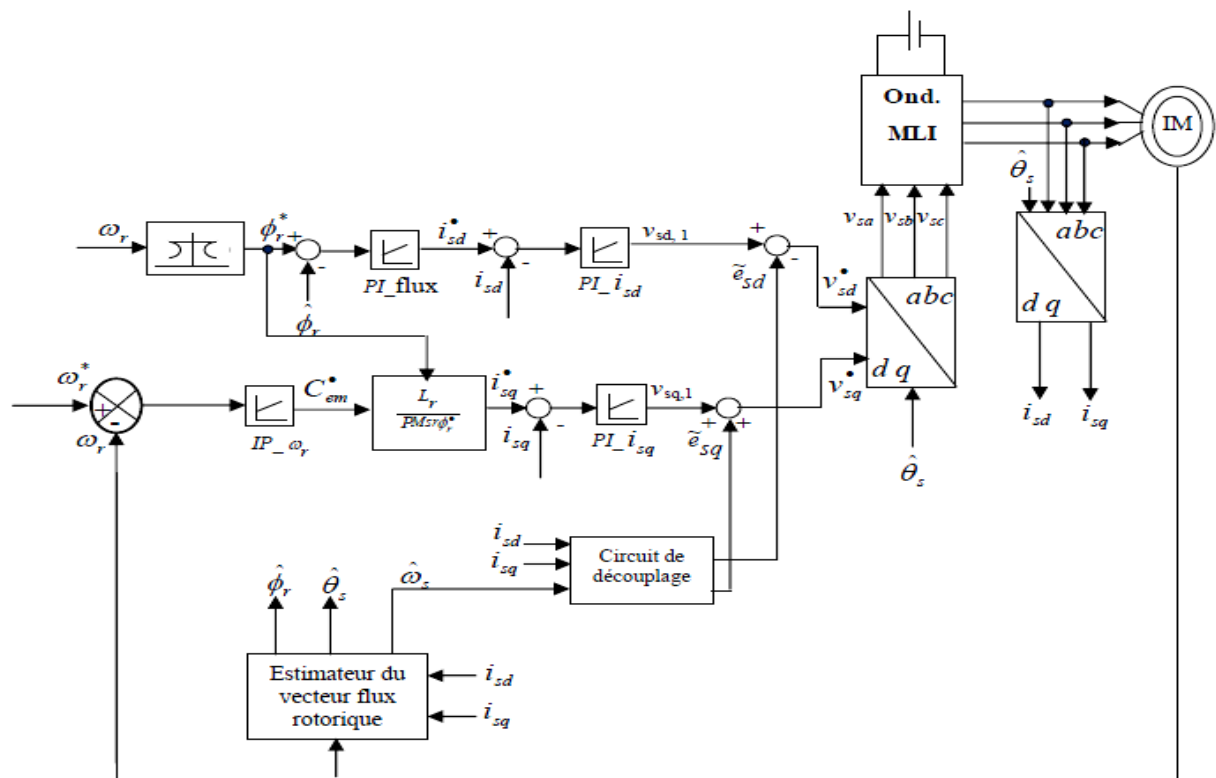


Figure.II.3 Schéma de principe d'une commande vectorielle directe pour moteur asynchrone

Les principaux composants dans cette commande sont les boucles de régulation de vitesse et de flux, ceux des courants, le bloc de défluxage et les transformations directes et inverses. Les boucles des courants consistent à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence désirées par les régulateurs classiques PI [18].

Le moteur est alimenté à travers un onduleur triphasé commandé par une stratégie dite MLI. Le bloc de défluxage est nécessaire car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse.

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rN} & Si |\Omega_r| \leq \Omega_{rN} \\ \frac{\Omega_{rN}}{|\Omega_r|} \Phi_{rN} & Si |\Omega_r| \geq \Omega_{rN} \end{cases} \quad (II.7)$$

II.2.6 Régulation des courants

Le contrôle des courants direct et en quadrature est assuré par un régulateur classique PI dont les gains sont K_p et K_i . Le coefficient proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse, comme le terme intégral K_i sert à réduire l'erreur statique.

La Figure II.4 présente Le schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd} et est identique pour le courant i_{sq}

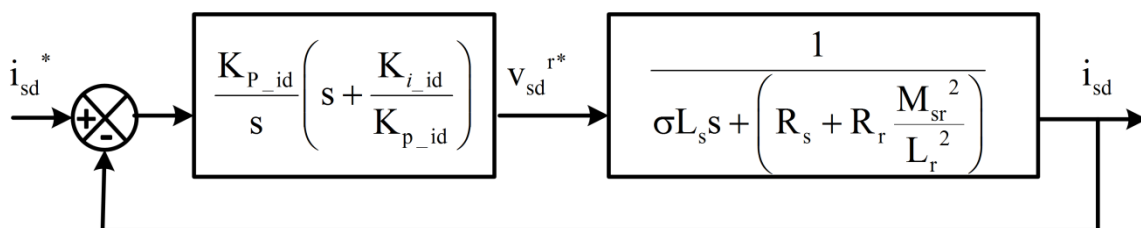


Figure.II.4 schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd}

Soit : $t_r = 3\tau$

Les coefficients du régulateur sont déterminés par [16]:

$$\begin{cases} K_p = \frac{3}{t_r \cdot b} \\ K_i = a \cdot K_p \end{cases} \quad (II.8)$$

Avec :

$$a = \frac{R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

II.2.7 Régulation de la vitesse

Pour la régulation de la boucle de vitesse on a choisi d'adopter un correcteur de type intégrateur proportionnel (IP). La Figure II.5 montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur.

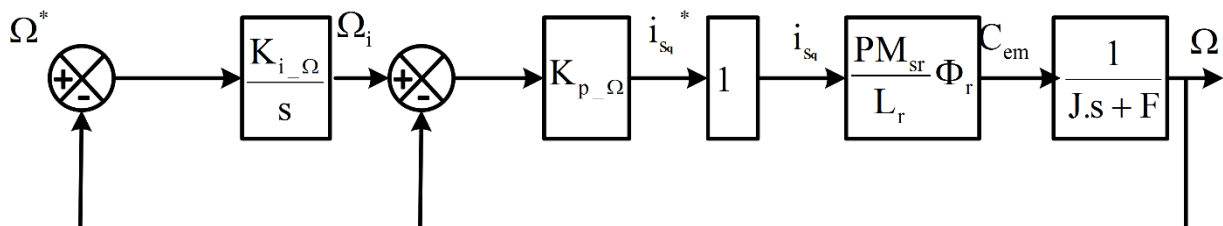


Figure.II.5 Bloc de réglage de la vitesse de rotation.

Les paramètres du régulateur se déterminent par [16]:

$$\begin{cases} K_p = (2\xi W_n - \frac{f}{J})/K_{cem} \\ K_i = W_n^2/K_p K_{cem} \end{cases} \quad (II.9)$$

II.2.8 Régulation du flux ϕ_r :

La F.T. en B.F. devient :

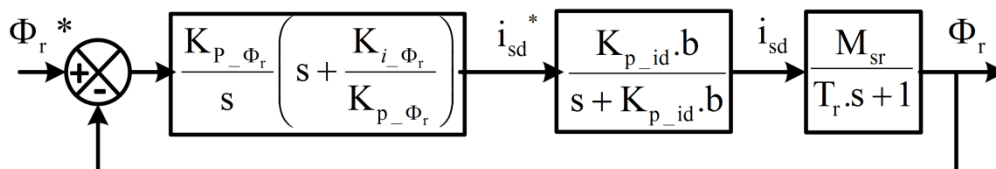


Figure.II.6 Schéma blocs de réglage de flux.

Les paramètres du correcteur seront [16]:

$$\begin{cases} K_{p_φ_r} W_n^2 = \frac{T_r W_n^2}{K_{p_id}·b·M_{sr}} \\ K_{i_φ_r} = \frac{K_{p_φ_r}}{T_r} \end{cases} \quad (II.10)$$

II.2.9 Résultats de simulations

Les simulations ont été effectuées sous Matlab/SimPowerSystem, en utilisant la méthode de calcul numérique de Runge-Kutta d'ordre 4, afin de réaliser une série de simulation, dans le but d'évaluer les performances de cette technique avec réglage de vitesse. Nous imposons une vitesse de référence de 150 rad/sec à t=0s puis la vitesse est inversée à -150 rad/sec à t=0.7s, à t=0.4s, un couple nominal est appliqué à la machine $C_r=C_n$.

Les simulations reportées sur la Figure II.7 montrent que le réglage donne des résultats satisfaisants :

- La vitesse de rotation suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique.
- Les flux (ϕ_{rd} et ϕ_{rq}) et le couple électromagnétique sont maintenus à leurs valeurs désirées, impliquant ainsi, un bon découplage.
- Les courants suivent leurs références avec précision grâce à l'action de leur correcteur PI.
- La composante du courant statorique sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple électromagnétique.

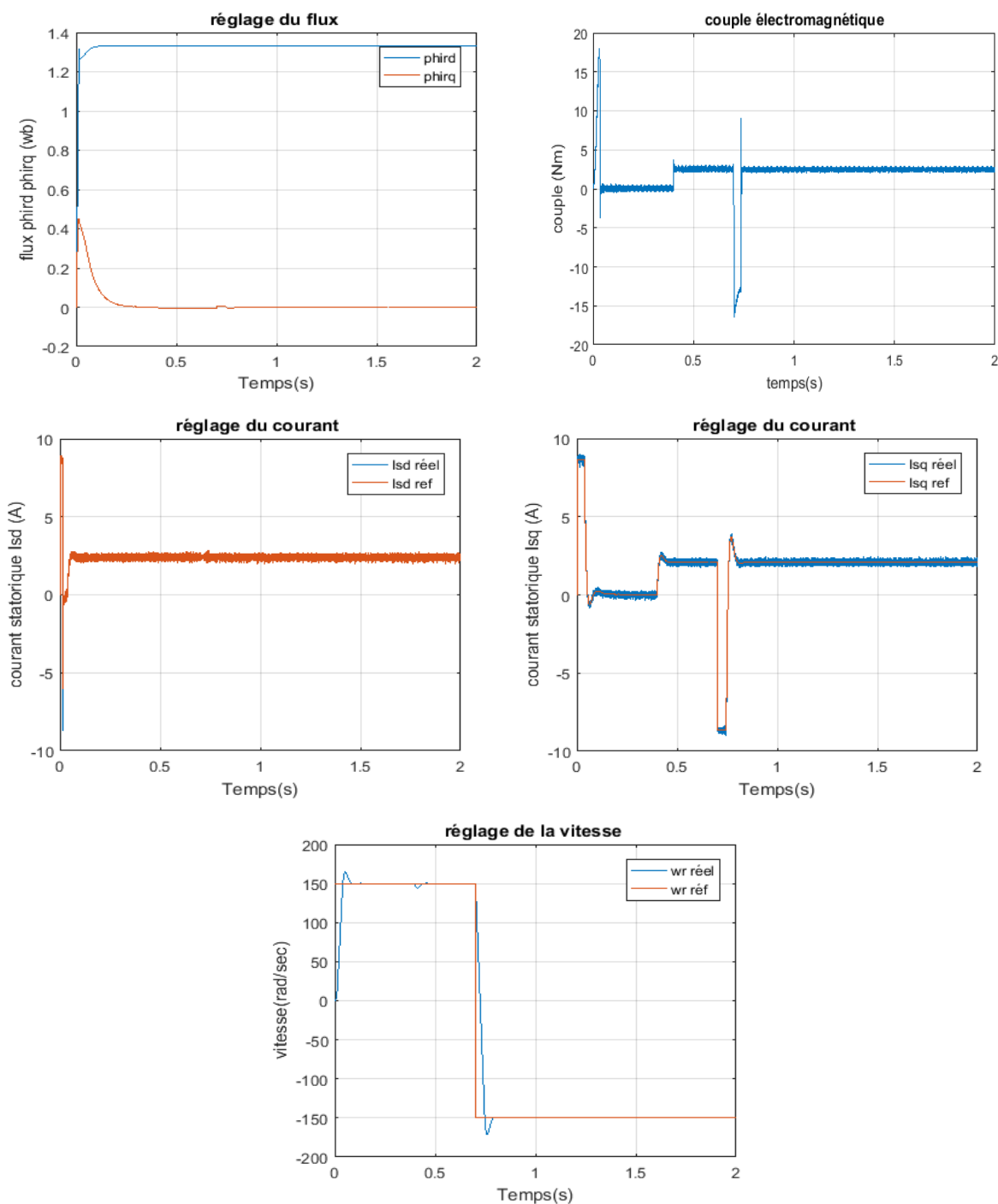


Figure.II.7 Résultats de Simulation de la Commande vectorielle directe.

II.3 Commande robuste par mode glissant

La commande par mode glissant a connu un grand succès ces dernières années. Cela est dû à la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux incertitudes du système et des perturbations externes entachant le processus, mais en raison de cette très forte activité de la commande qui permet de traduire des très fortes oscillations appelées «broutement» ou «Chattering » apparaissent dans le mode de glissement [19][20].

La commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de le faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. La conception de la commande par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes [21].

II.3.1 Choix de la surface de commutation

Pour un système non-linéaire présenté sous la forme suivante :

$$\dot{X} = [A(x)][X] + [B][U] \quad (\text{II.11})$$

Où $A(x), B$ sont deux fonctions non linéaires continues et incertaines supposées bornées. On prend la forme d'équation générale proposée par J.J.Slotine pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée[16].

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.12})$$

$$e(x) = X^d - X \quad (\text{II.13})$$

Avec :

- e : erreur sur la grandeur à régler
- λ : coefficient positif, qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
- r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.
- X^d : grandeur désirée
- X : variable d'état de la grandeur commandée.

II.3.2 Condition de convergence

La condition de convergence est définie par l'équation de Lyapunov, elle rend la surface attractive et invariante [22], [23] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.14})$$

II.3.2.1 La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$ [24]

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande U tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov [25]. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{II.15})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.16})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.17})$$

L'utilisation de cette fonction fournit une bonne estimation des performances de la commande, l'étude de robustesse et garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

II.3.3 Calcul de commande

L'algorithme de commande est défini par la relation :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{II.18})$$

U_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, en supposant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

U_n : Correspond à la commande discrète qui permet d'éliminer les effets d'imprécision du modèle et rejeter les perturbations extérieures et elle est fournie pour satisfaire la condition de convergence développée précédemment [26], [22], [23].

