HAL
open science

Diagnostic et commande tolérante aux défauts appliqués à un système de conversion électromécanique à base d'une machine asynchrone triphasée

Rebah Maamouri

▶ **To cite this version:**

Rebah Maamouri. Diagnostic et commande tolérante aux défauts appliqués à un système de conversion électromécanique à base d'une machine asynchrone triphasée. Automatique. Ecole Centrale Marseille; Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse (Tunisie), 2017. Français. NNT : 2017ECDM0009 . tel-02267881

HAL Id: tel-02267881

https://theses.hal.science/tel-02267881

Submitted on 20 Aug 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

École Doctorale ED184 – Université de Sousse

Laboratoire des Sciences de l'Information et des Systèmes
(LSIS UMR CNRS 7296)

Unité de Recherche Étude Systèmes Industriels et Énergies Renouvelables (ESIER)

THÈSE DE DOCTORAT

pour obtenir le grade de

DOCTEUR de l'ÉCOLE CENTRALE de MARSEILLE
Discipline : **Automatique**
&
DOCTEUR de l'ÉCOLE NATIONALE D'INGÉNIEURS de SOUSSE
Discipline : **Génie Électrique**

Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts Appliqués à un Système de Conversion Électromécanique à Base d'une Machine Asynchrone Triphasée

Par

Rebah MAAMOURI
Mastère en Systèmes Électriques (ENIM)

Directeurs de thèse : Mohamed BOUSSAK & Faouzi M'SAHLI

Soutenue le 19 Décembre2017 devant le jury composé de :

Maurice FADEL	Professeur, LAPLACE, ENSEEIHT-INPT	Rapporteur
Abdelkader CHAARI	Professeur, LISIER, ENSIT	Rapporteur
Mohamed GABSI	Professeur, SATIE, ENS Paris-Saclay	Examinateur
Mohamed Faouzi MIMOUNI	Professeur, ESIER, ENIM	Examinateur
Mohamed BOUSSAK	Professeur, LSIS, Ecole Centrale Marseille	Directeur de Thèse
Faouzi M'SAHLI	Professeur, ESIER, ENIM	Directeur de Thèse
Mohamed TRABELSI	Enseignant-Chercheur, L2EP, ENSAM-Lille	Co-Encadrant de Thèse

Thèse réalisée au Laboratoire des Sciences de l'Information et des Systèmes
(LSIS - UMR CNRS 7296 – Pôle École Centrale Marseille) et à l'unité de recherche
Étude des Systèmes Industriels et Énergies Renouvelables (ESIER) de l'ENIM

À la mémoire de l'âme de mon cœur, mon cher papa

Abdelhafidh MAAMOURI

À la chandelle de ma vie, ma chère maman

Fadhila MAAMOURI

À mon frère et mes sœurs

À mon oncle

Naceur MAAMOURI

À toute ma famille

À tous, je dédie cette thèse

Avant Propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés dans le cadre d'une convention de thèse en cotutelle entre l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse (ENISO) et l'Ecole Centrale Marseille (ECM). J'ai mené mes activités de recherche au sein du Laboratoire des Sciences de l'Information et des Systèmes (LSIS) UMRS CNRS 7296 (équipe ESCODI), sous la direction de Monsieur Mohamed BOUSSAK, Professeur à l'ECM, d'un part, et au sein de l'unité de recherche Etude Systèmes Industriels et Energies Renouvelables (ESIER) de l'Ecole Nationale d'Ingénieur de Monastir (ENIM), Tunisie, sous la direction de Monsieur Faouzi M'SAHLI, Professeur à l'ENIM, d'autre part. Mes travaux de recherche sont Co-encadrés aussi par Monsieur Mohamed TRABELSI, Enseignant-Chercheur à l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers (ENSAM) de Lille.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur **Mohamed BOUSSAK**, Professeur à l'Ecole Centrale Marseille (ECM), pour avoir dirigé cette thèse. Je lui suis sincèrement reconnaissante pour ses conseils et de ses orientations, ses remarques toujours constructives, ses remarquables qualités humaines et son soutien. Je le remercie de m'avoir toujours poussé vers l'avant.

Je tiens également à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **Faouzi M'SAHLI,** Professeur à l'Ecole Nationale des Ingénieurs de Monastir (ENIM), pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de diriger ce travail ainsi que pour son soutien, ses consignes et ses directives tout au long de cette thèse.

Mes vifs remerciements s'adressent également à Monsieur **Mohamed TRABELSI,** Enseignant-Chercheur au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP), d'avoir Co-encadré cette thèse. Je le remercie pour sa disponibilité, ses conseils scientifiques et surtout pour nos longues discussions Skype.

Que Monsieur **Maurice FADEL**, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications de Toulouse (ENSEEIHT-INPT) et Monsieur **Abdelkader CHAARI,** Professeur à l'Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis (ENSIT) trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour m'avoir fait l'honneur de rapporter ce travail. Mes sincères remerciements s'adressent également à Monsieur **Mohamed GABSI**, Professeur à L'École Normale Supérieure Paris-Saclay (ENS Paris-Saclay) pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse. Je remercie vivement Monsieur **Mohamed Faouzi MIMOUNI**,

Professeur à l'Ecole Nationale des Ingénieurs de Monastir (ENIM), pour m'avoir accueillie au sein de l'unité de recherche ESIER et avoir accepté de participer au jury de cette thèse.
Je remercie Monsieur **Frédéric FOTIADU**, Professeur et Directeur de l'Ecole Centrale Marseille de m'avoir accueillie au sein de l'ECM où j'ai mené une grande partie de mes travaux de recherche.

Je remercie tous les doctorants que j'ai côtoyé durant toutes ces années de thèse et grâce à qui j'ai passé de très agréables moments : Hinda Ezzaier, Fatma Slaimi, Lobna Aloui, Ali Assoudi, Mohamed BenAbdellatif, Med Ali Jebri, Youssef Trardi, Taher Marzougui, Moustapha Niane, Agus budi Raharjo, Feda Almuhisen, Khaled Frifita, Radhia Fazai, Anissa Housseyni, Hamdi Echaiekh, … et sans oublier bien sur mes chères amies Emna Abidi, Najla Aloui, Chahboub "Amal weslati ".

Mes chaleureux remerciements et reconnaissances s'adressent à ma chère **Maman**, mon cher **frère**, mes chères **sœurs** et mes chers **oncles** qui m'ont beaucoup soutenu durant les périodes de distance.

Enfin, un grand merci pour ceux que je n'ai pu désigner et qui m'ont aidé de près ou de loin à parcourir ce chemin.

Résumé

Les évolutions technologiques en matière d'électronique de puissance et de commande numérique ont permis d'avoir des systèmes industriels de plus en plus complexes et sophistiqués. Au même temps, les exigences accrues de fiabilité, de disponibilité et de sûreté de fonctionnement de ces systèmes sont devenues de véritables enjeux dans le but de minimiser le coût de production et d'améliorer la productivité. Ainsi, la mise en œuvre d'un processus de diagnostic et des techniques de commande tolérantes aux défauts (Fault Tolerant Control) permet de répondre à ces exigences de performance et de qualité.

L'objectif de cette thèse est de proposer des stratégies de diagnostic dans le cas d'une commande en vitesse sans capteur mécanique (vitesse/position) d'une machine asynchrone triphasée en présence de défaut d'ouverture des transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) de l'onduleur. Une étude à la fois quantitative et qualitative de l'impact de ces défauts sur les performances de ces structures sans capteur mécanique en termes de stabilité et de robustesse des observateurs en mode dégradé est présentée. Cette étude a permis, non seulement de dégager les principales caractéristiques de ces structures sans capteur mécanique dans ces nouvelles conditions de fonctionnement, mais aussi d'évaluer les particularités et les limitations des techniques de diagnostic utilisées pour des systèmes classiques avec capteur mécanique.

Tout d'abord, un observateur par mode glissant (Sliding Mode Observer) à base de modèle est développé et validé expérimentalement en vue de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone triphasée. Les signaux issus de l'observateur (approche modèle) sont utilisés conjointement avec ceux mesurés (approche signale) pour former une approche hybride de diagnostic de défauts des transistors IGBT de l'onduleur. Ensuite, un observateur par mode glissant d'ordre 2 à base d'un algorithme Super-Twisting est développé en vue d'améliorer la stabilité et d'assurer la continuité de fonctionnement du système en présence d'un défaut afin de pouvoir appliquer une stratégie de commande tolérante aux défauts dans les meilleures délais et conditions de fonctionnement.

Finalement, des tests expérimentaux de validation des stratégies de contrôle sans capteur mécanique et de diagnostic sont réalisés sur un banc d'essais de 3kW pour un fonctionnement sain et en présence de défauts d'ouverture des transistors IGBT. Les résultats obtenus montrent les performances des techniques d'observation et de diagnostic proposées en termes de robustesse, de fiabilité et de disponibilité du système en mode dégradé.

***Mots-Clés* :** Observateur par mode glissant, commande sans capteur mécanique, diagnostic de défauts d'ouverture de transistors IGBT, Algorithme du super-twisting, commande tolérante aux défauts, fiabilité, disponibilité, sureté de fonctionnement.

Abstract

Technological developments in power electronics and numerical control have made the opportunity to have increasingly complex and sophisticated industrial systems. At the same time, the increased requirements of reliability, availability and safe operation of these systems are real challenges. The implementation of diagnostic algorithms and fault-tolerant control (FTC) strategies are considered as a promising solution for minimizing the production cost and improving the productivity.

The main goal of this thesis is to propose diagnostic strategies in the case of a sensorless speed control of a three-phase induction motor under an opened-switch or opened-phase fault. Quantitative and qualitative analysis of the performances, in terms of stability and robustness, of sensorless control applied to the electrical drive in pre-fault and post-fault operation modes is presented. In comparison to the classical sensored systems, the sensorless structure have particular characteristics making more difficult to simply apply the conventional diagnostic techniques.

First, a model-based sliding mode observer is developed and experimentally validated for sensorless speed control of three-phase induction motor. The signals issued from the observer (model approach) as well as the measured ones (signal approach) are simultaneously used to form a hybrid approach for inverter open-switch fault detection and identification. Then, a second-order sliding mode observer based on Super-Twisting algorithm (STA) is developed to improve the stability and to ensure the continuity of operation of the electrical drive especially during transient states induced by the fault, permitting thus to apply the reconfiguration step without losing the control

Finally, experimental evaluation of sensorless control and diagnostic strategy are carried out on a 3kW test bench for healthy operation mode and in post-fault operation mode. The obtained results show the high performance and robustness of the proposed observer as well as the real-time fault detection and identification process.

***Key words*:** Sliding mode observer (SMO), super-twisting algorithm (STA), sensorless control, inverter fault, fault tolerant control (FTC), Robustness analysis.

Table des Matières

Résumé 4
Abstract 5
Liste des Figures 9
Liste des Tableaux 11
Liste des variables et abréviations 12

Introduction Générale 15

Chapitre 1 : Etat de l'art sur la Commande Sensorless et le Diagnostic des Défauts d'IGBTs dans un Convertisseur Statique 21

1. Introduction 22
2. Commande sans capteur de vitesse des machines à courant alternatif 22
   2.1. Approche sans modèle 24
   2.2. Approche à base de modèle 24
3. Défauts dans les onduleurs triphasés 27
   2.3. Structure de la chaîne de conversion d'énergie à base d'un onduleur triphasé 27
   2.4. Mode de défaillance des éléments de puissance dans un onduleur 29
      3.2.1. Défaut de type court-circuit 30
      3.2.2. Défaut de type circuit-ouvert 31
4. Diagnostic de défauts 32
   4.1. Méthodes de diagnostic et classification 32
   4.2. Diagnostic de défauts de type circuit-ouvert des composants de puissance dans un convertisseur statique 35
      4.2.1. Approche signal 35
      4.2.2. Approche modèle 37
5. Synthèse sur l'état de l'art 40
   5.1. Particularités de fonctionnement des structures sans capteur en mode dégradé 40
   5.2. Limitations des techniques classiques de diagnostic 41
6. Conclusion 43

Chapitre 2 : Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique de la Machine Asynchrone Triphasée 45

1. Introduction 46
2. Modélisation de la machine asynchrone 48
   2.1. Présentation de la machine asynchrone 48
   2.2. Modèle Mathématique de la machine asynchrone 49
      2.2.1. Equations électriques et magnétiques 49
      2.2.2. Couple électromagnétique 53
      2.2.3. Equation mécanique 54
   2.3. Représentation d'état de la machine asynchrone 54
3. Synthèse de l'observateur par mode glissant 56
   3.1. Principe et synthèse de l'observateur par mode glissant 56
   3.2. Modèle d'observation 58
   3.3. Reconstitution des flux rotoriques 59
      3.3.1. Gains d'observation des courants statoriques 59
      3.3.2. Gains d'observation du flux 60
   3.4. Reconstitution de la vitesse rotorique 62
   3.5. Phénomène de chattering 63
   3.6. Etude de la stabilité 64
4. Validation expérimentale 65
   4.1. Descriptif de la plate-forme expérimentale 65
   4.2. Résultats expérimentaux pour la commande sans capteur 68
      4.2.1. Fonctionnement à vide et avec inversion du sens de rotation 69
      4.2.2. Fonctionnement en charge 70
5. Conclusion 72

Chapitre : Détection et Localisation des Défauts des Composants de Puissance dans une Structure de Commande sans Capteur de Vitesse 74

1. Introduction 75
2. Commande avec et sans capteur de vitesse en présence d'un défaut d'ouverture d'IGBT : Etude comparative 75
3. Analyse de l'impact d'un défaut d'ouverture d'IGBT sur les signaux de diagnostic 78
4. Mise en place d'une stratégie de diagnostic 80

3.1. Détection du bras défaillant 81
3.2. Identification des transistors défaillants 84
5. Validation expérimentale de l'approche de diagnostic des défauts du convertisseur statique 86
4.1. Choix du seuil de détection 87
4.2. Résultats expérimentaux et discussion 88
6. Conclusion 97

Chapitre 4 : Amélioration du Fonctionnement de la Machine Asynchrone Triphasée sans Capteur de Vitesse en Mode Dégradé : Disponibilité-Fiabilité.. 100

1. Introduction 101
2. Conception d'un observateur mode glissant d'ordre 2 Observateur Super-Twinsting 103
2.1. Modélisation de la machine asynchrone 103
2.2. Algorithme du Super-Twisting 105
2.1. Estimation du flux rotorique 106
2.3. Estimation de la vitesse rotorique 107
2.4. Analyse de la stabilité 107
3. Résultats expérimentaux et discussion 110
3.1. Fonctionnement en mode sain 111
3.2. Fonctionnement en présence de défaut 113
4. Compensation du défaut 117
4.1. Application de la FTC à un système contrôlé sans capteur 119
4.2. Validation expérimentale et discussion 121
5. Conclusion 123

Conclusion Générale et Perspectives 125

Bibliographie 130

Liste des Figures

Figure 1.1 : Structure de contrôle d'une machine asynchrone avec capteur. 23
Figure 1.2 : Structure de contrôle d'une machine asynchrone sans capteur. 23
Figure 1.3 : Schéma de principe d'un observateur à base de modèle..... 24
Figure 1.4 : Schéma de principe du MRAS..... 25
Figure 1.5 : Schéma de la chaîne de conversion d'énergie. 28
Figure 1.6 : Répartition des défaillances dans les convertisseurs de puissance [Wolf-2007]. 30
Figure 1.7: Classification des méthodes de diagnostic des défauts. 32
Figure 1.8 : Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche signal. 33
Figure 1.9: Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche modèle [Iser-2011]..... 34
Figure 1.10: Principe de diagnostic de défaut à base de CRV. 39
Figure 1.11: Dynamique des courants mesurés et ceux estimés lors de l'apparition d'un défaut au niveau de l'IGBT de l'étage supérieur du premier bras [An-2015]. 39
Figure 1.12: Comportement du moteur asynchrone en mode dégradé : (a) avec capteur de vitesse. (b) avec capteur logiciel "observateur". 41
Figure 1.13 : Diagnostic d'un système sensorless : Schéma de diagnostic à base de deux modèles pour le diagnostic et la commande sensorless. 42
Figure 2.1: Disposition des enroulements de la machine asynchrone..... 48
Figure 2.2: Disposition des référentiels de la machine asynchrone 52
Figure 2.3: Schéma de principe d'un observateur. 57
Figure 2.4: Phénomène de chattering. 63
Figure 2.5: Banc d'essai expérimental. 66
Figure 2.6: Onduleur triphasé..... 67
Figure 2.7: Schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone..... 68
Figure 2.8 : Validation expérimentale de la commande vectorielle sans capteur en fonctionnement à vide et avec inversion du sens de rotation du moteur..... 70
Figure 2.9: Validation expérimentale de la commande sans capteur pour un fonctionnement en charge (1000 tr/min, 10 Nm)..... 71
Figure 3.1: Schéma descriptif de la structure du convertisseur statique et du système d'entrainement. 76
Figure 3.2: Comportement du moteur à induction en mode dégradé : (a) avec capteur de vitesse. (b) avec capteur logiciel "observateur". 78
Figure 3.3: Évaluation expérimentale de la dynamique des courants mesurés et estimés et de la vitesse mesurée et estimée en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT T_3 pour une machine commandée sans capteur de vitesse. 79
Figure 3.4: Schéma bloc de l'algorithme de diagnostic proposé. 81
Figure 3.5 : Schéma bloc de l'algorithme de contrôle en mode sonsorless de la machine asynchrone avec l'unité de diagnostic de défauts..... 84
Figure 3.6: Allures des courants réels et estimés correspondant au bras défaillant : **(a)** en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT supérieur, **(b)** en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT inférieur. 85
Figure 3.7: Résultats expérimentaux de la vitesse mesurée et observée, des courants statoriques et des variables de diagnostic "r_n" pour une variation de vitesse de 1000 tr/min à 400 tr/min et pour une condition d'inversion de vitesse de 400 tr/min à -1100 tr/min. 89

Figure 3.8: Les résultats expérimentaux de la vitesse mesurée et observée, des courants de stator et des variables de diagnostic "r_n" pour une variation transitoire du couple de charge. 90

Figure 3.9: Comportement de la machine asynchrone sans capteur dans des conditions de fonctionnement normales et défectueuses : (a) Vitesse réelle et estimée du rotor, courants de phase mesurés et estimés, (b) Variables de diagnostic des défauts (r_n, R_n et S_n). 91

Figure 3.10: Résultats expérimentaux de la vitesse de rotor mesurée et estimée, des courants de phase et du processus de l'algorithme FDI sous défaut de circuit ouvert de T_1 (1200 tr/min, 25% de C_n).. 93

Figure 3.11: Résultat expérimentaux de la vitesse mesurée et estimée du rotor, des courants de phase et des variables de sortie du processus de diagnostic lors d'un défaut double de deux IGBT d'un seul bras (IGBT T_3 et T_4), (1000 tr/min, 30% de C_n). 94

Figure 3.12: Formes d'onde expérimentales des courants triphasés mesurés et estimés (A) et des variables de diagnostic lors d'un défaut double de deux IGBT dans deux bras différents (IGBT T_3 et T_4), (-1000 tr / min, 50% de C_n). 95

Figure 3.13: Évaluation de la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique. Variation temporelle de la résistance du stator, du couple de charge, des courants de phase, des variables de diagnostic r_n et de la vitesse estimée et mesurée en mode de fonctionnement sain..... 96

Figure 3.14: Évaluation de la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique. Variation temporelle de la résistance du rotor et du couple de charge, des courants de phase, des variables de diagnostic r_n et de la vitesse estimée et mesurée en mode de fonctionnement sain..... 96

Figure 4.1: Schéma de blocs de l'observateur Super-Twisting. 107

Figure 4.2: Schéma bloc de la commande sans capteur à base d'un observateur Super-Twisting..... 110

Figure 4.3: Résultats expérimentaux de la commande sensorless à base d'un observateur super-twisting pour une inversion du sens de rotation de la machine. 112

Figure 4.4: Résultats expérimentaux de la commande sensorless à base d'un observateur super-twisting pour une variation du couple de charge de la machine..... 113

Figure 4.5: Evaluation expérimentale du fonctionnement du système contrôlé en mode sensorless à base d'un observateur super-twisting lors de la présence d'un défaut simple d'ouverture d'IGBT T_4. 114

Figure 4.6: Evaluation expérimentale du fonctionnement du système contrôlé en mode sensorless à base d'un observateur super-twisting lors de la présence d'un défaut double d'ouverture des IGBTs T_3 et T_6 (50%Cn, -1000 tr/min). 116

Figure 4.7: Classification des stratégies de compensation des défauts. 118

Figure 4.8: Séquences d'une stratégie de reconfiguration du système après l'apparition d'un défaut.. 119

Figure 4.9: schéma bloc de la commande tolérante aux défauts d'un système contrôlé en mode sensorless..... 119

Figure 4.10: Topologie du convertisseur redondant..... 120

Figure 4.11: Formes d'onde expérimentales de la commande sans capteur tolérante aux pannes en cas d'un défaut d'ouverture d'IGBT T_5 : (a) avec l'observateur mode glissant d'ordre 1, (b) avec l'observateur super-twisting. 122

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 : Classification des principales défaillances dans un système d'entraînement électrique à base d'une machine asynchrone. 29
Tableau 2.1: Paramètres de la machine 67
Tableau 2.2: Paramètres utilisés pour la validation expérimentale 69
Tableau 3.1:Polarité du courant estimé en présence d'un default d'ouverture d'IGBT 86
Tableau 4.1: Taux d'ondulation enregistrés durant l'application de la commande tolérante aux défauts 123

Liste des variables et abréviations

$[i_s]=[i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T$	Courants statoriques triphasés
$[i_r]=[i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T$	Courants rotoriques triphasés
$[v_s]=[v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$	Tensions statoriques triphasées
$[\phi_s]=[\phi_{sa} \quad \phi_{sb} \quad \phi_{sc}]^T$	Flux magnétiques au stator
$[\phi_r]=[\phi_{ra} \quad \phi_{rb} \quad \phi_{rc}]^T$	Flux magnétiques au rotor
(a,b,c)	Indice des phases statoriques et rotoriques
(α,β)	Référentiel lié au stator
(d,q)	Référentiel lié au champ tournant
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	Tensions statoriques diphasées dans un référentiel lié au stator (α,β)
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courants statoriques mesurés dans un référentiel lié au stator (α,β)
$\hat{i}_{\alpha s}, \hat{i}_{\beta s}$	Courants statoriques estimés dans un référentiel lié au stator (α,β)
$\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$	Flux rotoriques réels dans un référentiel lié au stator (α,β)
$\hat{\phi}_{\alpha r}, \hat{\phi}_{\beta r}$	Flux rotoriques estimés dans un référentiel lié au stator (α,β)
v_{ds}, v_{qs}	Tensions statoriques diphasées dans un référentiel lié au champ tournant (d,q)
i_{ds}, i_{qs}	Courants statoriques mesurés dans un référentiel lié au champ tournant (d,q)
$\hat{i}_{ds}, \hat{i}_{qs}$	Courants statoriques estimés dans un référentiel lié au champ tournant (d,q)
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotoriques réels dans un référentiel lié au champ tournant (d,q)
$\hat{\phi}_{dr}, \hat{\phi}_{qr}$	Flux rotoriques estimés dans un référentiel lié au champ tournant (d,q)
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique respectivement
$[R_s],[R_r]$	Matrice diagonale des résistances statoriques et rotoriques

L_{as}	Inductance propre d'une phase du stator
L_{ar}	Inductance propre d'une phase du rotor
M_{as}	Inductance mutuelle entre deux phases du stator
M_{ar}	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
$M = \frac{3}{2} M_{rs}$	Mutuelle inductance cyclique stator-rotor
L_s , L_r	Inductance propre cyclique statorique et rotorique
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances propres et mutuelles entre phase statorique
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances propres et mutuelles entre phase rotorique
$[L_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles entre phase du stator et du rotor
M_{sr}	Maximum de la mutuelle inductance entre une phase du stator et du rotor du même indice lorsque leurs axes coïncident
τ_r	Constante de temps rotorique
τ_s	Constante de temps rotorique
f	Coefficient de frottements visqueux
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
n_p	Nombre de paires de pôles
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
$\Omega_r = \frac{\omega_r}{n_p}$	Vitesse mécanique de rotation du rotor
ω_r	Vitesse électrique de rotation du rotor
$\hat{\omega}_r$	Vitesse de rotation estimée
$[\ ]^T$	Transposée d'une matrice ou d'un vecteur
$[x]$	Vecteur d'état x
$\dot{x} = \frac{dx}{dt}$	Dérivée temporelle de x
$p = \frac{d}{dt}$	Opérateur de Laplace

$\hat{x}$	Grandeur estimée de x (observée)
$\tilde{x}$	Erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée
Λ	Matrice des gains d'observation
V_1, V_2	Fonctions candidates de Lyapunov
K_d	Seuil de détection du bras défaillant
t	Variable temporelle
$\hat{T}_s$	Période du courant statorique estimée
r_a, r_b, r_c	Variables de détection des défauts
R_a, R_b, R_c	Flags de détection des défauts (fault detection flags)
s_a, s_b, s_c	Variables d'identification des défauts
S_a, S_b, S_c	Flags d'identification des défauts (Fault identification flags)
IM	Induction motor (machine asynchrone)
FDI	Fault detection and identification (détection et identification du défaut)
VSI	Voltage Source Inverter
MLI	Modulateur de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
IGBT	Insulated-Gate BipolarTransistors
FTC	Fault Tolerant Control (commande tolerante aux défauts/pannes)
SMO	Sliding Mode Observer (observateur mode glissant)
SMO1	Observateur mode glissant d'ordre 1
STA	Super-Twisting Algorithm (algorithm du super-twisting)
STO	Super-Twisting Observer (observateur super-twisting)

Introduction Générale

Dans ce travail nous cherchons à développer des stratégies de diagnostic et de commande en vitesse sans capteur mécanique (vitesse/position) d'une machine asynchrone triphasée en présence de défauts simples ou multiples d'ouverture des transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) de l'onduleur.

Problématique

La place de la machine asynchrone triphasée associée à un convertisseur statique dans les applications industrielles ne cesse de croître et c'est grâce aux développements technologiques réalisés en matière d'électronique de puissance qui ont permis la conception des convertisseurs de puissance de hautes performances. En plus, les avancées technologiques en matière d'électronique numérique et du développement des processeurs numériques de calcul de plus en plus performants (DSP, FPGA…) permettent aujourd'hui la mise en œuvre et l'implantation à moindre coût des algorithmes de contrôle modernes de plus en plus complexes.

La commande avancée des machines asynchrones triphasées requiert l'installation d'un capteur mécanique de vitesse ou de position au niveau de l'arbre du rotor [Beti-2014], [Paca-2011]. Néanmoins, ce capteur mécanique engendre diverses contraintes qui limitent son utilisation, voire le rendre parfois impossible surtout pour des applications industrielles en milieu hostile, embarquées ou à structures intégrées. Parmi ces contraintes on peut citer le coût supplémentaire du capteur de vitesse/position, la difficulté de son intégration, sa sensibilité à l'environnement industriel (compatibilité électromagnétique, température, vibrations mécaniques, etc..) et aussi la difficulté de la maintenance suite à la défaillance du capteur.

Pour éviter ces contraintes, plusieurs techniques ont été proposées en vue d'éliminer le capteur mécanique et de le remplacer par des algorithmes d'estimation basés sur la mesure des grandeurs électriques fournies au niveau de la machine. Ces algorithmes sont souvent connus sous le nom ''capteur logiciel ou observateur'' pour constituer ce qu'on appelle dans la littérature la commande sans capteur ou en anglo-saxon ''sensorless control''. Pour des applications industrielles qui exigent une sureté de fonctionnement, le contrôle sans capteur mécanique permet non seulement de réduire le coût et la maintenance de l'installation, mais aussi de proposer une solution de fonctionnement en mode dégradé pour les applications avec capteur mécanique en cas de panne de ce dernier.

Dans le même contexte d'exigence de sureté de fonctionnement, les systèmes d'entraînement à vitesse variable à base des moteurs électriques associés à des convertisseurs statiques, dans l'environnement industriel, sont aussi exposés à des conditions de fonctionnement sévères qui peuvent susciter des défaillances dans certains blocs de la chaîne. Ainsi, la présence de ces défaillances peut provoquer une instabilité et une détérioration des performances du système qui engendrent un fonctionnement anormal du système et parfois des accidents catastrophiques. Ces défaillances peuvent être d'ordre mécanique ou d'ordre électrique au niveau de la machine, du convertisseur, des capteurs ou de la charge associée. Dans cette thèse nous nous intéressons aux défauts des composants IGBT de l'onduleur qui alimente le moteur asynchrone triphasé avec une commande vectorielle avec ou sans capteur mécanique.

Pour déterminer les exigences industrielles et les attentes de la fiabilité dans les convertisseurs statiques, une étude statistique, a été effectuée auprès de 80 industries de différents domaines comme l'aéronautique, le transport, l'alimentation électrique. Elle montre que 38% de l'ensemble des défauts qui apparaissent dans le convertisseur sont liés aux cellules de commutation. Cette étude a classé les semi-conducteurs de puissance comme les composants les plus fragiles [Yang-2011]. Diverses sources sont à l'origine de ces défaillances [Wang-2012], [Choi-2015], à savoir le stress thermique qui a le plus d'impact sur la fiabilité des composants et des systèmes électroniques de puissance avec un pourcentage de 55%. D'autres facteurs tels que l'humidité et les vibrations mécaniques sont étroitement liés à la défaillance des composants de puissance.

Afin d'améliorer la fiabilité des processus industriels, d'assurer leur continuité de fonctionnement et de garantir leur stabilité dans toutes les situations de fonctionnement, plusieurs approches de commande tolérante aux défauts (fault tolérant control : FTC) ont été proposées dans la littérature [Bolo-2004], [Welc-2004], [Ambu-2010]. Leurs implémentations nécessitent d'abord et avant tout les informations fournies par le processus de diagnostic (FD) du composant endommagé [Ribe-2003], [Khan-2004], [Sles-2009], [Esti-2013], [Trab-2012], [Trab-2017].

Il est important de noter ici que la majorité des travaux de diagnostic de défauts IGBT ont été développés dans le cas d'un fonctionnement classique de la machine asynchrone avec capteur de vitesse. Cependant, la *robustesse, l'impact de défauts* sur l'ensemble *observateur-système* aussi que le développement des *techniques de diagnostic* des défauts dans un *convertisseur statique* alimentant une machine électrique contrôlée en mode *sensorless* restent un enjeu majeur pour les systèmes industriels et sont des thèmes de recherches d'actualités.

Objectif de la thèse

L'objectif de cette thèse est de proposer des algorithmes de contrôle moderne des systèmes automatisés qui préoccupent la plupart des industriels en vue d'apporter de la valeur ajoutée pour des processus hautement performants avec plus de fiabilité et de robustesse. Ainsi, les travaux développés dans cette thèse visent à apporter des solutions à ces enjeux industriels portant sur l'élaboration des stratégies de diagnostic dans le cas d'une commande en vitesse sans capteur mécanique (vitesse/position) d'une machine asynchrone triphasée en présence de défauts d'ouverture des transistors IGBT de l'onduleur.

Organisation de la thèse

Ce rapport de thèse est divisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre comporte une étude bibliographique sur trois parties principales, la première partie s'intéresse aux différentes techniques d'observation utilisées en vue de la commande sans capteur de vitesse des machines à courant alternatif. Les deux dernières parties s'intéressent aux modes de défaillances d'un convertisseur statique ainsi qu'aux différentes méthodologies de détection et d'identification des défauts de type circuit-ouvert des IGBTs constituant l'onduleur. Pour positionner notre travail, une synthèse sur l'étude bibliographique est présentée à la fin de ce chapitre.

Le deuxième chapitre présente une modélisation dynamique succincte de la machine asynchrone triphasée dans le but de la conception d'une technique d'observation basée sur la théorie de mode glissant en vue de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone. Dans une seconde partie, nous présentons le banc d'essai expérimental permettant ainsi la validation expérimentale de la commande sensorless pour de fonctionnement en mode sain. Ce banc est utilisé aussi pour la caractérisation du fonctionnement en mode dégradé et pour la validation d'un algorithme de diagnostic développé dans le cadre de cette thèse.

Le troisième chapitre présente un algorithme de diagnostic basé sur une approche hybride (combinaison entre l'approche modèle et l'approche signaux) pour le diagnostic des défauts de type circuit-ouvert des IGBTs dans un convertisseur statique alimentant une machine contrôlée sans capteur de vitesse. L'étude sur les performances du système d'observation en présence d'un défaut d'ouverture d'un IGBT dans l'onduleur et en mode sensorless est présentée. Une étude comparative expérimentale en mode dégradé pour un fonctionnement avec et sans capteur est réalisée à la fin de ce chapitre pour montrer le degré de perturbation introduit sur les signaux mesurés et estimés de la machine dans le cas de fonctionnement sensorless.

La stratégie proposée est basée sur le calcul des valeurs moyennes glissantes des signaux mesurés et estimés en utilisant la fréquence en temps réel obtenue à partir de l'observateur par mode glissant. Cette stratégie est réalisée en deux étapes : La première étape consiste à détecter le bras dans lequel le composant est défaillant en comparant la similitude entre les courants estimés et ceux mesurés. La deuxième étape consiste à localiser lequel d'IGBT du bras détecté est en défaut à travers l'étude de polarité des courants estimés. A la fin de ce chapitre, une évaluation expérimentale des performances de l'approche proposée est réalisée.

Le quatrième chapitre présente une alternative d'estimation qui permet de garantir le bon fonctionnement et d'assurer la stabilité du système au moment d'apparition des défauts pour un fonctionnement proche avec capteur et pour assurer la continuité de service jusqu'à l'accomplissement de deux étapes de diagnostic et de compensation du défaut.

Dans le but de minimiser l'impact du défaut sur les grandeurs électriques estimées ainsi que leurs influences sur la dynamique de vitesse estimée en mode dégradé, une technique d'observation basée sur la minimisation du degré de couplage entre les variables du vecteur d'état de la machine est proposée dans ce chapitre. L'algorithme Super-Twisting présente une bonne alternative pour s'échapper des contraintes de surdimensionnement en offrant des meilleures performances à l'occurrence des défauts d'ouverture des transistors jusqu'à la reconfiguration du système.

Une étude comparative entre la dynamique des variables de sortie des deux techniques d'observation basées sur le mode glissant d'ordre 1 (proposé dans le deuxième chapitre) et l'algorithme Super-Twisting (STA) est effectuée à la fin de ce chapitre. Cette étude a pour but de présenter l'importance de la précision d'estimation des variables affectées à la machine lors de l'occurrence de défauts et aussi lors de l'application de la commande tolérante aux défauts sur les performances du système avec un contrôle sans capteur mécanique.

Liste des publications personnelles

Les résultats obtenus dans cette thèse ont donné lieu aux publications suivantes :

Revues internationales avec comité de lecture :

[1] R. Maamouri, M. Trabelsi, **M. Boussak**, F. M'Sahli,''Observer-based approach for IGBT Open switch fault detection in sensorless speed controlled induction motor drive,'' soumis en juillet 2017 au Journal Elsevier Control Engineering Practice, en cours de reviewing.

[2] R. Maamouri, M. Trabelsi, **M. Boussak**, F. M'Sahli,''Fault diagnosis and fault tolerant control of a three-phase voltage source inverter supplying sensorless controlled induction motor drive,'' à soumettre à une revue en Novembre 2017.

Congrès internationaux avec actes et comité de lecture :

[1] R. Maamouri, M. Trabelsi, M. Boussak, F. M'Sahli,''A Sliding mode observer for real time open switch fault diagnosis in sensorless vector controlled induction motor drives,'' *IEEE IECON, The 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, 24-27 October 2016, pp.2153–2158. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793787.

[2] R. Maamouri, M. Trabelsi, M. Boussak, F. M'Sahli,'' Sliding mode observer sensorless vector controlled induction motor drive with anti-windup PI speed controller,'' *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM2016)*, Lausanne, 4-7 september 2016, pp. 1189–1195. DOI: 10.1109/ICELMACH.2016.7732675.

[3] R. Maamouri, M. Trabelsi, M. Boussak, F. Msahli,''Sensorless second sliding super twisting control based on high gain observer behavior under inverter faulty operation,'' *15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA'2014)*, 21-23 december 2014, pp. 974–980, DOI: 10.1109/STA.2014.7086808.

Chapitre 1

Etat de l'Art sur la Commande Sensorless et le Diagnostic des Défauts d'IGBTs dans un Convertisseur Statique

1. Introduction 22
2. Commande sans capteur de vitesse des machines à courant alternatif 22
   2.1. Approche sans modèle 24
   2.2. Approche à base de modèle 24
3. Défauts dans les onduleurs triphasés 27
   2.3. Structure de la chaîne de conversion d'énergie à base d'un onduleur triphasé 27
   2.4. Mode de défaillance des éléments de puissance dans un onduleur 29
      3.2.1. Défaut de type court-circuit 30
      3.2.2. Défaut de type circuit-ouvert 31
4. Diagnostic de défauts 32
   4.1. Méthodes de diagnostic et classification 32
   4.2. Diagnostic de défauts de type circuit-ouvert des composants de puissance dans un convertisseur statique 35
      4.2.1. Approche signal 35
      4.2.2. Approche modèle 37
5. Synthèse sur l'état de l'art 40
   5.1. Particularités de fonctionnement des structures sans capteur en mode dégradé 40
   5.2. Limitations des techniques classiques de diagnostic 41
6. Conclusion 43

1. Introduction

L'objectif de cette thèse est de proposer des algorithmes de contrôle moderne regroupant des stratégies de diagnostic et de commande en vitesse sans capteur mécanique d'une machine asynchrone triphasée en présence de défauts simples ou multiples d'ouverture des IGBT dans l'onduleur. Les travaux de recherche réalisés dans ce contexte concernent généralement les modes de défaillance et le diagnostic des défauts du convertisseur dans le cas d'un fonctionnement avec capteur mécanique de vitesse. Dans le cadre de ce travail, nous nous intéresserons à l'étude de ces défauts dans le cas d'un fonctionnement sans capteur de vitesse.

Pour aborder la problématique posée, un état de l'art sur les différentes techniques d'observation en vue de la commande sans capteur de vitesse des machines à courant alternatif sera tout d'abord présenté. Ensuite, une étude bibliographique sur les modes de défaillance du convertisseur statique, sujet de notre thèse, sera menée. Les différentes stratégies proposées dans la littérature pour la détection et d'identification des défauts liés aux cellules de commutation dans les convertisseurs de type DC/AC seront aussi présentées et discutées à la fin de ce chapitre. Cette étude bibliographique se termine par une synthèse permettant de situer notre objectif par rapport à ce qui est déjà fait dans cette thématique.

2. Commande sans capteur de vitesse des machines à courant alternatif

Grâce à l'apport de nouveaux développements technologiques dans le domaine de l'électronique numérique, de l'électronique de puissance et les stratégies de contrôle, il est possible de mettre en place de nouveaux contrôleurs plus robustes et plus fiables pour être intégrés dans des applications de haute performance. Parmi les applications les plus attractives pour les entraînements à vitesse variable on cite le transport, la robotique, la traction électrique, la production de l'énergie éolienne et hydrolienne, etc. Prenant le cas de la machine asynchrone, sa commande nécessite des informations sur l'évolution de son état par la mesure des courants, des tensions statoriques et de la vitesse de rotation. Les autres grandeurs nécessitent des capteurs (électriques ou mécaniques) qui ne sont pas toujours disponibles en raison de leurs coûts élevés et de leur sensibilité au bruit et aux effets thermiques. En outre, la vitesse du rotor est exprimée en fonction du courant statorique et du flux rotorique alors que la mesure de ce dernier n'est pas toujours accessible notamment pour la nouvelle génération des machines électriques intégrées avec leurs convertisseurs. Elle nécessite d'utiliser des capteurs coûteux et

physiquement compliqués à installer à l'intérieur de la machine. Ces contraintes limitent l'utilisation de capteurs voire impossible de les intégrer dans certaines applications.

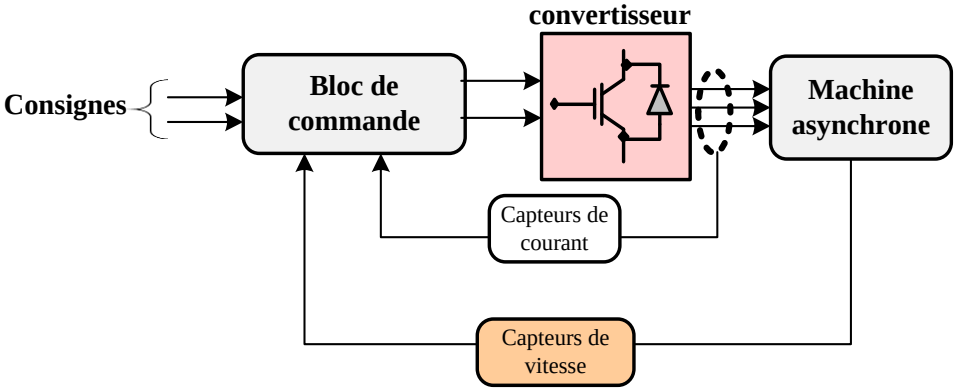


Figure 1.1 : *Structure de contrôle d'une machine asynchrone avec capteur.*

Pour surmonter ces contraintes, la théorie d'observation fournit une solution attractive pour reconstruire l'état non mesurable ou remplacer certains capteurs dans la machine en utilisant ce qu'on appelle ''observateur''. Cette théorie permet la détermination d'un modèle d'estimation d'état en utilisant les grandeurs mesurables du système pour construire le capteur logiciel, elle a été utilisée pour la première fois en 1975 [Abbo-1975]. Plusieurs techniques ont été ensuite développées dans le but de l'implantation des lois de commande modernes sans capteurs.