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente, La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\delta s}{\delta t} = \frac{\delta s}{\delta x} \frac{\delta x}{\delta t} \quad (\text{II.19})$$

$$\dot{S}(x) = \frac{\delta s}{\delta x} ([A] \cdot [X] + [B] \cdot U_{eq}) + \frac{\delta s}{\delta x} [B] \cdot U_n \quad (\text{II.20})$$

En mode de glissement et en régime permanent, le terme U_n et la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$0 = \frac{\delta s}{\delta x} ([A] \cdot [X] + [B] \cdot U_{eq}) \quad (\text{II.21})$$

Tel que : $U_n = 0$

$$U_{eq} = -\left(\frac{\delta s}{\delta x} [B]^{-1}\right) \left(\frac{\delta s}{\delta x} [A] \cdot [X]\right) \quad (\text{II.22})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par sa valeur (II.22) dans l'équation (II.20), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S} = \frac{\delta s}{\delta x} [B] \cdot U_n \quad (\text{II.23})$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\delta s}{\delta x} [B]. U_n < 0 \quad (\text{II.24})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\delta s}{\delta x} [B]$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction **sign**

$$U_n = K_x \text{Sign}(S(x)) \quad (\text{II.25})$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\delta s}{\delta x} [B]$

Quand les techniques des modes glissants sont utilisées, un phénomène est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande appelé « Chattering ». Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction « adoucie » qui filtre les hautes fréquences.

$$\text{smooth}(S(x)) = \tan(s(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (\text{II.26})$$

II.3.4 Application de la commande par mode glissant à la MAS

On prend les surfaces suivantes :

$$S(w) = w_{réf} - w \quad (\text{II.27})$$

$$S(\phi_d) = \phi_{réf} - \phi_d \quad (\text{II.28})$$

$$S(i_{sd}) = i_{sd \text{ réf}} - i_{sd} \quad (\text{II.29})$$

$$S(i_{sq}) = i_{sq \text{ réf}} - i_{sq} \quad (\text{II.30})$$

II.3.4.1 Réglage du flux

La dérivée de $S(\phi_d)$ est :

$$\dot{S}(\phi_d) = \dot{\phi}_{réf} - \dot{\phi}_d \quad (\text{II.31})$$

En remplaçant la dérivée de flux par sa valeur, on obtient :

$$\dot{S}(\phi_d) = \dot{\phi}_{réf} + \frac{1}{T_r} (\phi_d - M_{sr} i_{sd}) \quad (\text{II.32})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\phi_d) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\phi_d) = 0 \quad (\text{II.33})$$

$$i_{sdeq} = \frac{1}{M_{sr}} (T_r \phi_{réf} + \phi_d) \quad (\text{II.34})$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$S(\phi_d) \cdot \dot{S}(\phi_d) < 0 \quad (\text{II.35})$$

La commande suivante donnée assure l'attractivité, soit :

$$i_{sdn} = K_f \tanh S(\phi_d) \quad (\text{II.36})$$

Avec : $i_{sdréf} = i_{sdeq} + i_{sdn}$

II.3.4.2 Réglage de vitesse

La dérivée de $S(w)$ est:

$$\dot{S}(w) = \dot{w}_{réf} - \dot{w} \quad (\text{II.37})$$

De même façon en remplaçant la dérivée de vitesse par sa valeur, on obtient :

$$\dot{w}_{réf} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} = 0 \quad (\text{II.38})$$

$$i_{sreq} = \frac{L_r}{pM_{sr}\phi_d} (Jw_{réf} + C_r + Fw) \quad (\text{II.39})$$

La commande qui assure l'attractivité est :

$$i_{sqn} = K_w \tanh S(w) \quad (\text{II.40})$$

Avec : $i_{sqréf} = i_{sreq} + i_{sqn}$

II.3.4.3 Réglage du courant i_{sd}

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sdref} - \dot{i}_{sd} \quad (\text{II.41})$$

$$\dot{i}_{sdref} + R_{sm}i_{sd} + w_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \phi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} = 0 \quad (\text{II.42})$$

Donc :

$$v_{sdeq} = \sigma L_s (\dot{i}_{sdref} + R_{sm}i_{sd} - w_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \phi_d) \quad (\text{II.43})$$

$$R_{sm} = R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) \quad (\text{II.44})$$

La commande d'attractivité est :

$$v_{sdn} = K_d \tanh S(i_{sd}) \quad (\text{II.45})$$

$$v_{sdréf} = v_{sdeq} + v_{sdn} \quad (\text{II.46})$$

II.3.4.4 Réglage du courant i_{sq}

$$\dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sqref} - \dot{i}_{sq} \quad (\text{II.47})$$

$$\dot{i}_{sqref} + R_{sm}i_{sq} + w_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} w_r \phi_d - \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} = 0 \quad (\text{II.48})$$

$$v_{sreq} = \sigma L_s (\dot{i}_{sqref} + R_{sm}i_{sq} + w_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} w_r \phi_d) \quad (\text{II.49})$$

La commande d'attractivité est :

$$v_{sqn} = K_q \tanh S(i_{sq}) \quad (\text{II.50})$$

$$v_{sqréf} = v_{sreq} + v_{sqn} \quad (\text{II.51})$$

II.3.5 Résultats de simulation

Les simulations ont été effectuées sous Matlab/SimPowerSystem. Pour étudier les performances et la robustesse de la commande appliquée on a utilisé des régulateurs par mode glissant avec un bon choix des gains (K_w, K_f, K_d, K_q) peut garantir que les erreurs de poursuite de vitesse et de flux peuvent être nuls.

Nous avons imposé une vitesse de référence de 150 rad/sec à $t=0s$ puis la vitesse est inversée à -150 rad/sec à $t=0.7s$, à $t=0.4s$, un couple nominal est appliqué la machine $C_r=C_n$.

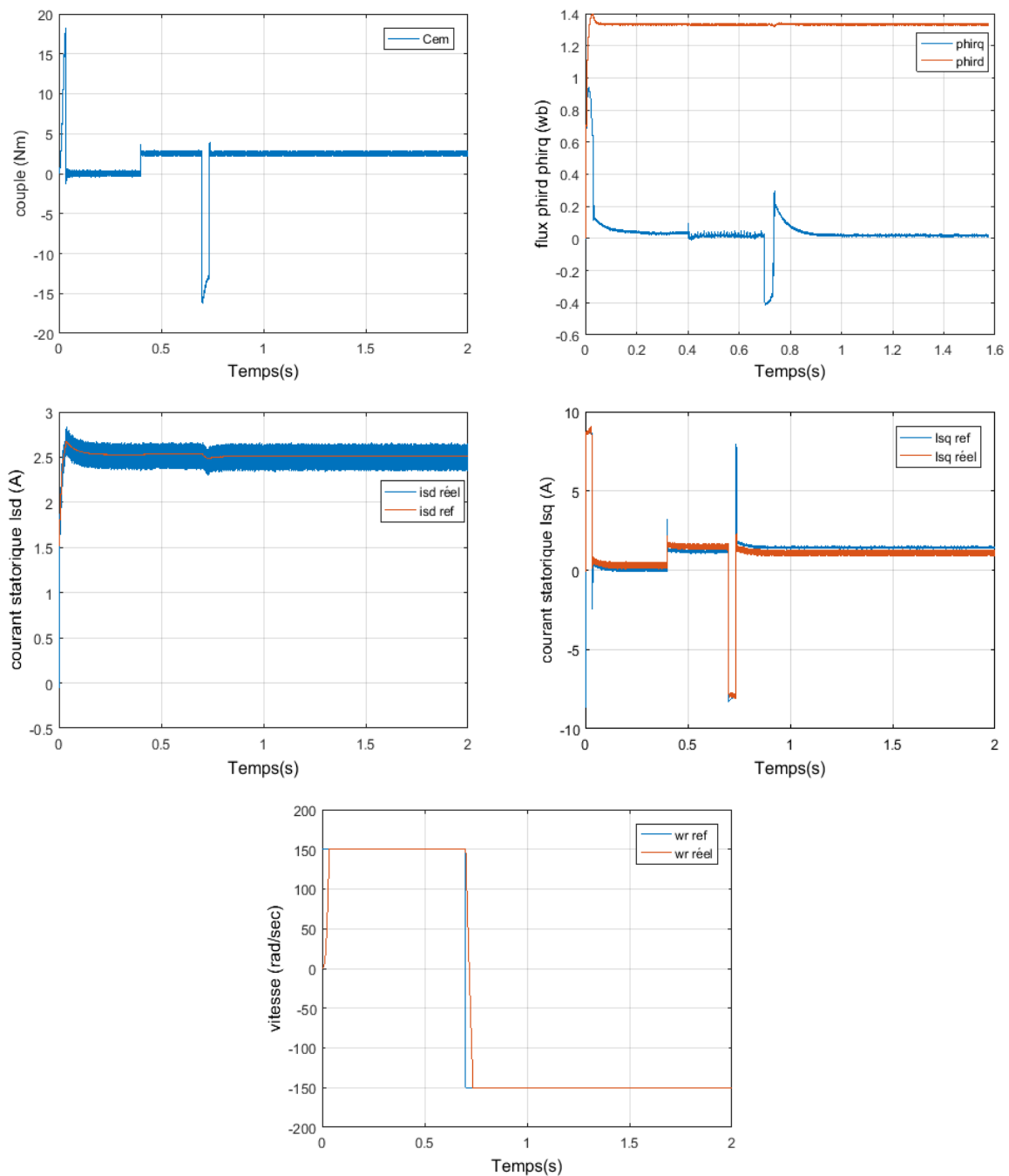


Figure.II.8 Réponse de réglage par mode glissant de vitesse, couple, flux et courant

La réponse de la vitesse montre un temps de réponse rapide et elle suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre que la commande par mode glissant assure un bon découplage. Les flux (ϕ_{rd} et ϕ_{rq}) et le couple électromagnétique sont maintenus à leurs valeurs désirées, impliquant ainsi, un bon découplage. Les courants suivent leurs références avec des oscillations de haute fréquence à cause de phénomène de chattering.

II.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur de vitesse

La commande vectorielle de la machine asynchrone exige la mesure de la vitesse. Physiquement cette mesure est réalisée au moyen d'un capteur mécanique montée en bout d'arbre du rotor, qui malheureusement, contribue à augmenter la complexité et le coût de l'installation (câblage supplémentaire et maintenance) [27].

Pour ces raisons, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse est devenu une solution et nécessite donc de développer des méthodes d'estimation ou d'observation de la vitesse ou de la position.

II.4.1 Présentation de l'observateur Luenberger adaptatif

Le problème majeur de l'observateur de Luenberger classique est que l'estimation de la vitesse à partir de l'équation mécanique ne permet pas de donner de bonnes performances surtout à basse vitesse. Pour remédier à ce problème, on est obligé de synthétiser un autre observateur (Luenberger adaptatif) de telle sorte à éviter d'utiliser l'équation mécanique et on estime la vitesse seulement à partir des grandeurs électriques [6].

Pour cela, nous allons travailler avec un modèle de la machine asynchrone dont les variables d'états sont les deux courants statoriques et les deux flux rotoriques. Le modèle de la Mas dans un référentiel lié au stator devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (\text{II.52})$$

Ou sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

Avec :

$$A_{11} = -\{R_s/(\sigma L_s) + (1 - \sigma)/(\sigma \tau_r)\} I = a_{r11} I \quad (\text{II.54})$$

$$A_{12} = M_{sr}/(\sigma L_s L_r) \{(1/\tau_r) I - W_r J\} = a_{r12} I + a_{i12} J \quad (\text{II.55})$$

$$A_{21} = (M_{sr}/\tau_r) I = a_{r21} I \quad (\text{II.56})$$

$$A_{22} = -(1/\tau_r) I + W_r J = a_{r22} I + a_{i22} J \quad (\text{II.57})$$

$$B_1 = 1/(\sigma L_s) I = b_1 I \quad (\text{II.58})$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T \text{ ET } y = [i_{sd} \quad i_{sq}]^T$$

L'avantage de cette modélisation est que la matrice A dépend seulement de la vitesse de rotation.

L'observateur d'état, qui estime le courant statorique et le flux rotorique ensemble, s'écrit comme les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A} \cdot \hat{x} + B \cdot u + G(C \cdot x - C \cdot \hat{x}) \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

G : le gain d'observation.

II.4.2 Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse

Il est basé sur le système adaptatif avec modèle de référence MRAS. L'estimation de la vitesse seule est applicable ici pour l'observation du flux. Cette méthode consiste à adapter le fonctionnement d'un système ajustable à celui d'un modèle de référence Figure II.9.

L'organe d'adaptation retouche les paramètres du système ajustable (observateur) pour obtenir le flux rotorique ϕ_{rest} ainsi que la vitesse W_{rest} en minimisant l'erreur d'estimation des courants statoriques [28][44].

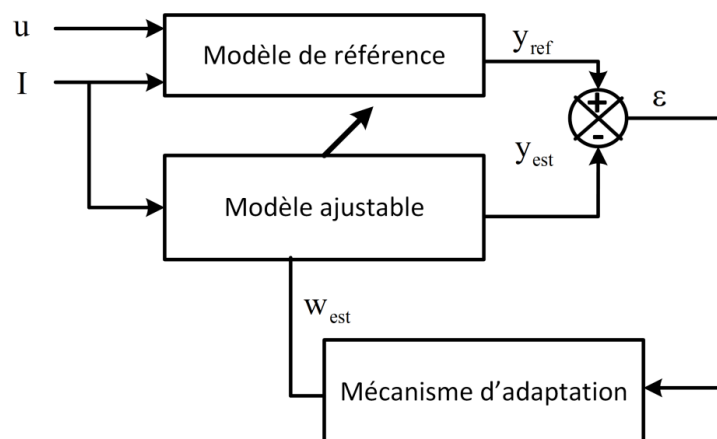


Figure.II.9 Principe d'un système adaptatif

La MRAS (Model Référentielle Adaptive System) a été initialement introduite pour la machine asynchrone par C. Schauder [45] la méthode est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone. Il propose une comparaison des flux calculés respectivement à partir des équations statoriques et des équations rotoriques. L'idée de base est de trouver le paramètre de vitesse du modèle adaptable qui donne deux estimations du flux identiques. On peut montrer que cette valeur ne peut être que celle de la vitesse réelle, car il y a unicité de la solution. Le bon fonctionnement de ce système est assuré par le choix judicieux du mécanisme d'adaptation qui garantit la convergence du modèle adaptable vers le modèle de référence. Pour concevoir cet observateur on utilise une fonction de Lyapunov appropriée. On définit l'erreur d'estimation

$e = x - \hat{x}$ Et la dérivée de l'erreur est égale :

$$\frac{d}{dt}e = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (A + GC)e - \Delta A \hat{x} \quad (\text{II.60})$$

Avec :

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta w_r J / c \\ 0 & \Delta w_r J \end{bmatrix}, c = (\sigma L_s L_r) / M_{sr}$$

Maintenant on définit la fonction candidate de lyapunov suivante :

$$V = e^T e + (\hat{w} - w)^2 / \lambda \quad (\text{II.61})$$

Ou : λ est une constante positive

$$\frac{d}{dt}V = e^T \{(A + GC)^T + (A + GC)\}e - 2\Delta w_r (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) / c + 2\Delta w_r \frac{d}{dt} \hat{w}_r / \lambda \quad (\text{II.62})$$

Avec : $e_{isd} = i_{sd} - \hat{i}_{sd}$ et $e_{isq} = i_{sq} - \hat{i}_{sq}$

On peut trouver un schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse en faisant une égalité entre le deuxième et le troisième terme de l'équation (II.62):

$$\frac{d}{dt} \hat{w}_r = \lambda (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) / c \quad (\text{II.63})$$

Si le gain d'observation G est choisi de telle façon à ce que l'équation soit une fonction semi définie négative, l'observateur sera stable.

De l'équation (2.69) on peut écrire :

$$\hat{w}_r = K_i \int (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (\text{II.64})$$

Pour améliorer l'estimation de la vitesse on ajoute une action proportionnelle à l'équation (II.64), la vitesse estimée devient égale à [29].

$$\hat{w}_r = K_p (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) + K_i \int (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (\text{II.65})$$

Le choix des paramètres K_i, K_p est arbitraire [29].