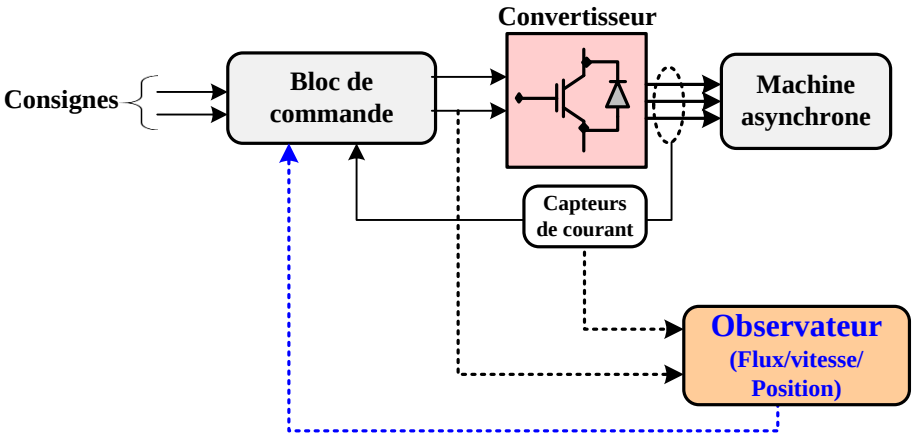


Figure 1.2 : *Structure de contrôle d'une machine asynchrone sans capteur.*

Les méthodes d'observation couramment utilisées pour l'estimation de la vitesse mécanique des moteurs asynchrones peuvent être synthétisées suivant deux approches basiques : approche sans modèle et approche avec modèle :

2.1. Approche sans modèle

Cette approche est basée sur la géométrie de la machine en exploitant les harmoniques d'encoches présents dans les courants du stator. L'estimation de la vitesse de la machine est basée sur l'injection des signaux de tension hautes fréquences allant de plusieurs centaines de Hertz à plusieurs kilo-Hertz [Jans-1996], [Holt-2000], [Wolb-2005], [Brand-2011], [Zhen-2008]. Les méthodes d'injection de tension de type onde carrée ont été récemment introduites [Yoon-2011], [Yoon-2014], elles permettent d'offrir des performances d'entraînement sans capteur meilleures que les méthodes conventionnelles d'injection de signal de tension sinusoïdale.

Ces méthodes sont généralement proposées pour surmonter les difficultés d'estimation des variables d'état de la machine à basse vitesse mais leur application reste toujours limitée à cause des effets indésirables de la saturation magnétique.

2.2. Approche à base de modèle

Cette approche est basée sur la modélisation de la machine par des équations d'état, elle utilise les outils d'automatique pour la synthèse des blocs d'observation. Le schéma de principe d'un observateur d'état est donné par la figure 1.3. Plusieurs catégories d'observateur utilisant cette approche ont été proposées dans la littérature dont on peut citer les suivantes :

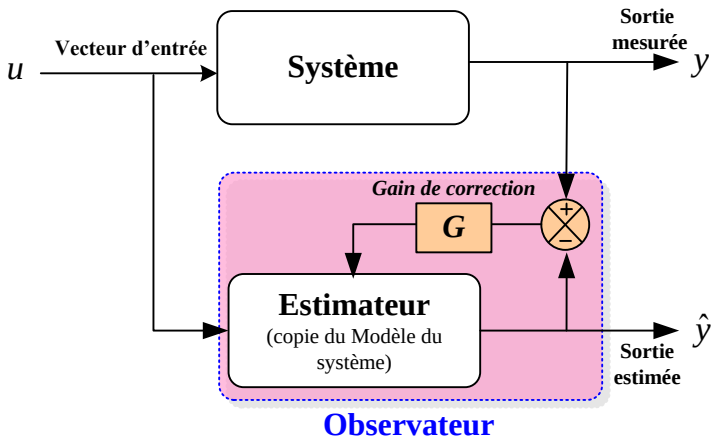


Figure 1.3 : *Schéma de principe d'un observateur à base de modèle.*

- **Estimateur MRAS :** le MRAS (Model Reference Adaptatif System) est basé sur la comparaison de deux estimateurs de deux structures différentes, le premier est appelé modèle de référence et n'introduit pas la vitesse de la machine alors que le deuxième est exprimé en fonction de la vitesse et appelé modèle ajustable. L'erreur entre ces

deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée (figure 1.4).

Le MRAS le plus utilisé est celui qui est basé sur les deux modèles de tension et de courant pour l'estimation des flux, mais cette représentation souffre d'un problème d'intégral pur dans le modèle de référence. Pour pallier ce problème, plusieurs solutions ont été proposées en utilisant un filtre passe-bas [Holt-1993], [Ilas-1994], [Jeml-1998], [Jarr-2000]. Un MRAS basé sur l'estimation de l'énergie réactive ou en utilisant des modèles purement basés sur les courants statoriques [Orlo-2010]. Récemment, diverses techniques d'observation, à savoir, le sliding mode, le réseau de neurone, et la logique floue ont été introduites dans l'estimateur MRAS pour soit remplacer le modèle de référence ou la boucle d'adaptation afin d'améliorer les performances de fonctionnement de la machine à basse vitesse [Cirr-2005], [Gado-2009], [Zhao 2014].

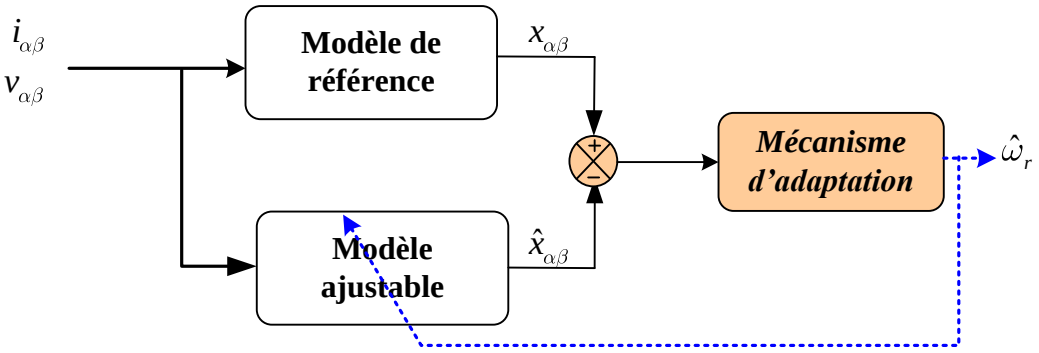


Figure 1.4 : *Schéma de principe du MRAS.*

- **Filtre de Kalman** : c'est un observateur pour les systèmes linéaires stochastiques et déterministes. Il existe aussi une version étendu connue par ''filtre de Kalman étendu'' ou en anglo-saxon ''Extended Kalman Filter'' (EKF) pour les systèmes non linéaires. L'EKF est parmi les méthodes d'observation les plus populaires et largement utilisées pour l'estimation d'état des systèmes non linéaires. L'EKF a été largement étudié en vue de la commande sans capteur des machines asynchrones et synchrones [Youn-1994], [Kaux-2005], [Mena, 2007], [Zhen-2008], [Baru-2012], [Alon-2015], [Zerd-2017], [Bous-2005], [Khla-2012]. Dans [Also-2016], l'EKF est utilisé pour l'estimation de la vitesse et du flux dans un système de contrôle du couple direct, il a montré des résultats de bonnes performances à basse vitesse.

Dans [Yin-2017], une nouvelle méthode, pour l'estimation de la vitesse et du flux pour les moteurs asynchrone, basée sur l'EKF à modèle multiple avec la chaîne de Markov (MC-MM-EKF) a été récemment proposée. Elle a pour but d'améliorer l'adaptabilité du modèle aux systèmes réels pour réduire l'erreur d'estimation de la vitesse. Egalement, dans [Zerd-2017], un EKF optimisé a été utilisé pour l'estimation de la vitesse et le couple de charge dans une structure de contrôle vectoriel sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone. Afin d'obtenir des estimations de hautes performances d'état de la machine, les matrices de covariance d'état et de bruit doivent être déterminées avec rigueur. L'algorithme EKF est optimisé par l'algorithme d'évolution différentielle (DEA) avec l'utilisation de différentes fonctions de fitness (fitness function). Une étude comparative a été réalisée afin de déterminer la meilleure fonction pour les applications du contrôle de mouvement. Malgré ces performances, l'EKF souffre toujours des contraintes liées à son implantation pratique sur des processeurs ou des microcontrôleurs peu puissants à cause du temps de calcul nécessaire pour l'exécution de l'algorithme.

- **Observateur par mode glissant :** Les observateurs par mode glissant (SMO) sont reconnus pour leur robustesse vis-à-vis des variations de paramètres de la machine. Ils sont largement utilisés en raison de leur convergence en un temps fini et de leur robustesse par rapport aux incertitudes [Utki-1992], [Edwa-1998], [Perr-2002]. La principale contrainte pour l'application industrielle de cette technique d'estimation est le problème de réticence ou en anglo-saxon « Chattering », caractérisée par des oscillations de hautes fréquences lorsque le mode glissant a eu lieu. Pour surmonter cette contrainte, plusieurs méthodes ont été proposées dont on peut citer celles basées sur la fonction de saturation ou la fonction hyperbole qui consistent généralement à remplacer la fonction discontinue ''signe'' par une approximation continue plus lisse. Les algorithmes glissants d'ordre supérieur constituent aussi une bonne solution permettant d'alléger le phénomène de chattering et de conserver les avantages du sliding mode [Solv-2010].

  Grâce à leur simplicité d'implémentation, leur rejet de perturbations et leur forte robustesse [Viei-2014], différents schémas basés sur la théorie des modes glissants ont été utilisés pour le contrôle et l'observation dans des systèmes d'application très variés : [Saba-2011], [Rao-2009], [Utki-1999], [Lasc-2009], [Rive-2012], [Yang-2013], [Utki-1992], [Edwa-1998], [Perr-2002]. Ils ont été aussi largement étudiés en vue d'estimation

de la vitesse mécanique dans différentes applications basées sur des machines électriques [Zhan-2006], [Gha-2009], [Zaky-2009], [Solv-2001], [Viei-2014].

Dans [Zaky-2009], un algorithme d'estimation de vitesse basé sur un observateur de courant par mode glissant SMO qui combine le contrôle de la structure des variables, la stabilité de Lyapunov et les théories de l'hyperstabilité de Popov a été proposé. Pour améliorer les performances d'estimation dans des régimes de fonctionnement à très basse vitesse ou à vitesse nulle, un schéma d'identification de la résistance du stator basé sur les mêmes théories est également développé et utilisé en parallèle avec l'estimateur de vitesse. Un observateur sliding mode modifié avec un système d'identification en ligne d'inductance magnétisante est aussi présenté pour fonctionner dans la région de dé-fluxage.

Une autre technique a été aussi développée dans [Viei-2014] présente un observateur de vitesse du rotor d'une machine à induction basé sur une approche sliding mode et une estimation du courant magnétisant. La force électromotrice (EMF) de la machine est calculée à partir des courants et des tensions du stator. Les courants de magnétisation sont obtenus à partir de l'EMF. L'analyse de la stabilité est réalisée en utilisant l'approche de Lyapunov pour le régime continu et le régime discret.

- **Autres techniques :** Plusieurs autres techniques d'observation ont été aussi développées pour l'estimation d'état et la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone dont nous pouvons citer : les observateurs interconnectés à grand gain et les observateurs adaptatifs interconnectés [Ghan-2008], [Trao-2008], [Trao-2009], les observateurs de Luenberger [Lee-2006], [Joui-2012] et les observateurs backstepping et Z-Type backstepping [Ghan-2007], [Mora-2015].

3. Défauts dans les onduleurs triphasés

2.3. Structure de la chaîne de conversion d'énergie à base d'un onduleur triphasé

Notre système d'entraînement à vitesse variable, présenté par la figure 1.5, est constitué principalement d'une machine asynchrone triphasée associée à un onduleur de tension à trois bras. Le convertisseur électrique alimentant l'ensemble regroupe un pont redresseur à diodes suivi par un bloc de filtrage de type LC pour filtrer les harmoniques à haute fréquence. Le capteur de vitesse est remplacé par un capteur logiciel à base d'un observateur par mode glissant

qui utilise comme entrée les courants mesurés et les tensions statoriques fournies par la boucle de commande. L'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation : PWM), sa structure de base est donnée par la figure 1.5, elle est constituée de six interrupteurs bidirectionnels dont chaque interrupteur est composé d'un transistor monté en parallèle avec une diode de roue libre. Ces onduleurs utilisent généralement des interrupteurs de puissance à base des IGBTs (*Isulated Gate bipolar transistor*) qui associent les avantages des transistors MOSFET (fréquence de découpage importante) et ceux des transistors bipolaires (supporter des courants et des tensions très élevés).

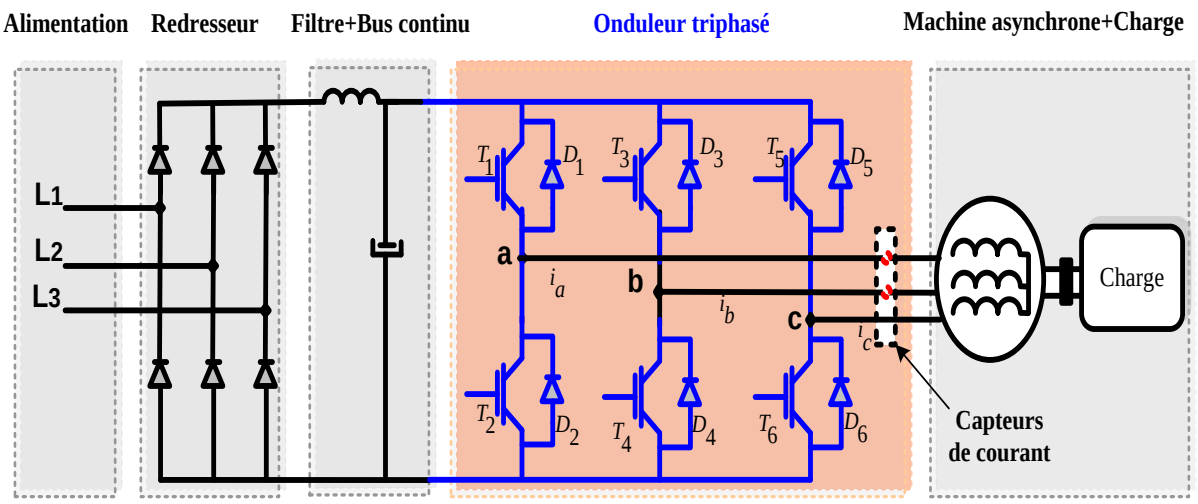


Figure 1.5 : Schéma de la chaîne de conversion d'énergie.

Les systèmes d'entraînement électrique sont soumis à des diverses défauts dont les conséquences dépendent de manière significative de leurs emplacements [Thor-1995]. Un défaut un des composants des blocs constituant la chaîne de conversion d'énergie peut entraîner une perte partielle ou totale du contrôle de l'actionneur et des arrêts de maintenance non planifiés entraînant des pertes de production importantes. Dans d'autres situations, ces défauts peuvent provoquer des conséquences désastreuses et des dangers pour le personnel, les installations et l'environnement, en particulier lorsque les systèmes sont intégrés dans des installations pertinentes pour la sécurité, comme l'avionique, le transport, la santé, les réseaux électriques, la robotique ou les centrales nucléaires. Ainsi, il est primordial de surveiller le fonctionnement des systèmes et à réagir aux problèmes potentiels au bon moment afin d'améliorer la sécurité et la fiabilité des processus. Le développement d'une surveillance fiable et des méthodes de détection de défauts rapides, ainsi que des stratégies de contrôle tolérantes aux pannes ont reçu une attention accrue à la fois dans les domaines de la recherche et de l'industrie.

Comme le montre le tableau 1.1, ces défauts peuvent être d'ordre électrique au niveau du moteur (coupe-circuit ou court-circuit du bobinage statorique, défauts de rupture de barres et d'anneau de court-circuit) ou d'ordre mécaniques (excentricité, défauts de roulements) [Sing-2004], [Ceba-2012], ou encore au niveau de l'onduleur et des capteurs utilisés. Dans cette étude, nous nous intéressons uniquement aux défauts qui peuvent survenir au niveau des éléments de puissance de l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone triphasée.

Tableau 1.1 : *Classification des principales défaillances dans un système d'entraînement électrique à base d'une machine asynchrone.*

Défaut au niveau de la machine	Défaut au niveau de l'onduleur	Défaut au niveau des capteurs
Défauts électriques ▪ Court-circuit du bobinage ▪ Rupture de barres Défauts mécaniques ▪ Excentricité ▪ Défauts de roulements ▪ Mouvement des enroulements et des tôles	Composants de puissance ▪ Court-circuit ▪ Circuit-ouvert	Capteurs électriques ▪ Défaillance totale ▪ Saturation ▪ Bruit ▪ Offset Capteurs mécaniques ▪ Défaillance totale ▪ Interruptions périodiques du signal. ▪ Offset

2.4. Mode de défaillance des éléments de puissance dans un onduleur

Les entraînements électriques à vitesse variable à base d'une association machine-convertisseur fonctionnent souvent dans des conditions industrielles hostiles qui peuvent générer des dégradations totales ou partielles des performances de l'ensemble à cause de l'apparition des défaillances dans les différents sous-blocs de la chaîne de conversion d'énergie. Selon des études statistiques, parmi les différents types de défaillance dans ces applications, les défauts du convertisseur de puissance représentent un pourcentage assez important d'environ 80% [Orlo-2014], [Yang-2010], [Yang-2011].

La figure 1.6 montre que nombreux types de défauts peuvent apparaître dans les éléments constituant le convertisseur lui-même tels que les composants semi-conducteurs de puissance, les capacités du bus continu, les circuits d'alimentation, etc. La répartition de ces défauts est aussi illustrée par la même figure 1.6, nous constatons que les modules de puissances sont considérés comme les composants les plus sensibles aux défauts avec un pourcentage de 34% [Yeh-2007], [Wolf-2007], [Yang-2010], [Gopi-2015]. Tous ces défauts entraînent une détérioration des performances du convertisseur ou même un arrêt imprévu du système d'entraînement. Les défauts des interrupteurs de puissance dans un convertisseur statique font

l'objectif de ce travail et peuvent être classés en deux types : défauts de type court-circuit et les défauts de type circuit-ouvert.

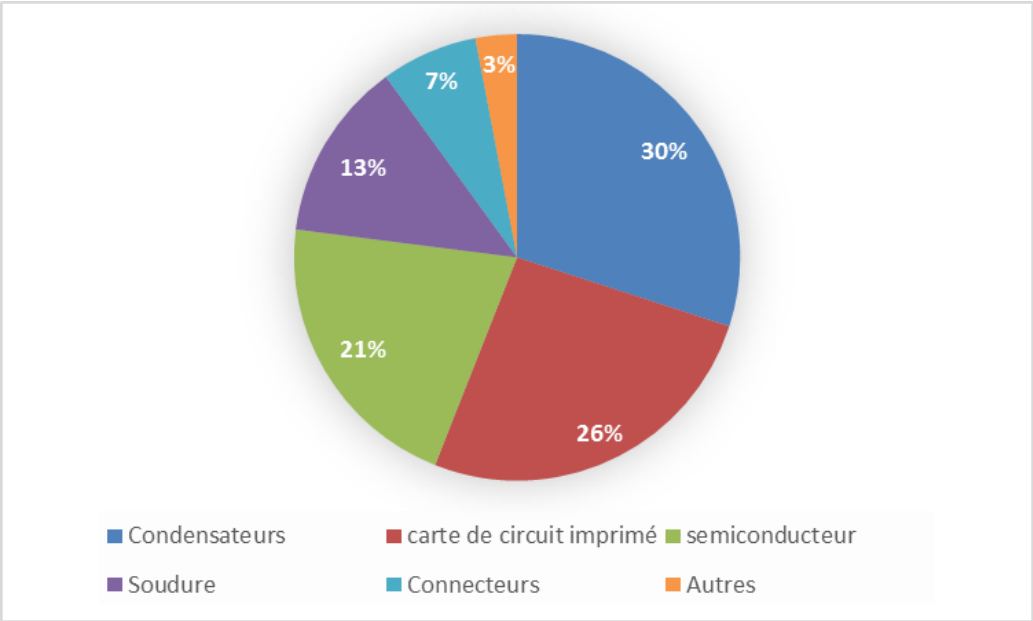


Figure 1.6 : *Répartition des défaillances dans les convertisseurs de puissance [Wolf-2007].*

3.2.1. Défaut de type court-circuit

Le défaut de type court-circuit d'un interrupteur apparaît quand l'un des deux interrupteurs reste continuellement à l'état passant. Le court-circuit se produit lorsque le deuxième interrupteur est à son tour commandé à la fermeture. Ce défaut se produit en raison d'une défaillance de la commande des transistors (défaillance du driver, défaillance de la carte de commande, problème de connectique entre la carte de commande et le driver) ou suite à une défaillance physique de la puce du silicium qui résulte d'un dépassement de la température et c'est le mode de défaillance le plus probable et le plus courant [Vall-2003].

Les défauts de court-circuit des interrupteurs de puissance sont difficiles à manipuler en raison de la soumission du composant endommagé à un fort courant, à une tension élevée et à des températures locales excessives. Dans l'absence d'un mode de protection, ce défaut peut se propager et endommager l'autre interrupteur du même bras dans un temps très court de l'ordre de quelques microsecondes [Vall-2003]. La période entre l'initiation du défaut et sa défaillance totale est très courte. Par conséquent, la plupart des méthodes de diagnostic des défauts de type court-circuit sont basées sur des circuits matériels pour le contrôle de la tension émetteur-collecteur du transistor ou pour le suivi du courant de la cellule.

3.2.2. Défaut de type circuit-ouvert

Un défaut simple de type interrupteur-ouvert ou circuit-ouvert se traduit généralement par une perte totale ou partielle du fonctionnement de l'un des IGBTs constituant le convertisseur statique, il se produit en raison d'une défaillance de grille ou une coupure d'un fil de liaison dans le transistor, cette coupure peut être causé par le cyclage thermique ou suite à un défaut de court-circuit [Lu-2009], [Mavi-2007]. Un courant de collecteur extrêmement élevé peut également provoquer des défauts d'interrupteur ouvert [Orlo-2014]. Le défaut d'ouverture d'IGBT se manifeste par la perte d'une alternance positive ou négative du courant de sortie de l'onduleur en fonction de l'emplacement du composant endommagé au niveau du bras défaillant (IGBT de l'étage inférieur ou de l'étage supérieur). Pour une dégradation simple d'un interrupteur de l'étage supérieur, la phase du moteur reste connectée seulement au potentiel négatif du bus continu par la diode antiparallèle de l'IGBT du niveau bas.

L'impact des défauts IGBTs sur les performances du système d'entraînement est étudié dans [Bazz-2010], le courant de la phase défectueuse s'annule et une augmentation de l'erreur de courant apparaît pour imposer à la modulante de rester saturée tout au long de l'alternance positive du courant de référence correspondant. Quand l'alternance du courant devient négative, l'erreur s'annule et le courant sera contrôlable. Les deux autres courants qui correspondent aux phases saines seront aussi déformés suite à ce défaut, cette déformation se manifeste par une augmentation de leurs amplitudes et ils ne deviennent plus parfaitement sinusoïdaux.

Cette distorsion importante des courants de phase se manifeste aussi sur le plan mécanique par l'apparition des vibrations sur l'arbre du moteur qui engendrent des oscillations au niveau de la vitesse mécanique mesurée. Ces vibrations sont les conséquences d'apparition des harmoniques dans les courants de référence qui engendrent des échauffements excessifs qui peuvent endommager le système d'entraînement électrique à vitesse variable. Pour un fonctionnement de longue durée du mode dégradé, ces vibrations vont conduire aux vieillissements accélérés des éléments mécaniques de la machine.

En résumé, les défaillances au niveau des commutateurs doivent être détectées et compensées indépendamment de leurs natures (court-circuit ou circuit ouvert), car en plus de la dégradation des performances du système, ils peuvent se propager et engendrer d'autres défaillances dans la chaine de conversion d'énergie.

4. Diagnostic de défauts

4.1. Méthodes de diagnostic et classification

Comme nous avons mentionné précédemment, grâce aux développements rapides de l'électronique, de la technique informatique et de la technologie de l'information, les processus industriels modernes deviennent de plus en plus complexes. Ainsi, les problèmes de sécurité et de fiabilité révèlent une importance considérable vu que la présence d'une défaillance peut entraîner des conséquences désastreuses. Ainsi, il est indispensable de faire appel à des techniques de surveillances modernes combinant le diagnostic et la correction des défauts afin d'améliorer la sécurité et la fiabilité des processus, de minimiser les coûts de maintenance et de protéger l'installation dans les états critiques. De nombreuses techniques ont été proposées au cours des dernières décennies pour le diagnostic des défauts. La plupart d'entre elles peuvent être classées en trois principales catégories (figure 1.7) : les méthodes basées sur la redondance matérielle, les méthodes basées sur l'approche signal et les méthodes basées sur l'approche modèle (redondance analytique).

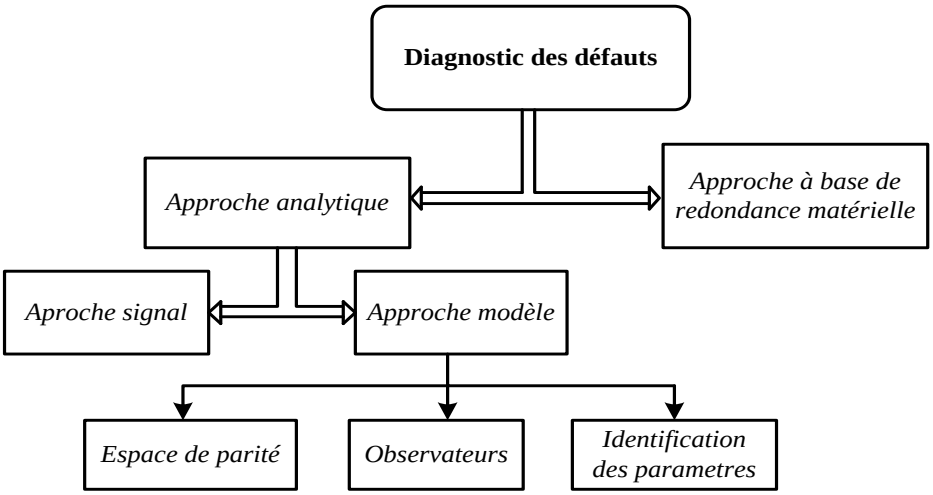


Figure 1.7: *Classification des méthodes de diagnostic des défauts.*

- ***Approche à base de redondance matérielle***

Le concept de cette approche consiste à reconstruire un second processus redondant en utilisant les composants matériels utilisés pour le processus principal concerné par le diagnostic [Ding-2013]. La détection et l'identification des défauts peuvent être obtenues à partir d'une comparaison continue entre les deux sorties du processus à surveiller et de son correspondant redondant. Cette approche permet une meilleure fiabilité et peut ainsi être appliquée dans des

applications dont la sécurité est fortement indispensable. Cependant, les coûts économiquement élevés des composants matériels redondants limitent leurs applications.

- ***Approche signal***

Le concept général de la procédure de diagnostic basée sur l'approche signal est donné par la figure 1.8. Ces méthodes s'appuient sur la collecte et l'analyse des données mesurables du processus pour réaliser la détection et l'identification des défauts, elles sont parfois appelées par les méthodes directes. Dans les solutions les plus simples, il suffit juste de vérifier les limites de crédibilité ou les valeurs limites (seuils) de ces données. Dans d'autres solutions et selon le type des signaux à analyser (périodiques, non stationnaires, stochastiques), le diagnostic des défauts est basé sur des méthodes d'analyse de signaux plus avancées telles que : l'analyse de corrélation, l'analyse de Fourier, l'analyse des paramètres stochastiques, l'analyse spectrale, analyse d'ondelettes [Chow-2000], [Rier-2015], [Sing-2004], [Bouz-2011], [Iser-2011], [Gao-2015].

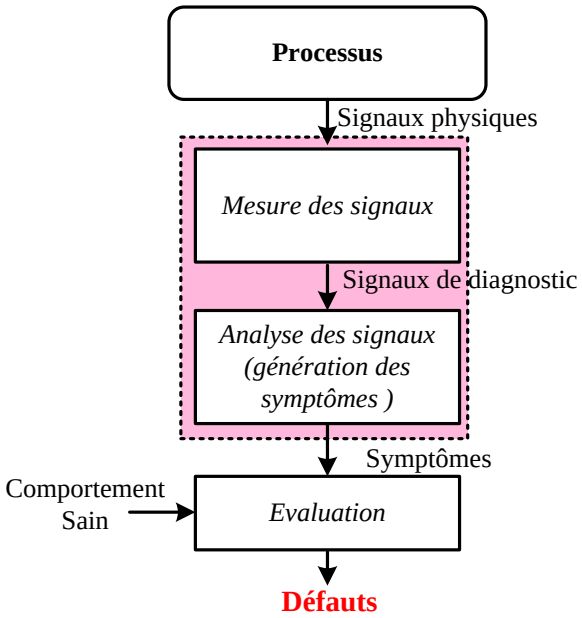


Figure 1.8 : *Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche signal.*

Un intérêt croissant a été aussi porté pour l'application des méthodes d'intelligence artificielle telles que les réseaux de neurones, la logique floue et les réseaux neuro-floues dans le but d'améliorer le processus de surveillance et de diagnostic des défauts et augmenter sa fiabilité [Khan-2004], [Su 2007], [Kowa-2003]. L'inconvénient majeur de ces méthodes se situe au niveau de la nécessité d'un temps de diagnostic relativement long et un processus de calcul complexe et excessif.

- ***Approche modèle***

Les approches de diagnostic basées sur des modèles ont été utilisées pour la première fois avec les systèmes linéaires dans les années 70 [Bear-1971], [Jone-1973], elles ont été utilisées comme des méthodologies principales dans le domaine des systèmes de commande automatique durant les quatre dernières décennies [Mang-1998], [Chen-1999], [Ding-2013], [Gao-2015]. Elles sont connues souvent par " les approches à base de redondances analytiques" car, contrairement à la redondance matérielle, un modèle redondant logiciel est développé pour fonctionner en parallèle avec le processus à surveiller. Ces approches peuvent être classées en trois types : les approches basées sur l'observateur, les approches basées sur l'identification des paramètres et les approches basées sur l'espace de parité [Touh-2007]. La structure de base de diagnostic à base d'une approche modèle est donnée par la figure 1.9.

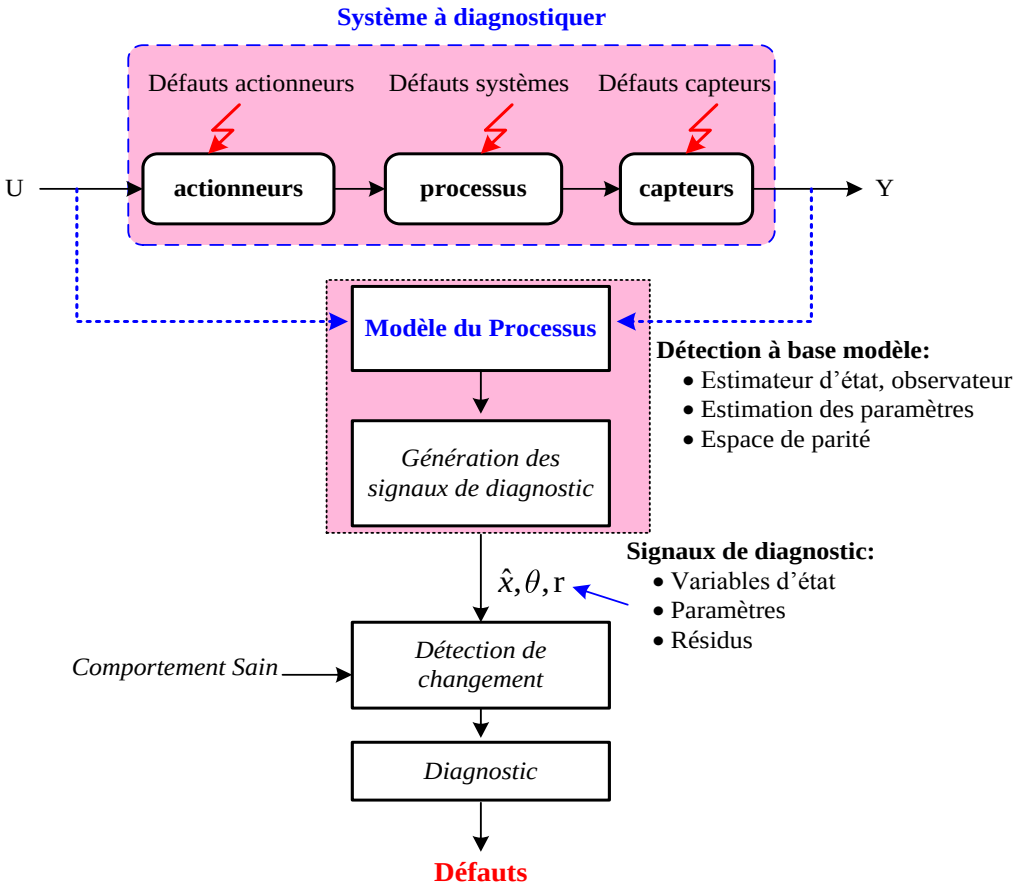


Figure 1.9: *Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche modèle [Iser-2011].*

En se basant sur les signaux d'entrée et les signaux de sortie et selon le modèle mathématique développé, les méthodes de détection génèrent une estimation d'état du système ou une estimation des paramètres ou des résidus pour les employer comme des signaux pour le diagnostic. Ces signaux sont comparés à leurs correspondants normaux (variables nominales)

pour détecter le changement entre eux [Iser-2011], [Gao-2015]. Ce changement est utilisé comme signature pour le diagnostic de la panne.

Dans le cas le plus simple, le signal de diagnostic est calculé comme une différence (erreur) entre les signaux de sortie mesurés du système à surveiller et ceux obtenus à partir du modèle. Quand le système fonctionne normalement (système "sain"), cette différence oscille autour de zéro. Au contraire, quand le système est défectueux, cette valeur sera considérablement importante et permet ainsi de confirmer la présence du défaut. Cependant, les meilleurs résultats sont obtenus pour les modèles de processus dynamiques et les signaux de diagnostic générés en fonction des méthodes d'estimation d'état ou de paramètres qui peuvent contenir des symptômes de défaut [Kabz-2016].

Associées aux exigences élevées sur l'estimation des variables non mesurables dans les processus industriels et commerciaux, l'accent a été mis au cours des dernières décennies sur le développement de diverses techniques d'observation [Luen-1964], [O'Rei-1983]. Dans le domaine de diagnostic des pannes, les techniques basées sur les observateurs ont également constitué la forme la plus populaire des approches de diagnostic des défauts à base modèle et elles ont été largement étudiées ces dernières années [Ding-2014], [Saleh-2015], [Linl-2016].

4.2. Diagnostic de défauts de type circuit-ouvert des composants de puissance dans un convertisseur statique

L'impact d'un défaut de court-circuit est généralement destructif surtout avec les entraînements classiques couplés en étoiles et nécessite soit un onduleur de tension spécial avec deux transistors en série, soit des composants supplémentaires tels que les triacs ou une architecture spéciale des machines à enroulement ouverts (open-end windings drives) [Nguy-2016]. De ce fait, nous nous limitons dans cette partie à l'étude des défauts de type circuit-ouvert des IGBTs. Au cours des deux dernières décennies, de nombreuses méthodes ont été développées sur le sujet du diagnostic des défauts de type circuit-ouvert dans les associations onduleur- moteur électrique [Lu 2009], [Gao-2015], [Wu-2016], [Tab-2017]. Ces techniques peuvent être globalement classées en deux catégories : les approches à base signal et les approches à base modèle.

4.2.1. Approche signal

- ***Méthodes basées sur les courants***

Les premiers travaux développés en utilisant les courants ou leurs dérivés ont été proposés par Mendes dans les années 90 [Mend-1999], la méthode utilisée est basée sur la technique

connue par : "Park's vector method ". La détection et la localisation des défauts d'ouverture des transistors défectueux sont réalisées en calculant la trajectoire et l'amplitude des courants de phase dans le référentiel lié au stator ou lié au champ tournant. Cette technique présente un inconvénient majeur puisqu'elle dépend de la charge. Afin de diminuer la dépendance de la charge et la sensibilité aux transitoires, différentes méthodes ont été proposées en se basant sur la méthode de la composante continue normalisée (Normalised DC Current Method & Modified-Normalised DC Current Method) [Abra-2003], [Roth-2004], [Roth-2005]. La différence entre ces deux méthodes est que la version modifiée utilise une manière réduite pour la localisation du composant défectueux. Une version plus simple ''Simple Direct Current Method'' a été aussi proposée par les mêmes auteurs en utilisant uniquement les valeurs moyennes des courants de phases de la machine pour la détection du défaut.

La technique " Park's vector method" a été appliquée avec succès dans [Dial-2005], [Zida-2008], [Camp-2013] pour le diagnostic des défauts dans l'onduleur triphasé de tension, cependant ces approches basées sur cette méthode nécessitent une reconnaissance de formes complexe et présente un problème lié à la difficulté de leurs implantations.

Plus récemment, une méthode de diagnostic des défauts basée sur les erreurs des courants de référence (residual values) a été proposée par Estima [Esti-2011], [Esti-2013], elle utilise les trois courants mesurés et leurs signaux de référence correspondant pour former les erreurs. Ensuite, les valeurs moyennes de ces erreurs sont utilisées pour former les variables de diagnostic. Ces variables sont comparées avec des seuils prédéfinis pour détecter les défauts simples et multiples d'ouverture d'IGBTs dans l'onduleur.

Une technique de diagnostic basée sur l'analyse de la topologie symétrique de l'onduleur qui peut être décrite par les résidus des fonctions auto-définies " self-defined function " a été proposée dans [Wu-2015]. Bien que cette méthode permette de détecter et localiser 21 type de défauts, elle utilise de nombreuses fonctions qui nécessitent un calcul itératif des valeurs moyennes, ce qui présente des complexités de la mise en œuvre pratique de l'algorithme qui exige plus d'espace mémoire et permettant aussi d'augmenter le temps de traitement. Plusieurs valeurs-seuil définies expérimentalement sont aussi nécessaires pour pouvoir détecter et localiser les composants endommagés.

- ***Méthodes basées sur les tensions***

Afin d'améliorer le temps de détection des défauts, différentes approches basées sur les signaux de tensions (tensions des pôles, tensions de phase de la machine, la tension de neutre) ont été également proposées dans [Ribi-2003], [Kari-2008], [An-2011], [Trab-2012]. Une

technique de diagnostic des défauts du convertisseur de puissance en temps réel basée sur FPGA (Field-Programmable Gate Array) a été développée par Karimi [Kari-2008] pour les topologies des convertisseurs tolérants aux pannes à trois bras. Cette méthode peut détecter l'élément défectueux en moins de 10 µs par l'analyse de l'erreur entre les tensions mesurées et celles estimées.

Afin de simplifier le circuit de détection et de minimiser le temps de diagnostic, une proposition basée sur la mesure des tensions des transistors est obtenue en utilisant des photo-coupleurs à grande vitesse [An-2011]. La méthode proposée est réalisée par l'analyse du modèle de fonction de commutation de l'onduleur dans des conditions saines et défectueuses. Les défauts de type circuit ouvert des transistors peuvent être détectés en mesurant la tension collecteur-émetteur de IGBT de l'étage inférieurs de chaque bras. Le système de diagnostic utilise un circuit matériel pour obtenir indirectement les tensions des commutateurs de puissance et pour éliminer la complexité des capteurs. La détection des IGBTs endommagés est obtenue avec un retard d'environ 3 µs.

Une autre méthode basée aussi sur les signaux de commutation PWM et le niveau des tensions entre phases a été proposée [Trab-2012]. Le diagnostic des défauts circuit-ouvert des IGBTs est effectué par la détection du changement du niveau zéro de tension, la détection des défauts est également réalisée en moins d'une période de commutation (environ 200 µs). Cette méthode nécessite deux capteurs de tension pour la mesure des tensions entre phase et un circuit analogique pour l'implantation temps réel de l'algorithme de diagnostic.

Toutes ces techniques ont permis d'obtenir de bonnes performances en terme de rapidité de détection des défauts, cependant leurs principales faiblesses résident dans la complexité de leur mise en œuvre et le coût élevé du processus de diagnostic qui nécessite soit des capteurs de tension ou des circuits supplémentaires ou les deux à la fois.

4.2.2. Approche modèle

En ce qui concerne les approches de diagnostic à base de modèle, la détection des défauts est basée sur un modèle mathématique fonctionnant en parallèle avec le système. Les variables de diagnostic sont obtenues en comparant la similarité entre les signaux réels à la sortie du système et ceux estimés fournis par le modèle. Le diagnostic des défauts d'ouverture des IGBTs est basé sur l'approche modèle a attiré l'attention de plusieurs chercheurs ces dernières années et présente toujours un sujet d'actualité grâce à la facilité de les intégrer dans les algorithmes de contrôle existants. Plusieurs approches utilisant ce concept ont été développées récemment [Jung-2013], [Shao-2013], [Sale-2015], [Maam-2016], [Camp-2011], [Jlas-2017].

Dans [Camp-2011], les auteurs ont proposé un observateur non linéaire pour l'estimation des flux rotoriques et des courants statoriques dans le repère tournant (d,q). La détection des défauts circuit ouvert des IGBTs est effectuée par une évaluation directe des résidus entre les courants statoriques mesurés et ceux estimés. L'approche proposée s'avère être indépendante de la charge et ne nécessite pas de circuit supplémentaire. Il est important de souligner ici que cette technique basée sur l'observateur non linéaire est valable seulement avec les configurations de commande avec capteur de vitesse. Si une configuration sans capteur de vitesse (sensorless) est considérée, il est impossible d'obtenir des sous-systèmes découplés des perturbations. En conséquence, les défauts simultanés ne peuvent plus être isolés [Camp-2011].

Une autre approche de diagnostic basée sur les tensions estimées a été proposée par [Frei-2013]. Cette méthode utilise un observateur de tension et utilise des valeurs moyennes d'erreurs de tensions normalisées entre les références et les tensions observées pour obtenir des informations sur le défaut. Toujours dans le même contexte d'éliminer l'utilisation des capteurs de tensions ou des circuits analogiques supplémentaires, une technique à base d'un système adaptatif de référence du modèle est adoptée pour diagnostiquer les défauts circuit-ouvert dans les onduleurs triphasés alimentant des machines synchrones à aimant permanent [Jung-2013]. Un observateur adaptatif pour la détection de distorsion de tension est utilisé pour le diagnostic des défauts. La méthode proposée peut détecter le défaut en moins de 1 ms et elle ne nécessite pas des capteurs supplémentaires.

Dans le but d'éliminer les effets de variation de la charge, une méthode de diagnostic basé sur le vecteur résiduel de courant (Currrent Residual Vector CRV) a été proposée pour détecter les défauts d'ouverture d'IGBTs dans des systèmes d'entraînement à base d'un moteur synchrone à aimant permanent [An-2015]. Comme le montre la figure 1.10, le système d'entraînement est représenté par un système hybride (HS) regroupant les signaux de commutation discrets et les variables d'état continues de la machine (les courants statoriques).

Pour analyser les modes de fonctionnement du système, un modèle d'estimation mixte dynamique-logique (mixed logical dynamic MDL) du système d'entraînement est conçu pour estimer les courants statoriques du moteur. Le schéma de diagnostic des défauts proposé est construit sur la base de ce modèle d'estimation sain qui fonctionne en parallèle avec le système.

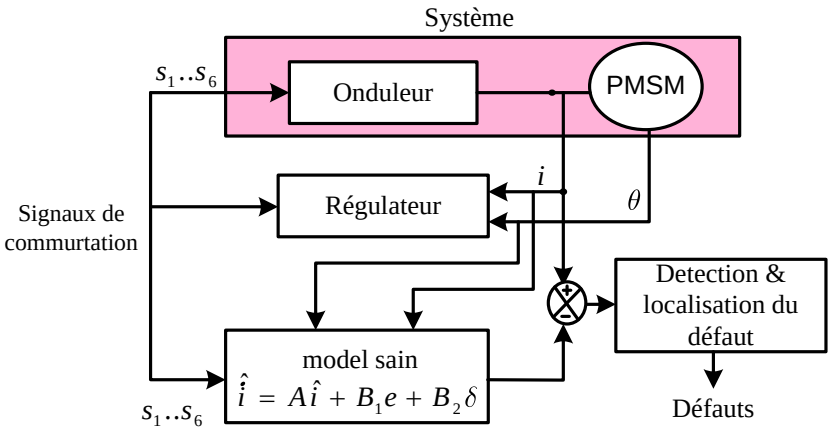


Figure 1.10: *Principe de diagnostic de défaut à base de CRV.*

Lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit, le CRV entre l'estimateur et le système réel fournit la phase et l'amplitude des erreurs qui seront utilisées comme des variables de diagnostic pour la détection du défaut. La figure 1.11 montre la dynamique des courants mesurés et ceux estimés suite à l'apparition d'un défaut dans l'IGBT de l'étage supérieur du premier bras de l'onduleur. En examinant la dynamique du courant estimé du bras défectueux et des deux autres courants qui correspondent aux bras sains, on remarque qu'une évaluation directe des amplitudes des erreurs (erreur entre les courants réels et ceux estimés) permet la détection du bras défaillant mais avec un temps de retard important. Pour surmonter ces limitations et augmenter la fiabilité et la robustesse de la méthode de diagnostic, l'auteur a proposé d'utiliser deux critères : L'amplitude de CRV pour signaler la présence d'un défaut dans l'onduleur et les courants de phases pour la localisation du transistor endommagé.

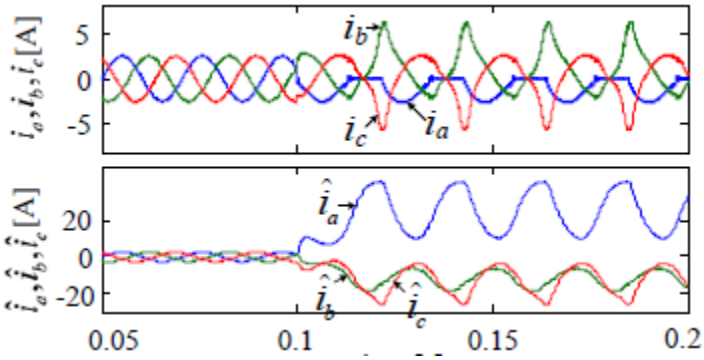


Figure 1.11: *Dynamique des courants mesurés et ceux estimés lors de l'apparition d'un défaut au niveau de l'IGBT de l'étage supérieur du premier bras [An-2015].*

Bien que cette méthode basée sur un estimateur d'état du système ne nécessite pas des capteurs supplémentaires pour la détection et la localisation des défauts, elle présente l'inconvénient d'être sensible aux légères variations paramétriques du système.

Les observateurs par modes glissants sont caractérisés par leur bonne robustesse contre les incertitudes du système et les perturbations externes, ce qui permet de résoudre d'une manière robuste les problèmes de diagnostic et de la commande tolérante aux défauts des systèmes non linéaires [Edwa-2000], [Chen-2007], [Yan-2008]. Pour la détection et l'identification des défauts d'ouverture d'IGBTs dans un convertisseur statique, une technique de diagnostic basée sur un observateur par mode glissant a été proposée par Salehifar [Sale-2015]. L'indice de détection des défauts est défini par la mesure de similarité entre les courants réels de chaque phase de la machine et les courants estimés à l'aide du facteur de corrélation croisée. Dans le but d'avoir un modèle d'observation idéal pour le diagnostic, un estimateur a été aussi développé pour estimer les paramètres de la machine. Ces paramètres seront utilisés par la suite pour la conception de l'observateur mode glissant utilisé pour le diagnostic. Cette méthode a présenté de bonnes performances vis-à-vis des variations transitoires de la vitesse et de la charge.

5. Synthèse sur l'état de l'art

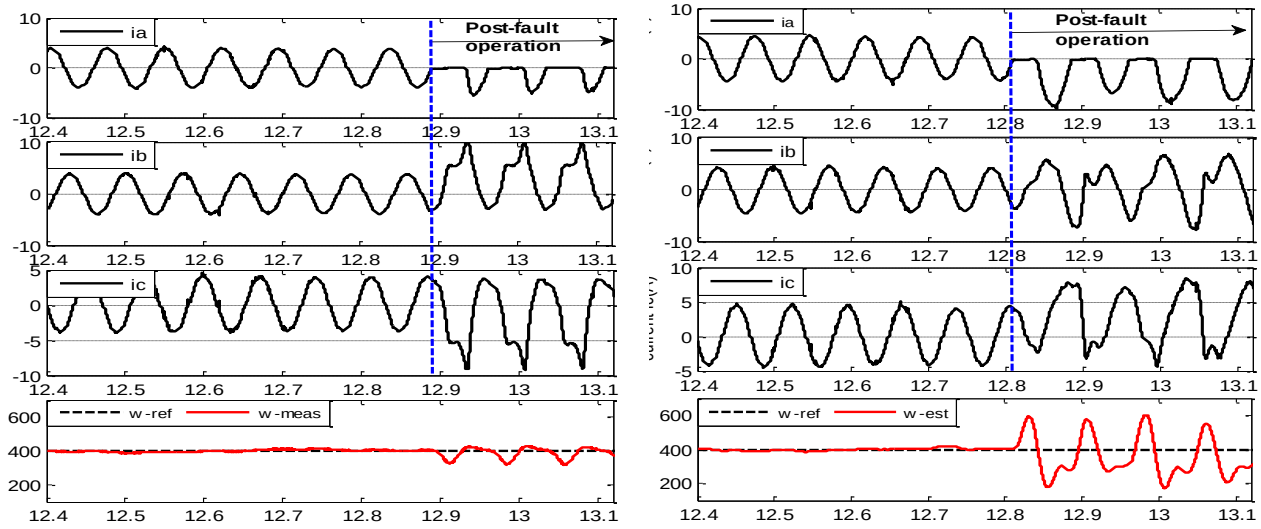
5.1. Particularités de fonctionnement des structures sans capteur en mode dégradé

Bien que les capteurs logiciels (observateurs) constituent un atout permettant de résoudre plusieurs problèmes provoqués par la présence d'un capteur mécanique dans l'environnement industriel (des problèmes d'encombrement, de sensibilité aux bruits et aux vibrations mécaniques, de maintenance etc.), la majorité d'entre eux sont également soumis à des difficultés liées à la conception de leurs modèles d'estimation qui est généralement basée sur des hypothèses simplificatrices. Ces observateurs présentent aussi une copie du modèle du système réel qui est constitué dans des conditions de fonctionnement en mode sain (en absence de défaut). En présence d'un défaut, certains types de ces observateurs présentent une erreur d'estimation considérable entre les grandeurs mesurées et celles estimées. Cette erreur est généralement connue par le terme résidu et elle est très utilisée pour la détection et l'identification de l'élément endommagé. Cependant, dans le cas où ces observateurs sont utilisés en boucle fermée avec le bloc de régulation, la présence de cette erreur d'estimation va affecter l'algorithme de commande et entraîner des dégradations significatives dans le système entier.

Nous nous limitons maintenant dans notre cas de fonctionnement à un onduleur triphasé alimentant une machine asynchrone contrôlée en mode sensorless (sans capteur mécanique de

vitesse). La figure 1.12 présente une comparaison du comportement de la dynamique expérimentale du système dans le cas de fonctionnement avec et sans capteur mécanique de vitesse de la machine et en mode dégradé. Le défaut est appliqué au niveau de l'IGBT T_1 du premier bras à l'instant *t=12.898s*. Sur cette figure nous avons tracé les courants statoriques mesurés de la machine et la vitesse rotorique mesurée et estimée.

En mode de fonctionnement sans défaut, les courants mesurés dans les deux essais présentent une dynamique similaire, la vitesse mesurée et estimée sont toutes les deux maintenues à leur grandeur de référence. Apres l'application du défaut, le régime dégradé se manifeste par l'annulation de l'alternance positive du courant i_a dans les deux cas de fonctionnement alors que des déformations importantes sont enregistrées au niveau des courants statoriques correspondants au cas sans capteur de vitesse. La vitesse estimée présente aussi des ondulations importantes par rapport à celles de la vitesse mesurée. Ceci nous renseigne sur l'instabilité de fonctionnement du système contrôlé en mode sensorless à cause des fortes ondulations de la vitesse estimée qui seront injectées par la suite dans la boucle de régulation et vont créer des erreurs qui s'accumulent dans la boucle d'observation. Ces erreurs contribueront à la dégradation des performances de la commande et à la divergence ou l'arrêt total de la machine si elle continue à fonctionner en présence du défaut.



(a) *(b)*

Figure 1.12: *Comportement du moteur asynchrone en mode dégradé : (a) avec capteur de vitesse. (b) avec capteur logiciel "observateur".*

5.2. Limitations des techniques classiques de diagnostic

La majorité des méthodes de diagnostic développées dans la littérature concerne les systèmes d'entraînement électriques classiques où la vitesse mécanique de la machine est fournie par un

capteur de vitesse que ce soit pour un fonctionnement sain ou défectueux. En ce qui concerne maintenant l'étape de diagnostic des défauts, la vitesse du rotor mesurée est utilisée pour le diagnostic en temps réel des défauts dans plusieurs méthodes de diagnostic [Sles-2009], [Esti-2013], [Trab-2017]. Elle est également utilisée comme entrée au bloc d'observation (pour les méthodes de diagnostic à base d'un observateur) afin d'estimer les courants de phases et générer les résidus nécessaires pour le diagnostic [Sale-2015], [Jlas-2017].

Dans le cas d'une commande sans capteur mécanique, la mesure de la vitesse n'est plus disponible et elle est remplacée par la vitesse estimée fournie par l'observateur dédié pour la commande sensorless. L'utilisation de cette vitesse estimée et des courants estimés sans la prise en compte des perturbations dues à l'apparition d'un défaut peut engendrer des fausses alarmes ou des erreurs de calcul.

Si nous choisissons une solution basée sur deux observateurs, un pour le diagnostic et le deuxième pour la commande sensorless (figure 1.13), l'algorithme sera de plus en plus complexe et nécessite plus de temps de traitement ce qui pose des contraintes pour sa mise en œuvre expérimentale. D'un autre côté, ce schéma de diagnostic ne permet pas de s'échapper des problèmes de fausses alarmes et des perturbations, puisque l'observateur destiné pour le diagnostic aura comme entrées les signaux estimés (issus de l'observateur de contrôle sensorless) qui sont affectés par la présence du défaut onduleur.

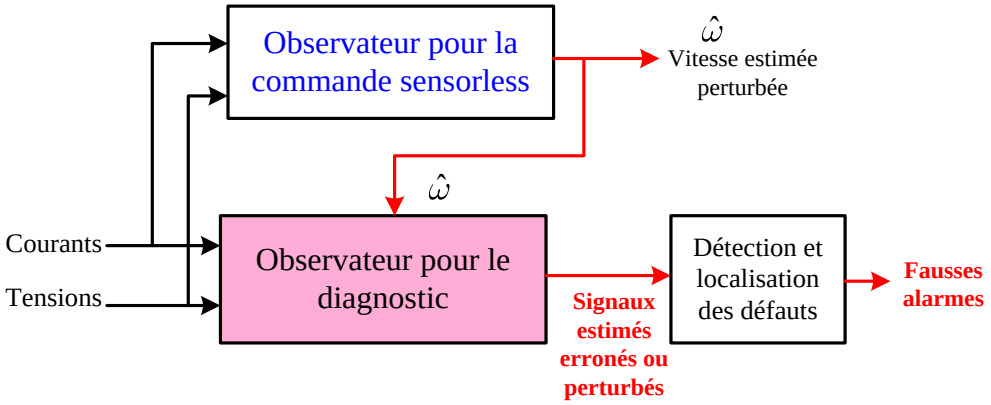


Figure 1.13 : *Diagnostic d'un système sensorless : Schéma de diagnostic à base de deux modèles pour le diagnostic et la commande sensorless.*

Pour notre contribution, on propose de résoudre ce problème selon deux méthodologies avec minimisation de la complexité de l'algorithme pour faciliter son implantation pratique :

- La première méthodologie consiste à utiliser une technique à base du modèle pour à la fois le diagnostic et la commande sensorless. Les dynamiques modifiées des signaux

mesurés et estimés doivent être pris en compte pour la conception d'un algorithme robuste pour la détection et l'identification des défauts d'ouverture d'IGBTs.

- La deuxième méthodologie consiste à chercher des techniques d'estimation permettant une bonne estimation d'état du système en mode dégradé dans le but de maintenir la vitesse de la machine et d'assurer sa disponibilité en présence de défauts afin de pouvoir appliquer une stratégie de commande tolérante dans les meilleurs délais et les meilleures conditions de fonctionnement.

6. Conclusion

Avant le diagnostic des défauts simples et multiples dans un onduleur de tension triphasé alimentant une machine asynchrone sans capteur mécanique, un état de l'art sur les différentes techniques d'observation en vue de la commande sensorless des machines à courant alternatif a été tout d'abord présenté. Ensuite, nous avons présenté les principaux défauts dans une chaîne de conversion d'énergie et plus particulièrement les défauts des IGBTs. La deuxième partie traite la classification des différentes stratégies de diagnostic des défauts en générale. Une attention particulière a été accordée aux différentes stratégies de diagnostic développées dans la littérature pour la détection et l'indentification des défauts de type circuit-ouvert des composants de puissance. Les spécificités qui caractérisent chaque méthode en termes de robustesse, de rapidité de détection et des contraintes de mise en œuvre pratique ont été aussi discutées.

La sensibilité des observateurs vis-à-vis de l'apparition des défauts ainsi que la dégradation des performances du système commandé sans capteur mécanique nous ont permis de dégager deux méthodologies à adopter. En premier lieu, la proposition d'une technique de diagnostic des défauts simples et multiples d'ouverture d'IGBTs dans l'onduleur, et en second lieu, la recherche des techniques d'observation permettant l'amélioration des performances de fonctionnement du système en mode dégradé.

Chapitre 2

Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique de la Machine Asynchrone Triphasée

1. Introduction 46
2. Modélisation de la machine asynchrone 48
   - 2.1. Présentation de la machine asynchrone 48
   - 2.2. Modèle Mathématique de la machine asynchrone 49
     - 2.2.1. Equations électriques et magnétiques 49
     - 2.2.2. Couple électromagnétique 53
     - 2.2.3. Equation mécanique 54
   - 2.3. Représentation d'état de la machine asynchrone 54
3. Synthèse de l'observateur par mode glissant 56
   - 3.1. Principe et synthèse de l'observateur par mode glissant 56
   - 3.2. Modèle d'observation 58
   - 3.3. Reconstitution des flux rotoriques 59
     - 3.3.1. Gains d'observation des courants statoriques 59
     - 3.3.2. Gains d'observation du flux 60
   - 3.4. Reconstitution de la vitesse rotorique 62
   - 3.5. Phénomène de chattering 63
   - 3.6. Etude de la stabilité 64
4. Validation expérimentale 65
   - 4.1. Descriptif de la plate-forme expérimentale 65
   - 4.2. Résultats expérimentaux pour la commande sans capteur 68
5. Conclusion 72

1. Introduction

La mise en œuvre d'une structure de commande des machines électriques nécessite non seulement la mesure des courants statoriques, mais aussi la mesure de la vitesse de rotation (capteur mécanique). L'utilisation d'un capteur mécanique augmente le coût et la complexité, et diminue la fiabilité fonctionnelle du système. Pour l'amélioration de la robustesse et la fiabilité du système et de la réduction du coût de sa mise en œuvre, la commande sensorless basée sur des capteurs logiciels (observateurs) est devenue un sujet d'actualité majeur dans la recherche académique et industrielle.

Un observateur est un système dynamique qu'on peut l'appeler capteur logiciel, puisqu'il est généralement implanté sur des calculateurs afin d'estimer ou de reconstituer en temps réel l'état d'un système à partir d'une connaissance à priori du modèle, des entrées du système et des mesures disponibles. Il nous permet ainsi de suivre l'évolution de l'état interne du système.

La reconstitution des informations internes d'un système au moyen des grandeurs externes accessibles par la mesure peut être utile à différents niveaux :

- La commande du procédé qui demande généralement des informations sur son état interne.
- L'identification du procédé au moyen de l'estimation de certaines grandeurs pour la paramétrisation du modèle.
- La surveillance du procédé à travers l'analyse du comportement de l'observateur et celui du procédé.

L'objectif de notre travail est l'étude de la commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique en présence des défauts simples et multiples des composants de puissance dans l'onduleur. De ce fait, nous nous intéressons, dans un premier temps, aux techniques d'observation en vue de la commande sans capteur de la machine asynchrone. Il existe dans la littérature plusieurs variétés d'observateurs d'état pour le contrôle *sensorless*, une des variétés les plus connues des observateurs robustes est celle à modes glissants. Ce type d'observation est basé sur la théorie des systèmes à structure variable (SSV). Cette théorie a été initialement développée dans les années cinquante. Les premiers travaux sur ce type de système ont commencé avec Emel'yanov [Emel-1967], [Emel-1968] et [Tsyp-1984] sur la commande à relais. Ces études ont connu un nouvel essor dans les années 70 avec Utkin [Utki-1977] par l'introduction de la théorie des "modes glissants" ou en ou en anglo-saxon " Sliding Modes". Le concept de base du contrôle par mode glissant est de forcer la dynamique du système étudié à atteindre en temps fini la surface de commutation (surface de glissement). Quand l'état est

maintenu sur cette surface, le système est en régime glissant. Dans ce cas, sa dynamique est insensible aux variations paramétriques et aux perturbations extérieures tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

Pour les systèmes non linéaires, la théorie des modes glissants est utilisée en premier temps pour la commande, et après elle est généralisée pour l'observation et l'estimation des paramètres. Les principaux avantages des modes glissants que ce soit pour la commande ou l'observation sont :

- ✓ La robustesse vis-à-vis d'une large classe de perturbations et certaines incertitudes paramétriques.
- ✓ Le besoin d'une quantité réduite d'information en comparaison avec les techniques de commandes classiques.
- ✓ La large gamme de leur application dans des domaines très variés tels que la mécanique, l'électrotechnique ou la robotique (la stabilisation, l'observation, le suivi de trajectoires ou de modèles etc.).

Pour plus de détails, on pourra se reporter à des ouvrages de référence de [Utki-1992], [Edwa-1998], [Perr-2002], [Glum-2015].

Le but de notre étude est le diagnostic des systèmes de conversion électromécanique à base d'une machine asynchrone commandée sans capteur mécanique de vitesse. Pour cela, une modélisation mathématique de la machine asynchrone est tout d'abord développée. Ensuite, nous allons exposer la validation des algorithmes de contrôle. Pour étudier la faisabilité et l'efficacité des stratégies de diagnostic des défauts, l'implémentation expérimentale et l'évaluation des performances des structures de contrôle en mode sain sera nécessaire avant d'entamer l'étude en mode dégradé.

Nous présentons dans la première partie de ce chapitre, une modélisation de la machine asynchrone triphasée dans un référentiel lié au champ tournant qui permet d'étudier et de simuler son fonctionnement en régime dynamique. Ensuite, nous étudions la stratégie d'observation de la vitesse mécanique de la machine basée sur la théorie des sliding modes. Dans une seconde partie, nous présentons le banc d'essai expérimental. Finalement, nous achevons ce chapitre par la validation expérimentale de la commande sensorless en mode sain.

2. Modélisation de la machine asynchrone

2.1. Présentation de la machine asynchrone

Le but de cette partie est d'établir un modèle mathématique de la machine asynchrone qui va servir par la suite pour la commande et l'observation de la vitesse de rotation. Comme l'indique la figure 2.1. Cette machine est constituée essentiellement de trois éléments : une partie fixe qui est le stator, une partie mobile autour de l'axe de symétrie du moteur qui est le rotor et des organes mécaniques permettant le maintien des différents sous-ensembles. Le rotor est assimilé à trois enroulements identiques en court-circuit diphasés entre eux d'un angle de $\frac{2\pi}{3}$.

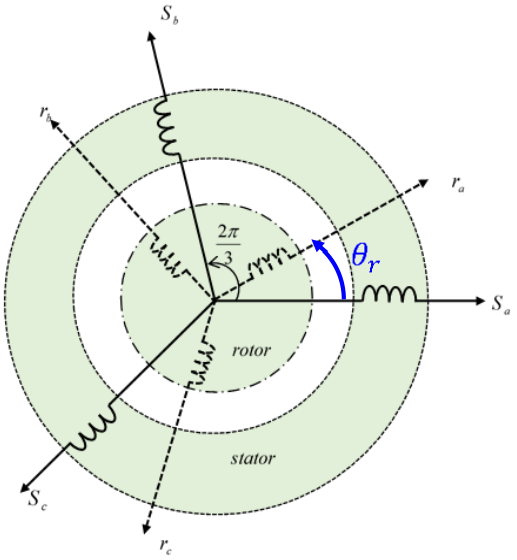


Figure 2.1: Disposition des enroulements de la machine asynchrone

L'étude du comportement statique et dynamique de la machine est basée sur des équations différentielles simplifiées exprimées en fonction des courants, des tensions et des flux magnétiques. Dans le but de rendre son modèle le plus explicite possible, nous devrons tenir compte des différentes hypothèses simplificatrices suivantes [Barr-1982], [Caro-1995], [Bous-2013], [Wai-2005] :

- ✓ Entrefer constant
- ✓ Saturation magnétique négligée (les circuits magnétiques sont linéaires)
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner des forces magnétomotrices (f.m.m.) sinusoïdales dans l'entrefer
- ✓ Le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault, effet de la température et l'effet de peau sont négligés
- ✓ La machine est symétrique

2.2. Modèle mathématique de la machine asynchrone

2.2.1. Equations électriques et magnétiques

Comme mentionné précédemment, la machine asynchrone est munie de trois enroulements au stator s_a, s_b, s_c et de trois enroulements au rotor r_a, r_b, r_c. L'indice '' s '' désigne les grandeurs statoriques alors que l'indice '' r '' pour ceux du rotor.

En appliquant la loi d'Ohm aux six enroulements de la machine triphasée et en tenant compte des hypothèses rappelées précédemment, les équations en tension du stator et du rotor s'écrivent sous les formes matricielles suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

Avec :

(v_{as}, v_{bs}, v_{cs}) et (i_{as}, i_{bs}, i_{cs}) représentent respectivement les tensions et les courants de chaque phase statorique de la machine.

$(\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs})$ désignent respectivement les flux totaux des phases statoriques

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

R_s : Résistance d'un enroulement statorique

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Avec :

(v_{ar}, v_{br}, v_{cr}) et (i_{ar}, i_{br}, i_{cr}) : représentent respectivement les tensions et les courants de chaque phase rotorique de la machine.

$(\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr})$: désignent respectivement les flux totaux des phases rotoriques

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

R_r : Résistance d'un enroulement rotorique ramené au stator

Prenant en considération la symétrie de la machine, les inductances propres des enroulements statoriques sont constantes et égales, les inductances mutuelles entre les phases statoriques sont

aussi constantes et égales [Bose-1986], [Caro-1995], [Leon-1996], [Bous-2013]. Le flux de chacune des phases statorique et rotorique est donnée sous la forme condensée :

$$[\phi_s]=[L_{ss}][i_s]+[L_{rs}][i_r] \tag{2.5}$$

$$[\phi_r]=[L_{rr}][i_r]+[L_{rs}]^T[i_s] \tag{2.6}$$

Avec

$$[\phi_s]=[\phi_{as} \quad \phi_{bs} \quad \phi_{cs}]^T$$

$$[\phi_r]=[\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr}]^T$$

$$[i_s]=[i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T$$

$$[i_r]=[i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T$$

$$[L_{ss}]=\begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}]=\begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix}$$

et

$$[L_{rs}]=M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Avec :

L_{as} : inductance propre d'une phase du stator

L_{ar} : inductance propre d'une phase du rotor

M_{as} : inductance mutuelle entre deux phases du stator

M_{ar} : inductance mutuelle entre deux phases du rotor

M_{sr} : maximum de la mutuelle inductance entre une phase du stator et du rotor du même indice lorsque leurs axes coïncident.

Cette représentation matricielle est classique et bien détaillée dans différentes références [Leon-1996], [Lese-1981], [Bous-2013].

Cette modélisation n'est pas dédiée pour l'analyse ou la commande, il s'agit d'une représentation non linéaire multivariable fortement couplés. Afin de simplifier la commande des machines électriques, des transformations mathématiques ont été suggérées par des chercheurs et des ingénieurs du début du XXe siècle (Concordia, Clarke, Park, Ku, Doherty, Blondel, Kron, etc..). Ces modèles simplifiés sont généralement réalisés en utilisant les transformations de Clarke, de Concordia et de Park. Si la machine est à neutre isolé est alimentée par un système équilibré, la somme des courants est nulle, on aura :

- ✓ Transformation de Clarke : Elle représente la transformation des grandeurs triphasées $\left(x_{sa}, x_{sb}, x_{sc}\right)$ en des grandeurs diphasées liées au stator $\left(x_{\alpha s}, x_{\beta s}\right)$:

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \end{bmatrix} = \left[T_3\right]^T \begin{bmatrix} x_{sa} \\ x_{sb} \\ x_{sc} \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

x : représente soit la tension, soit le courant ou le flux

avec

$$\left[T_3\right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

- ✓ Transformation Concordia : Elle représente la transformation des grandeurs diphasées liées au stator $\left(x_{\alpha s}, x_{\beta s}\right)$ en des grandeurs diphasées liées au champ tournant $\left(x_{ds}, x_{qs}\right)$:

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \end{bmatrix} = \left[C(\theta_s)\right] \begin{bmatrix} x_{\alpha s} \\ x_{\beta s} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

avec $\left[C(\theta_s)\right] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix}$

- ✓ Transformation de Park : Elle consiste à combiner les deux transformations de Clarke et de Concordia permettant le passage d'un repère triphasé $\left(x_{sa}, x_{sb}, x_{sc}\right)$ vers un repère diphasé $\left(x_d, x_q\right)$. Pour la commande vectorielle par orientation du flux statorique ou rotorique, le repère diphasé est lié au champ tournant :

$$\left[P(\theta_s)\right]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{\sqrt{2}}{2}\\ \cos\left(\theta_s-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s-\frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2}\\ \cos\left(\theta_s-\frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s-\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2}\end{bmatrix} \tag{2.10}$$

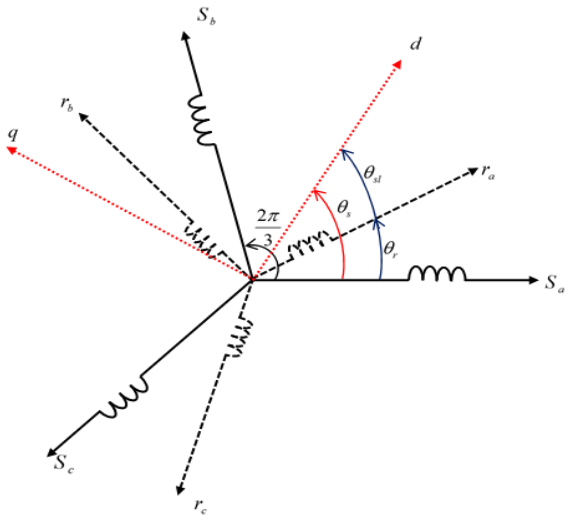


Figure 2.2: *Disposition des référentiels de la machine asynchrone*

En appliquant la transformation de Park aux équations statoriques et rotoriques (2.1) et (2.2), le modèle électrique de la machine asynchrone exprimé dans un référentiel $d-q$ lié au champ tournant est donné par :

$$\begin{bmatrix}v_{ds}\\ v_{sq}\\ 0\\ 0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_s & 0 & 0 & 0\\ 0 & R_s & 0 & 0\\ 0 & 0 & R_r & 0\\ 0 & 0 & 0 & R_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{ds}\\ i_{qs}\\ i_{dr}\\ i_{qr}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\phi_{ds}\\ \phi_{qs}\\ \phi_{dr}\\ \phi_{qr}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & -\omega_s & 0 & 0\\ \omega_s & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{sl}\\ 0 & 0 & \omega_{sl} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\phi_{ds}\\ \phi_{qs}\\ \phi_{dr}\\ \phi_{qr}\end{bmatrix} \tag{2.11}$$

avec $\omega_{sl}=\omega_s-\omega_r$: pulsation électrique de glissement

En appliquant la transformation de Park aux équations du flux statorique et rotorique (2.5) et (2.6), Les flux exprimés dans un référentiel $d-q$ lié au champ tournant est donné par :

$$\begin{bmatrix}\phi_{ds}\\ \phi_{qs}\\ \phi_{dr}\\ \phi_{qr}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_s & 0 & M & 0\\ 0 & L_s & 0 & M\\ M & 0 & L_r & 0\\ 0 & M & 0 & L_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{ds}\\ i_{qs}\\ i_{dr}\\ i_{qr}\end{bmatrix} \tag{2.12}$$

Après développement, les équations en courant liées aux flux statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

Avec

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

En remplaçant les flux statoriques et rotoriques en fonctions des courants dans l'équation (2.11), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_s L_s & Mp & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s p & \omega_s M & Mp \\ Mp & -\omega_{sl} L_r & R_r + L_r p & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} M & Mp & \omega_{sl} L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

Avec

$p = \frac{d}{dt}$

$L_s = L_{as} - M_{as}$: inductance cyclique propre au stator

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: inductance cyclique propre au rotor

$M = \frac{3}{2} M_{rs}$: Mutuelle inductance cyclique stator-rotor

2.2.2. Couple électromagnétique

Le couple peut être obtenu par la formulation générale donnée par :

$$C_{em} = \frac{n_p}{2} [i]^T \left\{ \frac{d}{d\theta_s} [L] \right\} [i] \tag{2.15}$$

Avec

$$[i] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} ; \; [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = \frac{n_p}{2}\begin{bmatrix}[i_s]^T & [i_r]^T\end{bmatrix}\left\{\frac{d}{d\theta_s}\begin{bmatrix}[L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_{rr}]\end{bmatrix}\right\}\begin{bmatrix}[i_s] \\ [i_r]\end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Après transformation de Park puis arrangement, nous obtenons l'expression du couple électromagnétique.

$$C_{em} = n_p M\left(i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}\right) \tag{2.17}$$

Il existe plusieurs expressions du couple électromagnétique, mais pour notre étude de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, on exprime le couple en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques selon :

$$C_{em} = n_p \frac{M}{L_r}(i_{qs}\,\phi_{dr} - i_{ds}\phi_{qr}) \tag{2.18}$$

2.2.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine asynchrone est donnée par :

$$J\frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = C_{em} - C_r \tag{2.19}$$

$\Omega_r = \dfrac{\omega_r}{n_p}$ est la vitesse mécanique du rotor, n_p est le nombre de paires de pôles, C_r est le couple résistant, C_{em} est le couple électromagnétique, f est le coefficient de frottement visqueux et J est le moment d'inertie total.

En exprimant le couple C_{em} en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques, le modèle mécanique reste toujours invariant dans tous les repères :

$$J\frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = n_p \frac{M}{L_r}(i_{qs}\,\phi_{dr} - i_{ds}\phi_{qr}) - C_r \tag{2.20}$$

2.3. Représentation d'état de la machine asynchrone

Un choix judicieux d'un modèle d'état est nécessaire pour la mise en œuvre de l'observation et la commande de la machine asynchrone. En effet, ce choix est lié directement aux objectifs à atteindre au niveau de la commande.

Généralement, la représentation d'état d'un système consiste à définir un vecteur d'état x, un vecteur de commande u et un vecteur de sortie y. Dans notre cas d'une commande sensorless, la vitesse rotorique de la machine est à observer. Les grandeurs magnétiques (les

flux) de la machine asynchrone sont difficilement accessibles, alors on peut choisir comme vecteur de sortie les courants statoriques mesurés.

Dans un référentiel lié au champ tournant (d,q), et pour la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, le vecteur d'état du moteur est composé des flux rotoriques (ϕ_{dr},ϕ_{qr}), des courants statoriques (i_{ds},i_{qs}) et de la vitesse rotorique ω_r, le vecteur de commande est constitué des tensions statoriques et du couple résistant (v_{ds},v_{qs},C_r).

$$[x]=\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \omega_r \end{bmatrix}, \quad [u]=\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ C_r \end{bmatrix} \quad et \quad [y]=\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

Le modèle non linéaire d'état du moteur asynchrone dans un repère lié au champ au tournant est exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{\tau_s}+\frac{1-\sigma}{\tau_r}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M}\omega_r & 0 \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{\tau_s}+\frac{1-\sigma}{\tau_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma M}\omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_{sl} & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{qs} & \frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{ds} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ C_r \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

Avec, $\sigma = 1-\frac{M^2}{L_r L_s}$

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

$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps rotorique.

Le modèle non linéaire d'état du moteur asynchrone dans un repère lié au stator est exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{\tau_s}+\frac{1-\sigma}{\tau_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M}\omega_r & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{\tau_s}+\frac{1-\sigma}{\tau_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma M}\omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{\alpha s} & \frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{\beta s} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ C_r \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

Il est clair que l'équation du couple électromagnétique (2.18) n'est pas linéaire, elle ne ressemble pas à celle d'un moteur à courant continu où le courant induit et le champ inducteur sont naturellement orthogonaux qui résulte d'un découplage naturel entre le flux et le couple. Ce découplage naturel permet d'avoir des performances élevées pour la commande des moteurs à courant continu. La commande par orientation du flux rotorique $\left(\phi_{dr} = \phi_r, \phi_{qr} = 0\right)$ permet de surmonter ce problème de découplage en ramenant le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu [Jarr-2000], [Caro-1995], [Yang-1993], [Perr-2003], [Bous-2014].

Cette commande a été proposée par Blaschke en 1971, elle consiste à commander le flux et le couple séparément par l'orientation du flux rotorique selon l'axe direct d et par conséquent, le flux en quadrature devient nul. La composante suivant l'axe d du courant statorique a pour rôle d'exciter la machine et elle permet le réglage de la valeur du flux, alors que la composante suivant l'axe q joue le rôle du courant induit et elle permet le contrôle du couple. L'équation du couple électromécanique devient :

$$C_{em} = n_p \frac{M}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} \tag{2.24}$$

Nous venons d'établir la modélisation dynamique de la machine asynchrone en vue de sa commande. Nous allons maintenant développer la commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique en mode sain à base de l'observateur par mode glissant pour

3. Synthèse de l'observateur par mode glissant

3.1. Principe et synthèse de l'observateur par mode glissant

L'observateur a pour objectif de reconstruire les grandeurs dont on ne peut pas mesurer, ou on désire les estimer pour des objectifs bien spécifiques à l'application souhaitée. La plupart

des observateurs peuvent être mis en-œuvre suivant le schéma de principe présenté par la figure 2.3.

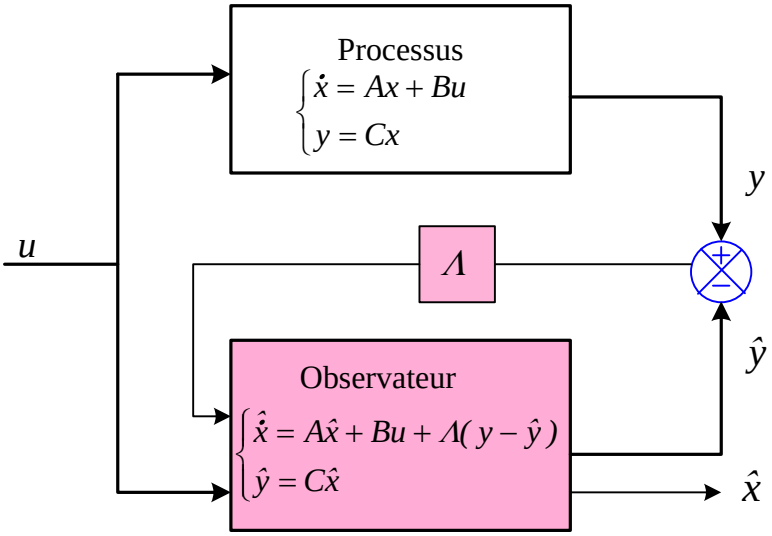


Figure 2.3: *Schéma de principe d'un observateur.*

Grâce aux propriétés de la théorie des systèmes à structure variable, plusieurs travaux de recherche ont été élaborés dans le but de synthétiser des observateurs basés sur l'approche de modes glissants. Ces observateurs ont la même structure que les autres observateurs, la seule différence réside dans la contre-réaction qui dépend toujours de la fonction signe.

Pour la synthèse des observateurs, le modèle de la machine doit être exprimé dans le repère lié au stator $(\alpha - \beta)$. Un observateur dans un repère fixe lié au stator est plus simple pour sa mise en œuvre pratique du fait qu'il nécessite un temps de calcul plus court.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \\ \dot{\phi}_{\alpha r} \\ \dot{\phi}_{\beta r} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda i_{\alpha s} + \dfrac{K}{\tau_r}\phi_{\alpha r} + \omega_r K \phi_{\beta r} \\ -\lambda i_{\beta s} + \dfrac{K}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r K \phi_{\alpha r} \\ \dfrac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\beta r} \\ \dfrac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \\ m(i_{\beta s}\,\phi_{\alpha r} - i_{\alpha s}\phi_{\beta r}) - \dfrac{f}{J}\omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{n_p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ C_r \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

Avec $\lambda = \dfrac{1}{\sigma}\left(\dfrac{1}{\tau_s} + \dfrac{1-\sigma}{\tau_r}\right)$, $K = \dfrac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r}$, $m = \dfrac{n_p^2 M}{J L_r}$

Le modèle (2.25) sera utilisé pour la conception de l'observateur par mode glissant.

3.2. Modèle d'observation

La plupart des observateurs sont représentés sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u + \Lambda(y,\hat{x}) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \tag{2.26}$$

Il s'agit d'une copie du modèle du système plus un terme de correction $\Lambda(y,\hat{x})$ qui assure la convergence des grandeurs estimées vers les grandeurs mesurées.

Pour obtenir la structure d'un observateur par mode de glissement, nous combinons les notions de base d'un observateur (estimation + correction et gain) et l'approche de commande par mode glissant (surface de commutation + fonction 'sign'). Son modèle est donné par le système (2.27) dont le vecteur d'observation comporte les quatre premières variables d'état (courants statoriques et flux rotoriques) de la machine.

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u + \Lambda I_s \tag{2.27}$$

Où le vecteur d'état est donné par : $[x] = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r}]^T$

I_s : vecteur signe de la surface de glissement.

Λ : Matrice des gains d'observation.

Le modèle d'observation est exprimé d'une façon explicite dans le repère (α,β). La vitesse rotorique et le flux rotorique sont les grandeurs à observer. Les tensions statoriques sont fournies par la commande appliquée et les courants statoriques sont mesurés par deux capteurs de courant. Le modèle est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha s} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta s} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda i_{\alpha s} + \dfrac{K}{\tau_r}\hat{\phi}_{\alpha r} + \hat{\omega}_r K \hat{\phi}_{\beta r} \\ -\lambda i_{\beta s} + \dfrac{K}{\tau_r}\hat{\phi}_{\beta r} - \hat{\omega}_r K \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \dfrac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \dfrac{1}{\tau_r}\hat{\phi}_{\alpha r} - \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\beta r} \\ \dfrac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \dfrac{1}{\tau_r}\hat{\phi}_{\beta r} + \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \\ \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \tag{2.28}$$

avec $I_s = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sign(s_1) \\ sign(s_2) \end{bmatrix}$ est le vecteur signe.

La surface de glissement est exprimée en fonction des erreurs entre les courants statoriques mesurés et ceux estimés comme suit :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

Avec $e_{\alpha s} = \dot{i}_{\alpha s} - \hat{\dot{i}}_{\alpha s}$ et $e_{\beta s} = \dot{i}_{\beta s} - \hat{\dot{i}}_{\beta s}$ sont les erreurs d'estimation des courants statoriques.

La matrice des gains d'observation de courants et de flux est définie par Λ tel que :

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \\ \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_i \\ \Lambda_\phi \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

avec $\Lambda_i = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{bmatrix}$ est la matrice des gains d'observation des courants.

et $\Lambda_\phi = \begin{bmatrix} \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix}$ est la matrice des gains d'observation du flux.

Le concept du gain intervient pour ajouter du poids à cette fonction suivant l'évolution des grandeurs observées et la qualité de la mesure.

3.3. Reconstitution des flux rotoriques

Pour reconstituer le flux rotorique, on considère dans un premier temps que la vitesse est fournie par un capteur mécanique. La conception d'un observateur par mode de glissement du flux rotorique se fait en deux étapes. On calcule la matrice de gain relative à l'observation du courant, après nous calculons les gains d'observation du flux tout en effectuant un choix convenable de la surface de glissement pour déterminer le vecteur signe I_s.