II.4.3 Calcul du gain d'observation

Pour assurer une bonne estimation de la vitesse rotorique, on doit choisir le gain d'observation G de telle sorte que (A-GC) est asymptotiquement stable, les valeurs propres de (A-GC) sont de partie réelle négative. Pour assurer la stabilité à n'importe quelle vitesse, les pôles de l'observateur doivent être proportionnels aux pôles de la machine asynchrone (k le facteur de proportionnalité qui est supérieur ou égal à 1). La matrice G est définie comme [28] :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.66})$$

Par analogie aux pôles de la machine asynchrone, on peut déduire les éléments de la matrice G qui sont donnés par

$$g_1 = (k - 1)(a_{r11} + a_{r22}) \quad (\text{II.67})$$

$$g_2 = (k - 1)a_{i22} \quad (\text{II.68})$$

$$g_3 = (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(k - 1)(a_{r11} + a_{r22}) \quad (\text{II.69})$$

$$g_4 = -c(k - 1)a_{i22} \quad (\text{II.70})$$

On constate bien que les éléments de G dépendent de la vitesse estimée.

II.4.4 Résultats de simulation

Nous devons appliquer l'observateur de Luenberger dans l'algorithme de la commande vectorielle, pour pouvoir mettre en évidence son intérêt vis-à-vis la commande sans capteur de vitesse de la MAS.

Nous imposons une vitesse de référence de 150 rad/sec à $t=0s$ puis la vitesse est inversée à 150 rad/sec à $t=0.7s$, à $t=0.4s$, $C_r=C_n$.

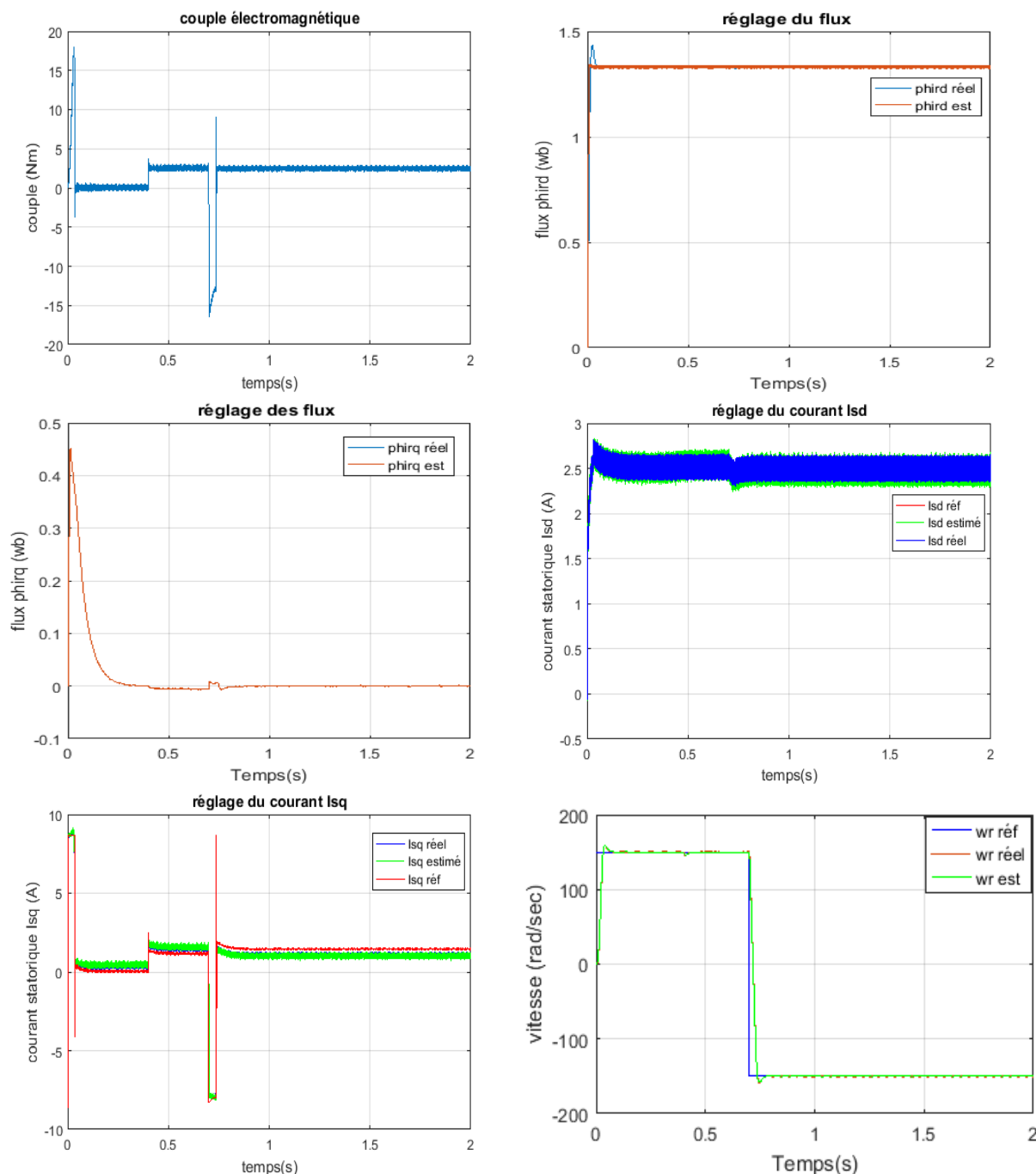


Figure.II.10 Résultats de Simulation de la Commande vectorielle directe avec association d'observateur de Luenberger adaptatif

On constate que l'estimation de la vitesse de rotation est presque parfaite. La vitesse estimée suit parfaitement la vitesse réelle avec une erreur statique nulle. Ainsi, on observe une excellente orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique. On remarque aussi une parfaite poursuite des composantes du flux rotoriques estimés à leurs composantes réelles correspondantes, de même pour les composantes du courant statorique estimées qui s'accrochent correctement à leurs valeurs réelles correspondantes ce qui montre que le gain d'observation est bien synthétisé. On voit bien sûr le couple électromagnétique à l'image du courant isq ce qui signifie que le découplage est bien réalisé.

II.4.6 Observateur à mode glissant dédié au diagnostic de la machine asynchrone

En vue de l'estimation du flux rotorique on a recours à des observateurs à mode glissant, caractérisés par leur robustesse excellente et leurs propriétés de performance pour les problèmes de non linéarité. L'observateur mode glissant de la MAS peut être décrit par une équation différentielle non linéaire de cinquième ordre avec un quatre variable électrique (vitesse, flux, courant et tension) comme suit [13] :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} + K \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + pKw_r \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} + \lambda_1^T I_s \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\gamma i_{s\beta} + K \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} - pKw_r \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} + \lambda_2^T I_s \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - pw_r \hat{\phi}_{r\beta} + \lambda_3^T I_s \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + pw_r \hat{\phi}_{r\alpha} + \lambda_4^T I_s \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{pM_{sr}}{JL_r} (\hat{\phi}_{r\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{c_r}{J} - \frac{F}{J} w_r + q_1 (w_r - \hat{w}_r) + \lambda_5^T I_s \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

Le vecteur I_s est donné par :

$$I_s = \begin{pmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{pmatrix} \quad \text{Et} \quad S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Tel que : S1 et S2 les surfaces de glissement

L'analyse de la stabilité consiste à déterminer les gains $q_1 \lambda_1^T \lambda_2^T \lambda_3^T \lambda_4^T \lambda_5^T$ de façon à assurer la convergence asymptotique des erreurs d'observation. Ils sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \lambda_1^T \\ \lambda_2^T \end{bmatrix} = Q^{-1} \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \quad \text{Et} \quad Q = \frac{1}{(a^2 + (kpw_r)^2)^2} \begin{pmatrix} a & -kpw_r \\ kpw_r & a \end{pmatrix}$$

Le choix de Q est fait pour faciliter le calcul des gains.

$$\begin{bmatrix} \lambda_3^T \\ \lambda_4^T \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \left(q_1 - \frac{1}{T_r}\right) \delta_1 & -p\omega_r \delta_2 \\ p\omega_r \delta_1 & \left(q_2 - \frac{1}{T_r}\right) \delta_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.72})$$

$$\lambda_5 = [\lambda_{51} \quad \lambda_{52}] \quad , \quad \lambda_5 = \begin{bmatrix} \lambda_{51} & \lambda_{52} \\ \delta_1 & \delta_2 \end{bmatrix} = \frac{pM_{sr}}{JL_r} [i_{s\beta} - i_{s\alpha}]$$

Tels que :

$$\delta_1 > \|e_3\|_{max} \quad , \quad \delta_2 > \|e_4\|_{max} \quad , q_1 > 0 \quad , q_2 > 0 \quad , q_3 > 0$$

II.4.7 Résultats de simulation

Des simulations ont été effectuées pour illustrer l'efficacité de l'observateur. Nous avons imposé une vitesse de référence de 150 rad/sec à t=0s puis la vitesse est inversée à -150 à t=0.7s, à t=0.4s, Cr=Cn.

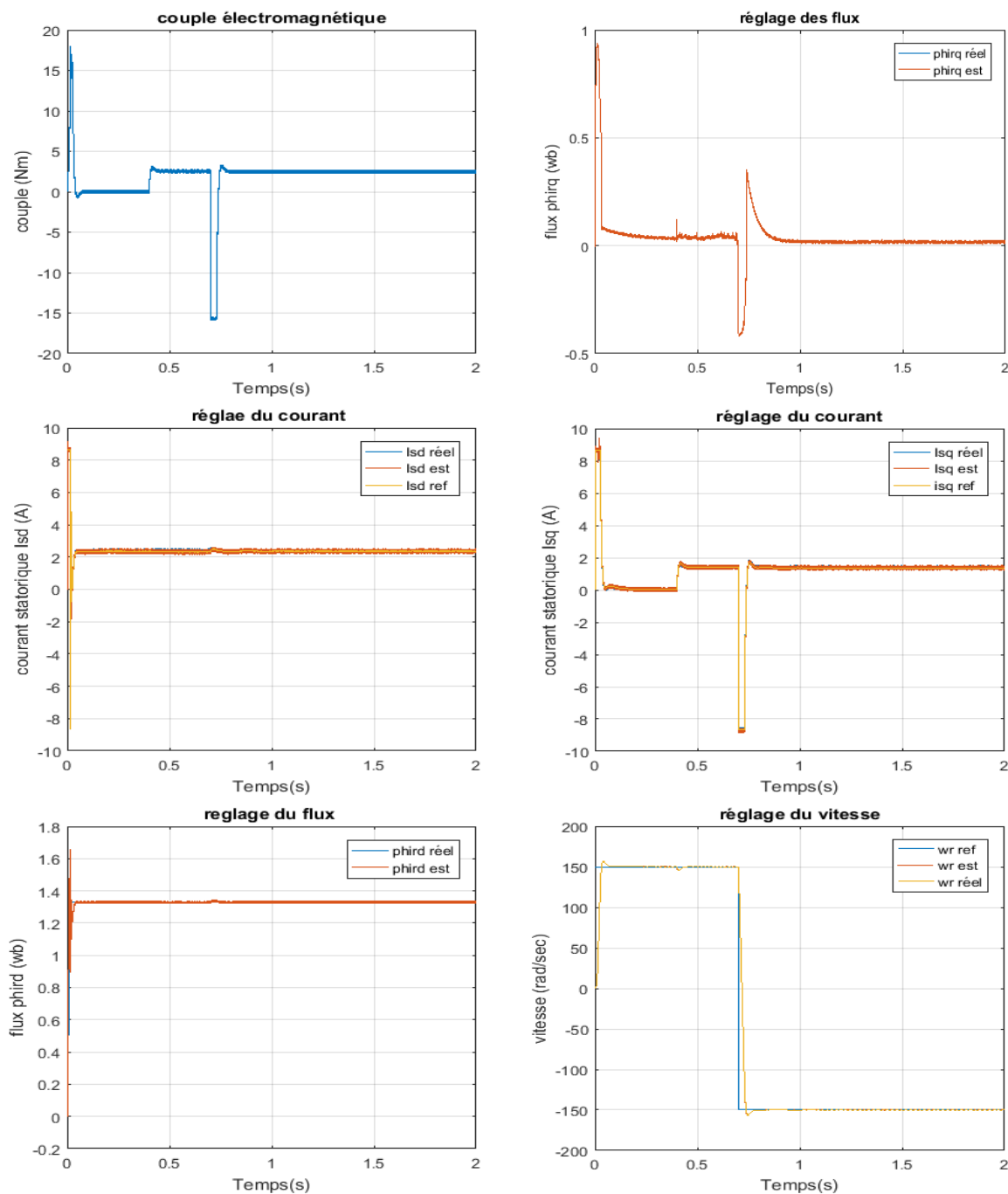


Figure.II.11 résultats de simulation de l’observateur à mode glissant

D’après la Figure II.11, nous constatons que la vitesse estimée suit parfaitement la référence avec une bonne dynamique, de même pour les grandeurs estimées (flux et courant) qui convergent vers leurs valeurs réelles ce qui montre que l’observateur à mode glissant est bien synthétisé.

II.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce deuxième chapitre le principe de la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique, cette technique permet à la machine asynchrone de se

comporter comme une machine à courant continu à excitation séparée. Ensuite, nous avons utilisé des techniques pour l'estimation de la vitesse. Ces techniques sont exploitées dans la commande vectorielle directe afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine asynchrone triphasée. Celles-ci sont données successivement par les structures de l'observateur Luenberger, et l'observateur par modes glissant. Une simulation numérique a été effectuée pour valider les performances de ces observateurs.

Chapitre III

**Reconstruction de courants du
MAS via le un seul capteur de
courant (DC-LINK)**

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier la reconstruction des courants triphasés via un seul capteur de courant du bus continu de l'onduleur. L'objectif de cette approche est de pouvoir récupérer les informations en cas de défauts de capteurs de courant. La technique qu'on va utiliser dans ce mémoire consiste à reconstruire les courants à travers le fonctionnement d'onduleur (les états de commutations). En outre, un filtre basse bande de type POLS est utilisé afin d'obtenir des résultats similaires aux courants réels. A la fin de ce chapitre des résultats de simulation sont présentés discutant l'approche étudiée.

III.2 Principe

L'idée de base de cette technique est de reconstruire les courants triphasés via le courant continu de l'alimentation de l'onduleur et ces états de commutations. On va considérer que la charge et machine asynchrone montée en étoile. Notons que ce raisonnement peut être appliquée pour d'autres charges [30].

III.2.1 Circulation du courant dans un bras d'onduleur

Chaque borne de phase du moteur alimenté par un onduleur est connectée au centre d'un bras d'onduleur [31]-[34], qui peut être représenté sous une forme simplifiée par le schéma de la Figure III.1.

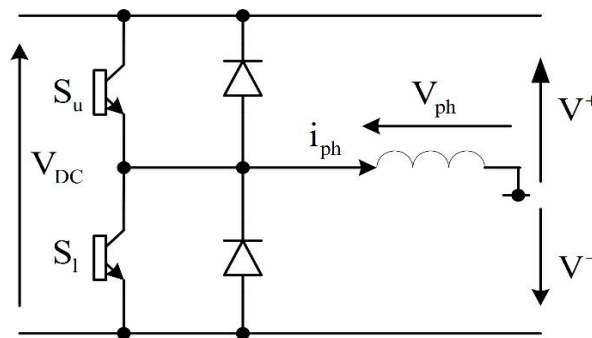


Figure.III.1 Schéma d'un seul bras d'onduleur

Les interrupteurs S_u et S_l fonctionnent en complémentaire fournissant les deux états utiles du bras de l'onduleur. Lorsqu'un l'interrupteur est fermé, le courant de phase i_{ph} circule soit à travers le transistor, soit à travers sa diode antiparallèle, selon la polarité de i_{ph} . Dans les deux cas, la tension de phase augmente, (par rapport à une alimentation fictive point médian) est presque égal à la tension d'alimentation ; V^+ si S_u est activé, ou V^- si S_l est activé. En modulant

correctement les temps relatifs pour lesquels V^+ et V^- sont appliqués à la phase, la tension de phase moyenne peut être amenée à suivre une sinusoïde ou toute autre forme d'onde.