3.3.1. Gains d'observation des courants statoriques

Les gains d'observation sont déterminés suivant la théorie de stabilité de Lyapunov. Soient e_{x1}, e_{x2}, e_{x3} et e_{x4} sont les erreurs d'observation des courants statoriques et des flux rotoriques tel que :

$$\begin{cases} e_{x1} = i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \\ e_{x2} = i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s} \\ e_{x3} = \phi_{\alpha s} - \hat{\phi}_{\alpha s} \\ e_{x4} = \phi_{\beta s} - \hat{\phi}_{\beta s} \end{cases} \tag{2.31}$$

La dynamique des erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = \left(\dfrac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} \right) k - \Lambda_{11} Is_1 - \Lambda_{12} Is_2 \\ \dot{e}_{x2} = \left(\dfrac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} \right) k - \Lambda_{21} Is_1 - \Lambda_{22} Is_2 \\ \dot{e}_{x3} = -\dfrac{1}{\tau_r} e_{x3} - \omega_r e_{x4} - \Lambda_{31} Is_1 - \Lambda_{32} Is_2 \\ \dot{e}_{x4} = \dfrac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} - \Lambda_{41} Is_1 - \Lambda_{42} Is_2 \end{cases} \tag{2.32}$$

La matrice des gains relatifs à l'observation de courants est déterminée de façon que les erreurs d'observation soient nulles, puisque la surface de glissement est exprimée en fonction des erreurs des courants statoriques alors leurs convergences entraînent le glissement sur cette surface. Ainsi cette matrice est écrite sous la forme suivante :

$$\Lambda_i = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

Avec : $\Gamma = \begin{bmatrix} \dfrac{K}{\tau_r} & K\omega_r \\ -K\omega_r & \dfrac{K}{\tau_r} \end{bmatrix}$

δ_1 et δ_2 sont deux constantes positives, un choix adéquat de ces constantes assure la stabilité de l'observateur, il est basé sur l'application de l'approche de Lyaponov.

3.3.2. Gains d'observation du flux

L'observation de flux a eu lieu lorsque les conditions du mode glissant sont satisfaites :

- ✓ Condition d'attractivité de la surface de glissement et de la stabilité du système, cette condition est traduite par : $e_{x1}\dot{e}_{x1} < 0 \ et \ e_{x2}\dot{e}_{x2} < 0$.
- ✓ Condition de convergence vers la surface de glissement : $e_{x1} = 0 \ et \ e_{x2} = 0$.
- ✓ Condition d'invariance sur la surface de glissement : $\dot{e}_{x1} = 0 \ et \ \dot{e}_{x2} = 0$.

A partir des conditions ci-dessus nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \left(\frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4}\right) k - \Lambda_{11} Is_1 - \Lambda_{12} Is_2 = 0 \\ \left(\frac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3}\right) k - \Lambda_{21} Is_1 - \Lambda_{22} Is_2 = 0 \end{cases} \tag{2.34}$$

Avec :

$$I_s = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sign(\mathrm{s}_1) \\ sign(\mathrm{s}_2) \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

A partir de l'équation (2.34) et l'équation (2.35) nous pouvons écrire :

$$I_s = \begin{bmatrix} I_{s1} & I_{s2} \end{bmatrix}^T = \Lambda_i^{-1} \Gamma \begin{bmatrix} e_{x3} & e_{x4} \end{bmatrix}^T \tag{2.36}$$

Pour avoir une convergence exponentielle de l'erreur du flux nous posons :

$$\dot{e}_\phi = -Q e_\phi \tag{2.37}$$

tel que $Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}$ et $e_\phi = \begin{bmatrix} e_{x3} & e_{x4} \end{bmatrix}^T$.

q_1 *et* q_2 sont deux constantes positives choisies pour assurer la stabilité de l'observateur.

En remplaçant l'équation de la dynamique des erreurs de flux (2.37) dans l'équation (2.35), nous trouvons :

$$\dot{e}_\phi = \left(\Gamma - \Lambda_\phi \Lambda_i^{-1} \Gamma\right) e_\phi \tag{2.38}$$

avec :

$$\Gamma^{-1} = K \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \tag{2.39}$$

D'où la matrice des gains relatifs à l'observation du flux est donnée par Λ_ϕ tel que :

$$\Lambda_\phi = \begin{bmatrix} \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(q_1 - \frac{1}{\tau_r}\right)\delta_1 & -\omega_r \delta_2 \\ \omega_r \delta_1 & \left(q_2 - \frac{1}{\tau_r}\right)\delta_2 \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

La dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système. Cela exige un choix approprié des constantes ($q_1, q_2, \delta_1, \delta_2$). Des valeurs très grandes créeront des oscillations autour des grandeurs observées.

3.4. Reconstitution de la vitesse rotorique

En utilisant le modèle de la machine asynchrone (2.25) et le modèle de l'observateur par mode glissant (2.28), la dynamique des erreurs d'estimation est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = \left[\left(\dfrac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x3}\right) + \Delta\omega_r \hat{x}_4\right] k - \Lambda_{11} I_{s1} - \Lambda_{12} I_{s2} \\ \dot{e}_{x2} = \left[\left(\dfrac{1}{\tau_r} e_{x4} + \omega_r e_{x3}\right) - \Delta\omega_r \hat{x}_3\right] k - \Lambda_{21} I_{s1} - \Lambda_{22} I_{s2} \\ \dot{e}_{x3} = \dfrac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} - \Delta\omega_r \hat{x}_4 - \Lambda_{31} I_{s1} - \Lambda_{32} I_{s2} \\ \dot{e}_{x4} = \dfrac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} + \Delta\omega_r \hat{x}_3 - \Lambda_{41} I_{s1} - \Lambda_{42} I_{s2} \end{cases} \tag{2.41}$$

$e_i = \begin{bmatrix} e_{x1} \\ e_{x2} \end{bmatrix}$ et $e_\phi = \begin{bmatrix} e_{x3} \\ e_{x4} \end{bmatrix}$ Sont les erreurs des courants et de flux.

$$\Delta\omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r = x_5 - \hat{x}_5 \tag{2.42}$$

L'estimation de la vitesse du rotor est obtenue en suivant le même processus utilisé pour l'estimation de la résistance rotorique dans [Trab-2012]. Nous considérons que la trajectoire des courants atteint la surface de glissement $s \equiv 0 : e_{xi} = 0, \dot{e}_{xi} = 0$, nous aurons les deux systèmes suivants :

$$\sum_1 = \begin{cases} \left[\left(\dfrac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x3}\right) + \Delta\omega_r \hat{x}_4\right] k - \Lambda_{11} I_{s1} - \Lambda_{12} I_{s2} = 0 \\ \left[\left(\dfrac{1}{\tau_r} e_{x4} + \omega_r e_{x3}\right) - \Delta\omega_r \hat{x}_3\right] k - \Lambda_{21} I_{s1} - \Lambda_{22} I_{s2} = 0 \end{cases} \tag{2.43}$$

et

$$\sum_2 = \begin{cases} \dot{e}_{x3} = \dfrac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} - \Delta\omega_r \hat{x}_4 - \Lambda_{31} I_{s1} - \Lambda_{32} I_{s2} \\ \dot{e}_{x4} = \dfrac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} + \Delta\omega_r \hat{x}_3 - \Lambda_{41} I_{s1} - \Lambda_{42} I_{s2} \end{cases} \tag{2.44}$$

En choisissant maintenant une fonction candidate de Lyapunov définie positive de telle sorte que sa dérivée soit négative. Cette fonction est écrite comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_\phi)^T e_\phi + \frac{1}{2}\frac{1}{q_3}(\Delta\omega_r)^2 \tag{2.45}$$

et

$$\dot{V}_1 = \dot{e}_\phi (e_\phi)^t + \frac{\Delta\omega_r}{q_3}\frac{d}{dt}\Delta\omega_r < 0 \tag{2.46}$$

En déterminant e_ϕ et $\dot{e}_\phi$ à partir de deux systèmes $\sum_1$ et $\sum_2$ et en les substituant dans (2.46) pour vérifier la condition de stabilité, le mécanisme adaptatif de la vitesse rotorique de la machine est écrit comme suit :

$$\frac{d\hat{x}_5}{dt} = -q_3(\Lambda_i I_s)^T \begin{bmatrix} \hat{x}_4 & \hat{x}_3 \end{bmatrix}^T \tag{2.47}$$

En fonction des variables d'état de la machine, l'estimation de la vitesse rotorique est donnée par :

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = -q_3(\Lambda_i I_s)^T \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\beta r} & \hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix}^T \tag{2.48}$$

3.5. Phénomène de chattering

En pratique, un régime de glissement idéal n'existe pas puisque la commande ne peut pas commuter avec une fréquence infinie. La présence des imperfections liées aux retards de commutation et aux constantes de temps au niveau des actionneurs, la discontinuité au niveau du retour d'état génère un comportement dynamique au voisinage de la surface de glissement. Ce comportement est appelé réticence ou ''chattering'', caractérisé par une forte oscillation autour de la surface de glissement comme le montre la figure (2.4) :

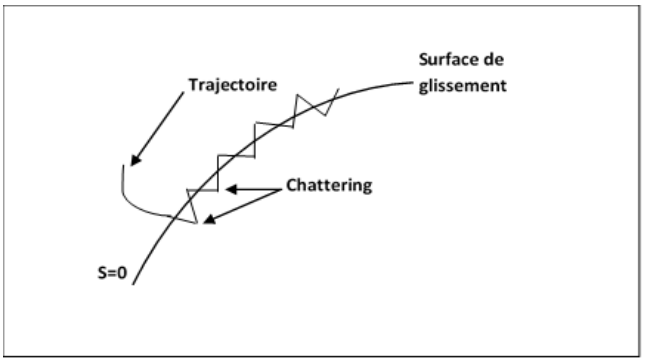


Figure 2.4: *Phénomène de chattering.*

Ce phénomène est considéré comme le principal désavantage pour la commande et l'observation basées sur la théorie des modes glissants. Il est susceptible d'exciter les modes à haute fréquence qui peuvent dégrader les performances du système et conduire même à son instabilité. En plus, les oscillations génèrent des vibrations mécaniques pouvant provoquer des pertes énergétiques au niveau des circuits électriques de puissance. Plusieurs études ont été effectuées dans le but d'éliminer ou réduire au maximum ce phénomène. Parmi les solutions

proposées, on adopte celle qui est basée sur la fonction de saturation « sat(s) » qui consiste à remplacer la fonction « sign » par une approximation continue.

$$sat(s) = \begin{cases} +1 & si \quad s > \rho \\ -1 & si \quad s < -\rho \\ \dfrac{s}{\rho} & si \quad |s| \le \rho \end{cases}$$

Avec ρ est une constante positive qui indique l'épaisseur de la couche limite voisine de la surface de glissement, $\rho \in]0 \quad 1]$.

3.6. Etude de la stabilité

L'analyse de stabilité du SMO consiste à déterminer les gains d'observateur pour assurer l'attractivité de la surface de glissement $(s \equiv 0)$. Cette condition est assurée par le choix de δ_1 et δ_2 en utilisant l'approche de stabilité de Lyapunov.

En considérant V_2 la fonction de Lyapunov définie positive tel que :

$$V_2 = \frac{1}{2} s^T s \tag{2.49}$$

La première condition de la stabilité de Lyapunov est vérifiée, la deuxième condition consiste à vérifier l'état d'attractivité de la surface de glissement $(s \equiv 0)$, alors la dérivée de la fonction de glissement doit être négative :

$$\dot{V}_2 = s^T \dot{s} < 0 \tag{2.50}$$

La dynamique des erreurs d'estimation est exprimée comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = \left[\left(\dfrac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x3} \right) + \Delta\omega_r \hat{x}_4 \right] k - \Lambda_{11} I_{s1} - \Lambda_{12} I_{s2} \\ \dot{e}_{x2} = \left[\left(\dfrac{1}{\tau_r} e_{x4} + \omega_r e_{x3} \right) - \Delta\omega_r \hat{x}_3 \right] k - \Lambda_{21} I_{s1} - \Lambda_{22} I_{s2} \\ \dot{e}_{x3} = \dfrac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} - \Delta\omega_r \hat{x}_4 - \Lambda_{31} I_{s1} - \Lambda_{32} I_{s2} \\ \dot{e}_{x4} = \dfrac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} + \Delta\omega_r \hat{x}_3 - \Lambda_{41} I_{s1} - \Lambda_{42} I_{s2} \end{cases} \tag{2.51}$$

Avec $\dot{s} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \dot{e}_{x1} \\ \dot{e}_{x2} \end{bmatrix}$

La dérivée de la fonction de glissement doit être négative :

$$\dot{V}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \end{bmatrix} \Gamma^{-1} \begin{pmatrix} \dot{e}_{x1} & \dot{e}_{x2} \end{pmatrix}^T < 0 \tag{2.52}$$

Avec : $\Gamma^{-1}\begin{pmatrix} \dot{e}_{x1} \\ \dot{e}_{x2} \end{pmatrix} = \Gamma^{-1}\Gamma\begin{pmatrix} e_{x3} \\ e_{x4} \end{pmatrix} + \Gamma^{-1}\Delta\omega_r\begin{pmatrix} \hat{x}_4 \\ -\hat{x}_3 \end{pmatrix} + \Gamma^{-1}\Lambda_i\begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{pmatrix}$, d'où :

$$\dot{V}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \end{bmatrix} \left[\begin{pmatrix} e_{x3} \\ e_{x4} \end{pmatrix} + \frac{\Delta\omega_r}{\left(\frac{1}{\tau_r}\right)^2 + \omega_r^{\,2}} \begin{pmatrix} -\omega_r\hat{x}_3 & \frac{1}{\tau_r}\hat{x}_4 \\ \frac{1}{\tau_r}\hat{x}_3 & \omega_r\hat{x}_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} sign(s_1) \\ sign(s_2) \end{pmatrix} \right] < 0 \tag{2.53}$$

En développant cette inégalité (2.53) et en supposant que l'état et les paramètres de la machine sont bornés [Benc-1999], [Trab-2012], la condition de stabilité de Lyapunov est vérifiée par l'ensemble défini par les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \delta_1 > \left| e_{x3} + \dfrac{\Delta\omega_r}{\left(\frac{1}{\tau_r}\right)^2 + \omega_r^{\,2}} \left(\dfrac{1}{\tau_r}\hat{x}_4 + \omega_r\hat{x}_3 \right) \right| \\ \delta_2 > \left| e_{x4} + \dfrac{\Delta\omega_r}{\left(\frac{1}{\tau_r}\right)^2 + \omega_r^{\,2}} \left(-\dfrac{1}{\tau_r}\hat{x}_3 + \omega_r\hat{x}_4 \right) \right| \end{cases} \tag{2.54}$$

Après avoir développé l'observateur par mode et l'étude de la stabilité, nous allons faire la validation expérimentale.

4. Validation expérimentale

4.1. Descriptif de la plate-forme expérimentale

Le banc d'essai situé au Laboratoire des Sciences et de l'Information et des Systèmes à l'Ecole Centrale de Marseille (LSIS-ECM) est dédié pour la mise en œuvre expérimentale de différents algorithmes de contrôle et d'observation en vue de la commande avec et sans capteur de la machine asynchrone. Il permet aussi la mise en œuvre des algorithmes de diagnostic des défauts des composants IGBT de l'onduleur dans le cas de la commande avec capteur. Pour les travaux de notre thèse, nous nous sommes intéressés par le diagnostic des défauts des composants onduleur dans le cas d'une commande sensorless de la machine asynchrone. Dans ce chapitre nous nous limitons à la validation expérimentale de la commande sensorless à base d'un observateur mode glissant. Le type de la commande utilisé pour la machine est une

commande vectorielle par orientation de flux rotorique. Nous commençons par la description du banc d'essai expérimental, ensuite, nous présentons les résultats expérimentaux de la commande sensorless dans les conditions de fonctionnement sans défauts (en mode sain). La plate-forme expérimentale est dotée d'une carte de contrôle en temps réel DS1104 munit d'un panneau de contrôle CP1104. La structure générale de cette plateforme est donnée par la figure 2.5.

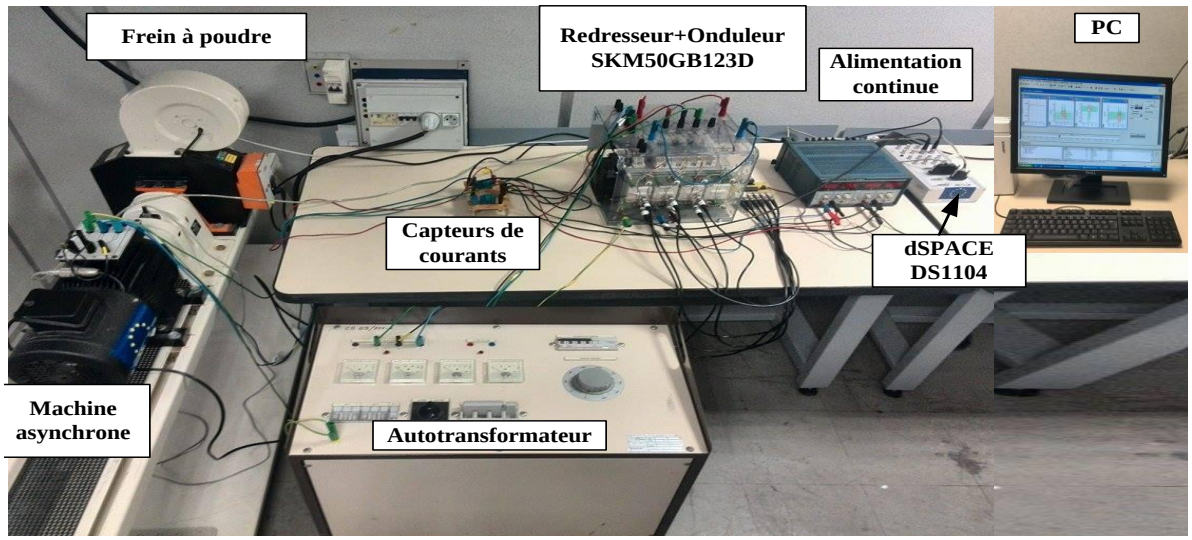


Figure 2.5: *Banc d'essai expérimental.*

Les constituants principaux de la plate-forme expérimentale sont :

- Une partie software comprenant un logiciel *Matlab/Simulink* pour le développement des algorithmes de commande, d'observation et de diagnostic. Le contrôle du fonctionnement en temps réel du système est assuré par une interface graphique *Control Desk.*
- Une partie hardware comprenant une carte DS1104 muni d'un panneau de contrôle CP1104
- Une partie mécanique comprenant une machine asynchrone de 3kW et un frein à poudre
- Une partie puissance comprenant un onduleur, un redresseur et un autotransformateur.
- Une partie instrumentation comprenant les capteurs de courants

La machine de test expérimental est une machine asynchrone à cage d'écureuil de 3kW. Ses caractéristiques sont données dans le tableau 2.1. Elle est équipée d'un codeur incrémental de 1024 points/tour et deux capteurs de courant. L'application de couple de charge est assurée par un frein à poudre commandé en tension continue par l'application des consignes à partir de la carte DS1104.

Tableau 2.1: Paramètres de la machine

Machine asynchrone	
Puissance nominale	3 kW
Fréquence nominale	50 Hz
Vitesse nominale	1430 tr/min
R_r	1.55Ω
R_s	2.3Ω
$L_s = L_r$	0.261H,
M	0.249H,
J	0.02 kg m^2

L'onduleur utilisé pour l'alimentation de la machine est un onduleur de tension triphasé comprenant deux parties. Une partie puissance qui est composée de trois bras. Chaque bras est menu d'un module à base de deux IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) de type Semikron SKM50GB123D (Figure 2.6).

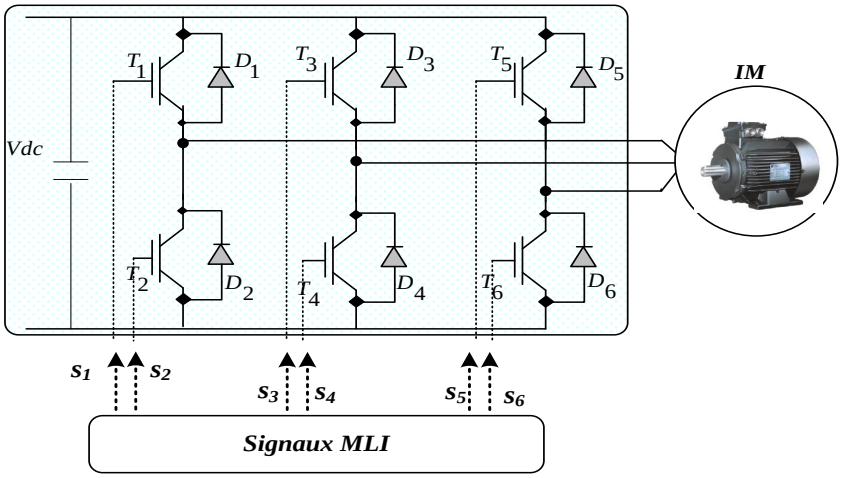


Figure 2.6: *Onduleur triphasé.*

L'autre partie comporte la carte de commande et d'adaptation des signaux PWM (Pulse Width Modulation). Les six signaux de commutation sont générés à partir de la carte DS1104 au moyen d'un étage d'adaptation à l'aide d'un circuit IR2130. Les interrupteurs de puissance sont commandés par la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle. La fréquence de commutation de l'onduleur PWM est de 5 kHz.

Les boucles de commande et d'observation de la vitesse mécanique de la machine asynchrone nécessitent la mesure des courants des phase statoriques. La mesure des courants est assurée par deux capteurs à effet de hall.

4.1. Résultats expérimentaux pour la commande sans capteur

La figure 2.7 montre le schéma-bloc de la commande d'un moteur asynchrone de 3 kW, elle est constituée d'un moteur à induction à cage, un onduleur de tension et un bloc de commande avec trois correcteurs de type proportinel-intégral (PI) pour la régulation du flux et des courants et un correcteur de type intégral-proportionel (IP) pour la régulation de la vitesse.

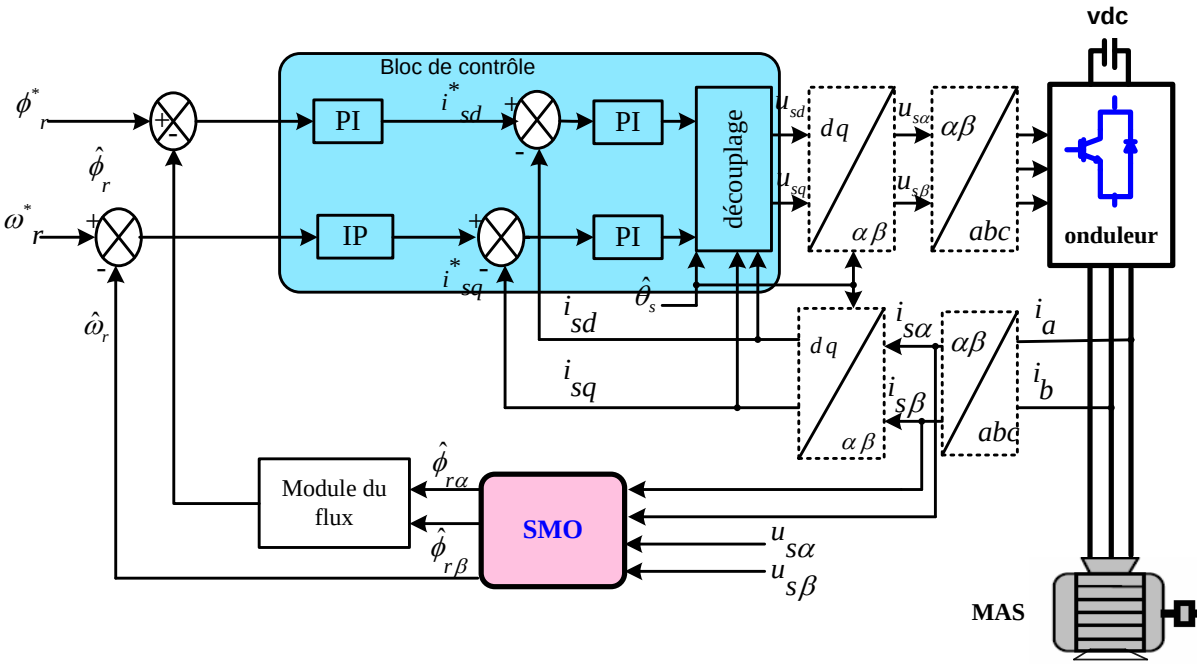


Figure 2.7: *Schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone.*

L'observateur par mode glissant SMO a pour but de fournir les entrées non mesurables nécessaires pour la commande (vitesse et flux rotoriques). Cet observateur utilise uniquement les courants statoriques mesurés et les tensions statoriques obtenues à partir de la commande vectorielle. Le bloc de contrôle représente la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Les signaux PWM générés par la MLI sinus-triangle permet d'imposer au moteur le suivi des trajectoires de référence (vitesse de référence et flux de référence).

Les paramètres des régulateurs de la boucle de commande sont calculés en utilisant la méthode de placement des pôles [Bous-2004], ils sont donnés dans le Tableau 2.2. Les paramètres de l'observateur mode glissant sont aussi donnés par le Tableau 2.2.

Tableau 2.2 : *Paramètres utilisés pour la validation expérimentale.*

Paramètres des régulateurs de la boucle de commande	
Régulateur de vitesse :	$\begin{cases} K_p = 3.2 \\ K_i = 0.51 \end{cases}$
Régulateurs de courants :	$\begin{cases} K_p = 14.8 \\ K_i = 2349 \end{cases}$
Régulateur de flux :	$\begin{cases} K_p = 16 \\ K_i = 95 \end{cases}$
Paramètres expérimentaux de l'observateur mode glissant	
$\delta_1 = 7$, $\delta_2 = 30$	
$q_1 = 13$, $q_2 = 32$, $q_3 = 5$	

Pour analyser le comportement de l'ensemble moteur/commande, différents cycles de fonctionnement ont été appliqués à la machine asynchrone sous les conditions d'expérimentation sus-indiquées.

4.2.1. Fonctionnement à vide et avec inversion du sens de rotation

Dans cette partie, pour étudier la dynamique du système lors d'une inversion du sens de rotation de la machine, nous avons effectué un essai à vide pour un échelon de vitesse de *1000 tr/min*, ensuite une rampe de pente négatif est appliquée à l'instant *t= 10.6s*. Les résultats expérimentaux sont donnés par la figure 2.8.

Sur cette figure nous avons tracé la vitesse rotorique réelle, estimée et de référence de la machine, les courants statoriques mesurés et ceux estimés et les flux rotoriques estimés dans le repère (α, β) lié au stator.

Ces résultats montrent de bonnes performances du système de commande sans capteur associé à un observateur mode glissant en termes de suivi de trajectoire. En effet, la vitesse estimée et la vitesse mesurée convergent vers leurs grandeurs de référence dans les deux sens de fonctionnement de la machine asynchrone. Les zooms sur les courants statoriques estimés et mesurés montrent les performances élevées du SMO pour l'estimation des courants et des flux. Durant les conditions d'inversion du sens de rotation du rotor (au passage par zéro), une perturbation entrainant une erreur d'estimation au niveau des courants statorique est enregistrée. Cette perturbation est due à la perte d'observabilité du moteur asynchrone pour une vitesse de fonctionnement nulle.

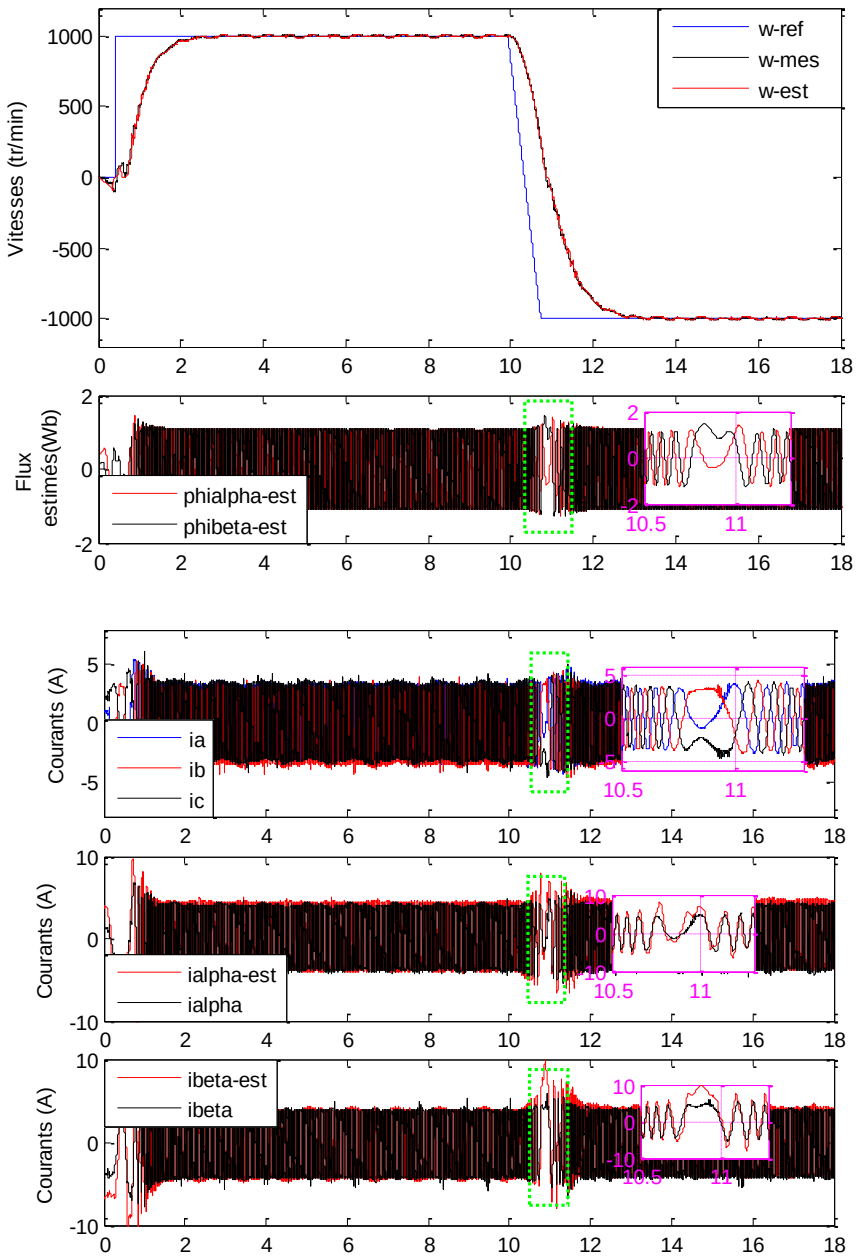
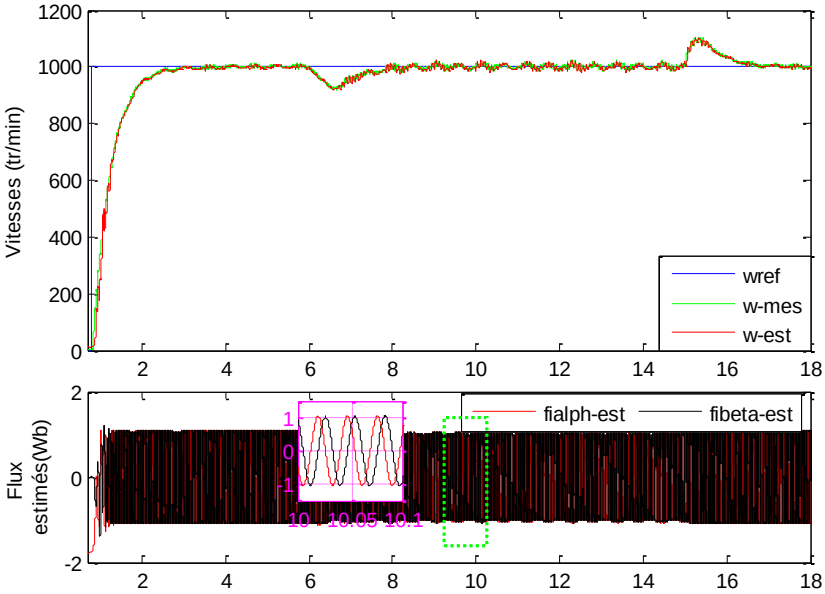


Figure 2.8 : *Validation expérimentale de la commande vectorielle sans capteur en fonctionnement à vide et avec inversion du sens de rotation du moteur.*

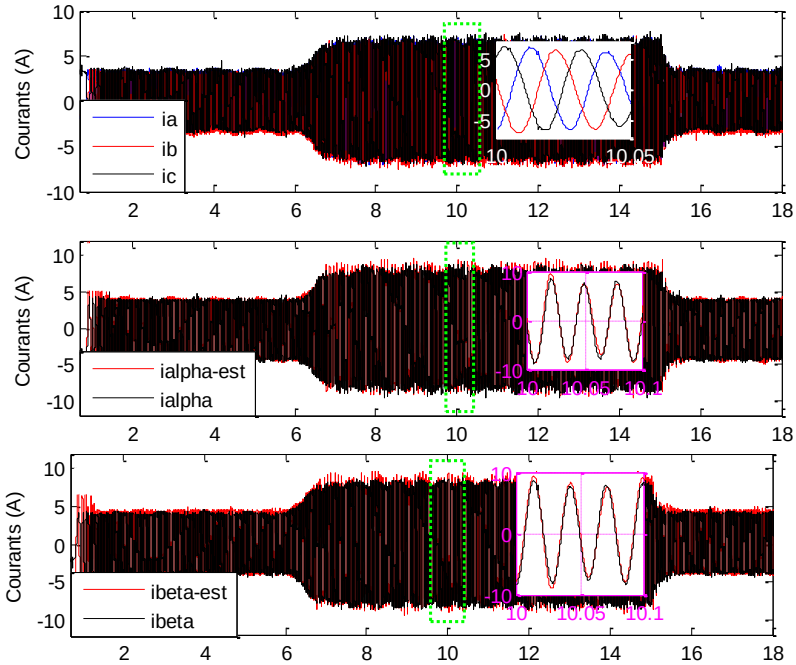
4.2.2. Fonctionnement en charge

Pour évaluer la robustesse du système vis-à-vis de la variation du couple de charge, un essai expérimental a été effectué pour un démarrage à vide de la machine asynchrone, puis on a appliqué un couple de charge de *10 Nm* a l'instant *t= 6s*. Au début, la vitesse de consigne et le couple de charge sont maintenus nuls pour permettre l'établissement du flux dans la machine, ensuite, un échelon de vitesse de *1000 tr/min* est appliqué au moteur. L'objectif de cette phase est de tester le comportement de la loi de contrôle sensorless au cours d'une grande variation transitoire de vitesse ainsi que la robustesse en haute vitesse.

Le comportement du système pour un fonctionnement en charge est illustré par la figure 2.9. Durant cet essai, nous avons enregistré la vitesse réelle, estimée et de référence de la machine, les flux rotoriques estimés dans la base (α,β) (figure 2.9-a), les courants statoriques mesurés et ceux estimés dans la base (α,β) (figure 2.9-b).



(a)



(b)

Figure 2.9: *Validation expérimentale de la commande sans capteur pour un fonctionnement en charge (1000 tr/min, 10 Nm).*

Cet essai décrit aussi les bonnes performances du système en termes de suivi de la trajectoire et de rejet de perturbation. En ce qui concerne le suivi de la trajectoire, la vitesse estimée et celle mesurée sont en concordance avec la vitesse de référence. De même pour les courants

statoriques et les flux rotoriques estimés, ils suivent parfaitement leurs grandeurs mesurées avant et après la variation de la charge. Au moment de l'application du couple de charge, on remarque une chute au niveau de la vitesse rotorique qui converge par la suite pour se stabiliser à sa grandeur de référence. Cette chute de vitesse et ce retard nécessaire pour poursuivre de nouveau la consigne de référence sont en relation avec le temps de réponse choisi pour la boucle de régulation de vitesse. Une diminution du temps de réponse permet d'améliorer cette phase mais à condition de respecter le compromis rencontré en pratique " rapidité/stabilité " du système contrôlé sans capteur de vitesse.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi dans un premier temps une modélisation dynamique de la machine asynchrone. Cette modélisation a servi pour la mise en œuvre de l'observateur et la commande de la machine asynchrone. Nous avons ensuite présenté une stratégie d'observation basée sur les systèmes à structure variable via l'utilisation de l'approche mode glissant SMO pour estimer les grandeurs magnétiques non accessibles et pour la commande sensorless par l'estimation de la vitesse mécanique de la machine.

Pour vérifier les performances de la commande sans capteur de vitesse, nous avons décrit en seconde partie la représentation du banc d'essai utilisé. Ensuite, divers cycles de fonctionnement ont été appliqués à la machine asynchrone sous des différentes conditions d'expérimentation. Les résultats obtenus décrivent des bonnes performances du système de contrôle sensorless en termes de poursuite et de rejet de perturbation dans les différents régimes de fonctionnement de la machine.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à l'étude du comportement de la machine asynchrone contrôlée sans capteur de vitesse vis-à-vis des défauts simples et multiples des cellules de commutation au niveau de l'onduleur.

Chapitre 3

Détection et Localisation des Défauts des Composants de Puissance dans une Structure de Commande sans Capteur de Vitesse

1. Introduction 75
2. Commande avec et sans capteur de vitesse en présence d'un défaut d'ouverture d'IGBT : Etude comparative 75
3. Analyse de l'impact d'un défaut d'ouverture d'IGBT sur les signaux de diagnostic..... 78
4. Mise en place d'une stratégie de diagnostic 80
   3.1. Détection du bras défaillant..... 81
   3.2. Identification des transistors défaillants 84
5. Validation expérimentale de l'approche de diagnostic des défauts du convertisseur statique 86
   4.1. Choix du seuil de détection 87
   4.2. Résultats expérimentaux et discussion 88
6. Conclusion..... 97

1. Introduction

La fiabilité d'un entraînement électrique a toujours été une préoccupation majeure dans de nombreuses applications industrielles telles que l'automobile, le transport et la production des énergies électriques. Dans le cas des entraînements à base d'un moteur asynchrone avec capteur de vitesse, un défaut d'ouverture d'IGBT dans un onduleur diminue les performances du système mais ne provoque pas son arrêt immédiat. Considérant maintenant le cas des entraînements sans capteur mécanique de vitesse (avec observateur), un défaut dans l'un des composants de commutation peut entraîner des problèmes de stabilité de fonctionnement des observateurs et par la suite du système complet provoquant ainsi sa divergence ou sont arrêt immédiat. Cependant, l'impact des défauts doit être soigneusement étudié en termes de robustesse et de disponibilité du système en mode dégradé pour une structure de contrôle sensorless. D'une part, si le défaut n'est pas détecté et compensé rapidement, il peut entraîner d'autres défauts dans l'un des blocs fonctionnels de la chaine de conversion d'énergie, c'est pour cela qu'il faut introduire des structures de reconfiguration matérielle ou logicielle dans le but d'augmenter la fiabilité du système. D'autre part, la détection et la localisation du composant endommagé constituent la première étape d'une stratégie de tolérance aux pannes qu'on peut appliquer en mode dégradé pour assurer la continuité de fonctionnement du système.

L'objectif de ce chapitre est d'aborder la problématique du diagnostic des défauts des composants de puissance dans un convertisseur statique alimentant une machine asynchrone contrôlée en mode sensorless. Tout d'abord, il est important de rappeler que la majorité des travaux réalisés dans ce contexte ont été développé dans le cas d'un fonctionnement classique avec capteur de vitesse. Cependant, la robustesse et l'impact des défauts sur l'ensemble observateur et système restent un enjeu majeur à rechercher. De ce fait, la stratégie de détection et localisation des défauts sera développée en tenant en compte des particularités de fonctionnement du système contrôlé en mode sensorless. Ainsi, la synthèse d'une méthode de diagnostic convenable devra supporter la forte perturbation des grandeurs mesurées et estimées aussi que la vitesse estimée puisqu'elle sera utilisée comme entrée principale dans l'algorithme de diagnostic.

2. Commande avec et sans capteur de vitesse en présence d'un défaut d'ouverture d'IGBT : Etude comparative

Notre système d'entraînement constituant le processus à surveiller est présenté par un schéma simplifié illustré par la figure 3.1. Il est constitué globalement d'un bloc de commande, d'une

machine asynchrone et d'un convertisseur statique triphasé. Ce convertisseur est constitué d'un onduleur à trois bras, chaque bras est composé de deux transistors (T_K et T_{K+1}, $K=1,3,5$) en parallèle avec des diodes de roue libre (D_K, D_{K+1}) constituant ainsi des cellules de commutation commandable à l'ouverture et à la fermeture. Les signaux de commande relatifs à chaque cellule sont notés par $(S_K, K=1,.....6)$.