Le courant de ligne du moteur circule via le chemin de l'alimentation positif ou négatif en fonction de l'état des interrupteurs et quelle que soit la polarité du courant.

III.3 Méthode de reconstruction de courant triphasée basée sur le courant continu de l'onduleur

La Figure III.2 montre le schéma électronique d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Afin de reconstruire les courants de phase, il est nécessaire d'identifier les états de commutation de chaque bras et déterminer les courants suivant ces états en fonction de I_{dc} [35],[36].

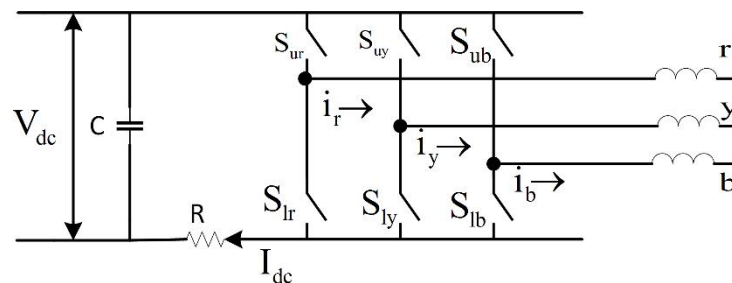


Figure.III.2 Système de reconstruction du courant appliqué

III.3.1 Identification des états de l'onduleur

L'onduleur a 27 états possibles. Seulement les huit états qui sont utiles pour contrôler les tensions triphasées et assurer le fonctionnement de l'onduleur [35]. À partir de ces informations, on peut reconstruire le courant I_{dc} . Le tableau (III.1) montre la relation entre le courant I_{dc} et la fonction de commutation [36][31][37].

Tableau III.1 : la relation entre le courant i_{dc} et la fonction de commutation de l'onduleur

| Etat | S_{ub} | S_{uy} | S_{ur} | S_{lb} | S_{ly} | S_{lr} | i_{dc} |
|------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | i_r |
| 2 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | i_y |
| 3 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | $-i_b$ |
| 4 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | i_b |
| 5 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | $-i_y$ |
| 6 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | $-i_r$ |
| 7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Par exemple à l'état 0, tous les commutateurs inférieurs sont fermés de sorte que les courants triphasés circulent dans le sens négatif et vice versa, donc le courant i_{dc} est nul [35].

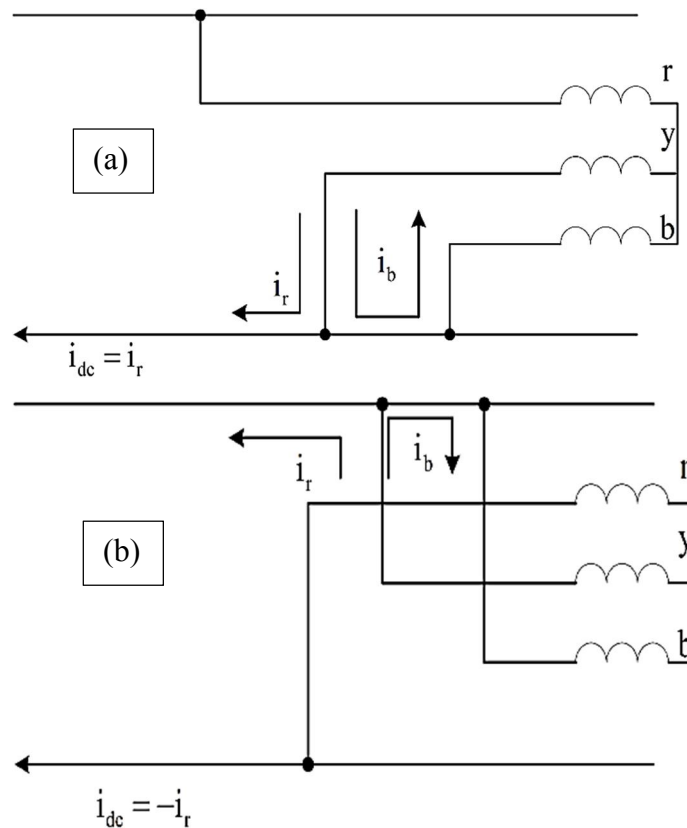


Figure.III.3 a l'état 1 de l'onduleur, b l'état 6 de l'onduleur

Dans l'état 1, le courant de phase i_r est connecté à l'alimentation positive, et les autres courants sont connectés à l'alimentation négative donc $i_{dc}=i_r$, comme illustré sur la Figure III.3.a.

L'état 6 est le complément de l'état 1, comme illustré dans Figure III.3.b. Le sens des courants est également indiqué dans le diagramme, et dans ce cas $i_{dc}=-i_r$.

De la même façon on peut conclure que le courant i_{dc} , ne dépend que de i_y , dans les états 2 et 5, et seulement i_b , dans les états 3 et 4.

À l'aide de circuits logiques simples, les états 1 à 6 peuvent être identifiés à partir des six signaux de commande de commutation envoyés à l'onduleur. Par conséquent, la valeur de chaque courant de phase peut être obtenue à partir du courant continu au temps approprié [38].

Le courant de phase est reconstruit en échantillonnant la variation du courant après la commutation [39]. La sortie des courants reconstruits est sous forme échantillonnée sont illustrés dans la Figure III.4 [31].

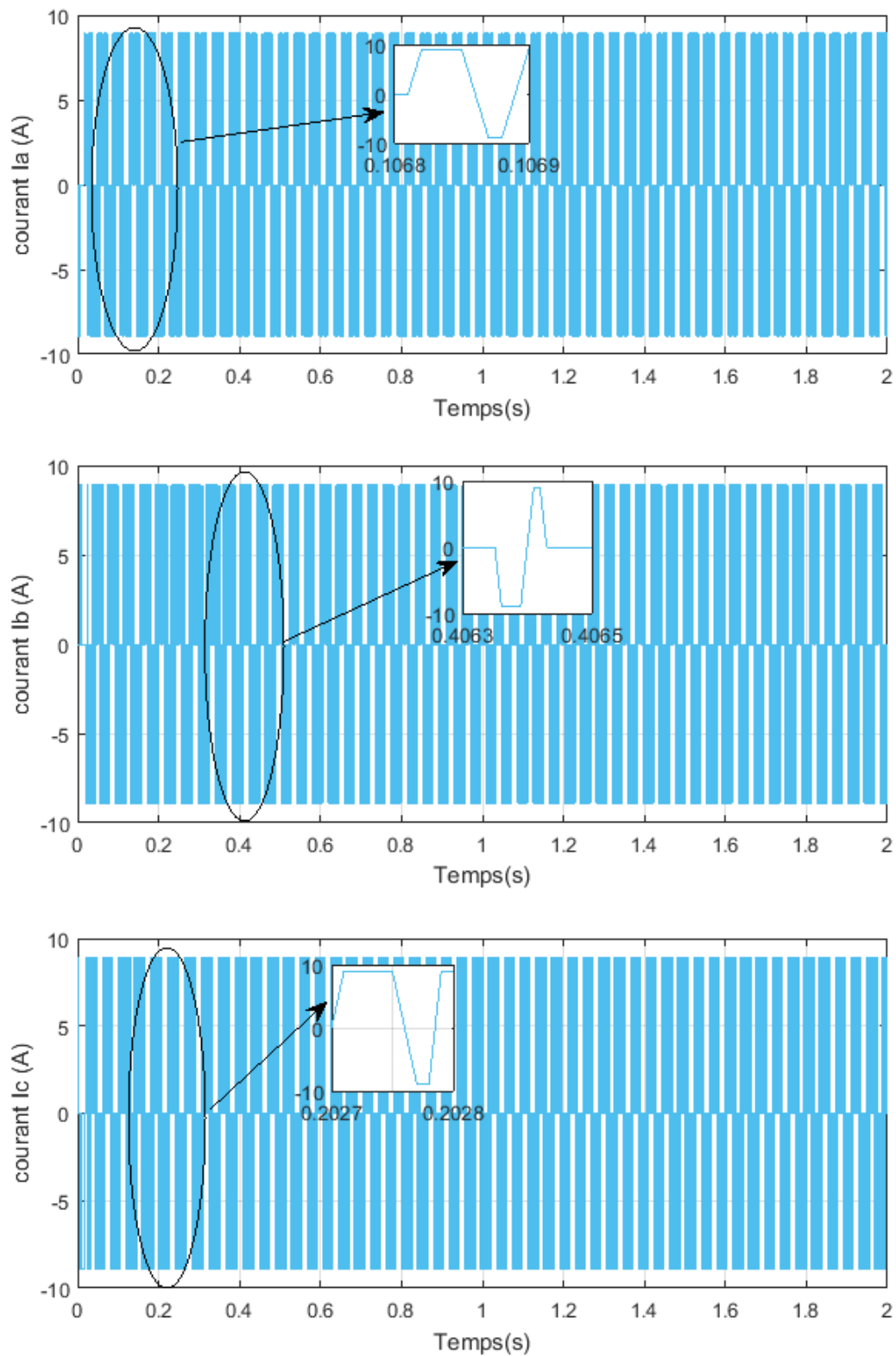


Figure.III.4 Les courants reconstruits échantillonnés

Afin d'obtenir des formes de courants sinusoïdales, nous avons utilisé un filtre d'ordre zéro.

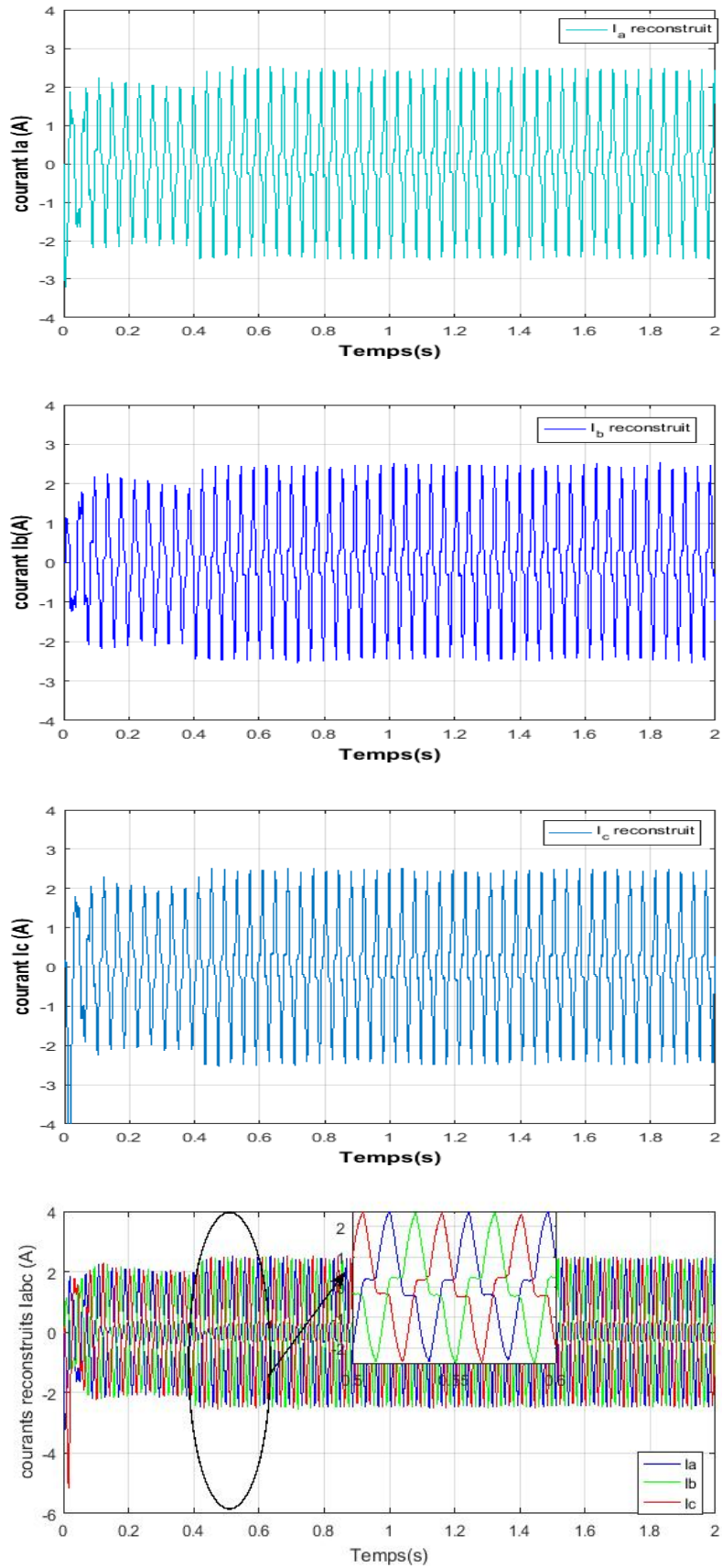


Figure.III.5 Les courants reconstruits triphasés

Cependant les allures des courants de phases sont illustrées dans la Figure III.5. On peut constater que les courants de phases sont équilibrés mais ne sont parfaitement sinusoïdales dus aux harmoniques créés par la commutation. Afin d'améliorer les résultats, nous allons intégrer un autre filtre basse bande connu sous le nom PFCE [40].

III.3.2 Intégrations du filtre PFCE

Le PFCE est utilisé grâce à ses avantages. La conception de cette structure est simple : le signal d'entrée c'est le courant dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$) ; la sortie est la composante fondamentale positive. On a un seul paramètre pour le réglage ; dans [40] l'auteur recommande l'utilisation un facteur d'amortissement supérieur de 280 pour une dynamique plus rapide du fondamentale. A la fréquence de fondamental, Le PFCE a un déphasage de 0° et un gain unitaire, donc il n'influe pas sur la fondamentale du courant estimé. Sa simplicité assure une implémentation simple et une exécution rapide

La structure du PFCE proposé est présentée sur la Figure III.6

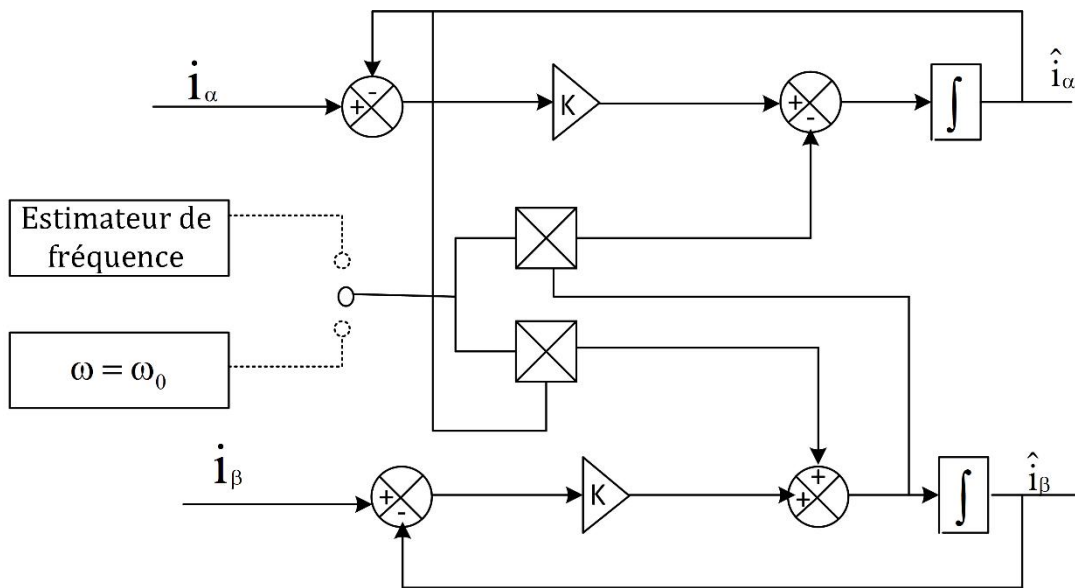


Figure.III.6 La structure PFCE proposée

Pour montrer l'efficacité de ce filtre, nous avons effectué un essai par simulation comme illustré dans la Figure III.7

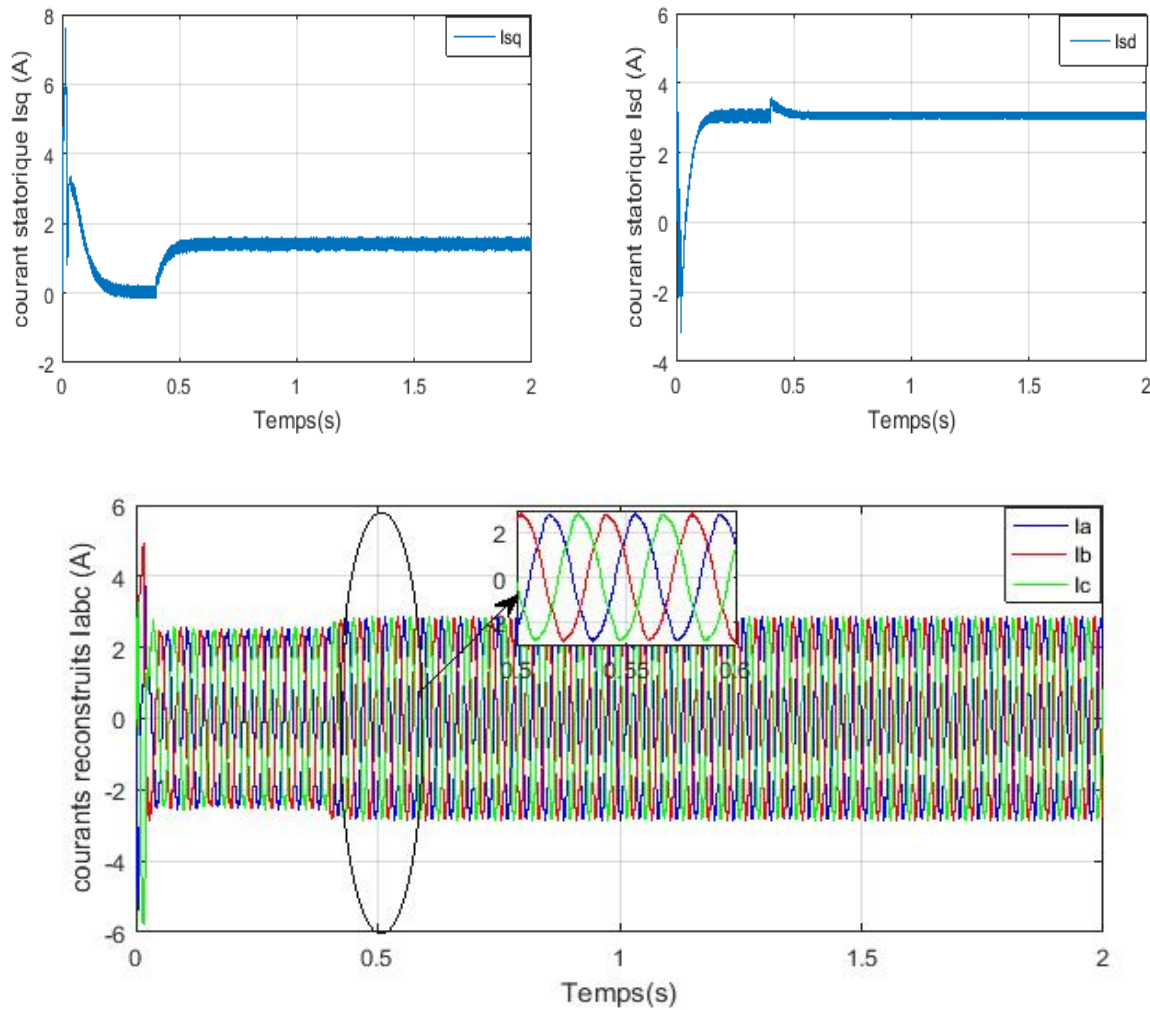


Figure.III.7 Résultats de simulation après le filtrage

D'après les résultats obtenus on remarque que les courants reconstruits sont parfaitement sinusoïdales et ils suivent leurs valeurs réelles, on peut donc conclure que cette technique permet de rejeter les harmoniques et extraire le fondamental le plus proche de sa valeur nominale. De plus les courants statoriques convergent vers leurs valeurs désirées indiquant l'efficacité de cette technique.

III.4 Application de la méthode de reconstruction de courant dans la commande vectorielle

Afin d'assurer le control vectoriel en cas de défauts de capteurs de courants, nous avons appliqué la méthode de reconstruction développée précédemment, comme illustré dans la Figure III.8.

III.5 Résultats de simulation

Des simulations ont été effectuées sous MATLAB/SimPowerSystem, pour valider et évaluer les performances de la méthode proposée nous avons imposé une vitesse de référence de 150 rad/sec à $t=0$ s, à $t=0.4$ s un couple nominal est appliqué à la machine $C_r=C_n$. Les résultats de simulation sont donnés sur la Figure III.8.

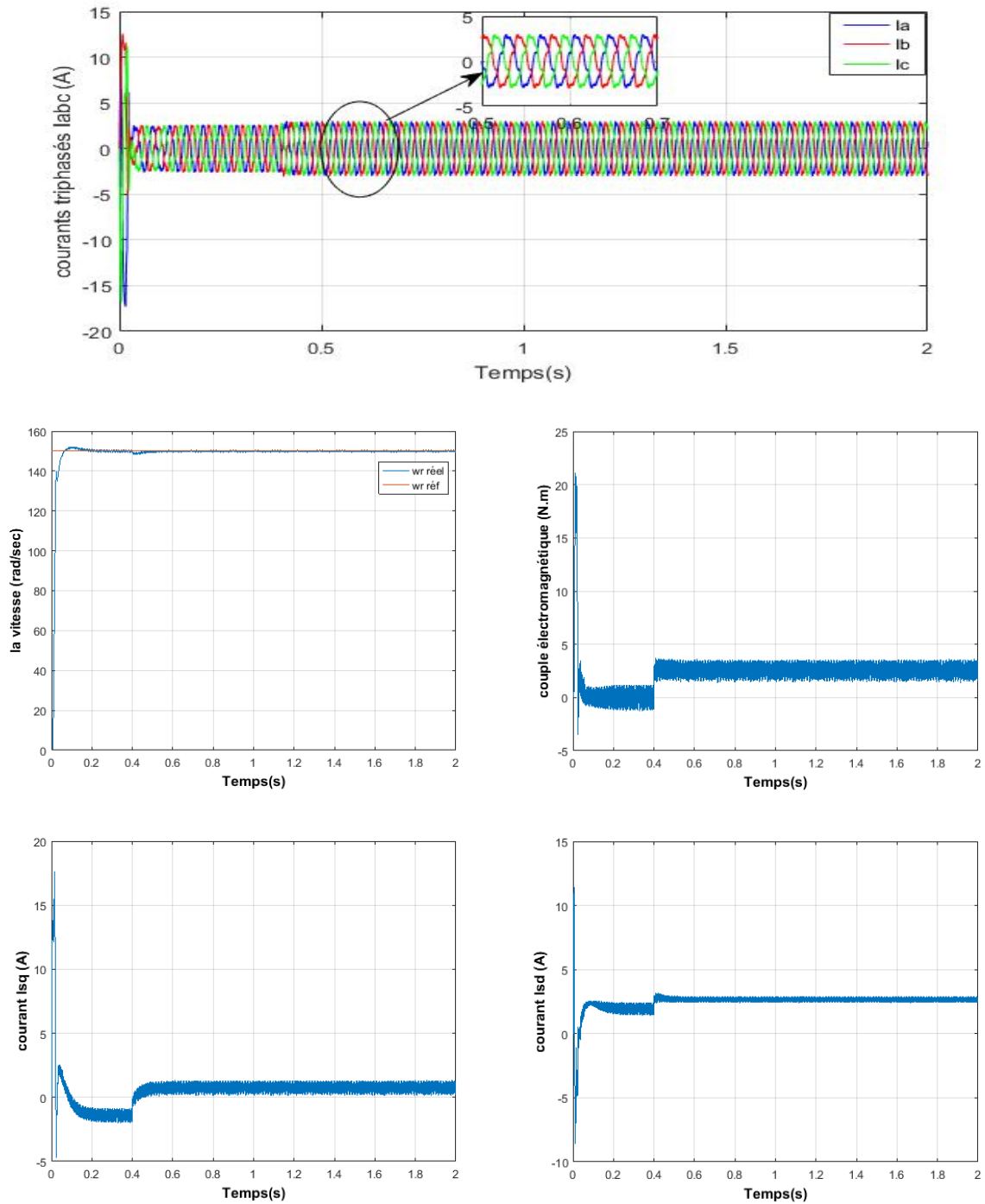


Figure.III.8 Résultats de simulation obtenus de la commande vectorielle avec association de la méthode de reconstruction

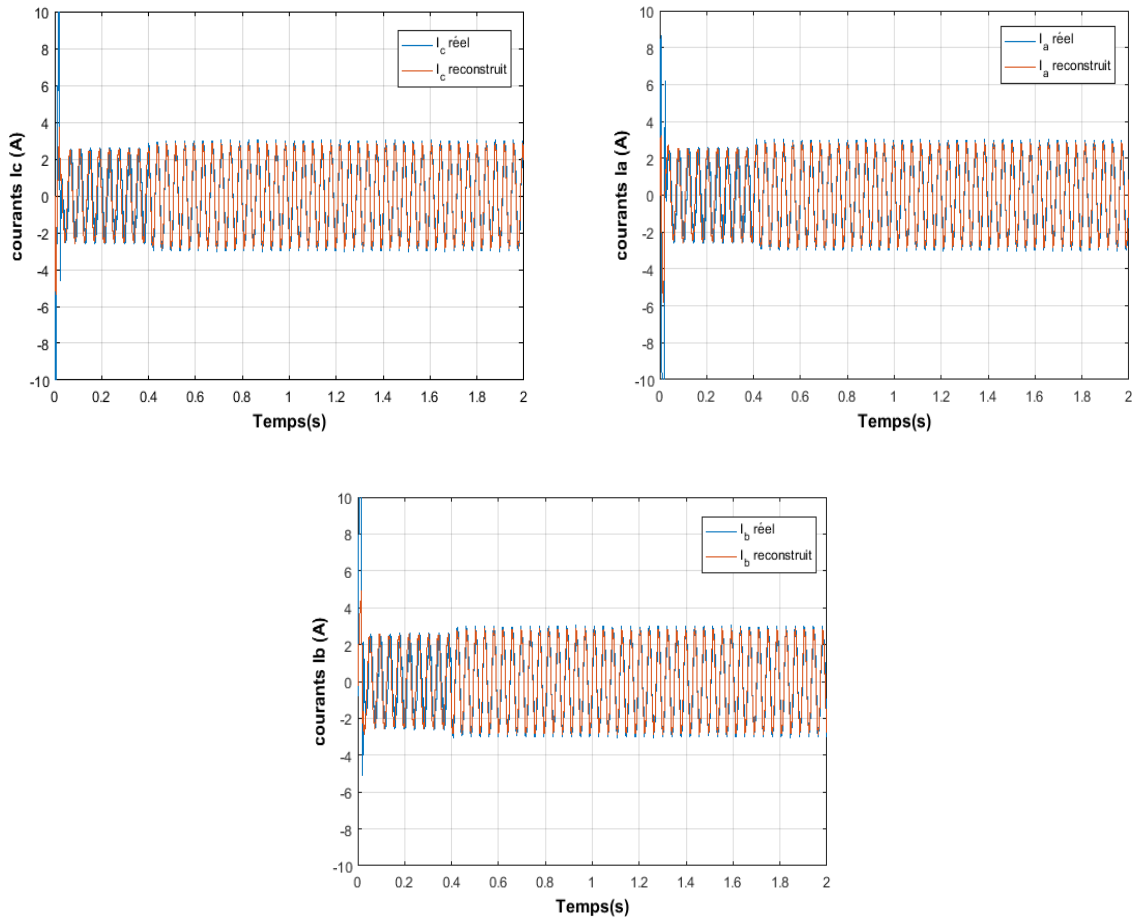


Figure.III.9 comparaison entre les courants reconstruits et réels

Les simulations reportées sur la Figure III.8 et la Figure III.9 montrent que la méthode proposée donne des résultats satisfaisants :

- La vitesse de rotation suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique en régime permanent, elle est atteinte rapidement sans dépassement avec une petite perturbation lorsqu'on applique un couple de charge à $t=0.4s$.
- Le couple électromagnétique est maintenu à leur valeur désirée.
- Le courant statorique i_{sq} est proportionnel au couple électromagnétique. Par ailleurs, le courant statorique i_{sd} est maintenu à leur valeur désirée. La réponse de ces deux composantes du courants statoriques montre bien l'efficacité de cette technique.
- Les courants triphasés prennent une forme sinusoïdale et ils suivent leurs valeurs réelles.
- Une comparaison est faite entre les courants réels et les courants reconstruits. On peut constater que le control vectoriel est assuré par un seul capteur de courant.

III.6 Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'application de la méthode de reconstruction du courant de MAS via un seul capteur de courant du bus continu de l'onduleur, cette méthode consiste à reconstruire les courants à travers le fonctionnement d'onduleur (les états de commutations) en cas de défauts de capteurs de courant et pour améliorer les résultats nous avons utilisé le filtre PFCE. Les résultats obtenus illustrent l'efficacité de cette méthode proposée. Ce travail a permis de montrer qu'elles sont bien adaptées pour des applications de commande vectorielle de la machine asynchrone.

Chapitre IV

Commande tolérante aux défauts de mas pour de défauts de capteur.

IV.1 Introduction

Notre objectif dans ce chapitre est d'élaborer une commande tolérante aux défauts active de la machine à induction pour des défauts de capteurs de courants et de vitesse. Dans une première étape, nous synthétisons un algorithme FTC machine à induction pour un seul défaut de capteur de courant et de vitesse en se basant sur les deux observateurs décrits dans le deuxième chapitre (observateur à mode glissant et Luenbeurger adaptatif). Ensuite nous insérons la méthode de reconstruction décrit dans le chapitre précédent dans le cas d'apparition des deux défauts de capteurs, Et nous terminons ce chapitre en développant un système de détection et de correction globale traitant les défauts des capteurs de courant et de vitesse ensemble. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de chapitre.