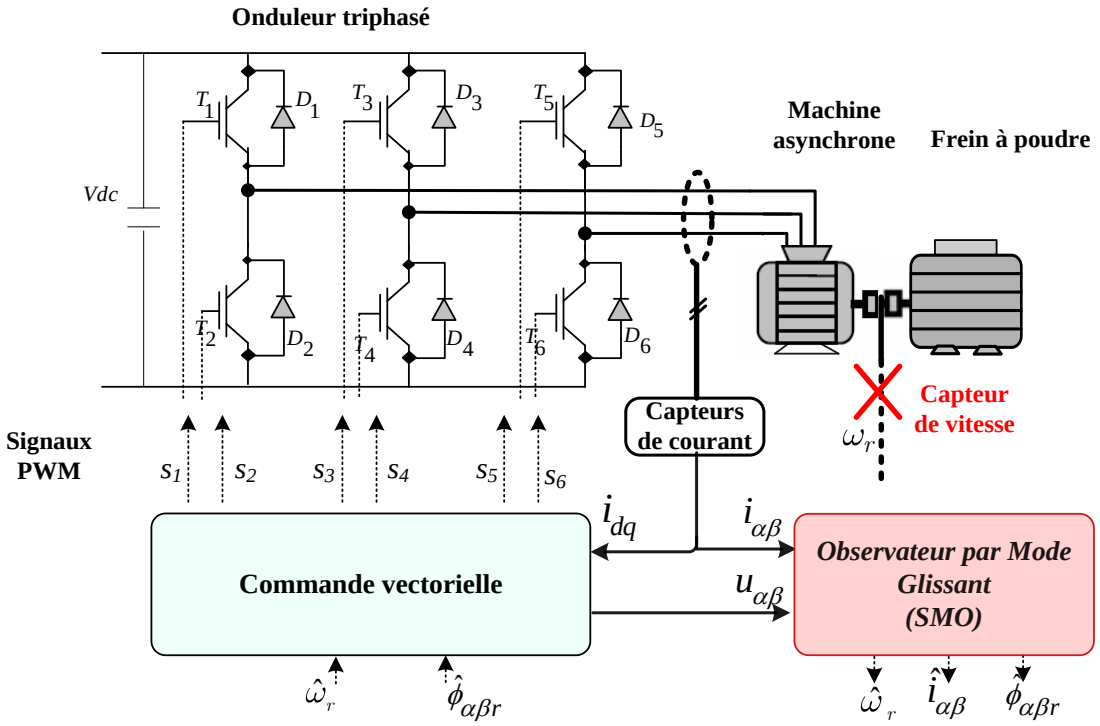


Figure 3.1: Schéma descriptif de la structure du convertisseur statique et du système d'entrainement.

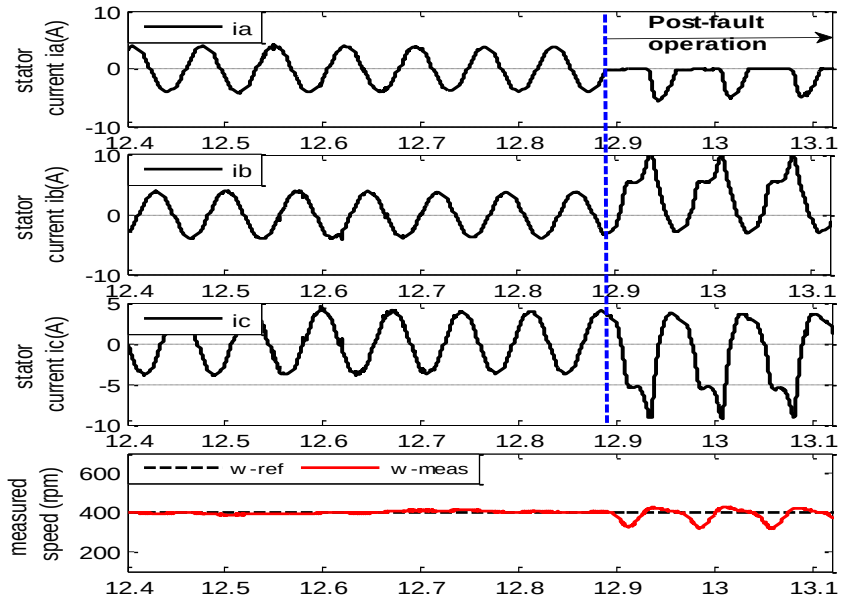
Afin de développer un system tolérant aux pannes, il est important de savoir à l'avance comment il se comporte avant et après l'apparition du défaut et d'analyser par la suite ses performances pour pouvoir entamer l'étape de diagnostic. Dans les entraînements conventionnels à base d'un moteur commandé avec capteur de vitesse, les défauts onduleur, les techniques de diagnostic des défauts et la commande tolérante aux défauts (FTC) sont largement étudiés et discutés dans la littérature [Gaet-2011], [Gao-2015], [Trab-2016], [Abra-2003]. Cependant, le comportement du système à base d'une machine commandée en mode sensorless et en présence des défauts onduleur sont rarement recherchés [Trab-2011], [Cons-2010]. Dans cette section, nous allons effectuer une étude comparative pour montrer les points de similarité et de différence dans le comportement d'un système commandé sans et avec capteur de vitesse en cas d'un défaut de type circuit ouvert d'un IGBT. Puisque l'approche

signal est très utilisée pour la détection et l'identification des défauts, l'étude comparative sera basée sur la dynamique des courants et des vitesses dans les deux cas.

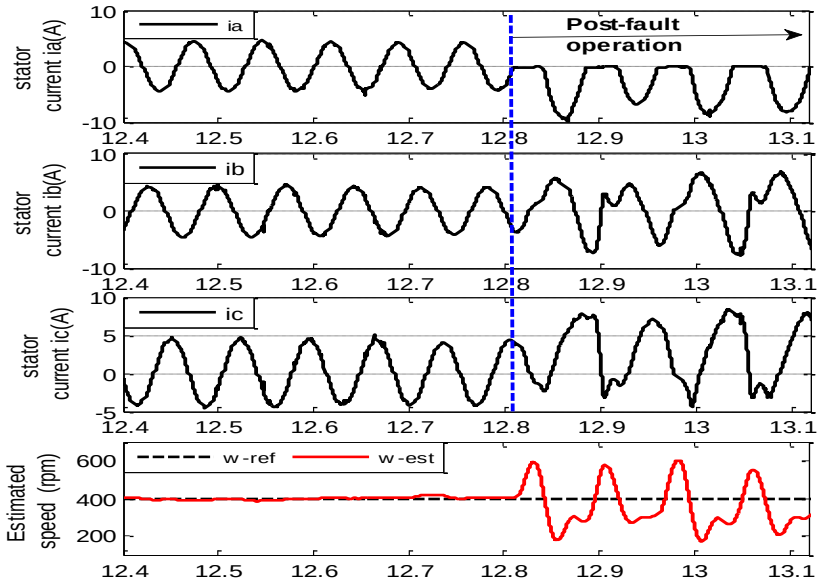
Les résultats expérimentaux représentés dans la figure 3.2 montrent la dynamique des courants de phase et de la vitesse du rotor lorsqu'un défaut de type circuit-ouvert d'un IGBT se produit. La vitesse du rotor est réglée à *400 tr /min* avec un couple de charge de 40% du couple nominal. Ces résultats sont obtenus d'abord pour le système conventionnel avec capteur (figure 3.2-a), puis pour un contrôle sans capteur basé sur un observateur (figure 3.2-b).

Après l'apparition du défaut et compte tenu des résultats obtenus pour le premier système, on constate que la vitesse du moteur est légèrement affectée durant la demi-période associée à la conduction de l'IGBT endommagé T_1. Au contraire, pour la commande sans capteur (figure 3.2-b), la vitesse estimée présente une forte perturbation sur toute la période. En ce qui concerne maintenant les courants de phase pour les deux cas de fonctionnement, on remarque un changement au niveau de la dynamique du courant défectueux i_a. Ceci nous renseigne sur l'instabilité du système de contrôle sensorless à cause des fortes ondulations de la vitesse estimée qui seront injectées dans la boucle de régulation. Pour la disponibilité du système, après l'occurrence du défaut, ces perturbations critiques peuvent entraîner l'arrêt ou la divergence totale du moteur dans une courte durée. En conséquence et comme nous l'avons signalé précédemment, une stratégie de diagnostic rapide des défauts ainsi qu'une stratégie de tolérance aux pannes doivent être mises en place pour protéger le système et assurer sa continuité de fonctionnement.

Concernant l'étape de diagnostic des défauts, la vitesse du rotor mesurée a été utilisée pour le diagnostic en temps réel des défauts dans plusieurs approches de diagnostic [Sles-2009], [Esti-2013], [Trab-2017]. La vitesse rotorique est également utilisée comme entrée au bloc d'observation (pour les méthodes de diagnostic à base d'un observateur) afin d'estimer les courants de phases de la machine nécessaires pour le diagnostic [Sale-2015], [Jlas-2017]. Cependant, cette mesure n'est plus disponible dans le système sans capteur et elle est remplacée par la vitesse estimée délivrée par l'observateur. L'utilisation de cette vitesse estimée sans la prise en compte de ses perturbations dans les techniques de diagnostic susmentionnées peut engendrer des fausses alarmes ou des erreurs de calcul. Pour plus de robustesse et d'efficacité, ce nouveau comportement qui est accompagné par les perturbations enregistrées au moment de l'occurrence du défaut doit être pris en compte lors de la conception de la stratégie de diagnostic



(a)



(b)

Figure 3.2: *Comportement du moteur à induction en mode dégradé : (a) avec capteur de vitesse. (b) avec capteur logiciel "observateur".*

3. Analyse de l'impact d'un défaut d'ouverture d'IGBT sur les signaux de diagnostic

Afin de développer une structure de diagnostic des défauts pour notre système contrôlé sans capteur de vitesse, il est très important d'étudier son comportement en mode dégradé et de mettre en évidence les points de différence par rapport au mode sain. Ceci nous permet d'obtenir des informations pertinentes sur la dynamique du système telles que la manière dont les principales variables de contrôle se comportent, les valeurs maximales qu'elles atteignent, la

manière dont le défaut affecte les grandeurs observées notamment, les courants statoriques et la vitesse de rotation. Ces informations seront utiles pour la conception des méthodes de diagnostic robustes et performantes.

La figure 3.3 montre les allures des courants mesurés et estimés lors d'apparition d'un défaut simple d'ouverture d'un IGBT dans le convertisseur statique. La machine fonctionne avec une vitesse de référence de *700 tr/min*, le défaut est appliqué au niveau du transistor T_3 à l'instant *t=9.87s* par l'annulation de son signal de commande. Dans les conditions de fonctionnement sain du système avec une commande sans capteur de vitesse, les courants estimés donnés par l'observateur par mode glissant suivent parfaitement leurs signaux mesurés correspondants. Au contraire, dans des conditions de fonctionnement en mode dégradé, l'impact de défaut sur les courants mesurés se traduit par la perte de l'alternance positive du courant du bras défaillant i_b . Au niveau des grandeurs estimées, il est à noter que les observateurs à base de modèle mathématique représentent une image du modèle de la machine.

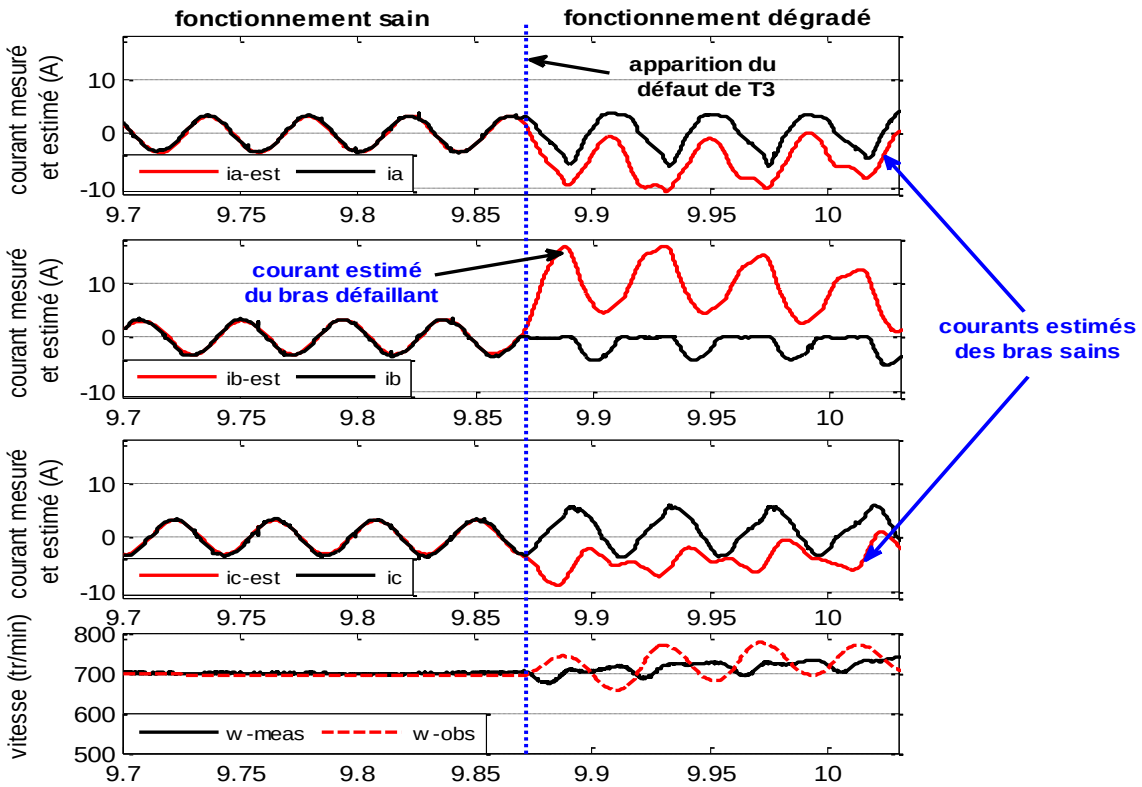


Figure 3.3: *Évaluation expérimentale de la dynamique des courants mesurés et estimés et de la vitesse mesurée et estimée en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT T_3 pour une machine commandée sans capteur de vitesse.*

Ce modèle est généralement synthétisé en tenant compte du fonctionnement en mode normal (sain) du moteur et en admettant certaines hypothèses simplificatrices. À cause de ces

hypothèses et de l'effet de la méthode de contrôle (les limitations du régulateur PI pour fonctionner en présence du défaut [Sale-2015], [Limo-2009]), l'observateur par mode glissant ne peut pas estimer correctement l'état de la machine en entraînant une erreur considérable entre le courant mesuré i_b et estimé i_{b-est} de la phase défectueuse. Les deux autres courants estimés i_{a-est} et i_{c-est} qui correspondent aux phases saines sont également affectés par ce défaut, mais d'une manière différente, entraînant des erreurs d'estimation plus faibles. Cette différence au niveau des dynamiques du courant estimé associé à la phase défectueuse et les deux courants associés aux phases saines nous permet d'avoir des informations pour la détection et l'identification des défauts dans un système d'entraînement sans capteur de vitesse. Comme le modèle de la machine est fortement couplé, la vitesse estimée est également affectée par cette perturbation et présente une erreur considérable par rapport à la vitesse de référence.

4. Mise en place d'une stratégie de diagnostic

Dans le cadre de ces travaux, nous avons utilisé un observateur appliqué à la fois pour le contrôle sans capteur de vitesse de la machine et pour le diagnostic des défauts dans le convertisseur statique. Contrairement, les méthodes classiques utilisent des estimateurs fonctionnant en boucle ouverte destinés seulement pour l'estimation des grandeurs à utiliser dans l'algorithme de diagnostic et non pas dans l'algorithme de commande.

Le schéma synoptique de l'algorithme de diagnostic proposé est illustré par la figure 3.4. La particularité de cette technique se traduit par le fait qu'elle est basée sur une combinaison entre l'approche modèle et l'approche signal. Cette combinaison est connue en anglo-saxon par ''Mixed model-based and signal-based approach''. L'observateur ''SMO'', utilisé principalement pour le contrôle sensorless puis pour le diagnostic des défauts, fournit les courants statoriques observés et la vitesse du rotor observée comme des signaux essentiels à l'entrée de l'algorithme de diagnostic. L'analyse des signaux mesurés ainsi que la réponse de l'observateur en mode sain et en mode dégradé mettent bien en évidence une première réflexion pour la conception d'une technique de diagnostic. La stratégie proposée est basée sur le calcul des valeurs moyennes glissantes des courants mesurés et estimés. Elle utilise la fréquence temps-réel issue de l'observateur mode glissant.

- La première étape consiste à détecter le bras qui comporte le composant défaillant en comparant la similitude entre les courants estimés et ceux mesurés.

- La deuxième étape consiste à localiser l'IGBT défectueux sur le bras détecté en fonction de la polarité de l'alternance du courant estimé de la phase défectueuse.

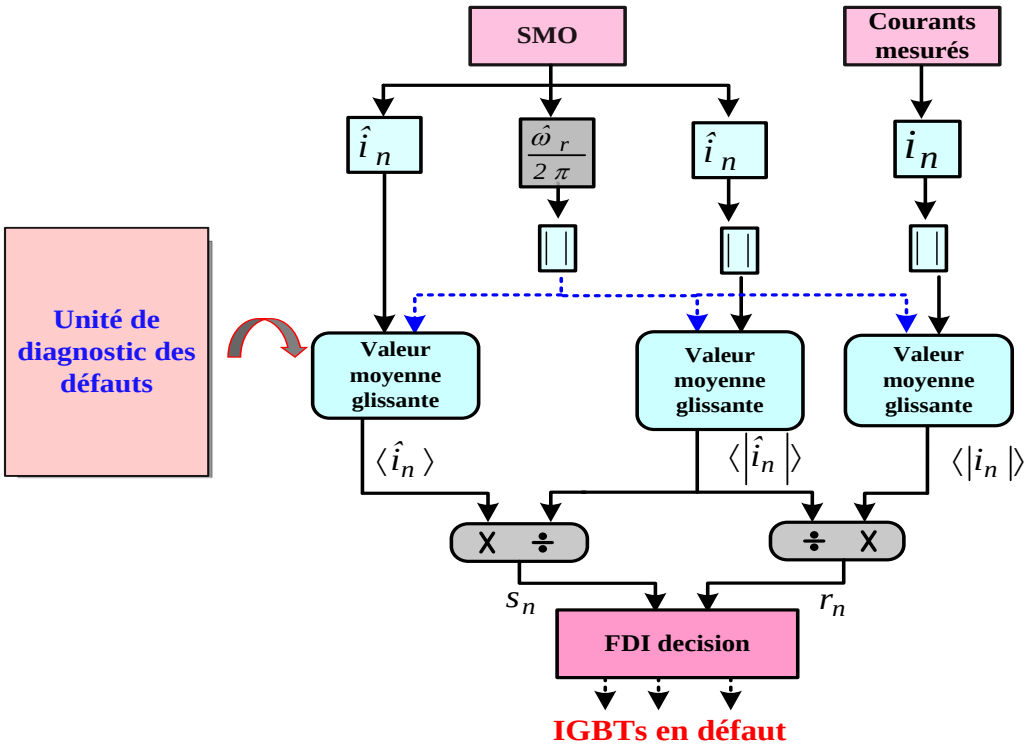


Figure 3.4: *Schéma bloc de l'algorithme de diagnostic proposé.*

Sur la figure 3.4, i_n indique les courants statoriques mesurés fournis par les deux capteurs de courant, $\hat{i}_n$ désigne les courants statoriques estimés fournis par l'observateur mode glissant, la vitesse observée notée par $\hat{\omega}_r$ est utilisée pour le calcul des valeurs moyennes glissantes des signaux utilisés dans l'algorithme de diagnostic

3.1. Détection du bras défaillant

Comme mentionné précédemment, pour un fonctionnement en mode normal (sans défaut) l'observateur par mode glissant présente de bonne performance d'estimation d'état de la machine asynchrone. Les courants estimés suivent parfaitement les courants mesurés. Contrairement au mode sain, l'observateur ne peut pas estimer avec précision l'état de la machine. La forte dégradation du système entraîne une erreur considérable entre les courants mesurés et ceux estimés notamment celui de la phase en défaut. En prenant en considération ce comportement dynamique, une nouvelle approche de diagnostic basée sur l'observateur mode glissant utilisé pour le contrôle est présentée dans cette section.

Le principe du processus de diagnostic consiste en une détection du bras défaillant dans le convertisseur statique, elle est effectuée par une évaluation directe du rapport entre la valeur moyenne glissante des courants mesurés et celle des courants observés. Ensuite, les variables utilisées pour la détection sont données par :

$$r_n = \left(\frac{\langle |i_n| \rangle (t)}{\langle |\hat{i}_n| \rangle (t)} \right)_{\left[t \quad t+\frac{1}{2}T_s(t) \right]} \tag{3.1}$$

Les valeurs moyennes utilisées dans l'équation (3.1) sont calculées en fonction de la vitesse du rotor estimé par l'observateur par mode glissant. Cependant, la valeur moyenne glissante du courant mesuré i_n est calculée sur une fenêtre glissante avec une période propre fixe égale a une demi-période du courant statorique, elle est définie par :

$$\langle |i_n| \rangle (t) = \frac{1}{T_s(t)} \int_{t}^{t+\frac{1}{2}T_s(t)} |i_n| dt \tag{3.2}$$

En ce qui concerne les courants estimés, nous avons utilisé le même principe mais en utilisant une fenêtre glissante de la demi-période du courant donné par l'observateur, elle est définie par :

$$\langle |\hat{i}_n| \rangle (t) = \frac{1}{\hat{T}_s(t)} \int_{t}^{t+\frac{1}{2}\hat{T}_s(t)} |\hat{i}_n| dt \tag{3.3}$$

$\hat{T}_s(t) = \dfrac{2\pi}{|\hat{\omega}_r(t)|}$ est la période estimée du courant statorique, elle est calculée en fonction de la vitesse estimée du rotor donnée par l'observateur SMO.

Nous avons utilisé la valeur absolue de la vitesse estimé de la machine pour calculer la période du courant statorique $\hat{T}_s(t)$ afin d'améliorer la robustesse de la méthode de diagnostic pour fonctionner dans la plage $-\omega_r \quad +\omega_r$.

Le courant estimé peut-être exprimé comme une somme entre le courant mesuré et une quantité d'erreur connue sous le nom d'erreur d'estimation d'observateur tel que :

$$\hat{i}_n = i_n + e_{i_n} \tag{3.4}$$

En prenant en considération l'équation (3.4), les variables de détection r_n de l'équation (3.1) peuvent être réexprimées par :

$$r_n = \left(\frac{\langle |i_n| \rangle (t)}{\langle |i_n + e_{i_n}| \rangle (t)} \right)_{\left[t \quad t+\frac{1}{2}T_s(t) \right]} \tag{3.5}$$

Dans les conditions de fonctionnement normal de l'entrainement électrique commandé sans capteur de vitesse, l'erreur d'estimation e_{in} entre les courants mesurés et ceux estimés est nulle $(e_{in} = 0)$. Par conséquent, les variables de diagnostic r_n correspondantes à chaque phase convergent vers une valeur autour de 1.

Au contraire, lors de l'apparition d'un défaut d'ouverture d'un IGBT dans le convertisseur statique, le courant mesuré de la phase endommagée passe brusquement à zéro sur la demi-période de conduction du transistor endommagé. En raison de l'effet de la méthode de contrôle et des simplifications dans le modèle d'observation, l'observateur ne peut pas estimer avec précision l'état du moteur ce qui entraîne une erreur considérable entre le courant mesuré et celui estimé de la phase défaillante. Comme dans l'équation (3.6), la variable de diagnostic de cette phase converge vers une valeur proche de zéro sur la demi-période pendant laquelle le transistor défaillant est censé être en conduction :

$$r_n = \frac{0}{\langle |0 + e_{i_n}| \rangle (t)} \tag{3.6}$$

Finalement, les critères de détection des bras défaillants peuvent être interprétées comme suit :

$$R_n = \begin{cases} 1 & \text{si} \quad \mathrm{r_n} \leq \mathrm{K_d} \quad \text{défaut} \\ 0 & \text{si non} \quad \text{sain} \end{cases} \tag{3.7}$$

La constante K_d est utilisée comme un seuil de détection du bras défaillant dans l'algorithme de diagnostic. Elle est choisie de manière à respecter un bon compromis entre le temps de retard de détection et la robustesse de la méthode de diagnostic vis-à-vis du régime transitoire, les bruits de mesure et la variation des paramètres internes du système.

On rappelle ici que pour plus d'efficacité et de simplicité d'une mise en œuvre expérimentale, la valeur moyenne glissante des courants est calculée sur une demi-période du courant statorique. Ce choix permet à chaque transistor d'être diagnostiqué séparément sur la demi période qui correspond à sa conduction en mode normal, l'algorithme de diagnostic reste toujours valable en cas de défauts multiples d'ouverture des IGBTs.

Comme le montre la figure 3.5, notre structure de contrôle/diagnostic comporte trois algorithmes :

- Un algorithme de commande vectorielle par orientation du flux rotorique qui comporte les régulateurs de vitesse, de flux et de courants.
- Un algorithme d'observation pour l'estimation du vecteur d'état de la machine asynchrone. Il est constitué d'une copie du modèle de la machine plus des termes de correction et d'un bloc pour le calcul des gains relatifs à l'observation des courants et des flux.
- Un algorithme de diagnostic des défauts basé sur le calcul des valeurs moyennes des courants mesurés et estimés.

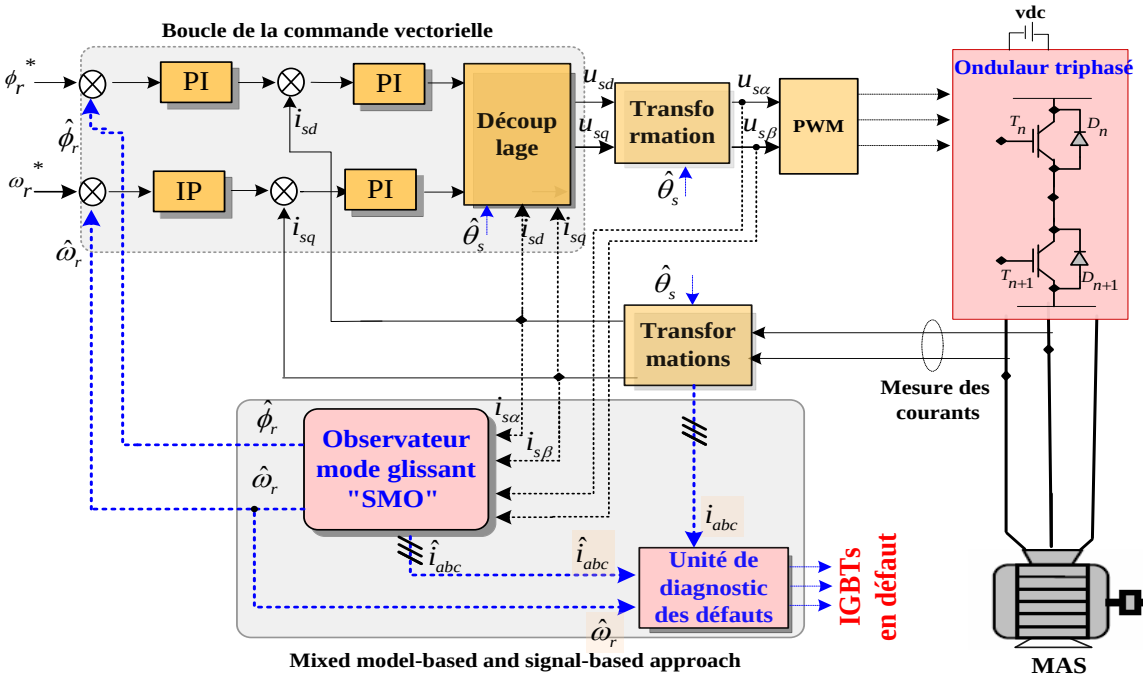


Figure 3.5 : *Schéma bloc de l'algorithme de contrôle en mode sonsorless de la machine asynchrone avec l'unité de diagnostic de défauts.*

Cependant, une attention particulière doit être accordée au temps de traitement de l'algorithme global par le fait de minimiser au maximum le temps de calcul de l'algorithme de diagnostic utilisé. Le calcul sur une demi-période réduit considérablement le temps de traitement pour une mise en œuvre sur des processeurs standard de coût moins cher et minimise le temps de retard à la détection et à l'identification des défauts.

3.2. Identification des transistors défaillants

Comme le montre la figure 3.3, pour un fonctionnement normal du convertisseur, la dynamique des courants estimés ou mesurés constitue un système équilibré symétrique. Après l'apparition d'un défaut d'ouverture d'IGBT, le courant de la phase en panne devient

unidirectionnel négatif ou positif selon la position du transistor endommagé (transistor de l'étage supérieur T_n ou de l'étage inférieur T_{n+1} de l'onduleur). Dans notre cas (figure 3.3), le défaut est introduit au niveau de l'IGBT de l'étage inférieur du second bras (transistor T_5) à l'instant *t=9.875s*, le courant mesuré i_b de la phase en défaut devient unidirectionnel négatif. On remarque aussi que les courants estimés sont tous affectés par la présence de ce défaut mais avec une erreur d'estimation plus importante entre les courants correspondants à la phase en défaut (erreur entre i_b et i_{b-est}).

L'utilisation des résidus (erreurs entre les courants estimés et mesurés) avec des seuils dans ce cas pour la localisation de défaut peuvent engendrer des erreurs d'identification de l'élément endommagé. En effet, le choix d'un seuil de valeur faible augmente le risque d'apparition des fausses alarmes. De même, si on choisit une valeur élevée, le temps d'identification du défaut sera important. Pour pallier à ces contraintes, et en tenant en compte la dynamique des courants estimés durant le régime de fonctionnement en mode dégradé, l'identification d'IGBT défaillant peut être obtenue par détermination de la polarité du courant estimé correspond au bras défectueux.

La figure 3.6 présente les allures des courants mesuré et estimé du bras défaillant pour le cas d'un défaut dans un IGBT de l'étage supérieur (figure 3.6-a) et pour le cas d'un défaut dans un IGBT de l'étage inférieur (figure 3.6-b).

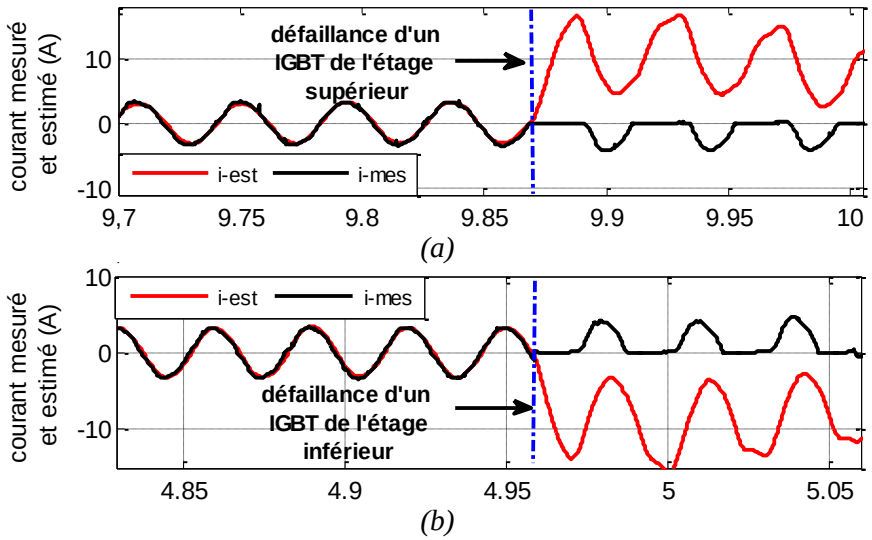


Figure 3.6: *Allures des courants réels et estimés correspondant au bras défaillant :* ***(a)*** *en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT supérieur,* ***(b)*** *en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT inférieur.*

Comme nous pouvons le constater sur la figure 3.6, pour un défaut dans un IGBT de l'étage supérieur d'un bras de l'onduleur (figure 3.6-a), le courant mesuré s'annule sur la demi-période

qui correspond à la conduction de l'IGBT défaillant alors que le courant estimé diverge en prenant une direction positive. Contrairement, si le défaut est dans un IGBT de l'étage inférieur (figure 3.6-b), le courant mesuré s'annule sur l'alternance correspondante alors que le courant estimé diverge vers un sens négatif. Le tableau 3.1 résume la polarité du courant estimé correspondant au bras défaillant en fonction de la position de l'IGBT en défaut. Pour un défaut d'un IGBT de l'étage supérieur, le courant estimé est positif alors que pour un défaut d'un IGBT de l'étage inférieur le courant estimé est négatif.

Tableau 3.1: *Polarité du courant estimé en présence d'un default d'ouverture d'IGBT*

Signe du courant estimé correspondant au bras défaillant	IGBT en défaut
>0	T_n
<0	T_{n+1}

L'identification de l'IGBT défaillant peut être obtenue en temps réel par l'identification de la polarité du courant estimé. Cette tâche est achevée par le calcul de la valeur moyenne glissante sur une fenêtre d'une largeur égale à la demi-période du courant statorique. L'expression d'identification des défauts est donnée comme suit :

$$s_n = \left(\frac{\left\langle \hat{i}_n \right\rangle (t)}{\left\langle \left| \hat{i}_n \right| \right\rangle (t)} \right)_{\left[t \quad t+\frac{1}{2}T_s(t) \right]} = \begin{cases} 1 & \text{défaut d'IGBT de l'étage supérieur} \\ -1 & \text{défaut d'IGBT de l'étage inférieur} \end{cases} \tag{3.8}$$

Pour une identification plus robuste du transistor en défaut, ces variables S_n avec les variables de détection R_n sont utilisées conjointement pour formuler les variables d'identification données par :

$$S_n = R_n \,\&\, \mathrm{s}_n = \begin{cases} 1 & \text{défaut d'IGBT de l'étage supérieur} \\ -1 & \text{défaut d'IGBT de l'étage supérieur} \\ 0 & \text{sain} \end{cases} \tag{3.9}$$

Avec $n = a, b, c$

5. Validation expérimentale de l'approche de diagnostic des défauts du convertisseur statique

Notre chaîne de conversion d'énergie électromécanique regroupe principalement un onduleur de tension et une machine asynchrone triphasée commandée sans capteur mécanique. Une approche hybride regroupant l'aspect modèle et l'aspect signal est proposée pour améliorer

les performances et la fiabilité du système à contrôler. Un capteur logiciel utilisant un observateur par mode glissant basé sur le modèle de la machine est utilisé pour remplacer le capteur mécanique. Une unité de diagnostic basée sur l'approche mixte des signaux (signaux mesurés et signaux estimés fournis par l'observateur) est utilisée pour le diagnostic des défauts d'ouverture d'IGBTs dans l'onduleur.

Le vecteur d'état à estimer est composé des courants statoriques $\left(i_{\alpha s}, i_{\beta s}\right)$, des flux rotoriques $\left(\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}\right)$ et de la vitesse rotorique de la machine ω_r. Les grandeurs d'entrées pour l'observateur SMO sont les courants statoriques mesurés et les tensions statoriques. Le processus de diagnostic comporte deux tâches principales : La première concerne la détection du bras défaillant (bras dans le quel appartient l'IGBT défectueux) de l'onduleur. Seulement les courants mesurés de chaque bras et ceux estimés sont utilisés pour accomplir cette étape en utilisant la valeur moyenne glissante de chaque signal. Une évaluation directe de la similitude entre les courants réels et ceux estimés au moyen des variables de détection $r_n$est réalisée pour détecter le bras en défaut. La deuxième tâche concerne la localisation de la position d'IGBT endommagé au niveau du bras détecté, elle est achevée par une étude de polarité des courants estimés au moment de l'apparition du défaut au moyen des variables d'identification S_n. Le calcul de la valeur moyenne glissante nécessite la fréquence temps-réel donnée par l'observateur SMO. Uniquement deux capteurs de courant à effet de hall sont utilisés pour l'algorithme de diagnostic.

Pour l'implémentation expérimentale de l'algorithme proposé pour la détection et la localisation des défauts d'ouverture des IGBTs dans un convertisseur statique, les algorithmes de contrôle, d'observation et de diagnostic sont tous développés sur Matlab/Simulink. La condition de défaut est créée en introduisant un défaut circuit-ouvert dans l'un des IGBTs de l'onduleur et ce par annulation du signal de commande du transistor concerné. On rappelle aussi que nous avons appliqué la commande par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone triphasée sans capteur de vitesse. Les paramètres techniques du moteur et de l'onduleur sont donnés dans le deuxième chapitre.

4.1. Choix du seuil de détection

Pour détecter le ou les bras défaillant(s) dans le convertisseur statique, un seuil de détection est choisi en tenant compte du fonctionnement de l'observateur en mode sain et en mode dégradé. Le critère de détection est mathématiquement exprimé et calculé sur une demi-période

de courant. Comme le montre le test d'évaluation expérimentale de la dynamique des courants mesurés et ceux estimés présenté par la figure 3.3 et pour le cas d'un défaut d'ouverture de l'IGBT de l'étage supérieur du second bras, on constate deux cas distincts :

- Le premier concerne le courant mesuré de sortie du bras défaillant i_b, il passe à zéro après l'apparition du défaut et son correspondant estimés diverge en créant une erreur considérable. En conséquence, le critère de détection r_b enregistre un passage de 1 a une valeur proche de zéro ou nulle (tout dépend de l'instant d'apparition du défaut).
- Le deuxième concerne les deux autres courant mesurés des phases saines, ils gardent toujours des valeurs non nulles, les grandeurs estimées divergent aussi en créant des erreurs mois faibles. En conséquence, leurs critères de détection convergent vers une valeur au voisinage de 0.45.

Tenant en compte ces deux cas et satisfaisant le compromis entre le temps de détection et la robustesse de l'algorithme contre les fausses alarmes, le seuil K_d peut être choisi dans la plage de [0.08 0.25]. Une grande valeur de K_d accélère la vitesse de détection du bras défaillant mais elle peut provoquer des erreurs de détection (fausses alarmes). Néanmoins, une faible valeur de K_d retarde l'instant de détection du défaut.

4.2. Résultats expérimentaux et discussion

Dans cette partie, nous validons expérimentalement l'algorithme proposé pour le diagnostic des défauts d'ouverture d'IGBTs dans un convertisseur statique alimentant une machine avec une commande sans capteur mécanique. Une évaluation des performances de l'approche proposée à détecter les défauts simples et multiples est réalisée expérimentalement. Comme la commande et la stratégie de diagnostic sont toutes les deux basées sur un observateur mode glissant (un modèle mathématique copie du modèle de la machine), une étude numérique est aussi réalisée à la fin de ce chapitre dans le but de tester la robustesse de cette approche face aux variations paramétriques du moteur. Les défauts d'ouverture d'IGBTs sont introduits en utilisant des relais magnétiques commandés par Matlab/Simulink via la carte dSpace.

Avant de commencer le test de détection et d'identification des défauts d'ouverture des transistors dans l'onduleur de tension, une étude des performances de l'algorithme de diagnostic en mode sain est d'abord nécessaire pour vérifier sa robustesse face aux variations transitoires du fonctionnement de la machine asynchrone. Trois régimes de fonctionnement sont concernés dans cette partie : Fonctionnement avec variation de la vitesse de la machine, fonctionnement

avec inversion de sens de rotation de la machine et fonctionnement avec variation du couple de charge de la machine.

Pour l'essai de variation de la vitesse, une décélération de *1000*tr/min a 400tr/min est appliquée à la machine à l'instant *t=3.85s*. La figure 3.7 présente les résultats expérimentaux de la vitesse réelle et observée du rotor, des trois courants de phase et des variables de diagnostic r_n. Cet essai expérimental montre une immunité parfaite du processus de diagnostic vis-à-vis de la variation de vitesse du moteur. Les variables de détection des défauts subissent un changement assez léger mais restent toujours autour de 1 correspondant à une similarité parfaite entre les grandeurs mesurées et estimées utilisées pour le diagnostic et par la suite à un état sain de l'onduleur de tension.

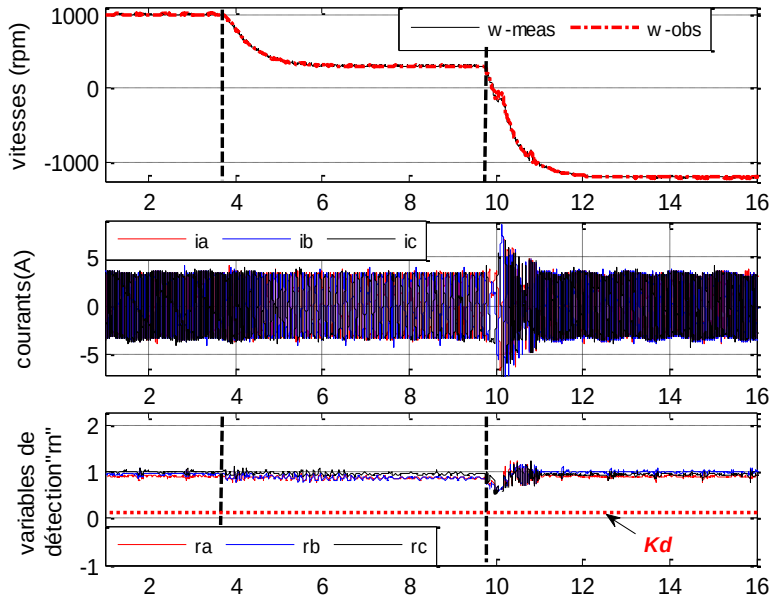


Figure 3.7: *Résultats expérimentaux de la vitesse mesurée et observée, des courants statoriques et des variables de diagnostic "r_n" pour une variation de vitesse de 1000 tr/min à 400 tr/min et pour une condition d'inversion de vitesse de 400 tr/min à -1100 tr/min.*

Pour utiliser une unité de diagnostic basée sur des grandeurs mesurées et d'autres estimées dans une chaîne de conversion électromagnétique contenant une machine asynchrone avec une commande sensorless (sans capteur de vitesse), une étude de sa robustesse dans les conditions d'inobservabilité du moteur et plus particulièrement pendant le passage par zéro de sa vitesse est avant tout indispensable. L'observabilité de la machine asynchrone contrôlée avec et sans capteur mécanique est étudiée dans [Ghan-2005] et [Trao-2011]. Une inversion du sens de rotation de la machine est exercée via l'application d'un échelon de vitesse négative passant de *400 tr/min* à *-1100 tr/min* à l'instant *t=9.8s*. Comme le montre la figure 3.7, les variables de

diagnostic subissent une importante perturbation à l'instant de passage par zéro de la vitesse rotorique. Cette perturbation s'explique par une erreur entre les courants mesurés et ceux estimés entrainant une chute des variables r_n de leur valeur initiale 1 a une valeur autour de 0.7 mais elles restent toujours dans la zone correspondante au bon fonctionnement du système.

Les performances de l'algorithme de diagnostic sont aussi évaluées durant la variation du couple de charge. Un frein à poudre est expérimentalement utilisé pour réaliser ce test. La figure 3.8 présente la vitesse rotorique mesurée et estimée, les courants statorique et les variables de diagnostic des défauts d'ouverture des IGBTs dans l'onduleur. La machine fonctionne avec une vitesse de *1000 tr/min* et un couple nominal de 20Nm, une suppression totale du couple est appliquée à l'instant *t=5.9s*. Les résultats expérimentaux montrent que l'approche de diagnostic est parfaitement indépendante de cette variation, les variables r_n gardent les mêmes allures qui correspondent toujours au bon fonctionnement du system. En conclusion, cette approche de diagnostic satisfait la condition de sa robustesse vis-à-vis des variations transitoires induites par les conditions de fonctionnement d'une commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone triphasée.