IV.2 Commande tolérante active au défaut capteur

Algorithme de Commande tolérante aux défauts de capteurs de courant et de vitesse est illustré dans la Figure IV.1. Dans les conditions nominales la commande vectorielle fonctionne avec un capteur de vitesse et trois capteurs de courant.

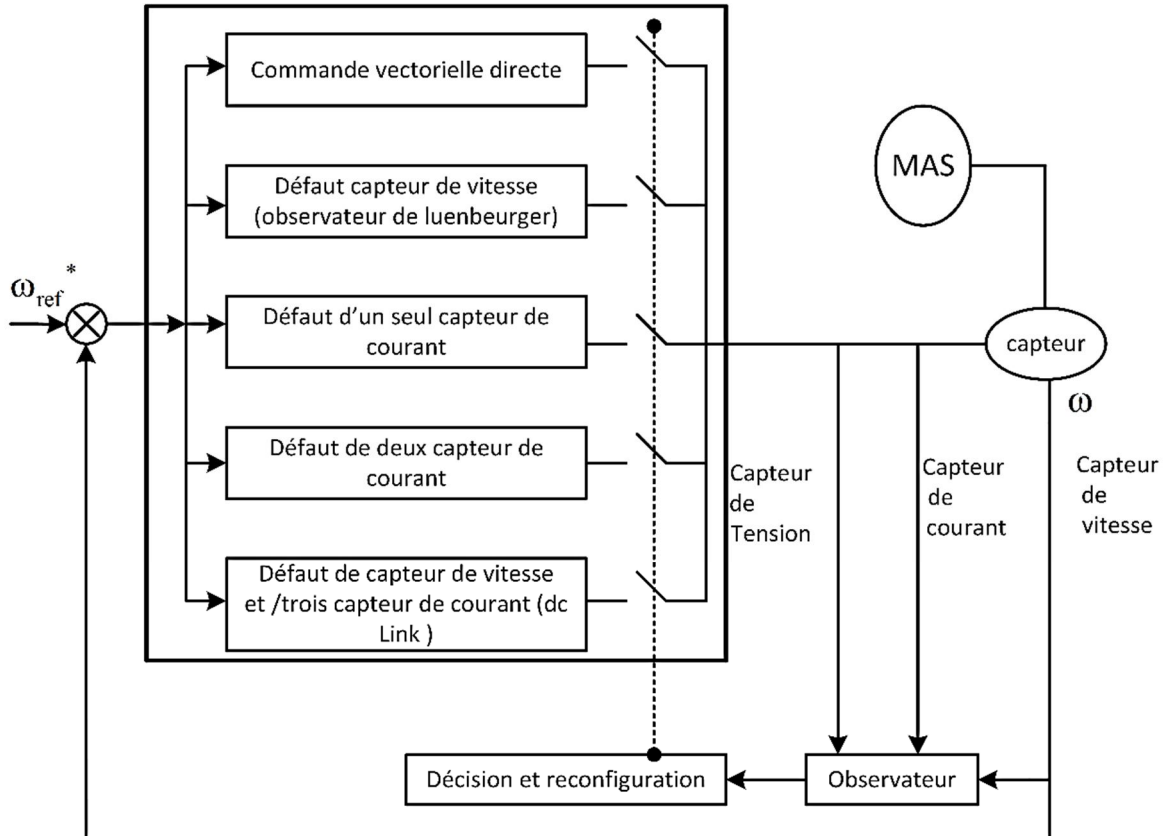


Figure.IV.1 Structure générale d'une commande tolérante aux défauts active.

Dans le cas d'un défaut de vitesse, le capteur de vitesse va être remplacé par un observateur adaptatif développé dans le chapitre II. Si un seul capteur de courant est défectueux, l'information doit être reconstruite via les deux autres capteurs. Dans le cas de défaut de deux capteurs de courant, l'information va être reconstruite via le courant continu de l'onduleur développé dans le chapitre III. Tous ces scénarios, vont être présentés par des tests de simulation dans la suite de ce chapitre.

IV.3 Défaut capteur de vitesse

Nous avons développé un algorithme simple pour le défaut de capteur de vitesse, en utilisant l'observateur adaptatif Luenbeurger, qui permet d'estimer la vitesse, en cas de l'apparition de défaut.

IV.3.1 Résultats de simulations

Nous avons effectué un essai par simulation. Nous imposons une vitesse de référence de 150 rad/sec. On introduit un défaut de capteur de vitesse à $t=1.1$ sec, et un couple de charge $C_r=C_n$ à $t=0.4$ sec.

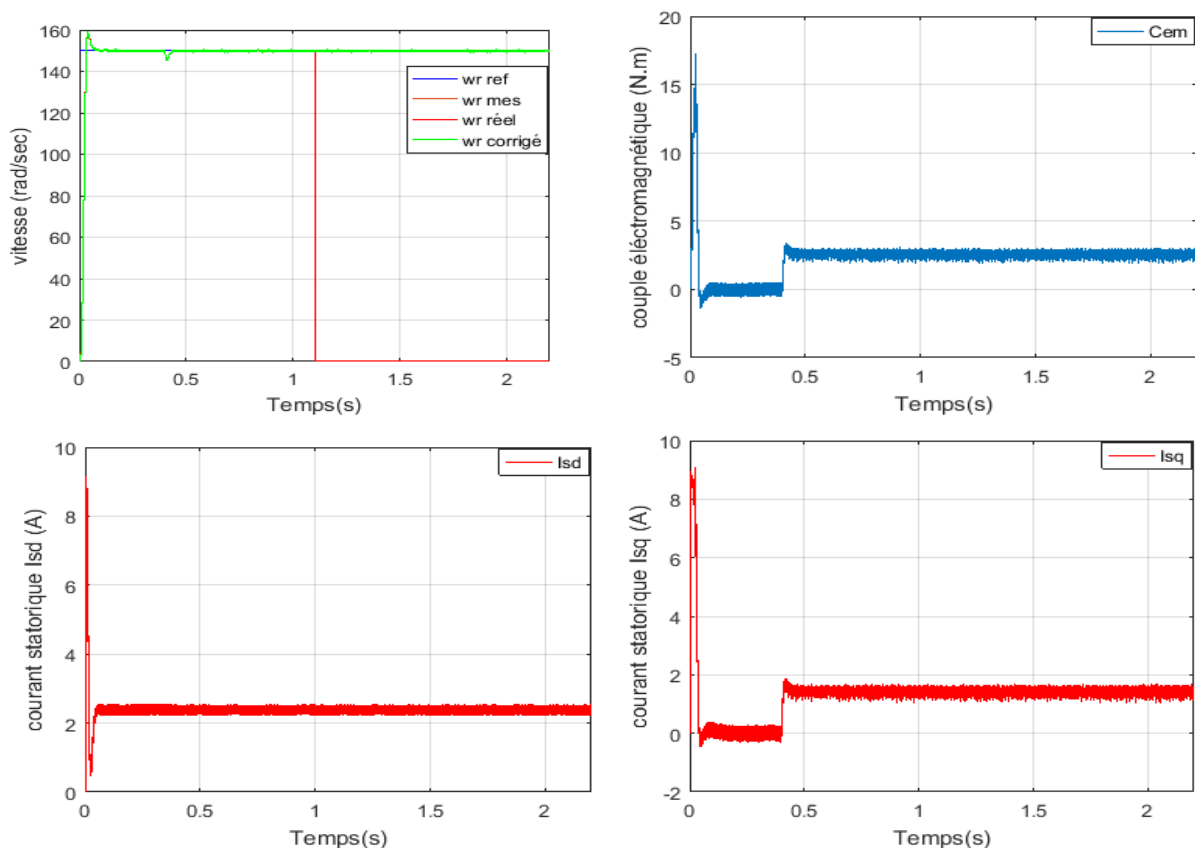


Figure.IV.2 Résultat de simulation lors d'un défaut de capteur de vitesse.

Les simulations reportées sur la Figure IV.2 montrent que l'application d'un seul défaut de capteur de vitesse donne des résultats satisfaisants :

La vitesse estimée (corrigée) suit parfaitement la vitesse mesurée que ce soit avant ou après le défaut. Les composantes des courants statorique et le couple électromagnétique sont maintenus à leurs valeurs désirées.

IV.4 Défaut capteur de courant

Pour détecter et estimer les défauts, un observateur en mode glissant a utilisé pour générer des résidus à partir des courants réels et estimés, ensuite l'étape de l'isolement et la correction de défaut [18],[41].

IV.4.1 Bloc de détection de défaut

Pour détecter le défaut il faut obtenir les valeurs des trois courants statorique de la machine à partir des trois capteurs de courant exploités dans ce bloc. Théoriquement dans le cas des systèmes triphasés équilibrés la somme des trois courant i est nulle [41].

Alors :

$i=0 \rightarrow$ Fonctionnement normal (pas de défaut)

$i \neq 0 \rightarrow$ Existence de défaut de capteur courant.

Mais pratiquement la somme des trois courants n'est pas exactement zéro mais elle est proche de zéro. Donc nous posons un seuil i_0 telle que :

$|i| < i_0 \rightarrow$ Fonctionnement normal (pas de défaut).

$|i| > i_0 \rightarrow$ Existence de défaut de capteur courant.

IV.4.2 Bloc de génération des résidus

L'isolement du capteur défaillant dépend plus d'information, qui peut être obtenue par l'observateur mode glissant décrit précédemment. Nous calculons les deux courants dans le repère fixe en utilisant chaque fois.

Les courants de phase i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} satisfont la relation algébrique :

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (IV.1)$$

Par conséquent, si deux courants de phase sont mesurés, le troisième courant de phase peut être calculé à partir de (IV.1). Cependant, nous proposons d'employer trois capteurs mesurant les trois courants i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} et de profiter de la redondance fournie par ces trois mesures dans la stratégie basée sur l'observateur pour la FTC ceci est montré dans la Figure IV.3[43].

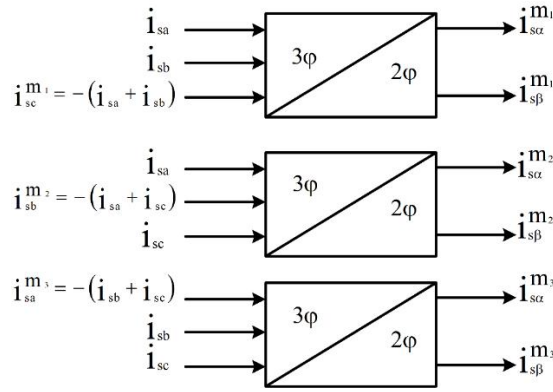


Figure.IV.3 calcul des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$

Ensuite, le calcul des résidus :

$$\begin{aligned}
 r_1 &= \begin{cases} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha 1} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta 1} \end{cases} \\
 r_2 &= \begin{cases} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha 2} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta 2} \end{cases} \\
 r_3 &= \begin{cases} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha 3} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta 3} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{IV.2}$$

IV.4.3 Bloc d'isolement et correction de défaut

Cette étape consiste à évaluer le résidu calculé en le comparant à un résidu seuil prédéfini, ainsi qu'une indication sur leurs sensibilités, le Tableau IV.1 illustre la sensibilité de chaque résidu à chaque défaut [41]:

Tableau IV.1 : Sensibilité des résidus vis-à-vis aux défauts.

| | Défaut de capteur a | Défaut de capteur b | Défaut de capteur c |
|--------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| Résidu r_1 | + | + | - |
| Résidu r_2 | + | - | + |
| Résidu r_3 | - | + | + |

(+) sensible au défaut.

(-) pas sensible.

Nous définissons trois résidus pour isoler le capteur en défaut. Chaque résidu est calculé à partir seulement de deux mesures. Il ne sera donc sensible qu'à ces deux mesures et n'affichera aucune variation lorsque le troisième capteur est défectueux.

D'autre part, parmi les trois résidus on a deux résidus vont obligatoirement varier, le troisième reste inchangé, ce qui permettra de localiser le capteur en défaut. Le Tableau IV.2 résume les trois cas de figures qui peuvent arriver, quand un seul des capteurs présente une défaillance.

Tableau IV.2 : Les cas de figures permettant la détection d'un capteur en défaut

| Comportement des résidus | | | Capteur a | Capteur b | Capteur c |
|--------------------------|-------------------|-------------------|-----------|-----------|-----------|
| $r1$ varie | $r2$ varie | $r3$ ne varie pas | + | - | - |
| $r1$ varie | $r2$ ne varie pas | $r3$ varie | - | + | - |
| $r1$ ne varie pas | $r2$ varie | $r3$ varie | - | - | + |

(+) présence de défaut.

(-) pas de défaut.

Dans le cas de fonctionnement normal (sans présence de défaut), il n'y aura pas de correction c'est-à-dire les deux courants représentés dans le repère (α, β) $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ seront calculés à partir des trois courants de phase mesurés [18].

Dans le cas de dysfonctionnement (présence de défaut), les deux courants $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ seront obtenu selon la localisation de défaut c'est-à-dire si le défaut est dans le capteur :

a : $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ seront pris de la troisième mesure c'est-à-dire la mesure ou le courant.

$$i_{sa} = -(i_{sb} + i_{sc}) \tag{IV.3}$$

b : $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ seront pris de la deuxième mesure c'est-à-dire la mesure ou le courant.

$$i_{sb} = -(i_{sa} + i_{sc}) \tag{IV.4}$$

c : $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ seront pris de la première mesure c'est-à-dire la mesure ou le courant.

$$i_{sc} = -(i_{sb} + i_{sa}) \tag{IV.5}$$

IV.4.4 Résultats de simulation

Des simulations ont été effectuées pour illustrer l'efficacité du FTC. Nous avons imposé une vitesse de référence de 150 rad/sec à $t=0s$, puis la vitesse est inversée à -150 rad/sec à $t=0.7s$, à $t=0.4s$ un couple nominal est appliqué à la machine $C_r=C_n$, à $t=0.5s$ on a introduit un défaut de capteur de courant.

Les simulations reportées sur la Figure IV.4 montrent que l'application d'un seul défaut de capteur de courant donne des résultats satisfaisants :

- La vitesse de rotation suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique.
- Les courants statoriques sont correctes ce qui permet de localiser le capteur en défaut et le corriger (utiliser les deux autres phases).
- Le couple électromagnétique est maintenu à leur valeur désirée.
- Le courant statorique i_{sq} est proportionnel au couple électromagnétique.

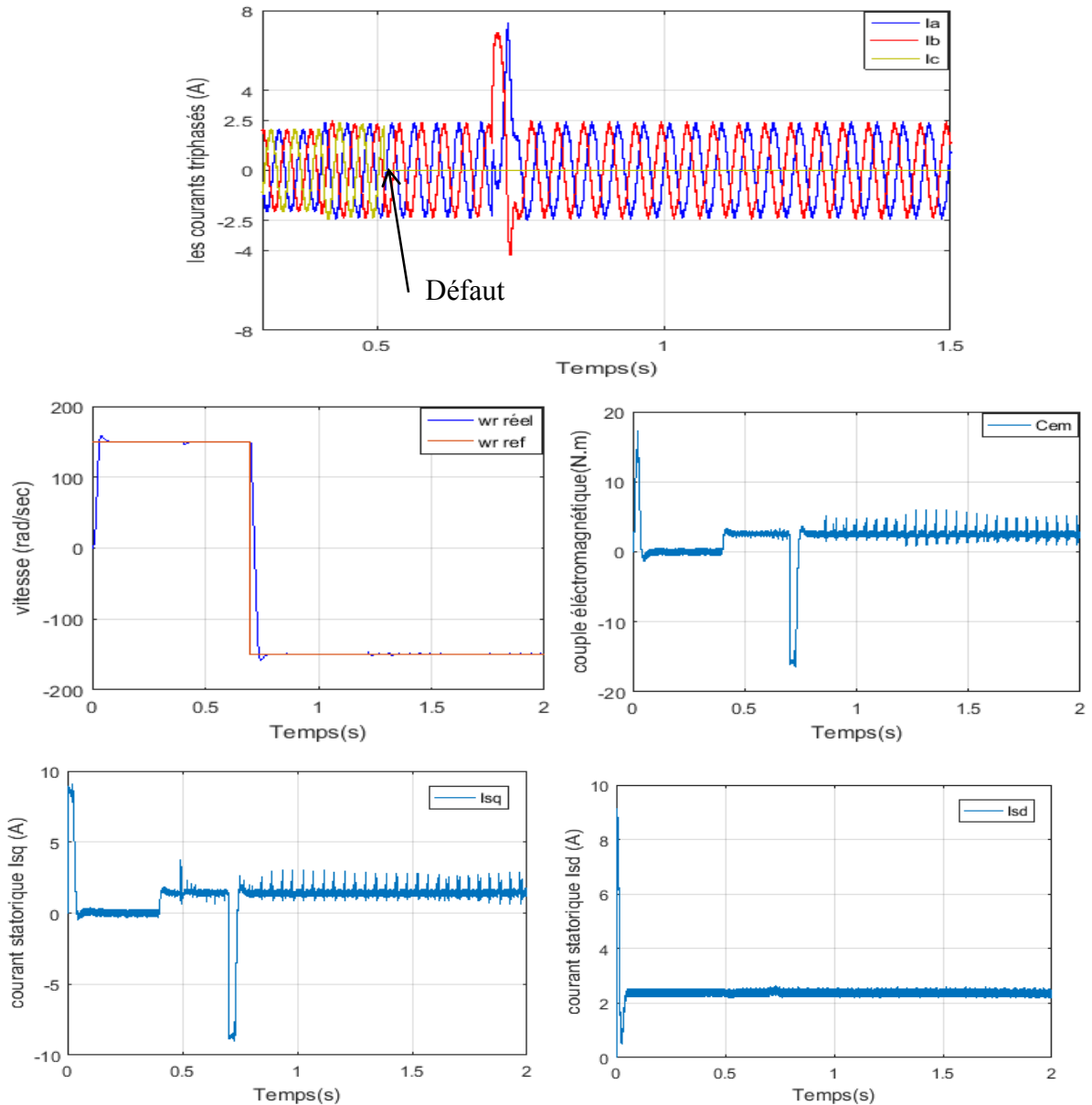


Figure.IV.4 Résultats de simulation lors d'un défaut de capteur de courant.

IV.5 Défaut de deux capteurs de courant

Lorsqu'il y a deux ou trois capteurs en défaut nous ne pourrions pas les corriger nous avons besoin d'au moins deux courants de phase pour générer les trois courants, pour assurer la continuité de service, nous avons basé sur la méthode de la reconstruction de courants du MAS via un seul capteur de courant du bus continu de l'onduleur qui nous avons déjà expliqué dans le chapitre précédent.

IV.5.1 Résultats de simulation

Nous avons effectué un essai par simulation. Nous imposons une vitesse de référence de 130rad/sec à 160 rad/sec à $t=0.7s$, à $t=0.4s$ un couple nominal est appliqué à la machine $C_r=C_n$, le défaut de capteur de courant est introduit comme suit : à $t=0.9s$ le premier capteur en défaut, à $t=1.7s$ le deuxième capteur en défaut.

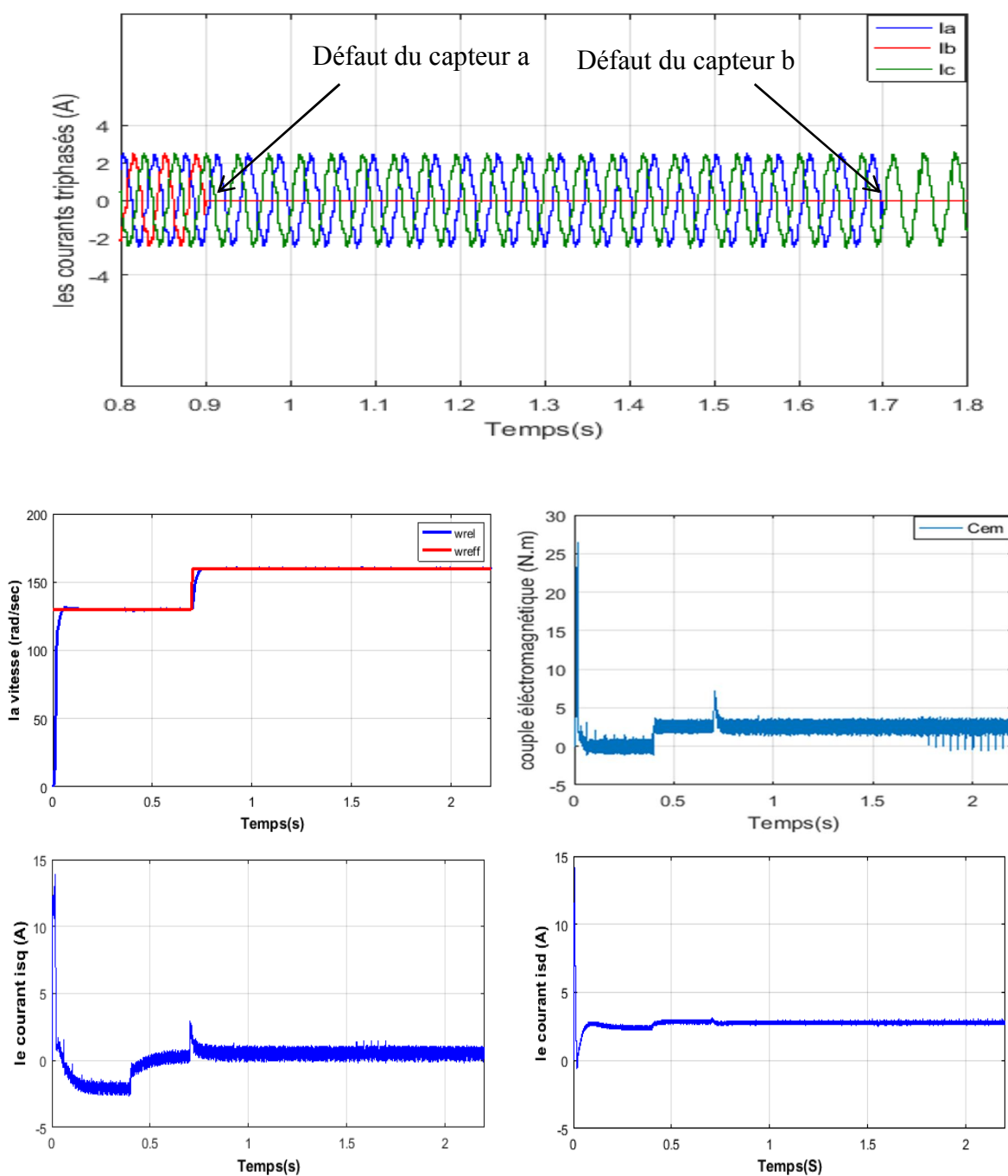


Figure.IV.5 Résultats de simulation lors d'un défaut de deux capteurs de courant

Les résultats de simulation illustrés sur la Figure IV.6 montrent que l'application d'un défaut de deuxième capteur de courant donne des résultats satisfaisants ce qui montre la validité de cette méthode.

La vitesse réelle suit sa référence, les courants statoriques suivent parfaitement leurs valeurs nominales et le couple électromagnétique est maintenu à leur valeur désirée.

IV.6 Défaut de capteur de courant et de vitesse

Dans les deux points précédents nous avons traité le défaut du capteur de courant et de vitesse séparément. Pour isoler et corriger le défaut de capteur de vitesse nous avons besoin de la vitesse estimée obtenue par l'observateur Luenbeurger. Dans le cas d'un défaut de capteur de courant l'estime de la vitesse incorrecte ce qui implique que la détection de défaut de capteur de vitesse sera influencée et vice versa. Ce qui nous pousse à élaborer un système de détection et de correction globale traitant les défauts des capteurs de courant et de vitesse ensemble et de propose une stratégie de commande qui assura la continuité de service [42],[11]

IV.6.1 Résultats de simulation

Nous avons effectué un essai par simulation. Nous imposons une vitesse de référence de 150rad/sec, le défaut de capteur de courant est introduit comme suit : a $t=0.9s$ le premier capteur en défaut, a $t=1.42s$ le deuxième capteur en défaut et a $t=1.7s$ le troisième capteur en défaut. A $t=1.1s$ on introduit un défaut de capteur de vitesse.

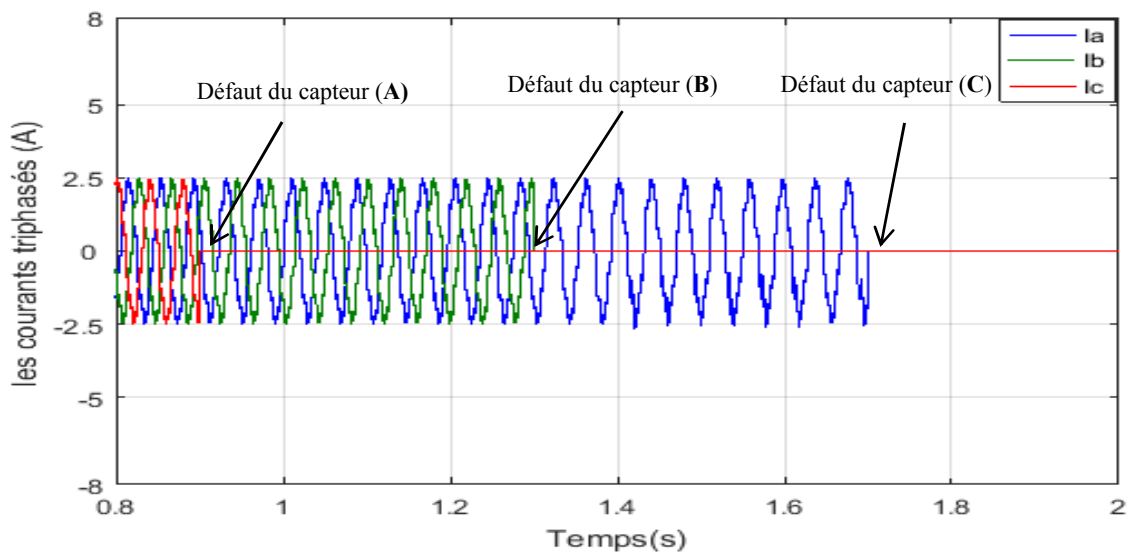


Figure.IV.6 Résultats de simulation lors d'un défaut de trois capteur de courant.

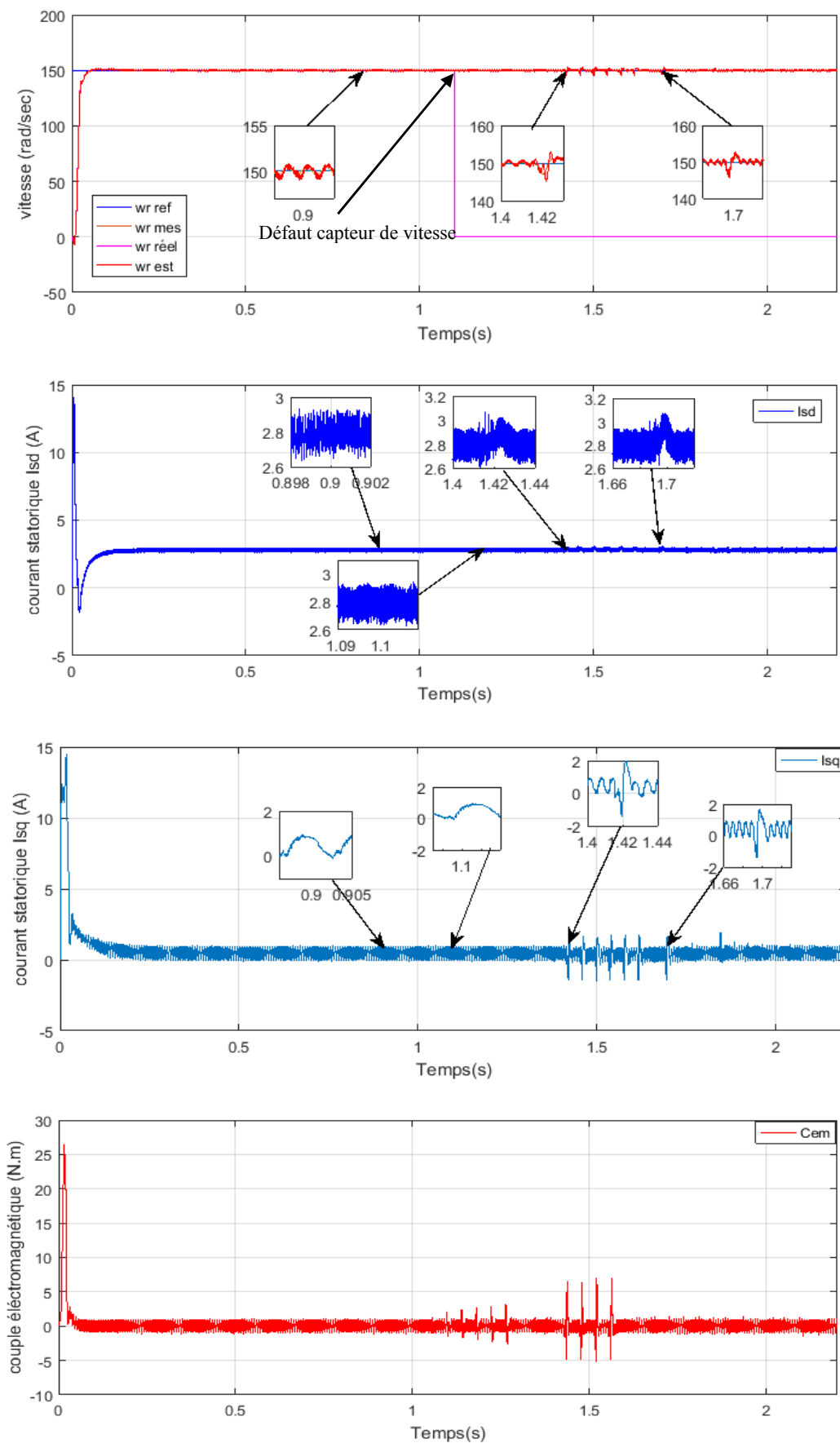


Figure.IV.7 Résultats de simulation lors d'un défaut de capteur de courant et de vitesse.

Lorsqu'on introduit deux ou trois défauts de capteur de courant nous pourrions le corriger en utilisant la méthode de reconstruction de courant développée précédemment. Pour le défaut de capteur de vitesse en utilisant l'observateur de Luenberger adaptatif comme illustré dans la Figure IV.6 et IV.7 On peut conclure que l'algorithme proposé fournit des résultats très satisfaisantes en termes de continuité de service mais nécessite un extra capteur de courant du bus continu de l'onduleur.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une méthode FTC pour les différents scénarios qui peuvent altérer une machine asynchrone dans une boucle de régulation pour des défauts de capteurs de courant et de vitesse. L'avantage d'un tel algorithme réside dans sa capacité de fonctionner sous control vectoriel dans toutes les situations de défaut de capteur. Les résultats obtenus ont montré l'efficacité de notre approche.