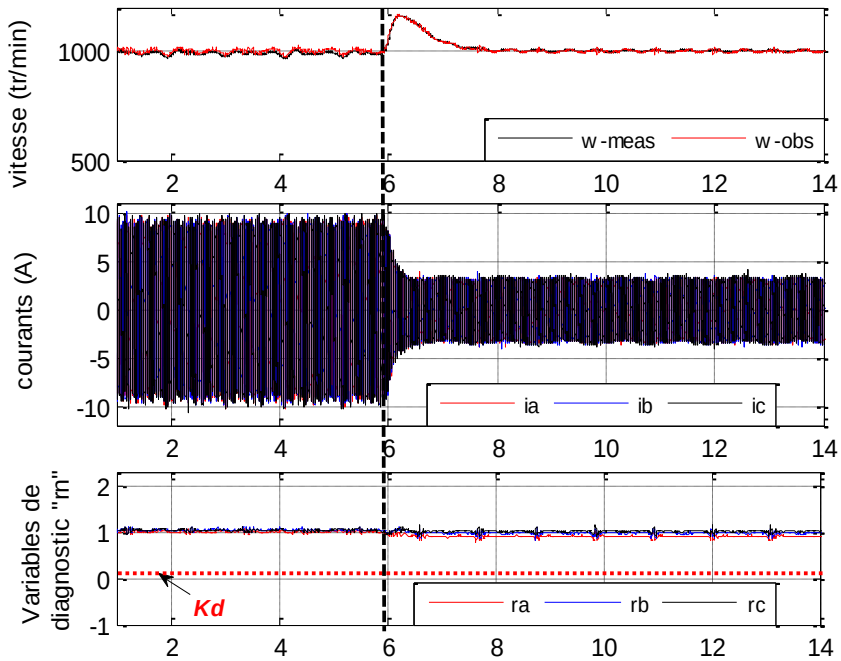


Figure 3.8: *Les résultats expérimentaux de la vitesse mesurée et observée, des courants de stator et des variables de diagnostic "r_n" pour une variation transitoire du couple de charge.*

Après la vérification de la robustesse de la méthode de diagnostic, la validité de la méthode de diagnostic à détecter les défauts simples et multiples d'ouverture des IGBTs dans un

onduleur de tension alimentant une machine asynchrone commandée sans capteur de vitesse est présentée dans cette partie.

Afin de bien expliquer le fonctionnement de cette approche de diagnostic, un test expérimental en mode de fonctionnement normal avec une vitesse de référence de *1000 tr/min* a été effectué dans une première étape. Dans une deuxième étape, un défaut de circuit-ouvert de l'IGBT T_4 est introduit pendant une courte durée de *0,12s*. La figue 3.9 présente respectivement, les spectrogrammes de la vitesse réelle et estimée du rotor, les courants du stator, les variables de diagnostic r_n, les indicateurs de détection de défaut R_n et les indicateurs d'identification de défaut S_n.

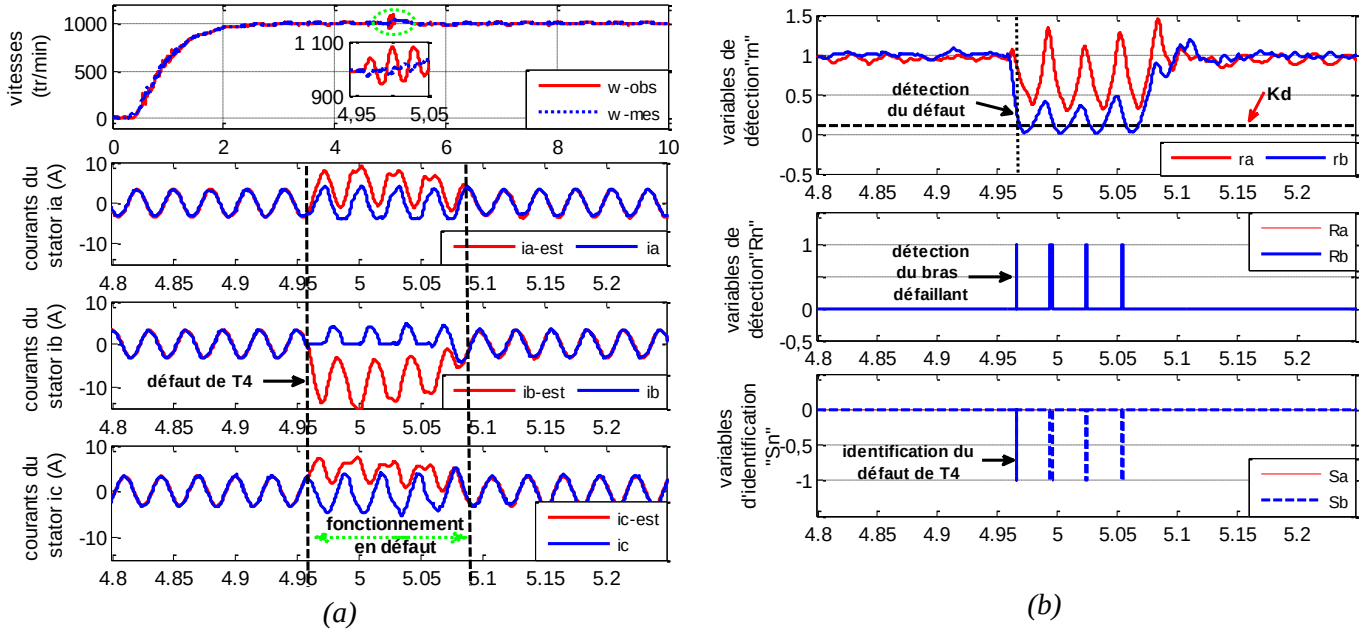


Figure 3.9: *Comportement de la machine asynchrone sans capteur dans des conditions de fonctionnement normales et défectueuses : (a) Vitesse réelle et estimée du rotor, courants de phase mesurés et estimés, (b) Variables de diagnostic des défauts (r_n, R_n et S_n).*

À partir de ces résultats, on constate les bonnes performances du système avec un contrôle sans capteur mécanique basé sur un observateur par mode glissant en termes d'estimation de l'état du moteur et de suivi des trajectoires. Dans des conditions de fonctionnement normales, les courants triphasés estimés et ceux mesurés sont confondus. Par conséquent, les variables de diagnostic r_n sont toujours égale à 1 ce qui indique une similarité parfaite entre les deux courants et par la suite un état sain des IGBT constituant l'onduleur.

Après avoir créé un défaut de circuit-ouvert dans l'IGBT T_4 de l'étage inférieur du second bras à l'instant *t = 4.96s* par l'annulation de son signal de commande pour une courte durée de

0.12 s, le courant de phase i_b passe directement à zéro alors que le courant estimé diverge en créant une erreur considérable par rapport à son correspondant mesuré. Il est à noter ici que pendant l'alternance d'apparition du défaut, le courant estimé correspondant au bras défectueux ne diverge pas arbitrairement, il essaie au maximum de garder la même direction qu'en mode sain. Concernant la variable de diagnostic r_b , elle converge rapidement vers zéro en dépassant le seuil de détection des défauts K_d et permettant par la suite la détection du bras défaillant dans l'onduleur. La détection des défauts est réalisée en examinant le signe du courant du bras défectueux. Sur la figure 3.9-a il est bien clair que le courant estimé i_b diverge dans un sens négatif pour indiquer par la suite la position de l'IGBT endommagé.

Le passage de zéro à 1 du R_b indique la présence d'un défaut dans le deuxième bras du convertisseur alors que le niveau bas (égale à -1) de la variable d'identification S_b indique l'IGBT de l'étage inférieur de la phase b est le composant endommagé dans le convertisseur. Le défaut est rapidement détecté à l'instant t=4.9659s qui correspond à un retard de 5.9ms (21% d'une période).

Un deuxième essai expérimental est effectué (figure 3.10) montre les mêmes résultats expérimentaux que l'essai précédent, sauf qu'ici le défaut est créé dans l'IGBT T_1 de l'étage supérieur du premier bras. La machine fonctionne avec une vitesse de référence fixée à *1200 tr/min* et un couple de charge de 25% du couple nominal.

Pendant le fonctionnement en mode sain du système, toutes les variables de diagnostic R_n et S_n sont égales à zéro. Au contraire, après avoir introduit le défaut dans l'IGBT T_1 à l'instant *t=11.854s*, le courant de phase i_a ne circule que dans le sens négatif et sa valeur absolue moyenne pendant l'alternance positive est nulle. La variable de diagnostic correspondante r_a diminue immédiatement pour franchir le seuil de détection K_d indiquant ainsi la présence de défaut dans le premier bras du convertisseur. En ce qui concerne les variables de diagnostic des deux autre phases saines r_b et r_c, on constate qu'elles se situent toujours dans la zone correspondante à l'état sain des deux bras *b* et *c*.

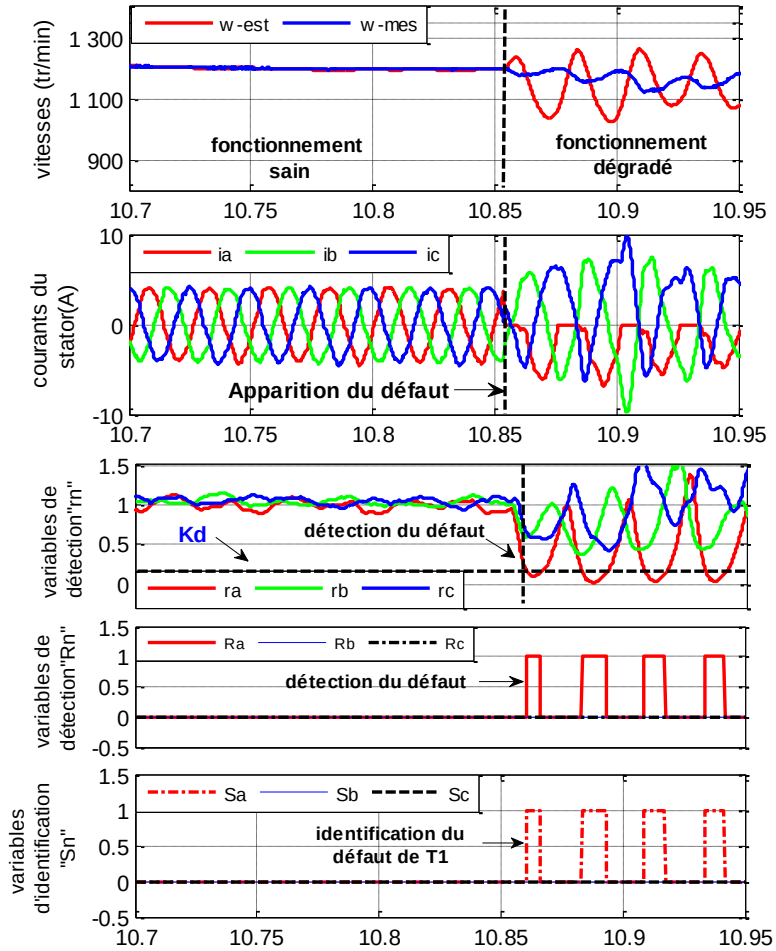


Figure 3.10: *Résultats expérimentaux de la vitesse de rotor mesurée et estimée, des courants de phase et du processus de l'algorithme FDI sous défaut de circuit ouvert de* T_1 *(1200 tr/min, 25% de* C_n*).*

Le passage de zéro à 1 de la variable d'identification *Sa* indique l'apparition du défaut dans l'IGBT T_1 du premier bras. Comme dans le cas précédent, la détection du défaut est rapidement réalisée avec un délai d'environ 22% de la période fondamentale.

Considérant maintenant un scénario de défaut impliquant, en premier temps, l'IGBT de l'étage supérieur du second bras, puis un défaut d'ouverture d'une phase dans le même bras de l'onduleur $(T_3\ et\ T_4)$. La figue 3.11 illustre les formes d'onde, obtenue expérimentalement de la vitesse réelle et de la vitesse observée du rotor, des courants du stator et des variables de sortie du processus de diagnostic.

Le défaut est créé dans l'IGBT T_3 à l'instant t = *11.84s*. Son identification est accomplie après *7ms* ce qui correspond à moins 25% de la période fondamentale. Après l'apparition de défaut dans l'IGBT T_4, la variable de diagnostic r_b devient continuellement égale à zéro indiquant ainsi que le défaut est toujours dans le deuxième bras de l'onduleur. La localisation du composant endommagé est assurée par le changement de signe du courant estimé $\hat{\imath}_b$ devient

négatif pendant l'alternance de conduction de T_4, indiquant ainsi la présence du défaut dans l'IGBT de l'étage inférieur du second bras.

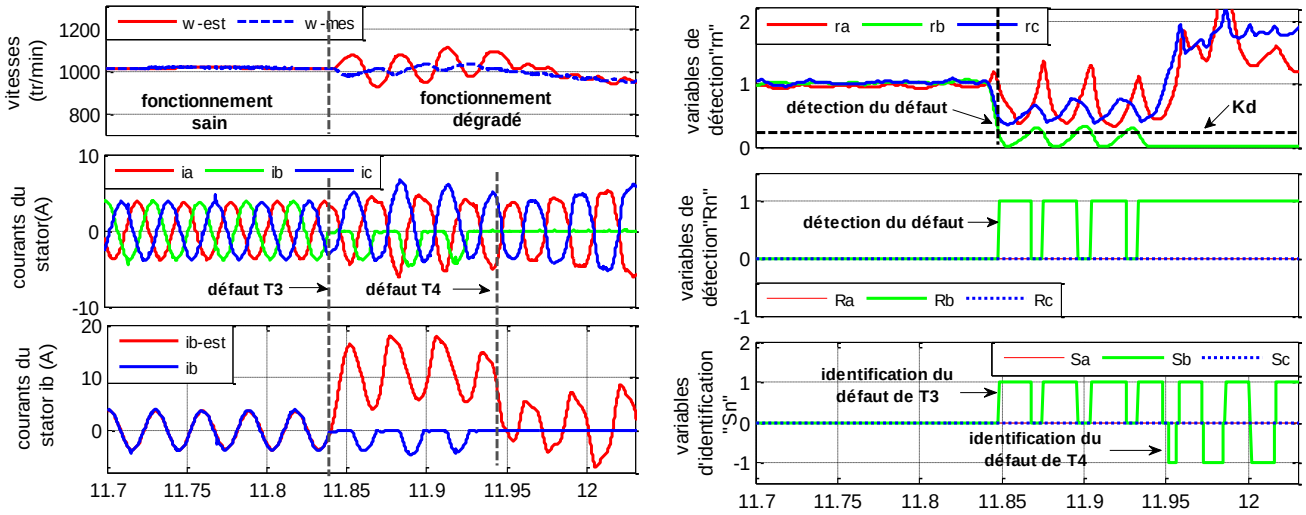


Figure 3.11: *Résultat expérimentaux de la vitesse mesurée et estimée du rotor, des courants de phase et des variables de sortie du processus de diagnostic lors d'un défaut double de deux IGBT d'un seul bras (IGBT T_3 et T_4), (1000 tr/min, 30% de C_n).*

L'algorithme de diagnostic proposé reste aussi valable dans le cas des défauts multiples d'ouverture de deux IGBT de deux bras différents. Les résultats expérimentaux relatifs à ce cas sont donnés par la figure 3.12. Le défaut est appliqué simultanément à l'IGBT de l'étage supérieur du second bras et à l'IGBT de l'étage inférieur du troisième bras (IGBT $(T_3 \; et \; T_6)$. Après l'occurrence des défauts, les deux courants de sortie de deux bras défectueux deviennent unidirectionnels. Pendant les demi-périodes correspondantes à la conduction des deux IGBT défectueux, les variables de diagnostic $r_b \; et \; r_c$ convergent immédiatement vers zéro en dépassant le seuil de diagnostic K_d pour indiquer la présence de défaut dans les deux bras sus-indiqués. En examinant les signes des deux courants estimés qui correspondent aux deux bras endommagés, on remarque que juste après l'apparition des défauts, les courants mesurés s'annulent immédiatement et le courant estimé i_b diverge vers un sens positif alors que i_c diverge vers un sens négatif pour signaler par la suite la position des IGBTs défaillants sur les deux bras. De ce fait, Le niveau bas de la variable d'identification S_b et le niveau haut de la variable S_c signalent que les IGBT $(T_3 \; et \; T_6)$ sont endommagés dans l'onduleur.

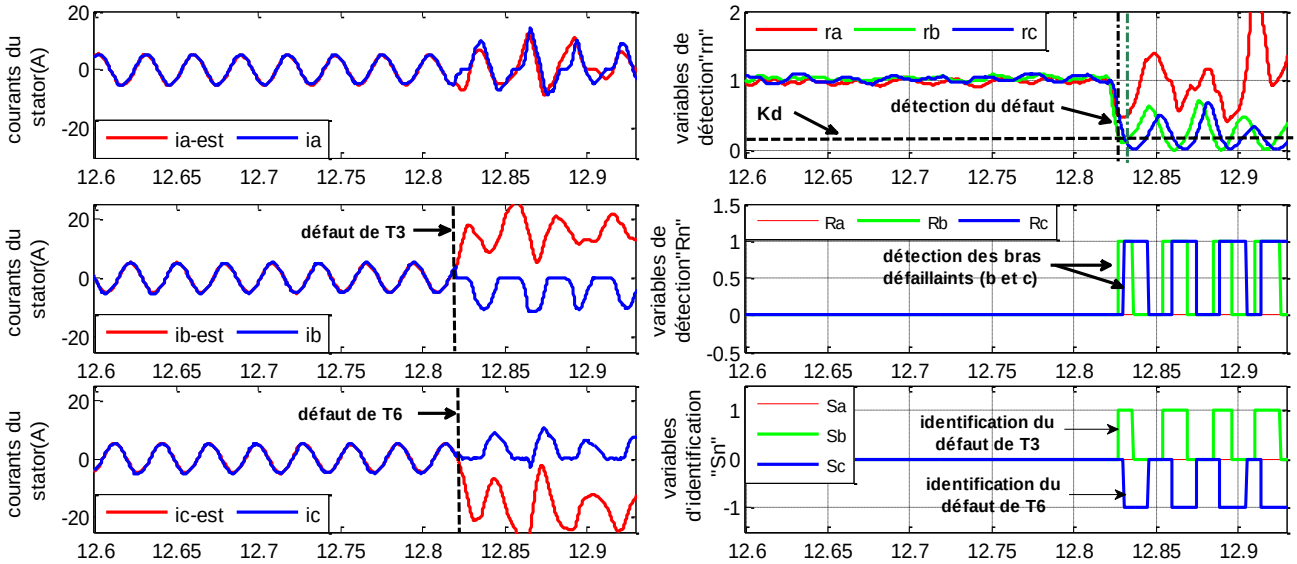


Figure 3.12: *Formes d'onde expérimentales des courants triphasés mesurés et estimés (A) et des variables de diagnostic lors d'un défaut double de deux IGBT dans deux bras différents (IGBT* T_3 *et* T_4*), (-1000 tr / min, 50% de* C_n*).*

Finalement, nous étudions la sensibilité de la technique de diagnostic proposée par rapport aux variations paramétriques de la machine asynchrone. Dans cette étude, seules les variations de la résistance rotorique et la résistance statorique (R_s, R_r) sont considérées. La figure 3.13 montre l'impact d'une variation de la résistance du stator de + 50% sur le processus de diagnostic, le moteur fonctionne à *1000* tr / min avec un changement de couple de charge de 30% à 80%. Les variables de diagnostic r_n utilisées pour la détection de défaut subissent une légère perturbation due à une erreur au niveau d'estimation des courants statoriques lors de la transition de R_s à 150% R_s et l'inverse aussi. En dehors de ces transitions de la résistance statorique les variables r_n restent toujours proches de 1 et aucune fausse alarme n'a eu lieu dans le processus de diagnostic.

De la même façon que l'essai précédent, nous traitons maintenant l'impact de la variation de la résistance du rotor sur le processus de diagnostic. La figure 3.14 montre les résultats de simulation du profil de la résistance rotorique et du couple de charge appliqué à la machine asynchrone, des courants statoriques, des variables de diagnostic r_n, et finalement des vitesses de référence, mesurée et estimée. Une variation de 170% de la valeur nominale de la résistance rotorique est appliquée à l'instant *t= 0,85s* avec 50% de couple nominal pour examiner son impact à haute vitesse. Ensuite, une décélération de *1250 tr/min* à *150 tr/min* est appliquée à la machine pour vérifier la sensibilité de l'algorithme de diagnostic en basse vitesse. En ce qui

concerne le processus de diagnostic, on observe que les variables de diagnostic r_n sont légèrement affectées par cette variation de résistance rotorique et restent toujours proches de +1 à haute et basse vitesse.

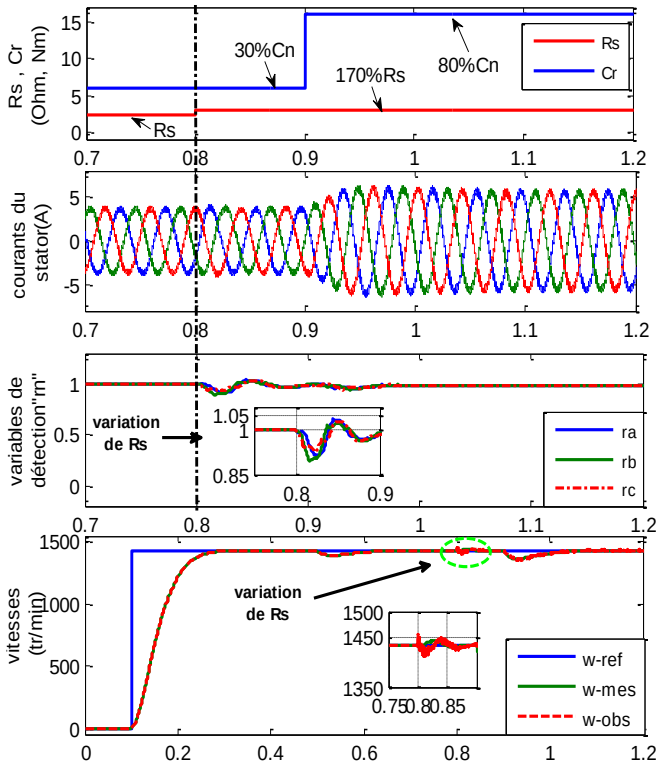


Figure 3.13: *Évaluation de la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique. Variation temporelle de la résistance du stator, du couple de charge, des courants de phase, des variables de diagnostic r_n et de la vitesse estimée et mesurée en mode de fonctionnement sain*

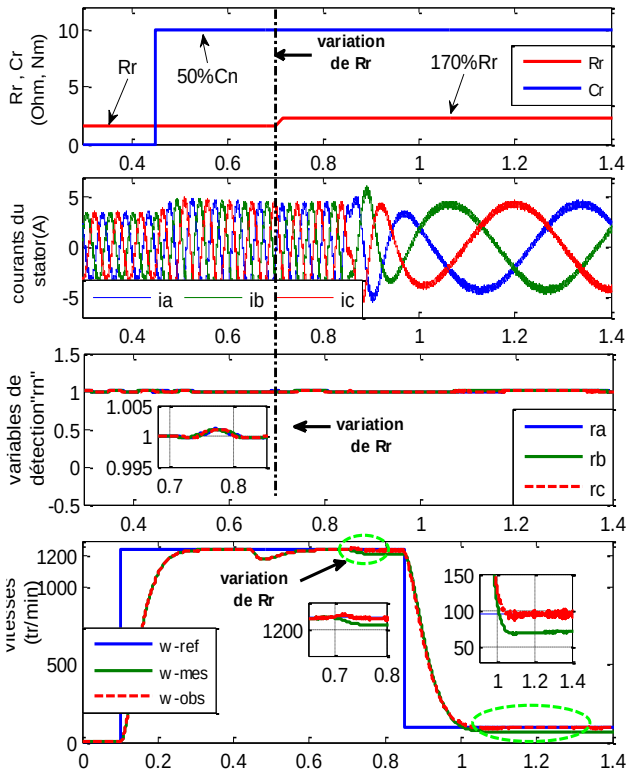


Figure 3.14: *Évaluation de la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique. Variation temporelle de la résistance du rotor et du couple de charge, des courants de phase, des variables de diagnostic r_n et de la vitesse estimée et mesurée en mode de fonctionnement sain*

En ce qui concerne maintenant la commande sensorless, on constate qu'une augmentation de la variation des résistances de la machine asynchrone entraîne des erreurs au niveau de l'estimation de la vitesse et dégrade par la suite les performances du contrôle sans capteur. Egalement, dans des plages particulières de fonctionnement comme celui à grande ou très basse vitesse elle peut conduire à une instabilité du système. Pour pallier à ces contraintes et améliorer les performances du contrôle sans capteur en premier temps puis celles de l'algorithme de diagnostic, une identification adaptative des paramètres de la machine devrait être appliquée.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle technique de diagnostic des défauts dans un convertisseur statique alimentant une machine avec un contrôle sans capteur mécanique. Elle est basée sur l'approche mixte ''modèle-signal''. En vue de la commande sensorless, un observateur par mode glissant présentant une image du modèle de la machine est utilisé pour l'estimation des courants statoriques et de la vitesse rotorique de la machine. Pour l'approche de diagnostic, elle est basée sur une comparaison de similarité entre les grandeurs mesurées et les grandeurs estimées de la machine et elle utilise comme entrées les courants de sortie de l'onduleur (grandeurs mesurées) et les courants statoriques fournis par l'observateur (grandeurs estimées). Puisque le capteur de vitesse est remplacé par un observateur de vitesse, le calcul en temps réel des valeurs moyennes des signaux utilisés dans l'algorithme de diagnostic est accompli en utilisant la vitesse estimée de la machine. Seulement deux capteurs de courant sont utilisés pour la mesure des courants de phase de la machine qui sont déjà nécessaire pour le contrôle en boucle fermée.

Les techniques de diagnostic publiées dans la littérature concernent les systèmes contrôlés avec capteur mécanique ce qui n'est pas toujours le cas dans les processus industriels modernes dont le capteur de vitesse/position est remplacé par un capteur logiciel (observateur). Pour un fonctionnement en mode sensorless et pour certains régimes de fonctionnement de la machine, la vitesse estimée ainsi que les courants estimés et mesurés subissent une perturbation remarquable après l'apparition des défauts. Ces perturbations doivent être prises en considération dans la conception des algorithmes de diagnostic basés sur ces signaux pour plus de robustesse contre les fausses alarmes.

Contrairement aux approches classiques utilisant des observateurs en boucle ouverte pour le diagnostic seulement, dans notre cas, l'observateur SMO est utilisé conjointement pour le diagnostic et l'estimation de la vitesse rotorique. D'autre part, La valeur moyenne est couramment utilisée dans beaucoup d'approches de diagnostic. Cependant, le calcul sur une fenêtre d'une période complète de courant demande beaucoup plus d'espace mémoire, ce qui implique un traitement lourd et nécessite ainsi des processeurs ultra-rapides avec un coût plus élevé. De ce fait, il est important de penser à la faisabilité industrielle de ces algorithmes de diagnostic surtout avec les processus modernes qui nécessitent d'autres algorithmes d'observation, d'adaptation paramétrique et de commande tolérante aux défauts.

Dans cette approche, nous avons pensé à minimiser le temps de traitement de l'algorithme proposé par le calcul des valeurs moyennes des signaux sur une fenêtre d'une demi période de courant.

Chapitre 4

Amélioration du Fonctionnement de la Machine Asynchrone Triphasée sans Capteur de Vitesse en Mode Dégradé : Disponibilité-Fiabilité

1. Introduction 101
2. Conception d'un observateur mode glissant d'ordre 2 Observateur Super-Twinsting 103
   - 2.1. Modélisation de la machine asynchrone 103
   - 2.2. Algorithme du Super-Twisting 105
   - 2.1. Estimation du flux rotorique 106
   - 2.3. Estimation de la vitesse rotorique 107
   - 2.4. Analyse de la stabilité 107
3. Résultats expérimentaux et discussion 110
   - 3.1. Fonctionnement en mode sain 111
   - 3.2. Fonctionnement en présence de défaut 113
4. Compensation du défaut 117
   - 4.1. Application de la FTC à un système contrôlé sans capteur 119
   - 4.2. Validation expérimentale et discussion 121
5. Conclusion 123

1. Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons proposé une technique basée sur une mixture entre l'approche modèle et l'approche signal dans le but de commander sans capteur de vitesse une chaine de conversion électromécanique à base d'une machine asynchrone triphasée et de détecter les défauts d'ouvertures d'IGBTs dans l'onduleur :

- Pour le contrôle sensorless, un observateur par mode glissant image du modèle classique du moteur asynchrone est utilisé pour estimer le vecteur d'état de la machine.
- Pour le diagnostic des défauts, un algorithme basé sur l'étude mathématique de similarité entre les grandeurs estimées fournies par l'observateur et celles mesurées est utilisé pour détecter et identifier les composants endommagés.

Bien que l'observateur nous ait servi avec excellence pour réaliser les deux objectifs susmentionnés, une dégradation considérable au niveau des performances de la boucle d'observation a été enregistrée suite à l'apparition du défaut. Cette dégradation se manifeste par l'apparition des erreurs d'estimation importantes qui affectent ensuite les performances de la commande sensorless de la machine puisque l'observateur fonctionne en boucle fermée avec le bloc de contrôle. Prenant le cas des défauts onduleur, notre étude bibliographique nous a amené à constater que, pour le diagnostic des défauts d'ouverture d'IGBTs, les observateurs utilisés pour le diagnostic sont généralement utilisés en boucle ouverte par rapport au bloc de commande de la machine [Jlas-2017], [Jung-2013]. Le diagnostic des défauts est ainsi réalisé en utilisant l'erreur d'estimation entre les grandeurs mesurées et celles estimées par l'observateur. Cette erreur est mise à l'échelle pour former un résidu qui devrait être « nul » en cas de fonctionnement normal mais devrait devenir « grand » et agir comme une alarme en présence du défaut. On a remarqué dans [Maam-2016], [Saleh-2015], [Jlas-2016], [Jung-2013], [Shao-2013] que juste après l'apparition d'un défaut d'ouverture d'un IGBT, le signal estimé correspondant à l'élément endommagé présente une erreur considérable par rapport au signal mesuré. Cette erreur a permis de donner des informations pour la détection du défaut mais elle n'a aucune influence sur le système de contrôle tant que l'observateur n'est pas utilisé pour la commande. Au contraire, pour le cas d'une commande sensorless et comme le montre les résultats expérimentaux présentés dans le chapitre précédent, l'impact du défaut IGBT est important sur les performances d'observation (vecteur d'état estimé) et sur le système entier (les grandeurs mesurées). De ce fait on peut distinguer deux volets :

Concernant le volet diagnostic : l'algorithme de diagnostic proposé à base de l'observateur SMO a réussi à présenter ces qualités de robustesse contre les fausses alarmes et les variations paramétriques de la machine aussi que son aptitude à détecter et localiser les composants endommagés dans l'onduleur. En effet, on s'est basé sur le même principe de divergence (utilisé dans le cas d'une commande avec capteur) entre les signaux estimés et mesurés pour fournir des informations sur les défauts.

Concernant le volet contrôle : la présence de défaut et les erreurs d'estimation enregistrées par la suite ont tous participé à la dégradation des performances de la commande senorless de la machine asynchrone, une forte ondulation au niveau de la vitesse rotorique est ainsi produite. En conséquence, le système risque de perdre sa stabilité et diverge complètement juste au moment de l'occurrence de défaut sans laisser le temps nécessaire pour la phase de diagnostic et l'application de la reconfiguration appropriée par la suite.

Suite à cette étude, on peut constater que l'observateur basé sur le modèle mathématique de la machine asynchrone décrit dans [Viei-2012], [Viei-2014], [Trao-2007], [Mont-2007] et donné par l'équation (4.1) présente bien l'image du moteur dans la plage de fonctionnement en mode sain. Au contraire, en présence de défaut, ce modèle dont les équations mathématiques du vecteur d'état sont fortement couplées entre elles et qui est constitué pour un fonctionnement en mode normal conduit à l'apparition d'une erreur considérable entre les courants estimés et ceux mesurés. L'observateur SMO utilisé dans l'approche de diagnostic proposé dans le chapitre précédent est basé sur ce même modèle. Il a joué un rôle essentiel en fournissant des informations sur les défauts d'une part et permettant de contrôler la machine sans capteur de vitesse d'autre part. Néanmoins il s'est avéré qu'il est aussi important de chercher une autre alternative d'estimation qui permet de garantir la stabilité et le bon fonctionnement du système au moment d'apparition de défauts et assurer par la suite sa disponibilité jusqu'à l'accomplissement de deux procédures de diagnostic et d'application de la commande tolérante aux défauts dans les meilleures délais et conditions de fonctionnement.

Dans le but minimiser l'impact de défaut sur les grandeurs électriques estimées et sur la dynamique de la vitesse estimée en mode dégradé, une technique d'observation basée sur la minimisation du degré de couplage (liaison) entre les variables du vecteur d'état de la machine est proposée dans ce chapitre. L'algorithme du super-twisting appliqué à la machine asynchrone présente une bonne alternative pour pallier aux contraintes susmentionnées en offrant des meilleures performances au moment transitoire d'apparition des défauts d'ouverture des IGBT jusqu'à leur compensation.

Une étude comparative entre les dynamiques de sortie des deux techniques d'observation basées sur l'observateur par mode glissant d'ordre 1 (SMO1) et l'observateur super-twisting (STO) est effectuée à la fin de ce chapitre. Le but de cette étude est de présenter l'importance de la bonne estimation des variables d'état de la machine pour améliorer les performances du système commandé en mode sensorless en présence d'un défaut et aussi lors de l'application de la commande tolérante aux pannes.

2. Conception d'un observateur mode glissant d'ordre 2 : Observateur Super-Twisting

2.1. Modélisation de la machine asynchrone

Le modèle utilisé pour la conception de la plupart des observateurs à base du modèle mathématique de la machine asynchrone est le même que celui utilisé dans la conception de l'observateur par mode glissant décrit dans le deuxième chapitre. Ce modèle est exprimé dans le repère lié au stator (α,β) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \\ \dot{\phi}_{\alpha r} \\ \dot{\phi}_{\beta r} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda i_{\alpha s} + \dfrac{K}{\tau_r}\phi_{\alpha r} + \omega_r K \phi_{\beta r} \\ -\lambda i_{\beta s} + \dfrac{K}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r K \phi_{\alpha r} \\ \dfrac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\beta r} \\ \dfrac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \\ m(i_{\beta s}\,\phi_{\alpha r} - i_{\alpha s}\phi_{\beta r}) - \dfrac{f}{J}\omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{n_p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ C_r \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Le modèle d'observation représente généralement une copie du modèle de la machine (4.1) plus un terme de correction qui assure la convergence des grandeurs estimées vers celles mesurées. L'observateur par mode glissant décrit dans le deuxième chapitre est donné par la représentation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha s} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta s} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda i_{\alpha s} + \frac{K}{\tau_r}\hat{\phi}_{\alpha r} + \hat{\omega}_r K \hat{\phi}_{\beta r} \\ -\lambda i_{\beta s} + \frac{K}{\tau_r}\hat{\phi}_{\beta r} - \hat{\omega}_r K \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r}\hat{\phi}_{\alpha r} - \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\beta r} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \frac{1}{\tau_r}\hat{\phi}_{\beta r} + \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \\ \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

avec $\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \\ \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix}$

Λ : Représente la matrice des gains d'observation de courants et de flux.

Dans les deux modèles de la machine et d'observation (4.1) et 4.2), les quatre premières équations sont liées d'une façon directe entre elles et dépendent toutes de la vitesse estimée de la machine asynchrone. En conséquence, en présence d'un défaut d'ouverture d'IGBT, une perturbation au niveau d'une seule variable de la machine affecte directement la dynamique des autres variables, ce qui entraîne des erreurs d'estimation dans la boucle d'observation. Ces erreurs contribuent à leur tour à la dégradation rapide de la commande sensorless et à la divergence ou l'arrêt total de la machine.

Dans le but de diminuer ce fort couplage entre les variables du vecteur d'état lors de la conception de la technique d'observation, le modèle de la machine est réécrit comme suit :

$$\begin{cases} i_{\alpha s} = -R_s b i_{\alpha s} - \left(\frac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\beta r} \right) a + b v_{\alpha s} \\ i_{\beta s} = -R_s b i_{\beta s} - \left(\frac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \frac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \right) a + b v_{\beta s} \\ \dot{\phi}_{\alpha r} = \frac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\beta r} \\ \dot{\phi}_{\beta r} = \frac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \frac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \end{cases} \tag{4.3}$$

avec : $a = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$, b $= \frac{M}{\sigma L_s}$

En substituant leurs termes correspondants aux dérivées du flux dans l'équation (4.3) par $\dot{\phi}_{\alpha r}, \dot{\phi}_{\beta r}$. Les deux premières équations des courants statoriques peuvent être réécrites indépendamment de la vitesse rotorique de la machine. Le modèle dédié pour l'observation devient donc :

$$\begin{cases} \dot{i}_{\alpha s} = -R_s b i_{\alpha s} - a\dot{\phi}_{\alpha r} + b v_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} = -R_s b i_{\beta s} - a\dot{\phi}_{\beta r} + b v_{\beta s} \\ \dot{\phi}_{\alpha r} = \dfrac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\beta r} \\ \dot{\phi}_{\beta r} = \dfrac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \end{cases} \tag{4.4}$$

2.2. Algorithme du Super-Twisting

Parmi les différentes techniques d'observation existantes dans la littérature, les méthodes basées sur la théorie des modes glissants sont caractérisées par leur robustesse aux perturbations ainsi que leur insensibilité aux variations des paramètres de la machine quand le mode glissant s'établit [Solv-2010]. Cependant, le problème de ''Chattering'' est considéré comme un inconvénient majeur caractérisé par des fortes oscillations autour de la surface de glissement. Ces oscillations provoquent des dynamiques hautes fréquences non considérées dans la modélisation du système. Le mode glissant d'ordre élevé « Higher Order Sliding Mode » est l'une des solutions qui permet de conserver les performances du mode glissant du premier ordre avec l'avantage d'éliminer ou d'atténuer ce phénomène.

L'Algorithme du Super-Twisting (STA) est un algorithme bien connu et classé parmi les algorithmes de modes glissants d'ordre élevé (de second ordre), il a été introduit par Levant en 1993 [Leva-1993]. Il a été largement utilisé après pour le contrôle [Rivi-2012], [Genn-2013], [Bart-2000] et l'observation [Solv-2010], [Davi-2005].

L'algorithme du super-twisting peut être écrit de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = f(\hat{x}_2) + \gamma |e_1|^{0.5} \, sign(e_1) \\ \hat{x}_2 = \xi \, sign(e_1) \end{cases} \tag{4.5}$$

$e_1 = x_1 - \hat{x}_1$, avec x_i sont les variables d'état, γ et ξ sont les gains d'observation.

La convergence en temps fini et la robustesse de l'algorithme du super-twisting ont été développées par des méthodes géométriques dans [More-2012] alors que sa stabilité a été prouvée par la méthode de Lyapunov dans [Leva-2007].

2.3 Estimation du flux rotorique

Pour appliquer l'algorithme du super-twisting, on effectue tout d'abord le changement de variables suivant :

$$\begin{cases} z_1 = i_{\alpha s} \\ z_2 = i_{\beta s} \\ z_3 = -\dot{\phi}_{\alpha r} = -\dfrac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} + \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\alpha r} + \omega_r \phi_{\beta r} \\ z_4 = -\dot{\phi}_{\beta r} = -\dfrac{M}{\tau_r} i_{\beta s} + \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\alpha r} \end{cases} \tag{4.6}$$

En substituant la représentation (4.6) dans le modèle (4.4), le modèle dynamique des courants devient :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -R_s b z_1 + a z_3 + b v_{\alpha s} \\ \dot{z}_2 = -R_s b z_2 + a z_4 + b v_{\beta s} \end{cases} \tag{4.7}$$

En appliquant maintenant le STA décrit dans (4.5) au modèle de la machine, l'observateur par mode glissant du second ordre peut être exprimé de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = -R_s b z_1 + a \hat{z}_3 + b v_{\alpha s} + \gamma_1 |e_1|^{1/2} \operatorname{sign}(e_1) \\ \dot{\hat{z}}_3 = \xi_1 \operatorname{sign}(e_1) \\ \dot{\hat{z}}_2 = -R_s b z_2 + a \hat{z}_4 + b v_{\beta s} + \gamma_2 |e_2|^{1/2} \operatorname{sign}(e_2) \\ \dot{\hat{z}}_4 = \xi_2 \operatorname{sign}(e_2) \end{cases} \tag{4.8}$$

$e_i = (z_i - \hat{z}_i)_{i=1,2}$ sont les erreurs d'estimation de courants, sign(.) indique toujours la fonction signe. γ_i et ξ_i représentent les gains d'observation.

Après avoir appliqué l'algorithme de super-twisting, il est important de noter que le modèle d'estimation des courants et de flux (4.8) devient indépendant de la vitesse estimée du rotor. Il est uniquement exprimé en fonction des courants statoriques $(\hat{z}_1, \hat{z}_2)$, des dérivés du flux rotorique $(\hat{z}_3, \hat{z}_4)$ et des tensions statoriques $(v_{\alpha s}, v_{\beta s})$. Les dérivées du flux sont calculées via

la théorie des modes glissants en utilisant les signes des erreurs entre les courants estimés et ceux mesurés.