Conclusion générale

Ce travail s'inscrit dans le cadre de la commande tolérante aux défauts active de la machine asynchrone en boucle fermée afin de compenser les défauts de capteurs. Notre objectif est de développer un algorithme global traitant les défauts de capteur de courant et de vitesse ensemble. Nous nous sommes intéressés à l'utilisation des observateurs adaptatifs et la mesure du courant du bus continu à partir les états de commutation de l'onduleur pour reconstruire les informations des capteurs défectueux qui permet d'assurer la continuité de fonctionnement sous la commande vectorielle

Dans le premier chapitre, nous avons mentionné les différents types de défauts qui peuvent altérer le fonctionnement normal de la machine, les principales méthodes de diagnostic et le concept de la commande tolérante aux défauts. Ensuite nous avons parlé sur l'application de la commande vectorielle à la machine à induction fonctionnant en boucle fermée en cas de défauts de capteurs de courant et de vitesse.

Dans le deuxième chapitre, Nous avons présenté le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone reposant sur l'orientation du flux rotorique, cette technique permet de réaliser un découplage entre le flux et le couple, et pour une bonne estimation nous avons appliqué la commande par mode glissant qui permet d'assurer la robustesse. Ensuite, nous avons utilisé des techniques d'observations pour l'estimation des courants et de la vitesse. Ces techniques sont exploitées dans la commande vectorielle directe afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine asynchrone triphasée. Celles-ci sont données successivement par les structures de l'observateur Luenberger qui est basé sur le modèle de MRAS, et l'observateur par modes glissant en vue de diagnostic.

Dans le troisième chapitre nous nous sommes intéressés à l'application de la méthode de reconstruction du courant de MAS via un seul capteur de courant du bus continu de l'onduleur, cette méthode consiste à reconstruire les courants à partir les états de commutations d'un onduleur de tension à deux niveaux, et pour améliorer les résultats nous avons utilisé un filtre basse bande de type PFCE.

Enfin, le dernier chapitre a été consacré aux développements et l'application des algorithmes FTC de la MAS. En premier lieu nous avons proposé un algorithme FTC active pour un défaut de capteurs de courant et/ou de vitesse, Dans la dernière partie nous avons

proposé un système global traitant les défauts des capteurs de courant et de vitesse ensemble. Les résultats de simulation obtenus confirment la validité de cette structure de la FTCA proposé.

Parmi les perspectives que ce travail suggère, il nous paraît intéressant de développer les points suivants :

- Validation les résultats de simulation obtenus par des essais expérimentaux.
- L'application des systèmes éoliens ou l'utilisation de la MADA (machine asynchrone à double alimentation) dans l'algorithme proposé.
- L'utilisation des observateurs à mode glissant d'ordres supérieurs pour avoir des bons résultats et résoudre surtout le problème de Chattering.

1 Paramètres de la machine asynchrone utilisée dans la simulation :

1.1. Paramètres électriques :

| | |
|-----------------------|-------------------------------|
| $R_s = 11.3085\Omega$ | Résistance statorique. |
| $R_r = 11.8\Omega$ | Résistance Rotorique. |
| $L_s = 0.5578H$ | Inductance statorique. |
| $L_r = 0.6152H$ | Inductance rotorique. |
| $M_{sr} = 0.5578H$ | Inductance Mutuelle cyclique. |
| $P_n = 0.75KW$ | Puissance nominale. |
| $V_s = 220/380V$ | Tension nominale. |
| $I_{sn} = 2.5A$ | Courant nominale. |

1.2. Paramètres mécaniques :

| | |
|--------------------------|----------------------------|
| $J = 0.0020 Kg.m^2$ | Moment d'inertie. |
| $F = 0.0031165 Kg.m^2/S$ | Coefficient de frottement. |
| $\Omega_n = 2840 tr/min$ | Vitesse nominale. |

1.3. Paramètres électromagnétiques :

| | |
|------------------|-------------------------|
| $C_n = 2.52 N.m$ | Couple nominal. |
| $P = 1$ | Nombre de pair de pole. |

2 Les gains et les principaux paramètres de l'observateur par mode glissant sont choisis comme suit :

$$\delta_1 = 0.0001$$

$$\delta_2 = 0.001$$

$$q_1 = 1000$$

$$q_2 = 100$$

$$q_3 = 100$$

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

$$K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}$$

3 Les gains de la commande par mode glissant :

$$K_f = 1.6$$

$$K_d = 1500$$

$$K_q = 400$$

$$K_\omega = 10$$

4 Les gains de l'observateur luenbeurger adaptatif :

$$K_p = 6$$

$$K_i = 4000$$

5 Les gains de l'observateur mode glissant :

$$K_p = 6$$

$$K_i = 4000$$

6 Conditions de simulations :

Les différentes simulations réalisées lors de ce travail ont été faites à l'aide du logiciel *MATLAB* et son outil de simulation *SIMULINK* sous *simpowers system* . Le pas de simulation choisi est de 10-5 secs.

Bibliographies

- [1] N. Djeghali, « Observation, diagnostic et commande de la machine asynchrone », PhD Thesis, Université Mouloud Mammeri, 2013.
- [2] M. RAHMOUNI, A. MEZOUAR, et B. BELLALI, « Diagnostic d'une machine asynchrone à cage Partie Rotor », PhD Thesis, Université Ahmed Draia-ADRAR, 2017.
- [3] A. Ali, « Commande Tolérante au Défaut d'un Appareil à Vol Vertical », PhD Thesis, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2017.
- [4] M. S. ACHBI, « Commande tolérante aux défauts en utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels et les Systèmes d'Inférence Floue », PhD Thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2012.
- [5] S. Methnani, « Diagnostic, reconstruction et identification des défauts capteurs et actionneurs: application aux station d'épurations des eaux usées », PhD Thesis, 2012.
- [6] G. Abdelmadjid, « Diagnostic et commande d'une machine asynchrone à base d'observateur.Étude expérimentale », Université Ibn Khaldoun de Tiaret, 2010.
- [7] M. Rodrigues, « Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires », PhD Thesis, 2005.
- [8] P.-E. Dumont, « Tolérance active aux fautes des systèmes d'instrumentation », PhD Thesis, Lille 1, 2006.
- [9] A. GUEZMIL, « École Nationale d'ingénieurs de Monastir », 2017.
- [10] J. Cieslak, « Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts-application à un système aéronautique », PhD Thesis, 2007.
- [11] B. Omar, T. Mohamed « commande tolérante passive et active de la machine asynchrone », école nationale polytechnique 10 juin 2011
- [12] A. Gouichiche, A. Safa, A. Chibani, et M. Tadjine, « Global fault-tolerant control approach for vector control of an induction motor », *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, p. e12440, 2020.
- [13] G. Abdelmadjid, B. S. Mohamed, T. Mohamed, S. Ahmed, et M. Youcef, « An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 104, p. 129–137, 2013.
- [14] G. Abdelmadjid, S. Ahmed, B. S. Mohamed, et T. Mohamed, « Sliding mode observer for fault tolerant control of induction motor », in *2012 2nd International Symposium On Environment Friendly Energies And Applications*, 2012, p. 516–522.
- [15] G. Abdelmadjid, B. M. Seghir, S. Ahmed, et M. Youcef, « Sensorless sliding mode vector control of induction motor drives », *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 2, n° 3, p. 277, 2012.
- [16] C. Ahmed Zakaria Mehdi, Z. Mohamed. « Commande tolérante aux défauts passive et active d'une machine à induction.», Tiaret, 2013/2014.

- [17] D. CHERIFI, « Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique », *Thèses Dr. D'Oran*, 2014.
- [18] M. Abdellatif, « Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs », PhD Thesis, 2010.
- [19] P. Lopez et A. S. Nouri, *Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants*, vol. 55. Springer Science & Business Media, 2006.
- [20] G. Guy et C. Guy, « Actionneurs électriques, principes modèles commande », *Édition Eyrolles*, 2000.
- [21] M. Adjoudj, M. Abid, A. Aissaoui, Y. Ramdani, et H. Bounoua, « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation montée dans une éolienne », *Nat. Technol.*, n° 2, p. 27, 2010.
- [22] F. BENCHABANE, A. MENACER, A. BENAKCHA, D. TAIBI, et K. YAHIA, « Etude comparative entre la commande vectorielle avec régulateurs PI et à mode glissant pour l'asservissement de la vitesse ou de la position d'un moteur synchrone à aimants permanents ».
- [23] Y. Bekakra, « Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées », PhD Thesis, University of Eloued 2010, جامعة الوادي.
- [24] M. Ismail, « Commande par mode glissant de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur », PhD Thesis, Faculte de technologie/Universite Mohamed Boudiaf-M'sila, 2017.
- [25] S. AZZEDINE, SI MOHAMMED HOUCEMEDDINE « Commande de la Machine Asynchrone par mode glissant », PhD Thesis, These Doctorat, université Badji Mokhtar Annaba 2015.[4] Wikipedia, 1955.
- [26] N. Bounasla, « Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents », PhD Thesis, 2018.
- [27] H. Addad, « Commande Vectorielle sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone », 2015.
- [28] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press, 1998.
- [29] H. Kubota, K. Matsuse, et T. Nakano, « DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, n° 2, p. 344–348, 1993.
- [30] K. Matsuura, Y. Akama, K. Abe, K. Ohishi, H. Haga, et I. Ando, « Fine Three-Phase Current Reconstruction based on Calculating the Phase-Shifted Voltage Reference Using Only the DC Current Sensor of an Inverter and Its Application to a PM Motor Drive », *IEEJ J. Ind. Appl.*, vol. 6, n° 1, p. 58–65, 2017.
- [31] S. B. Bodkhe et M. V. Aware, « Robust method for stator current reconstruction from DC link in a sensorless induction motor drive », *Int. J. Eng. Sci. Technol.*, vol. 2, n° 10, 2010.
- [32] H. Yan, Y. Xu, et J. Zou, « A phase current reconstruction approach for three-phase permanent-magnet synchronous motor drive », *Energies*, vol. 9, n° 10, p. 853, 2016.

- [33] S. Fukuda et H. Hasegawa, « Current source rectifier/inverter system with sinusoidal currents », in *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1988, p. 909–914.
- [34] Y. Cho, T. LaBella, et J.-S. Lai, « A three-phase current reconstruction strategy with online current offset compensation using a single current sensor », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 7, p. 2924–2933, 2011.
- [35] T. C. Green et B. W. Williams, « Derivation of motor line-current waveforms from the DC-link current of an inverter », in *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, 1989, vol. 136, p. 196–204.
- [36] J.-I. Ha, « Voltage injection method for three-phase current reconstruction in PWM inverters using a single sensor », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 3, p. 767–775, 2009.
- [37] D. Torres et J. Zambada, « Single-shunt three-phase current reconstruction algorithm for sensorless foc of a pmsm », *Microchip Technol. Appl. Note AN1299*, 2009.
- [38] H.-G. Joo, « Estimation of phase currents from a DC-link current sensor using space vector PWM method », *Electr. Mach. Power Syst.*, vol. 28, n° 11, p. 1053–1069, 2000.
- [39] S. Fernandez, « Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau », *Univ. Lille*, vol. 1, 2013.
- [40] A. Safa, E. M. Berkouk, Y. Messlem, Z. Chedjara, et A. Gouichiche, « A pseudo open loop synchronization technique for heavily distorted grid voltage », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 158, p. 136–146, 2018.
- [41] M. E. Romero, M. M. Seron, et J. A. De Dona, « Sensor fault-tolerant vector control of induction motors », *IET Control Theory Appl.*, vol. 4, n° 9, p. 1707–1724, 2010.
- [42] M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, et M. Zeraoulia, « Advanced fault-tolerant control of induction-motor drives for EV/HEV traction applications: From conventional to modern and intelligent control techniques », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, n° 2, p. 519–528, 2007.
- [43] Y. Yu, Y. Zhao, B. Wang, X. Huang, et D. Xu, « Current sensor fault diagnosis and tolerant control for VSI-based induction motor drives », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 5, p. 4238–4248, 2017.
- [44] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », PhD Thesis, 1999.
- [45] C. Schauder, « Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers », in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1989, p. 493–499.

Résumé :

Ce travail de recherche s'intéresse à l'application de la commande tolérante aux défauts capteur pour une machine à induction avec l'association de la commande vectorielle. La première étape traite les différents types de défauts et des généralités sur la commande tolérante aux défauts avec ses différentes approches passive et active. La deuxième étape concerne la commande vectorielle de MAS sans capteur de vitesse, et l'application des techniques d'estimation de la vitesse par deux types d'observateurs qui sont exploités dans la commande vectorielle afin d'améliorer les performances de cette commande. Ensuite nous intéresserons à l'application de la méthode de reconstruction du courant de MAS via un seul capteur de courant de bus continu de l'onduleur et ses états de commutations avec l'intégration d'un filtre pour obtenir des bons résultats. La dernière étape présente une suite des travaux abordés dans les chapitres précédents qui seront utilisés comme moyen de développement de commande tolérante aux défauts capteur d'une machine à induction.

Mots clés : Commande tolérante aux défauts (FTC), Machine à induction, Observateurs, Capteur, Commande vectorielle, reconstruction du courant.

Abstract:

This research focuses with the application of the sensor fault tolerant control for an induction machine. It is based on the combination of a vector control. The first step deals with the different types of faults and an overview about the fault tolerant control with its different approaches passive and active. The second step concerns the vector control of the induction machine without a speed sensor, and the application of speed estimation techniques by two types of observers that are exploited in the vector control in order to improve the performance of this control. Then we will be interested in the application of the current reconstruction method that uses a DC-LINK current sensor of the inverter and its switching states with the integration of a filter to get good results. The last step presents a continuation of the work discussed in the previous chapters which will be used as a means of developing sensor fault tolerant control for an induction machine.

Keywords: Fault tolerant control (FTC), induction machine, vector control, observer, sensor, current reconstruction.

ملخص:

يهتم هذا العمل البحثي بتطبيق التحكم المتحمل للأعطال للاقط على الآلة اللا متزامنة المرتبطة بالتحكم الشعاعي. تتعامل المرحلة الأولى مع الأنواع المختلفة من الأخطاء و عموميات على التحكم المتحمل للأعطال بمختلف انواعه سلمي و نشط. تتعلق المرحلة الثانية بالتحكم الشعاعي بدون لاقط سرعة ، وتطبيق تقنيات لتقدير السرعة بواسطة نوعين من المراقبين يتم استغلالهما في التحكم الشعاعي من أجل تحسين أداء هذا التحكم، ثم نهتم بتطبيق إعادة بناء التيار من خلال استخدام لاقط تيار واحد للعاكس و حالات التبديل الخاصة به مع دمج مرشح للحصول على نتائج جيدة. تقدم الخطوة الأخيرة استمراراً للعمل الذي تمت مناقشته في الفصول السابقة والذي سيتم استخدامه كوسيلة لتطبيق التحكم المتحمل للأعطال للاقط للآلة اللا متزامنة .

الكلمات المفتاحية : التحكم المتحمل للأعطال، الآلة اللا متزامنة، المراقب، لاقط، التحكم الشعاعي، إعادة بناء التيار.