2.4 Estimation de la vitesse rotorique

Les deux modèles (4.4) et (4.6) nous donne la représentation suivante :

$$\begin{cases} \hat{z}_3 = -\dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} = -\dfrac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} + \dfrac{1}{\tau_r}\hat{\phi}_{\alpha r} + \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\beta r} \\ \hat{z}_4 = -\dot{\hat{\phi}}_{\beta r} = -\dfrac{M}{\tau_r} i_{\beta s} + \dfrac{1}{\tau_r}\hat{\phi}_{\beta r} - \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\alpha r} \end{cases} \tag{4.9}$$

A partir des deux représentations (4.8) et (4.9), la vitesse rotorique estimée peut être exprimée de la manière suivante :

$$\hat{\omega}_r = \frac{(\hat{\phi}_{\beta r} - Mi_{\beta s})\hat{z}_3 - (\hat{\phi}_{\alpha r} - Mi_{\alpha s})\hat{z}_4}{-\hat{\phi}_{\alpha r}{}^2 - \hat{\phi}_{\beta r}{}^2 + \hat{\phi}_{\beta r} Mi_{\beta s} + \hat{\phi}_{\alpha r} Mi_{\alpha s}} \tag{4.10}$$

avec : $\begin{cases} -\dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} = \hat{z}_3 \\ -\dot{\hat{\phi}}_{\beta r} = \hat{z}_4 \end{cases}$

La figure 4.1 présente un schéma bloc décrivant les étapes de conception de l'observateur par mode glissant à base de l'algorithme du super-twisting :

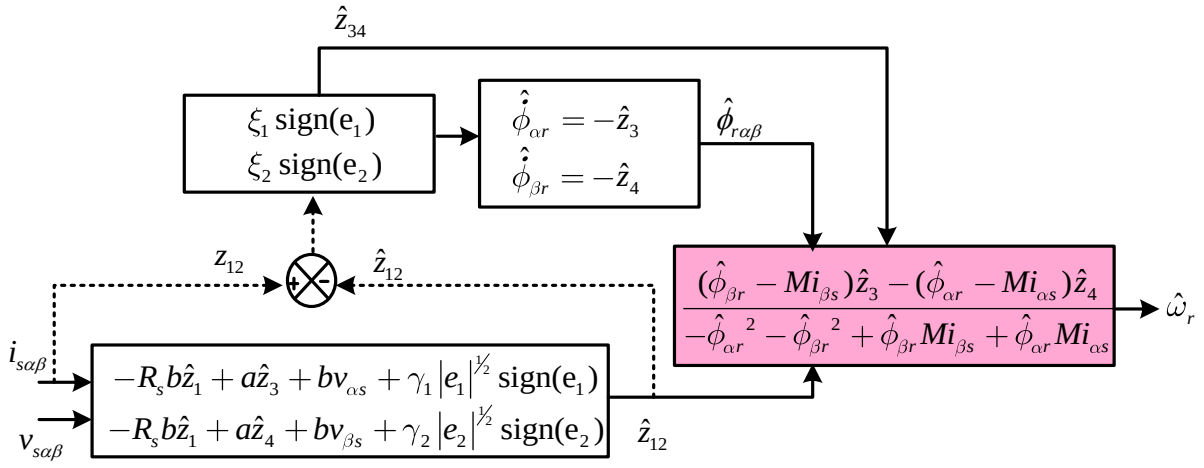


Figure 4.1: Schéma de blocs de l'observateur Super-Twisting.

2.5 Analyse de la stabilité

Dans cette section, nous allons étudier la stabilité de l'observateur par mode glissant à base de l'algorithme du super-twisting suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = -R_s b z_1 + a\hat{z}_3 + b v_{\alpha s} + \gamma_1 |e_1|^{1/2} \operatorname{sign}(e_1) \\ \dot{\hat{z}}_3 = \xi_1 \operatorname{sign}(e_1) \\ \dot{\hat{z}}_2 = -R_s b z_2 + a\hat{z}_4 + b v_{\beta s} + \gamma_2 |e_2|^{1/2} \operatorname{sign}(e_2) \\ \dot{\hat{z}}_4 = \xi_2 \operatorname{sign}(e_2) \end{cases} \tag{4.11}$$

En faisant un changement de variable tel que :

$$\begin{cases} z_5 = \dot{z}_3 \\ z_6 = \dot{z}_4 \end{cases} \tag{4.12}$$

Le modèle de la machine (4.6) peut être réexprimé sous la forme suivante :

$$\begin{cases} z_1 = i_{\alpha s} \\ z_2 = i_{\beta s} \\ z_3 = -\dfrac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} + \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\alpha r} + \omega_r \phi_{\beta r} \\ z_4 = -\dfrac{M}{\tau_r} i_{\beta s} + \dfrac{1}{\tau_r}\phi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\alpha r} \\ z_5 = \dot{z}_3 \\ z_6 = \dot{z}_4 \end{cases} \tag{4.13}$$

Avec le changement de variable, la dynamique du système (4.6) devient :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -R_s b z_1 + a z_3 + b v_{\alpha s} \\ \dot{z}_2 = -R_s b z_2 + a z_4 + b v_{\beta s} \\ \dot{z}_3 = z_5 \\ \dot{z}_4 = z_6 \end{cases} \tag{4.14}$$

Soit $\tilde{X}$ l'erreur entre l'état réel de la machine (4.14) et l'état estimé donné par l'observateur (4.11), tel que :

$$\tilde{X} = \begin{bmatrix} \tilde{X}_1 & \tilde{X}_2 \end{bmatrix}^T$$

Avec : $\tilde{X}_1 = \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$ et $\tilde{X}_2 = \begin{bmatrix} z_3 - \hat{z}_3 \\ z_4 - \hat{z}_4 \end{bmatrix}$

La dynamique des erreurs entre le système (4.14) et l'observateur (4.11) est donné par :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{X}}_1 &= \begin{pmatrix} \dot{z}_1 - \dot{\hat{z}}_1 \\ \dot{z}_2 - \dot{\hat{z}}_2 \end{pmatrix} = a \begin{pmatrix} z_3 - \hat{z}_3 \\ z_4 - \hat{z}_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \gamma_1 |e_1|^{1/2} \operatorname{sign}(e_1) \\ \gamma_2 |e_2|^{1/2} \operatorname{sign}(e_2) \end{pmatrix} \\ \dot{\tilde{X}}_2 &= \begin{pmatrix} \dot{z}_3 - \dot{\hat{z}}_3 \\ \dot{z}_4 - \dot{\hat{z}}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{z}_3 \\ \dot{z}_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \xi_1 \operatorname{sign}(e_1) \\ \xi_2 \operatorname{sign}(e_2) \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{4.16}$$

La dynamique d'erreur (4.16) peut être réécrite sous la forme canonique suivante :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{X}}_1 &= a\tilde{X}_2 - \gamma_{1,2}\left|\tilde{X}_1\right|^{1/2} sign(\tilde{X}_1) \\ \dot{\tilde{X}}_2 &= \tilde{F}(X_1, X_2, \hat{X}_2) - \xi_{1,2} sign(\tilde{X}_1) \end{aligned} \tag{4.17}$$

Où $\tilde{F}(X_1, X_2, \hat{X}_2)$ représente les dérivées de $\dot{z}_3$ et $\dot{z}_4$. Elle est exprimée en fonction de X_1, X_2,et $\hat{X}_2$.

$\gamma_{1,2} = \begin{pmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{pmatrix}$ représente les gains relatifs à l'estimation des courants statoriques($\hat{z}_1, \hat{z}_2$).

$\xi_{1,2} = \begin{pmatrix} \xi_1 & 0 \\ 0 & \xi_2 \end{pmatrix}$ représente les gains relatifs à l'estimation des dérivées de flux ($\hat{z}_3, \hat{z}_4$).

Supposons que les états du système (4.14) peuvent être supposés bornés, alors il existe une constante f^+ de sorte que l'inégalité suivante est vérifiée [Davi-2005] :

$$\left|\tilde{F}(X_1, X_2, \hat{X}_2)\right| \le f^+ \tag{4.18}$$

Par conséquent, cette inégalité doit être vérifiée pour les trois composants X_1, X_2 et $\left|\hat{X}_2\right| < 2\sup\left|X_2\right|$.

On suppose que la condition (4.18) est atteinte, les gains de l'observateur (4.11) sont choisis de manière à respecter les deux inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \xi_{1,2} > f^+ \\ \gamma_{1,2} > \sqrt{\dfrac{2}{\xi_{1,2} - f^+}} \dfrac{(\xi_{1,2} + f^+)}{(1 - c_{1,2})}(1 + c_{1,2}) \end{cases} \tag{4.19}$$

où $c_{1,2}$ sont des constantes choisies bornées, tel que : $c_{1,2} \in]0 \quad 1[$.

Théorème 1 : Supposons que les paramètres $(\gamma_{1,2}, \xi_{1,2})$ de l'observateur (4.11) soient sélectionnés selon la condition (4.19) et que la condition (4.18) soit valable pour le système (4.14). Ensuite, les variables estimées par l'observateur à base de l'algorithme du super-twisting (4.18) convergent en un temps fini vers leurs états réels donnés par le système. La preuve de ce théorème de convergence de l'observateur en temps fini est traitée et bien détaillée dans [Davi-2005].

3. Résultats expérimentaux et discussion

Dans cette partie, nous validons expérimentalement l'algorithme proposé en vue de l'amélioration des performances du système commandé sans capteur de vitesse lors de l'apparition d'un défaut et durant le régime transitoire entre l'apparition du défaut et la reconfiguration du système. Cette étape est très importante pour assurer la stabilité du système et garantir sa continuité de fonctionnement en présence du défaut jusqu'à l'accomplissement des deux phases de diagnostic, et la phase d'application de la stratégie de commande tolérante aux défauts dans les meilleures délais et conditions de fonctionnement.

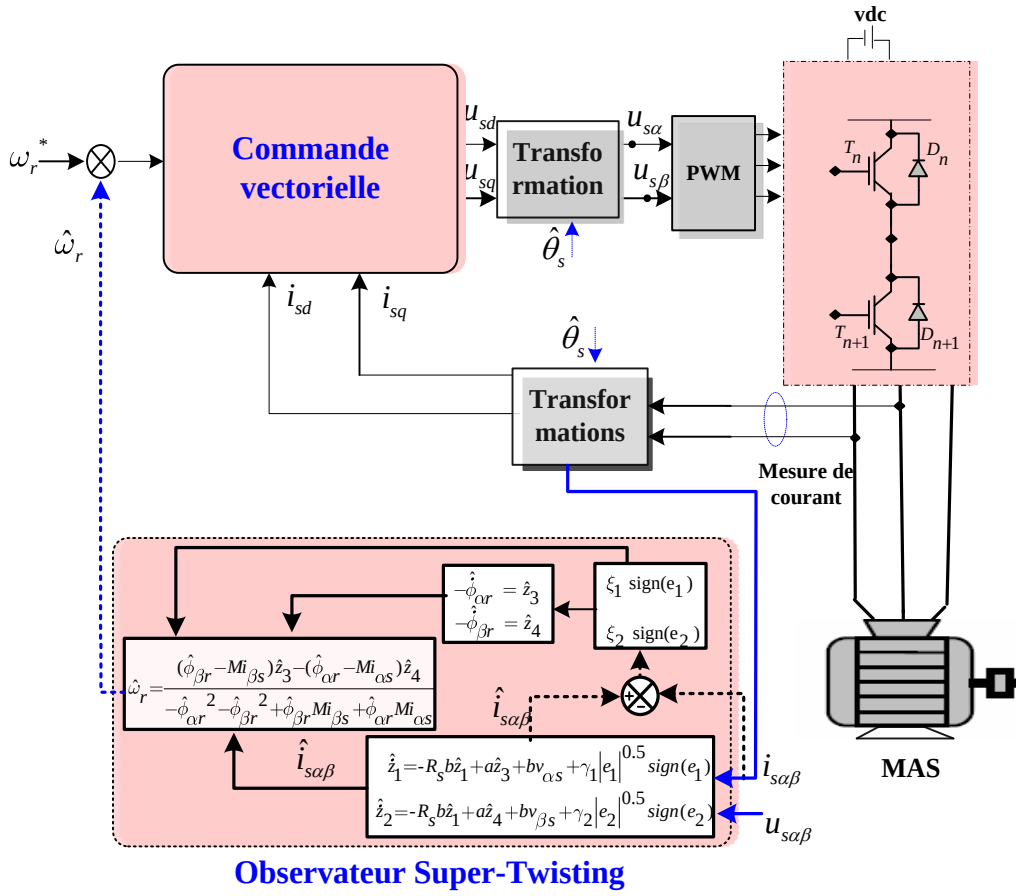


Figure 4.2: *Schéma bloc de la commande sans capteur à base d'un observateur Super-Twisting.*

Un observateur par mode glissant de second ordre à base de l'algorithme du super-twisting est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état de la machine. L'estimation des courants statoriques ainsi que le flux rotorique ne dépendent plus de la dynamique de la vitesse estimée. L'estimation du flux se fait en utilisant la théorie des modes glissants. Pour la validation expérimentale, nous commençons par la vérification des performances de cet algorithme en mode sain. Ensuite, nous appliquons des défauts simples et multiples d'ouverture d'IGBTs dans

le but d'évaluer sa robustesse en mode dégradé. Finalement, une étude comparative entre les deux modèles d'observation (4.2) et (4.6) est à réaliser afin d'étudier l'impact de chaque technique sur les performances du système pendant les phases d'application de la commande tolérante aux défauts (détection, localisation et reconfiguration). La figure 4.2 présente le schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur mécanique d'une machine asynchrone à base d'un observateur super-twisting. Les défauts d'ouverture d'IGBTs dans l'onduleur sont introduits en utilisant des relais magnétiques commandés par Matlab/Simulink via la carte dSpace.

3.1. Fonctionnement en mode sain

Dans cette partie, nous avons effectué un essai à vide pour un échelon de vitesse de *1000* tr/min, puis une inversion du sens de rotation du moteur de *+1000*tr/min à *-1000* tr/min est appliquée à l'instant *t= 9.38s.* Nous avons fixé les gains de l'observateur $\gamma_{1,2} = 4500$ *et* $\xi_{1,2} = 19000$. Les paramètres des régulateurs de la boucle de commande sont inchangés (Tableau 2.2). Les résultats expérimentaux sont représentés par la figure 4.3.

Pour analyser le comportement du système contrôlé sans capteur de vitesse, nous avons enregistré sur la figure 4.3-a les courants statoriques mesurés et estimés dans le repère lié au stator (α, β). Sur la figure 4.3-b, nous avons tracé les trois vitesses de la machine (la vitesse de référence, la vitesse mesurée et la vitesse estimée) et les deux flux rotoriques estimés dans le repère (α, β).

Sur les tracés des courants statoriques, nous constatons que les courants estimés suivent parfaitement les courants mesurés pendant le régime de fonctionnement permanent avec une assez légère erreur durant la phase de démarrage où la vitesse du moteur est nulle et aussi pendant la phase d'inversion du sens de rotation de la machine. Ces résultats montrent bien les bonnes performances de l'observateur super-twisting en terme de précision d'estimation en dehors et proche de la zone d'inobservabilité de la machine asynchrone. D'après la figure 4.3-b nous constatons aussi que la vitesse mesurée et celle estimée convergent vers leur grandeur de référence, les flux rotoriques sont parfaitement sinusoïdaux avec un module égal au flux de référence $(\phi_{dr-ref} = 1Wb)$. Ces résultats confirment aussi les bonnes performances de l'ensemble « commande-observateur » en termes de suivi de la trajectoire.

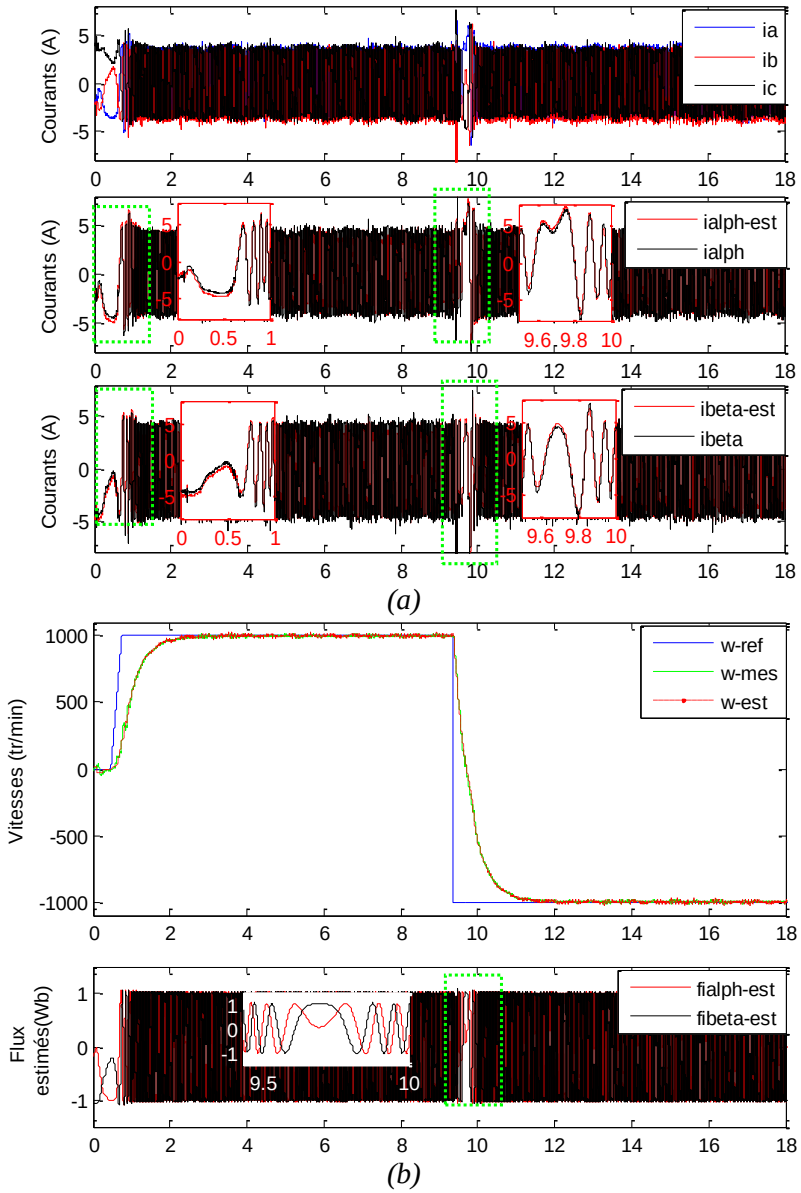


Figure 4.3: *Résultats expérimentaux de la commande sensorless à base d'un observateur super-twisting pour une inversion du sens de rotation de la machine.*

Dans un deuxième essai, nous avons testé le comportent du système contrôlé sans capteur de vitesse lors de la variation du couple de charge (figure 4.4). La machine démarre à vide avec une vitesse de référence de *1000 tr/min*, puis nous avons appliqué un couple de charge de *10 Nm* entre *t=5.5s et t=13,4s*. Les résultats expérimentaux sont similaires à ceux de l'essai précédent en termes de suivi de la trajectoire et de précision d'estimation. Lors de l'application et l'annulation du couple de charge, on remarque une atténuation ou un dépassement au niveau de la vitesse estimée et de la vitesse mesurée par rapport à la référence. Cette perturbation est rapidement corrigée par la suite, ce qui traduit ainsi les performances du système ''commande-observateur'' en termes de rejet de perturbation.

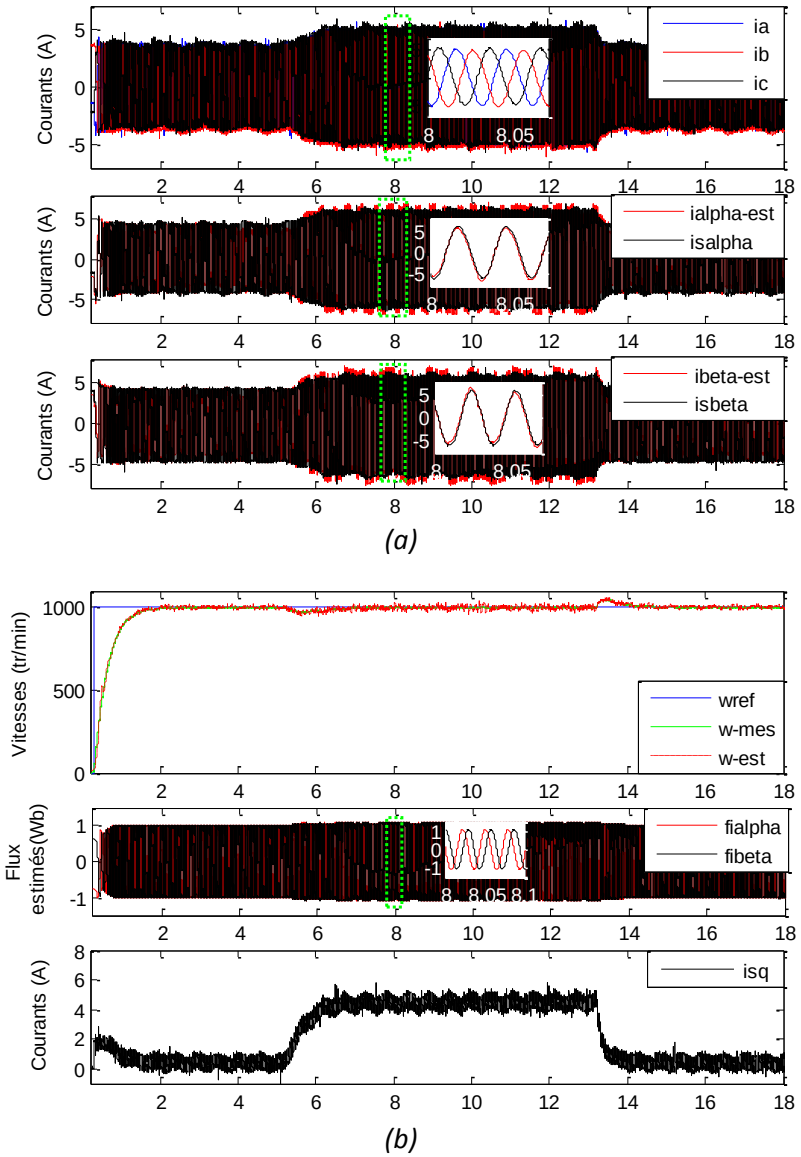
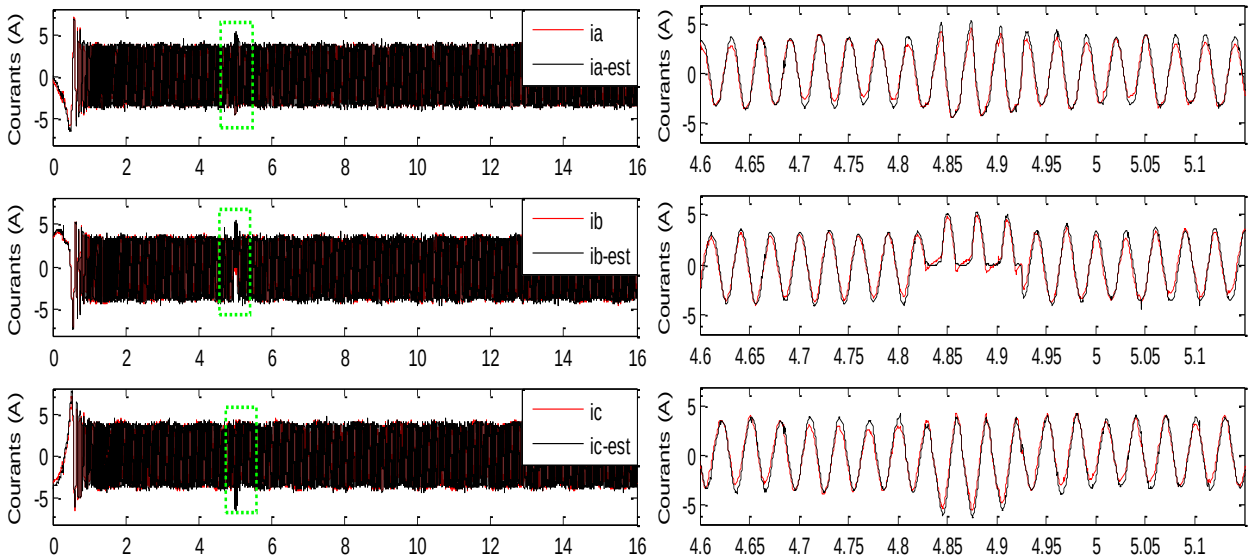


Figure 4.4: *Résultats expérimentaux de la commande sensorless à base d'un observateur super-twisting pour une variation du couple de charge de la machine.*

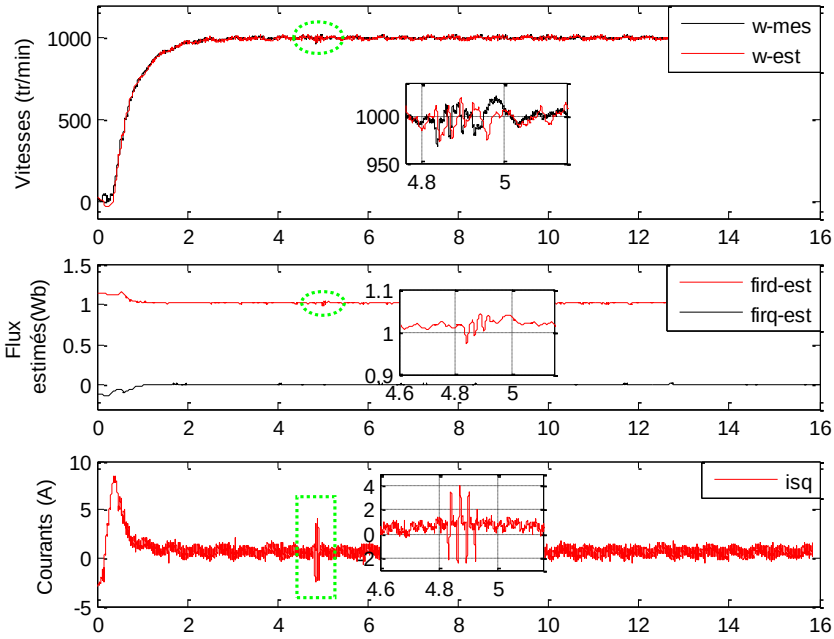
3.1. Fonctionnement en présence de défaut

Après l'évaluation des performances de l'observateur super-twisting sous différents régimes de fonctionnement du système en mode sain, nous étudions maintenant le cas de fonctionnement en mode dégradé. Les défauts à appliquer sont des défauts simples et doubles d'ouverture d'IGBTs dans l'onduleur de tension. Comme mentionnée précédemment, cette étude a pour objectif de renforcer la stabilité et la continuité de fonctionnement du système au moment d'apparition du défaut jusqu'à sa détection et sa correction.

Nous avons commencé par le cas d'un défaut simple au niveau de l'IGBT T_4 du second bras de l'onduleur (figure 4.5).



(a)



(b)

Figure 4.5: *Evaluation expérimentale du fonctionnement du système contrôlé en mode sensorless à base d'un observateur super-twisting lors de la présence d'un défaut simple d'ouverture d'IGBT* T_4.

Pour justifier l'apport de l'algorithme du super-twisting sur la commande sensorless dans tous les régimes de fonctionnement du système, les performances d'observation sont analysées par rapport au taux d'ondulation des deux vitesses estimée et mesurée et aussi par rapport au degré de précision d'estimation des grandeurs électriques de la machine en présence du défaut.

Le taux d'ondulation de la vitesse est le quotient de la différence entre la vitesse maximale et la vitesse minimale par sa valeur moyenne, il est donné par la relation suivante :

$$\tau_{\omega}\% = \frac{\omega_{rMax} - \omega_{\mathrm{r\,min}}}{\langle \omega_r \rangle} \times 100 \tag{4.20}$$

Les courbes expérimentales de la dynamique des grandeurs électriques et mécaniques de la machine asynchrone sont données par la figure 4.5. La figure 4.5-a présente la variation des courants statoriques mesurés et estimés de chaque phase avant et après l'apparition du défaut. Sur la figure 4.5-b nous avons tracé la vitesse rotorique mesurée et estimée du moteur, les flux rotoriques estimés $\left(\hat{\phi}_{\alpha r}, \hat{\phi}_{\beta r}\right)$ et le courant mesuré i_{qs} image du couple.

Comme dans le cas d'une commande avec capteur, après l'apparition du défaut dans l'IGBT T_4 à l'instant $t= 4.83s$, le courant mesuré (i_b) correspondant à la phase en défaut passe instantanément à zéro. Des déformations sont aussi enregistrées au niveau des deux autres courants correspondants aux phases saines. Pour les courants estimés, on remarque que le courant i_{b-est} suit parfaitement son correspondant mesuré même pendant les alternances correspondantes à la conduction du transistor endommagé. Les deux autres courants estimés (i_{a-est}, i_{c-est}) suivent parfaitement les courants mesurés déformées (i_a, i_c).

Des ondulations au niveau de la vitesse rotorique et du courant (i_{qs}) image du couple sont aussi enregistrées suite à l'apparition du défaut. Les taux d'ondulation de la vitesse estimée et de la vitesse mesurée sont relativement égaux d'environ 3.5%. Les flux rotoriques estimés subissent aussi une perturbation assez légère suite à ce défaut.

Le comportement dynamique du système expérimental dans le cas d'un fonctionnement en charge et lors d'application d'un défaut multiple d'ouverture de deux IGBT dans l'onduleur est illustré par les deux figures 4.6-a et 4.6-b. La machine fonctionne avec une vitesse de rotation de *-1000* tr/min et un couple de charge de 50% du couple nominal. Le défaut est appliqué au niveau de l'IGBT T_3 du second bras et au niveau de l'IGBT T_6 du troisième bras. L'impact de ce défaut se manifeste par la perte d'une alternance sur chaque courant correspondant au bras défaillant. La vitesse mesurée et la vitesse estimée subissent une perturbation suite à l'apparition du défaut alors que les courant estimés restent continuellement confondus avec leurs grandeurs mesurées. Ceci confirme bien l'apport de l'algorithme du super-twisting au niveau de la représentation matricielle du modèle de la machine où l'estimation des courants statoriques ne dépond plus de la vitesse estimée. Cette particularité permet à la dynamique du système contrôlé sans capteur mécanique de s'approcher au maximum à celle d'un système avec capteur et d'améliorer ainsi sa stabilité (maintien de la vitesse estimée) et sa continuité de fonctionnement

après l'occurrence de défaut jusqu'à atteindre la phase de diagnostic et de reconfiguration (application de la commande tolérante aux pannes).

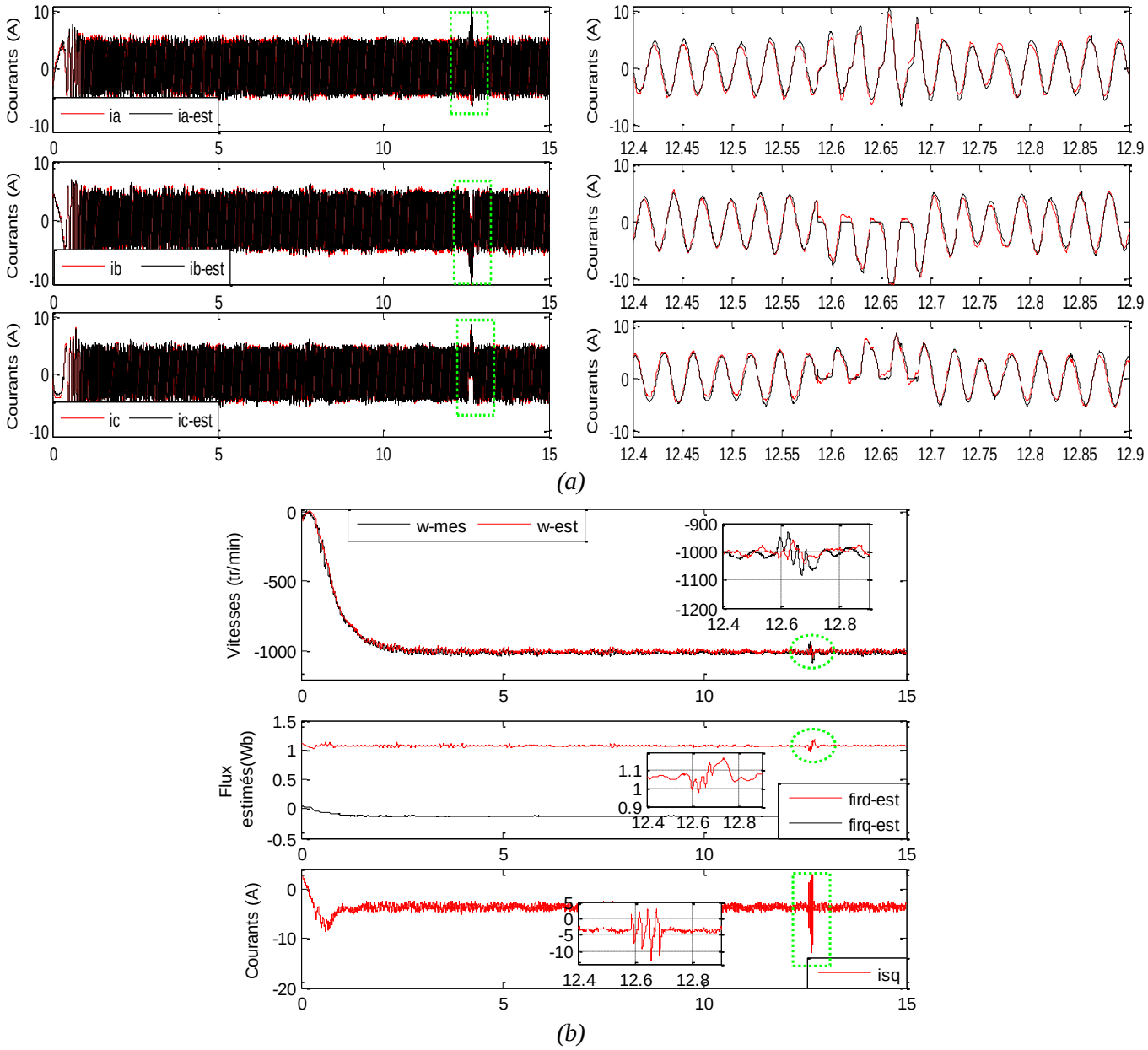


Figure 4.6: *Evaluation expérimentale du fonctionnement du système contrôlé en mode sensorless à base d'un observateur super-twisting lors de la présence d'un défaut double d'ouverture des IGBTs* T_3 *et* T_6 *(50%Cn, -1000 tr/min).*

Les taux d'ondulation des deux vitesses rotoriques (mesurée et estimée) par rapport à leur vitesse de référence sont toujours relativement proches environ égales à 6% pour la vitesse mesurée et 3.3% pour la vitesse estimée. L'augmentation des taux d'ondulation par rapport à l'essai précédent s'explique par l'augmentation du couple de charge ainsi que l'application d'un défaut de type double d'ouverture de deux IGBTs. D'une façon similaire qu'en fonctionnement

avec capteur, le taux d'ondulation au niveau du courant statorique image du couple électromagnétique est relativement important, il est de l'ordre de 156%. Ce pourcentage nous renseigne sur la forte oscillation au niveau du couple électromagnétique ce qui peut conduire à l'apparition d'autres défauts dans l'onduleur en plus de la dégradation du système à cause des vibrations mécaniques importantes. En conséquence, une détection ainsi qu'une compensation rapide du défaut sont nécessaires.

Dans la section suivante, nous allons appliquer une stratégie de compensation suite à l'apparition du défaut dans le but d'étudier le comportement du système commandé sans capteur de vitesse à base de l'observateur super-twisting et de vérifier l'aptitude de l'observateur à reconstituer de nouveau l'état de la machine suite aux perturbations provoquées par la phase d'isolation et de compensation du défaut. Une étude comparative par rapport à l'observateur par mode glissant (basé sur la représentation classique du modèle de la machine) utilisé pour le diagnostic des défauts dans le quatrième chapitre est réalisée.

4. Compensation du défaut

La commande tolérante aux défauts connue en anglais par "Fault Tolerant Control (FTC)" vise à assurer une continuité de fonctionnement du système, même après l'occurrence de défaut. Les systèmes avec commande tolérante aux défauts possèdent la possibilité de détecter automatiquement les composants endommagés en utilisant des méthodes de diagnostic appropriées. Elles sont capables de maintenir la stabilité globale du système avec des performances acceptables jusqu'à ce que le système contrôlé puisse être arrêté en toute sécurité pour la maintenance ou la réparation [Iser-2006], [Blan-2003].

En fonction la solution choisie pour la commande tolérante aux défauts de l'entraînement électrique, différentes stratégies peuvent être distinguées selon la figure 4.7. En raison de la nature des systèmes de commande réglables, il faut choisir une telle méthode de compensation de défaillance qui maintient les caractéristiques de base de la fonctionnalité du système. Généralement, l'utilisation de la redondance logicielle ne préserve pas les fonctionnalités précédentes.

La redondance matérielle est attrayante du point de vue de la restauration des fonctionnalités du système après l'occurrence de défaut, mais elle est coûteuse et nécessite une redondance des équipements de contrôle, de mesure et même d'actionneur. Cette solution n'est pas appliquée que dans des processus ou des applications critiques où la continuité de service est primordiale.

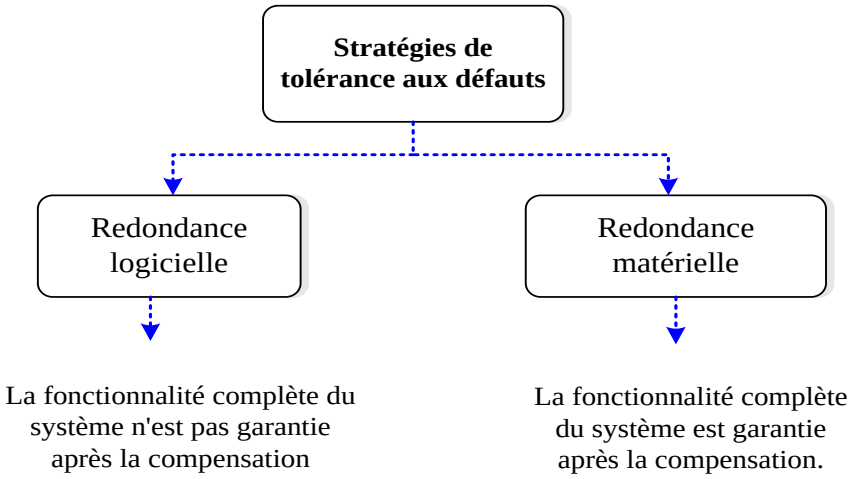


Figure 4.7: *Classification des stratégies de compensation des défauts.*

Concernant les défauts onduleur, différentes méthodes de diagnostic des défauts d'ouverture des IGBTs sont appliquées dans les systèmes avec tolérance de pannes afin d'assurer une restauration totale ou partielle des fonctionnalités de l'entrainement en présence des composants endommagés. De ce fait, différentes topologies du convertisseur redondant sont développées et discutées sous forme d'une étude comparative entre les caractéristiques, les coûts et les limitations de chacune [Welc-2003], [Zhan-2014]. Parmi ces topologies, la redondance matérielle par l'utilisation d'un bras supplémentaire du convertisseur garantit des performances élevées du système. Néanmoins, compte tenu de son coût élevé, cette solution est recommandée pour une utilisation dans des applications critiques nécessitant une forte sécurité de fonctionnement.

Une autre approche basée sur des topologies des onduleurs triphasés à quatre IGBTs est présentée dans [Arau-2004], [Bads-2013], [Lee-2009], [Nacu-2010], [Nguy-2009]. Selon cette approche, la phase connectée au bras défaillant du convertisseur sera reliée au point milieu du bus continu. L'inconvénient de cette solution est que pour un fonctionnement avec un couple nominal la vitesse de la machine sera limitée à la moitié de sa valeur nominale. Une autre stratégie consiste à isoler la phase défectueuse du convertisseur pour connecter le point neutre de la machine au point milieu du bus continu [Fu-1993], [Bolo-2000], [Tabb-2013]. L'inconvénient majeur de cette solution est l'exigence d'accès au point neutre du moteur qui n'est pas toujours accessible dans la plupart des applications industrielles. En conclusion, un choix judicieux de la topologie appropriée devrait être justifié par le niveau de sécurité requis pour l'application concernée et par un coût de fabrication acceptable.

4.1. Application de la FTC à un système contrôlé sans capteur

Quelque soit la stratégie de configuration choisie, on doit passer obligatoirement par trois étapes essentielles du diagnostic à l'isolation du défaut comme montré sur la figure 4.8. Le passage notamment entre la phase d'isolation et la phase de reconfiguration est généralement accompagné par des perturbations au niveau du système. De ce fait, l'objectif de cette partie est d'étudier le comportement du système contrôlé en mode sensorless et la capacité de l'observateur à résister au régime transitoire induit par la reconfiguration.

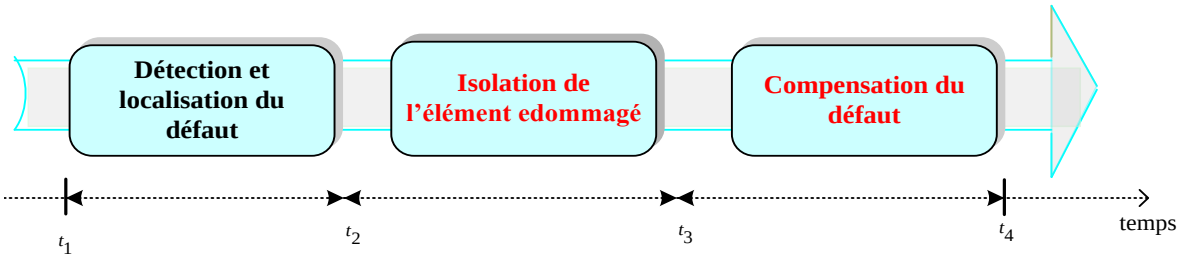


Figure 4.8: *Séquences d'une stratégie de reconfiguration du système après l'apparition d'un défaut.*

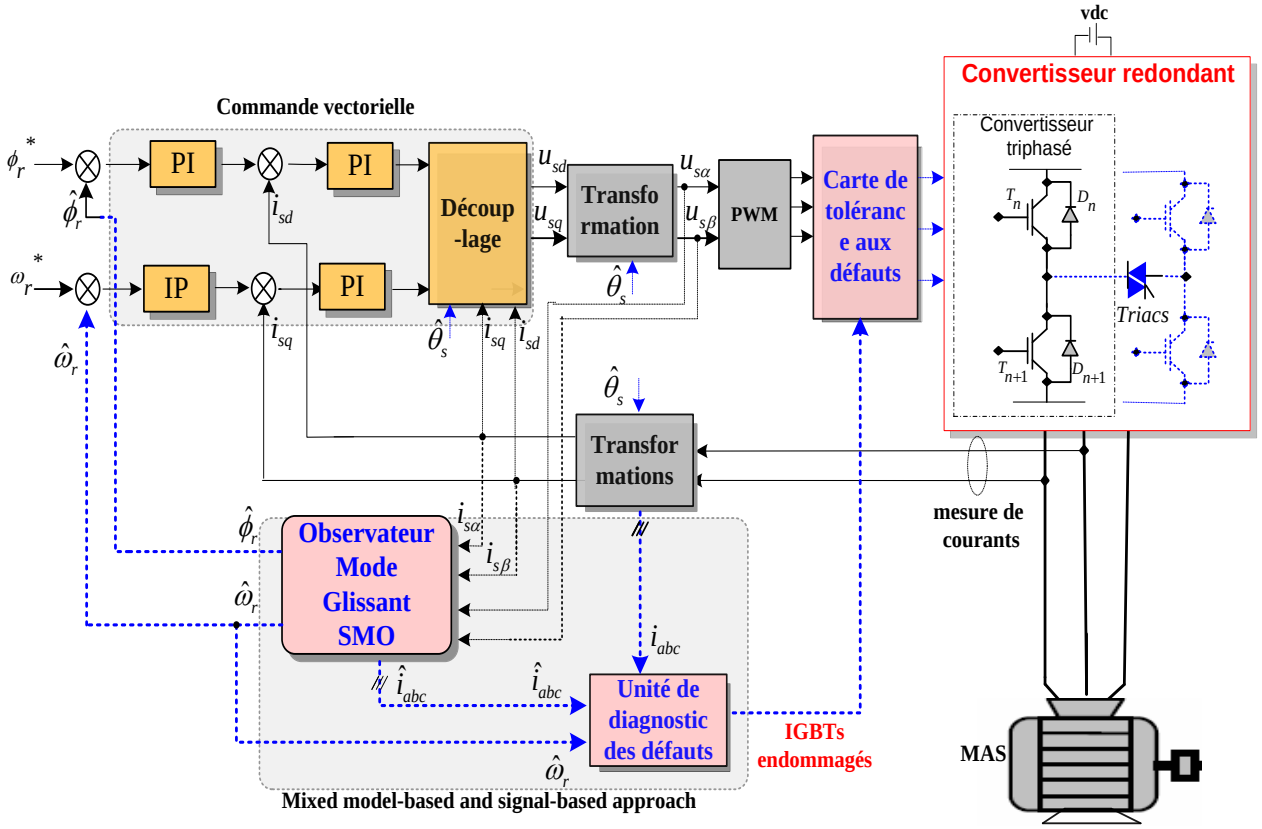


Figure 4.9: *schéma bloc de la commande tolérante aux défauts d'un système contrôlé en mode sensorless.*

Une méthode de diagnostic des défauts à haute performance doit être introduite dans une stratégie de compensation des défauts. Pour cette raison, on a intégré l'approche proposée dans le troisième chapitre pour la détection et l'identification des défauts d'IGBTs. Le système à tolérance de panne est présenté par la figure 4.9, il est constitué de la commande vectorielle, d'un observateur mode glissant pour la commande sans capteur, d'une unité de diagnostic des défauts d'ouverture d'IGBTs et d'un bloc de reconfiguration pour l'isolation et la compensation des défauts.

La solution utilisée pour la compensation des défauts est basée sur la redondance matérielle, elle est réalisée en utilisant un bras supplémentaire dans le convertisseur statique. La topologie du convertisseur redondant est décrite dans la figure 4.10.

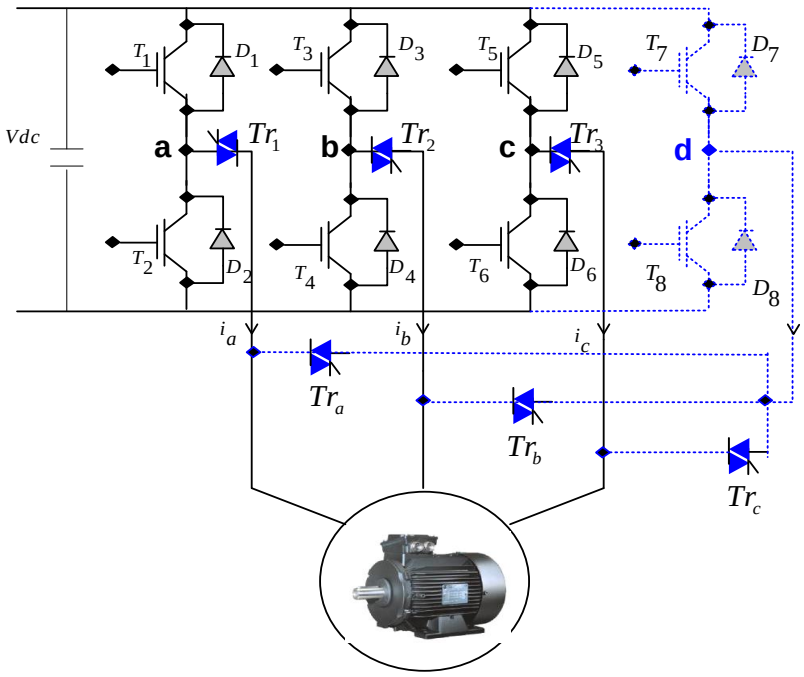


Figure 4.10: *Topologie du convertisseur redondant.*

Le bras redondant n'est pas utilisé lorsque le système est en fonctionnement sain. Les thyristors connectés entre les bornes de sortie de l'onduleur $(a, b\ et\ c)$ et les phases correspondantes de la machine sont utilisés pour isoler le bras défaillant. Trois thyristors supplémentaires (T_{ra}, T_{rb}, T_{rc}) sont connectés entre la borne de sortie du quatrième bras et les trois phases du moteur, ils ont pour rôle d'insérer le bras redondant pour substituer le bras défaillant.

4.1. Validation expérimentale et discussion

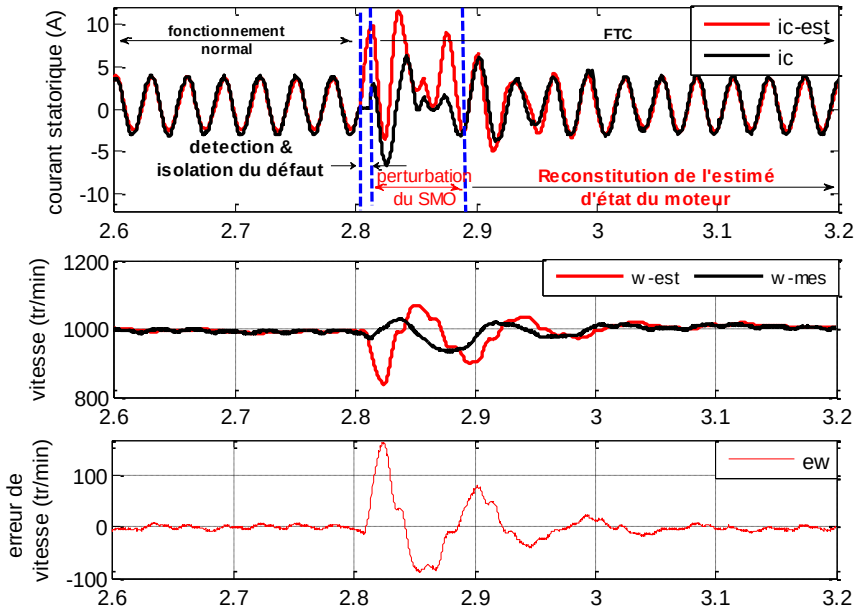
Le comportement d'un système commandé avec capteur suite à l'apparition d'un défaut et l'application d'une stratégie de tolérance aux pannes est largement étudié dans la littérature [Erra-2012], [Ribe-2004]. Dans cette partie nous nous intéressons seulement à l'analyse des performances du système commandé en mode sensorless lors de l'application de la stratégie de reconfiguration. Egalement, nous étudions l'aptitude de deux observateurs basés sur la théorie des modes glissants à reconstruire le vecteur d'état estimé de la machine pour garantir une continuité du fonctionnement suite aux deux phases transitoires d'isolation et de compensation.

Un défaut est introduit dans l'IGBT T_5 de l'étage supérieur du troisième bras. Une fois le défaut est détecté et isolé, la topologie de l'onduleur est modifiée de sorte que la phase défectueuse du moteur (phase *c*) devient connectée au bras redondant de l'onduleur. La figue 4.11 montre les résultats expérimentaux de la commande sensorless tolérante aux défauts basée sur l'observateur par mode glissant d'ordre 1 (figure 4.11-a), et sur l'observateur super-twisting (figure 4.11-b).

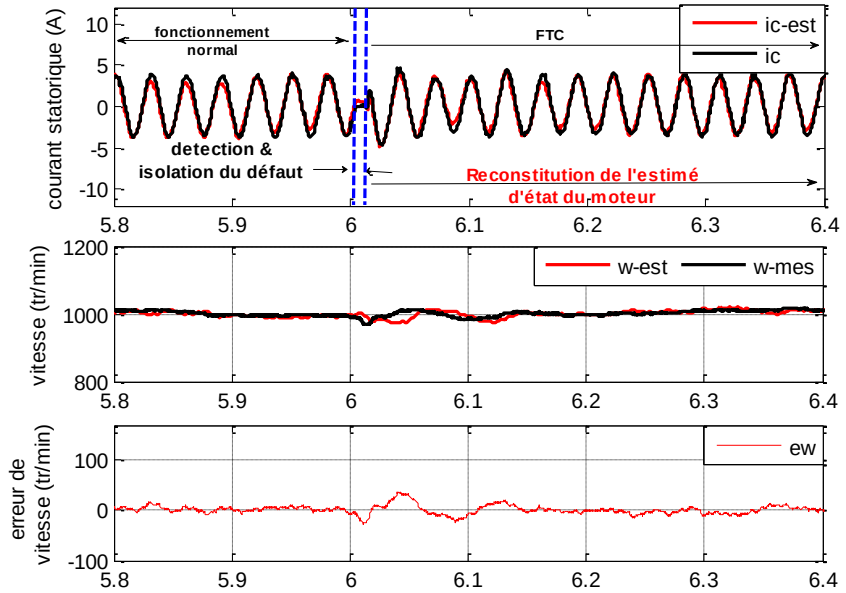
Les deux essais sont effectués dans les mêmes conditions de fonctionnement de la machine et le même instant d'introduction du défaut (au début de l'alternance positive du courant i_c. La première figure traite le cas du premier observateur d'ordre 1 (SMO1), elle présente les deux courants mesurés et estimés de la phase défectueuse $\left(i_c \; et \; i_{c-est}\right)$, la vitesse estimée et mesurée de la machine et à la fin l'erreur d'estimation entre les deux vitesses. Durant l'application de la commande tolérante aux défauts, l'observateur SMO1 subit des perturbations considérables suite aux régimes transitoires provoquées par l'isolation du bras défectueux et la commutation sur le bras redondant. Les performances du système commandé sans capteur se dégradent pour enregistrer une erreur d'estimation maximale entre la vitesse mesurée et estimée de l'ordre de 15%. Le taux d'ondulation de la vitesse estimée par rapport à la référence est de l'ordre de 21%. Celui de la vitesse mesurée est de l'ordre de 9%. A partir de l'instant *t=2.88s* l'observateur parvient à reconstituer progressivement le vecteur d'état estimé de la machine pour que le système continue à fonctionner avec les mêmes performances qu'avant le défaut.

La deuxième figure présente le cas de la reconfiguration du système contrôlé sans capteur à base de l'Observateur Super-Twisting (STO). De la même façon qu'avec l'observateur par mode glissant d'ordre 1, les grandeurs estimées sont toujours confondues avec leurs grandeurs mesurées en mode de fonctionnement sain. Après l'apparition du défaut, l'observateur STO continu son fonctionnement avec de bonnes performances et a pu surmonter les perturbations provoquées par la phase de reconfiguration avec une stabilité meilleure au niveau du système.

L'erreur maximal enregistrée entre les deux vitesses (estimée et mesurée) durant cette phase transitoire et très faible par rapport au premier observateur ; elle est de l'ordre de 0.37% et pour un taux d'ondulation faible de la vitesse estimée de l'ordre de 4.2%.



(a)



(b)

Figure 4.11: *Formes d'onde expérimentales de la commande sans capteur tolérante aux pannes en cas d'un défaut d'ouverture d'IGBT T_5 : (a) avec l'observateur mode glissant d'ordre 1, (b) avec l'observateur super-twisting.*

Le tableau 4.1 montre les taux d'ondulation maximal de la vitesse estimée et la vitesse mesurée après l'apparition du défaut et durant les phases d'application de la commande

tolérante aux pannes (détection, isolation et compensation) pour les deux techniques d'observation utilisées. Ces résultats montrent les meilleures performances de la commande sans capteur à base de l'observateur STO dans le régime de fonctionnement dégradé où les taux d'ondulation des deux vitesses (estimée et mesurée) sont presque égaux avec un pourcentage faible autour de 4%.

Tableau 4.1: *Taux d'ondulation enregistrés durant l'application de la commande tolérante aux défauts*

	Observateur mode glissant 1er ordre (SMO1)	Observateur Super-Twisting (STO)
Taux d'ondulation (Vitesse mesurée : ω_{mes})	9.13%	4.1%
Taux d'ondulation (Vitesse estimée : ω_{est})	21%	4.2%

La même technique de reconfiguration par redondance matérielle a été appliquée avec un système conventionnel à base d'une machine asynchrone commandée avec capteur mécanique de vitesse [Espi-2013], l'algorithme de diagnostic utilisé est celui développé par Delgado [Camp-2011], il est aussi basé sur l'approche modèle. Après une durée de *1s* de la phase de reconfiguration, le système a réussi à restituer son régime de fonctionnement normal. On se basant sur ces résultats, on peut conclure que même avec les dégradations enregistrées au niveau de notre système commandé en mode sensorless durant la phase transitoire de reconfiguration, les performances de SMO1 et du système entier restent toujours acceptables. L'observateur a réussi après une durée de deux périodes du courant à rétablir son fonctionnement normal.

Concernant la commande sans capteur à base de l'algorithme du super-twisting, le système a enregistré de très bonnes performances en présence du défaut ainsi qu'en régime transitoire de reconfiguration du système. Le taux d'ondulation au niveau de la vitesse estimée et celle mesurée est semblable à celui obtenu par un système commandé avec capteur en mode de fonctionnement avec défaut.

5. Conclusion

Ce chapitre a présenté une stratégie de commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone triphasée. Un observateur par mode glissant d'ordre 2 à base de l'algorithme du super-twisting est développé dans le but d'avoir un système avec des performances de fonctionnement supérieures en mode sain aussi qu'en mode dégradé, et pour un coût faible. La réduction du coût est assurée par le remplacement du capteur mécanique de vitesse par un capteur logiciel. Le but de l'amélioration de la dynamique du système contrôlé sans capteur de

vitesse en présence des défauts n'est pas seulement pour faire fonctionner la machine en mode dégradé, mais plutôt pour assurer la stabilité du système et garantir sa continuité de fonctionnement durant les régimes transitoires. Cette phase est cruciale car avec une technique de contrôle qui n'assure pas la stabilité du système pendant ces transitoires, le moteur diverge ou s'arrête complètement sans laisser le temps nécessaire pour l'application de la stratégie de reconfiguration adaptée.

Pour vérifier ce concept, on a validé expérimentalement cette technique d'observation et on a évalué sa robustesse en régime de fonctionnement sain et en présence de défaut. Les défauts testés sont des défauts de type simple et double d'ouverture d'IGBTs dans un convertisseur statique. Enfin, pour améliorer la fiabilité du système et dans le but d'étudier le comportement des deux observateurs (SMO1 et STO), la méthode de diagnostic proposée dans le chapitre précèdent est introduite dans une stratégie de reconfiguration à base d'une redondance matérielle (onduleur triphasé avec un bras supplémentaire).

Pour la première technique d'observation, des dégradations sont enregistrées après l'apparition du défaut mais l'observateur mode glissant d'ordre 1 a réussi à reconstituer rapidement le vecteur d'état estimé de la machine pour que le système puisse continuer son fonctionnement en toute sécurité après sa reconfiguration.

Pour la deuxième technique, l'observateur STO garde toujours des bonnes performances par rapport à l'estimation d'état de la machine en présence et en absence du défaut. Une meilleure stabilité du système est ainsi garantie durant les différentes étapes d'application de la commande tolérante aux défauts.

Conclusion Générale et Perspectives

Dans ce mémoire, nous avons apporté une contribution au diagnostic et la commande tolérante aux défauts des systèmes d'entraînement électrique à vitesse variable pour les applications de hautes performances dans lesquelles la commande sans capteur mécanique et la sureté de fonctionnement doivent être conçues et exploitées simultanément. L'objectif principal consiste à rechercher des techniques de détection et d'indentification des défauts de type circuit-ouvert des interrupteurs de commutation dans un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone contrôlée en mode sensorless. Un deuxième objectif consiste à étudier les performances de la machine vis-à-vis de ce type de défaut et à chercher des techniques d'estimation permettant de maintenir la vitesse de la machine et d'assurer la disponibilité du système pour le fonctionnement en mode dégradé.

Pour le choix d'une démarche permettant de répondre à ces objectifs, nous avons commencé par un premier chapitre dans lequel nous avons dressé un état de l'art qui met en relief les principales techniques d'observation permettant une commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone. Nous avons présenté ensuite une analyse critique des différentes stratégies et techniques de diagnostic des défauts IGBTs de l'onduleur. Cette analyse nous a permis de classer les approches les plus pertinentes, à savoir l'approche modèle et l'approche signal. Une attention particulière est portée sur l'intérêt croissant qu'occupe l'approche modèle basée sur les observateurs durant ces dernières années.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation dynamique de l'association ''machine-convertisseur'' dans lequel une technique d'observation à base de la théorie des modes glissants pour le fonctionnement en mode sain a été présentée et validée expérimentalement. L'observateur par mode glissant a été utilisé pour l'estimation de la vitesse rotorique de la machine.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude de l'impact des défauts d'ouvertures d'IGBTs sur les performances de la machine asynchrone commandée sans capteur de vitesse. L'analyse des résultats obtenus nous a permis non seulement de conclure sur la sensibilité et la dégradation des performances de l'entraînement en mode dégradé, mais aussi à la définition des caractéristiques favorables pour la mise en place d'un processus de diagnostic en temps réel.

Dans le quatrième chapitre, une technique de diagnostic basée sur une approche hybride ‘‘modèle-signal’’ a été développée pour la détection et l'identification des IGBT défaillants dans le cas d'une machine contrôlée en mode sensorless. En effet, les courants statoriques et la vitesse rotorique observés sont utilisés ensemble avec les grandeurs mesurées (courants statoriques) pour formuler les variables de diagnostic. La détection du bras défaillant est basée sur un test de similarité entre les courants statoriques mesurés et ceux estimés. L'identification du transistor défectueux est basée sur une étude de la polarité des alternances des courants estimés correspondants aux bras en défaut.

Puisque le codeur incrémental est remplacé par un observateur, le calcul en temps réel des valeurs moyennes glissantes des variables de diagnostic a été effectué en utilisant la vitesse estimée de la machine. Seulement deux capteurs de courant ont été utilisés pour la mesure des courants de phase de la machine. Une évaluation de cette technique a été réalisée suivant les critères suivants :

- ✓ *Détectabilité* : la technique définie à base d’un observateur mode glissant a permis la détection et la localisation des défauts simples et multiples de type circuit-ouvert d’IGBT dans un onduleur de tension triphasé alimentant une machine commandée en mode sensorless.
- ✓ *Temps de diagnostic* : L’approche de diagnostic proposée a permis une détection et une localisation des défauts simples et multiples avec un temps de retard à la détection inférieur à un quart de la période fondamentale du courant statorique.
- ✓ *Mise en œuvre pratique et réglage* : La technique de diagnostic proposée peut être classée parmi les approches à base des observateurs qui sont déjà connus par leur simplicité d’intégration dans les algorithmes de contrôle. Cette technique est basée sur un algorithme mathématique simple dont sa mise en œuvre expérimentale ne nécessite pas de capteurs ou des cartes supplémentaires. De plus, l’observateur utilisé a permis de remplacer le capteur de vitesse réelle par un capteur logiciel. Cette méthode nécessite uniquement un choix convenable du seuil de détection des bras défaillants qui est fixé en tenant compte du fonctionnement de l’observateur en mode sain et en mode dégradé et des régimes transitoires (variation de la charge et de la vitesse).
- ✓ *Immunité contre les variations paramétriques et les fausses alarmes* : Les fausses alarmes peuvent apparaître pendant les phases transitoires de fonctionnement de la machine (variation du couple de charge ou de la vitesse). Nous avons montré que l’approche de diagnostic proposée est robuste vis-à-vis de ces variations. En effet, le critère de détection

est assuré par une évaluation directe du rapport entre les valeurs moyennes glissantes des courants estimés et celles des courants mesurés. Durant ces régimes transitoires, les courants estimés suivent les courants mesurés avec une erreur d'estimation assez faible. Le critère d'identification est en fonction de la polarité de l'alternance des courants estimés qui est indépendante des variations transitoires.

En ce qui concerne les variations paramétriques, nous avons montré, au travers deux essais numériques, que cette technique basée sur l'observateur à mode glissant (image du modèle de la machine) est robuste vis-à-vis d'une variation de 150% de la résistance rotorique et de la résistance statorique. Au-delà de ce pourcentage, la commande sensorless commence à se dégrader. Puisque l'observateur fonctionne en boucle fermée avec l'algorithme de contrôle, une adaptation paramétrique est donc indispensable pour améliorer les performances de la commande sensorless et l'algorithme de diagnostic.

Comme nous avons mentionné précédemment, l'étude des performances de la machine asynchrone sans capteur de vitesse en régime dégradé nous a permis de conclure sur la forte dégradation du système d'observation et de la dynamique du moteur suite à l'occurrence de défauts. La dernière partie des travaux de cette thèse est destinée à l'amélioration de la sureté de fonctionnement et de la disponibilité du processus commandé sans capteur en régime de fonctionnement dégradé (en présence d'un défaut simple ou multiple d'ouverture d'IGBT) et notamment aux moments transitoires entre l'apparition et la compensation (reconfiguration) du défaut.

Pour atteindre ces objectifs, nous avons procédé au développement d'une stratégie de commande sensorless pour la machine asynchrone en utilisant un observateur mode glissant de second ordre à base d'un algorithme du super-twisting (STA). Cette technique à base de STA a permis d'améliorer la réponse dynamique du moteur en mode dégradé. Ainsi, elle a permis d'assurer la stabilité du système par le maintien de la vitesse de la machine et de préserver sa disponibilité au moment de l'occurrence du défaut jusqu'à sa compensation en passant par les étapes de diagnostic, d'isolation et de reconfiguration.

Une dernière étape a été réalisée à la fin de cette thèse dans le but de vérifier les concepts susmentionnés par l'étude du comportement des deux observateurs (SMO1 et STA) vis-à-vis de défauts. Une comparaison de leurs performances et leurs aptitudes à résister aux défauts et de reconstituer convenablement l'image de la machine après les étapes d'isolation et de reconfiguration a été aussi réalisée. Nous avons appliqué la méthode de diagnostic proposée pour une stratégie à tolérance de panne à base d'un onduleur triphasé avec un bras redondant.

La validation expérimentale de cette stratégie a montré une amélioration remarquable des performances offertes par la deuxième technique d'estimation à base de l'algorithme du super-twisting (STA) en termes du maintien de la vitesse de la machine et de la bonne estimation de son état en présence et en absence du défaut. Une meilleure stabilité du système est aussi garantie durant les différentes étapes d'application de la commande tolérante aux défauts.

La première technique d'estimation à base d'observateur mode glissant de premier ordre (SMO1) a présenté une dynamique différente par rapport aux variables d'état mesurées de la machine en présence de défauts. Bien que cette différence de dynamique (différence entre les variables mesurées et celles estimées) nous a servi à extraire des informations utiles pour la détection et la localisation des composants défaillants dans le convertisseur statique, mais elle a contribué à la dégradation des performances du système.

Au moment d'application de la commande tolérante aux défauts, une perturbation remarquable a été enregistrée au niveau des variables estimées et mesurées de la machine. Néanmoins, l'observateur a réussi à reconstituer de nouveau le vecteur d'état estimé de la machine après cette étape de reconfiguration pour que le système restitue son mode de fonctionnement normal et continu à fonctionner en toute sécurité.

Perspectives

La richesse des travaux obtenus dans cette thèse nous ouvre de nouvelles perspectives de recherche dans le domaine du diagnostic et la commande sans capteur mécanique des machines électriques tolérantes aux défauts simples ou multiples d'ouverture des composants de puissance.

Un premier volet concerne l'amélioration de la technique proposée pour le diagnostic et la commande sans capteur de vitesse. Les techniques de commande sensorless à base des modèles mathématiques des machines sont populaires pour leur simplicité de conception et d'implantation expérimentale. Néanmoins, leurs sensibilités aux variations des paramètres électriques et mécaniques de la machine asynchrone présentent un problème crucial qui doit être résolu en premier avant d'entamer l'étape de diagnostic. Le modèle d'état de la machine asynchrone est en fonction des résistances statorique et rotorique qui varient en fonction de la température, de la saturation et de la fréquence rotorique. En effet, toute inadéquation de leurs grandeurs introduit des erreurs à l'estimation de la vitesse dans les plages de fonctionnement à grande et à très basse vitesse. Pour pallier ces problèmes et augmenter la robustesse de l'approche proposée qui sert non seulement à l'estimation de la vitesse mais aussi à la détection

et l'identification des défauts, il faudrait ajouter un système adaptatif pour l'estimation en ligne des paramètres du moteur. Ceci pourra être réalisé par une identification parallèle de la résistance statorique et rotorique en combinant le mode glissant du premier ordre avec la théorie de l'hyper-stabilité de Popov.

Un deuxième volet peut être aussi dégagé pour développer des algorithmes adaptatifs avec la commande sensorless pour une reconfiguration analytique du système afin de constituer une commande sensorless à tolérance de panne. Cette reconfiguration permet une réduction des coûts par rapport à celles basées sur la redondance matérielle. Le développement de ces algorithmes de redondances logicielles pour la compensation des défauts dans le cas d'un contrôle sensorless ne se limite pas juste sur le changement de l'algorithme de commande, il nécessite aussi des changements au niveau de l'algorithme d'observation par l'introduction des modifications convenables aux niveaux des matrices de transformation.

Un troisième volet qui représente un champ d'application plus vaste. En effet, les algorithmes développés dans ce mémoire pour le diagnostic et la commande sans capteur mécanique des machines asynchrones tolérantes aux défauts simples ou multiples d'ouverture des composants de puissance pourraient être déployés à des machines électriques multiphasées (asynchrones, synchrones, à réluctance variable, …) utilisées surtout dans les domaines du transport (terrestre, aérien et maritime) et pour la production de l'énergie renouvelable à base d'éolienne et hydrolienne.

Vu la complexité des algorithmes proposés, la validation expérimentale de ces méthodes pourrait se faire à l'aide de moyens matériels plus rapides pour la commande tels que les FPGA.

Bibliographie

[Abbo-1975] A. Abbondanti and M. B. Brennen, ‘‘Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-11, no. 5, pp. 483–488, Sept. 1975. **doi:** 10.1109/TIA.1975.349332

[Abra-2003] S, Abramik, W. Sleszynski, J. Nieznanski, & H. Piquet, ‘‘A diagnostic method for on-line fault detection and localization in VSI-fed ac drives," *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2003. pp. 2–4, CD-ROM.

[Alon-2015] F. Alonge, T. Cangemi, F. D'Ippolito, A. Fagiolini and A. Sferlazza, ‘‘Convergence Analysis of Extended Kalman Filter for Sensorless Control of Induction Motor,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2341–2352, April 2015. **doi:** 10.1109/TIE.2014.2355133

[Also-2016] M. Alsofyani and N. R. N. Idris, ‘‘Simple flux regulation for improving state estimation at very low and zero speed of a speed sensorless direct torque control of an induction motor,’’ *IEEE Transactions on power electronics*, 2016, vol. 31, no 4, p. 3027–3035. **doi:** 10.1109/TPEL.2015.2447731

[Ambu-2010] K. Ambusaidi, V. Pickert and B. Zahawi, ‘‘New circuit topology for fault tolerant H-Bridge DC–DC converter,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1509–1516, June 2010. **doi:** 10.1109/TPEL.2009.2038217

[An-2011] Q. T. An, L. Z. Sun, K. Zhao, and L. Sun, “Switching function model-based fast-diagnostic method of open-switch faults in inverters without sensors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 119–126, Jan. 2011. **doi:** 10.1109/TPEL.2010.2052472

[An-2015] Q. T. An, L. Sun and L. Z. Sun, ‘‘Current residual vector-based open-switch fault diagnosis of inverters in PMSM drive systems,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2814–2827, May 2015. **doi:** 10.1109/TPEL.2014.2360834

[Arau-2004] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva and A. M. N. Lima, ‘‘Fault-tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 439–446, April 2004. **doi:** 10.1109/TIE.2004.825284

[Baad-1989] U. Baader, M. Depenbrock and G. Gierse, ‘‘Direct self-control of inverter-fed induction machine, a basis for speed control without speed-measurement,’’ *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, CA, USA, 1989, vol.1 pp. 486–492. **doi:** 10.1109/28.137442

[Bads-2013] B. El Badsi, B. Bouzidi and A. Masmoudi, ‘‘DTC scheme for a four-switch inverter-fed induction motor emulating the six-switch inverter operation,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3528–3538, July 2013. **doi:** 10.1109/tpel.2012.2225449

[Barr-1982] P. Barret, ‘‘*Régimes transitoires des machines électriques tournantes*,’’ Edition Eyrolles Paris, 1985

[Bart-2000] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai and V. I. Utkin, ‘‘On multi-input chattering-free second-order sliding mode control,’’ *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 9, pp. 1711–1717, Sep 2000. **doi:** 10.1109/9.880629

[Baru-2000] M. Barut, R. Demir, E. Zerdali and R. Inan, ‘‘Real-time implementation of bi input extended Kalman filter based estimator for speed sensorless control of induction motors,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 11, pp. 4197–4206, Nov. 2012. **doi:** 10.1109/TIE.2011.2178209

[Bazz-2010] A. M. Bazzi, A. Dominguez-Garcia and P. T. Krein, ‘‘A method for impact assessment of faults on the performance of field-oriented control drives: A first step to reliability modeling,’’ *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, 2010, pp. 256–263. **doi:** 10.1109/APEC.2010.5433661

[Bear-1971] R. Beard, ‘‘*Failure Accomondation in Linear Systems Through Self-Reorganization*,’’ Thèse de doctorat, MIT, 1971. http://hdl.handle.net/1721.1/16415

[Benc-1999] A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet and M. Tadjine, ‘‘Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 128–138, Feb 1999. **doi:** 10.1109/41.744404

[Beti-2014] F. Betin et al., ‘‘Trends in electrical machines control: Samples for classical, sensorless, and fault-tolerant techniques,’’ *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 43–55, June 2014. **doi:** 10.1109/MIE.2014.2313752

[Blan-2003] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze M. Staroswiecki., “*Diagnosis and fault-tolerant control*,” Springer, Berlin 2003

[Bods-1995] M. Bodson, J. Chiasson and R. T. Novotnak, ‘‘Nonlinear speed observer for high-performance induction motor control,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 337–343, Aug 1995. **doi:** 10.1109/41.402471

[Bolo-2000] S. Bolognani, M. Zordan and M. Zigliotto, ‘‘Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1134–1141, Oct 2000. **doi:** 10.1109/41.873223

[Bose-1986] B. K. Bose, ‘‘*Power electronics and AC drives*,’’ Prentice Hall, 1986

[Bous-2004] M. Boussak, ‘‘*Synthése de commandes vectorielles des actionneurs asynchrone et synchrones avec et sans capteur mécanique*,’’ Habilitation à Diriger des Recherches (HDR), 2004, Université d’Aix Marseille III, Marseille, France.

[Bous-2005] M. Boussak, ‘‘Implementation and experimental investigation of sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor drive,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, n°6, pp. 1413–1422, Nov./Dec. 2005. **doi:** 10.1109/TPEL.2005.854014

[Bous-2006] M. Boussak and K. Jarray, ‘‘A high-performance sensorless indirect stator flux orientation control of induction motor drive,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 41–49, Feb. 2006. **doi:** 10.1109/TIE.2005.862319

[Bous-2013] M.Boussak, ‘‘*Modélisation dynamique des machines electriques*,’’ Polycope du cours Master SIS, 184 pages, Ecole Centrale Marseille-Aix Marseille Université, 2013.

[Bous-2014] M. Boussak, ‘‘*Commande des actionneurs électriques à vitesse variable*,’’ Polycope du cours Master SIS, 166 pages, Ecole Centrale Marseille-Aix Marseille Université, 2014.

[Bouz-2011] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtiouen, A. Belouchrani, M. Fadel and A. Rezzoug, ‘‘Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4385–4395, Sept. 2011. **doi:** 10.1109/TIE.2010.2095391

[Bran-2011] P. Brandstetter, P. Bilek, J. Szotkowski, and P. Vaculik, “Sensorless control of asynchronous motor using voltage signal injection,” *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, pp. 1421–1425, 2011

[Camp-2011] D. U. Campos-Delgado and D. R. Espinoza-Trejo, ‘‘An observer-based diagnosis scheme for single and simultaneous open-switch faults in induction motor drives,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 671–679, Feb. 2011. **doi:** 10.1109/TIE.2010.2047829

[Camp-2013] D. U. Campos-Delgado, J. A. Pecina-Sanchez, D. R. Espinoza-Trejo and E. R. Arce-Santana, ‘‘Diagnosis of open-switch faults in variable speed drives by stator current analysis and pattern recognition,’’ *IET Electric Power Applications*, vol. 7, no. 6, pp. 509–522, July 2013. **doi:** 10.1049/iet-epa.2013.0015

[Caro-1995] J. P. Caron, J. P, Hautier, ‘‘*Modélisation et commande de la machine asynchrone*,’’ Edition Technip, 1995.

[Ceba-2012] A. Ceban, ‘‘*Méthode globale de diagnostic des machines électriques*,’’ Thèse de Doctorat de l’Université d’Artois, 2012.

[Chen-1999] J. Chen and R. J. Patton, ‘‘*Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems*,’’ Kluwer Academic Publishers, 1999.

[Chen-2007] W. Chen and M. Saif, “A sliding mode observer-based strategy for fault detection, isolation, and estimation in a class of Lipschitz nonlinear systems,” *International*

Journal of Systems Science, vol. 38, pp. 943–955, 2007. **doi** : 10.1080/00207720701631503

[Choi-2015] U. M. Choi, F. Blaabjerg and K. B. Lee, ‘‘Study and handling methods of power IGBT module failures in power electronic converter systems,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2517–2533, May 2015. **doi:** 10.1109/TPEL.2014.2373390.

[Chow-2000] T. W. S. Chow and H. Z. Tan, ‘‘HOS-based non- parametric and parametric methodologies for machine fault detection,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1051–1059, Oct 2000. **doi:** 10.1109/41.873213

[Cirr-2005] M. Cirrincione and M. Pucci, ‘‘An MRAS-based sensorless high-performance induction motor drive with a predictive adaptive model,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 532–551, April 2005. **doi:** 10.1109/TIE.2005.844247

[Cons-2010] A. Consoli, A. Gaeta, G. Scarcella, G. Scelba and A. Testa, ‘‘HF injection-based sensorless technique for fault-tolerant IPMSM drives,’’ I*EEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, 2010, pp. 3131–3138. **doi:** 10.1109/ECCE.2010.5618459

[Cons-2010] A. Consoli, A. Gaeta, G. Scarcella, G. Scelba, A. Testa, “Effects of inverter faults and line disturbances on sensorless position estimation,” *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp.1496–1501, June 2010. **doi:** 10.1109/SPEEDAM.2010.5545085

[Davi-2005] J. Davila, L. Fridman and A. Levant, ‘‘Second order sliding mode observer for mechanical systems,’’ *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, no. 11, pp. 1785–1789, Nov. 2005. **doi:** 10.1109/TAC.2005.858636

[Derd-2005] A. Derdiyok, ‘‘Speed sensorless control of induction motor using a continuous control approach of sliding mode and flux observer,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1170–1176, Aug. 2005. **doi:** 10.1109/TIE.2005.851594

[Dial-2005] D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, D. Hamad, and X. Pierre, ‘‘Fault detection and diagnosis in an induction machine drive: A pattern recognition approach based on concordia stator mean current vector,’’ *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, pp. 512–519, Sep. 2005. **doi:** 10.1109/TEC.2005.847961

[Ding-2013] S. X. Ding, ‘‘*Model-Based Fault Diagnosis Techniques - Design Schemes, Algorithms and Tools*,’’ 2nd Edition. London : Springer- Verlag, 2013.

[Edwa-1998] C. Edwards and S. Spurgeon, ‘‘*Sliding Mode Control: Theory And Applications*,’’ CRC Press 1998.

[Edwa-2000] C. Edwards, K. Spurgeon, and R. J. Patton, “Sliding mode observers for fault detection and isolation,” *Automatica*, vol. 36, no. 4, pp. 541–553, 2000. **doi:**10.1016/S0005-1098(99)00177-6

[Emel-1963] S.V. Emel'yanov, ‘‘On pecularities of variable structure control systems with discontinuous switching functions,’’ *Doklady ANSSR*, vol. 153, pp. 776–778, 1963.

[Emel-1967] S. V. Emel'yanov, ‘‘*Variable structure control systems*’’, Nauka, 1967.

[Erra-2012] R. R. Errabelli and P. Mutschler, ‘‘Fault tolerant voltage source inverter for permanent magnet drives,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 500–508, Feb. 2012. **doi:** 10.1109/TPEL.2011.2135866

[Espi-2013] D. R. Espinoza-Trejo, D. U. Campos-Delgado, G. Bossio, E. Barcenas, J. E. Hernandez-Diez and L. F. Lugo-Cordero, ‘‘Fault diagnosis scheme for open circuit faults in field oriented control induction motor drives,’’ *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 5, pp. 869–877, May 2013. **doi:** 10.1049/iet-pel.2012.0256

[Esti-2009] J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, ‘‘Impact of inverter faults in the overall performance of permanent magnet synchronous motor drives,’’ *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Miami, FL, 2009, pp. 1319–1325. **doi:** 10.1109/IEMDC.2009.5075374

[Esti-2011] J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso, “A new approach for real-time multiple open circuit fault diagnosis in voltage source inverters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 6, pp. 2487–2494, Nov/Dec. 2011. **doi:** 10.1109/TIA.2011.2168800

[Esti-2013] J. O. Estima, A. J. Marques Cardoso, “A new algorithm for real-time multiple open circuit fault diagnosis in voltage fed PWM motor drives by the reference currents errors,” *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 3496–3505, Aug. 2013. **doi:** 10.1109/TIE.2012.2188877

[Frei-2013] N. M. A. Freire, J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, ‘‘A voltage based approach without extra hardware for open circuit fault diagnosis in closed loop PWM AC regenerative drives,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4960–4970, Sept. 2013. **doi:** 10.1109/TIE.2013.2279383

[Fu-1993] J. R. Fu, T. Lipo, ‘‘A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive,’’ *IEEE industrial applications society annual meeting IAS*, Toronto, 2–8 October 1993. **doi:** 10.1109/ias.1993.299023

[Gado-2009] S. M. Gadoue, D. Giaouris and J. W. Finch, ‘‘Sensorless control of induction motor drives at very low and zero speeds using neural network flux observers,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3029–3039, Aug. 2009. **doi:** 10.1109/tie.2009.2024665

[Gaet-2011] A. Gaeta, G. Scarcella, G. Scelba, S. De Caro and A. Testa, "Inverter fault-identification for VSI motor drives," 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives, Bologna, 2011, pp. 413-419. **doi:** 10.1109/DEMPED.2011.6063656

[Gao-2015] Z. Gao, C. Cecati and S. X. Ding, ‘‘A survey of fault diagnosis and fault tolerant techniques—Part I: Fault diagnosis with model based and signal based

approaches,'' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3757–3767, June 2015. **doi:** 10.1109/TIE.2015.2417501

[Genn-2014) S. Di Gennaro, J. Rivera Domínguez and M. A. Meza, ''Sensorless high order sliding mode control of induction motors with core loss,'' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2678–2689, June 2014. **doi:** 10.1109/tie.2013.2276311

[Ghan-2005] M, Ghanes, ''*Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique*,'' Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2005.

[Ghan-2007] M. Ghanes, ''Tracking performances of backstepping and high gain observers for sensorless induction motor control against low frequencies benchmark,'' *IEEE International Conference on Control Applications*, Singapore, 2007, pp. 652–657. **doi:** 10.1109/CCA.2007.4389306

[Ghan-2008] M. Ghanes, J. D. Leon and A. Glumineau, ''Cascade and high gain observers comparison for sensorless closed loop induction motor control,'' *IET Control Theory & Applications*, vol. 2, no. 2, pp. 133–150, February 2008. **doi:** 10.1049/iet-cta:20070058

[Ghan-2009] M. Ghanes and G. Zheng, ''On sensorless induction motor drives: Sliding mode observer and output feedback controller,'' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3404–3413, Sept. 2009. **doi:** 10.1109/TIE.2009.2026387

[Glum-2015] A. Glumineau, J. De Leon Morales ''*Sensorless AC motor electric motor control: Robust advanced design techniques and applications*,''Springer, 2015.

[Gopi-2015] L. R. GopiReddy, L. M. Tolbert and B. Ozpineci, ''Power cycle testing of power switches: A literature survey,'' *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2465–2473, May 2015. **doi:** 10.1109/TPEL.2014.2359015

[Grel-1996] G. Grelet G. G. Clerc, ''*Actionneurs électriques, principes modèles commande*,'' Eyrolles, 1996.

[Ha-1997] J. I. Ha and S. K. Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection," *Proc. Conf. Rec IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1997, pp. 426–432. **doi:** 10.1109/28.740844

[Holt-1993] J. Holtz, ''Methods for speed sensorless control of AC drives,'' *Proc. IEEE PCC-Yokohama*, 1993, pp. 415–420. **doi:** 10.1109/IECON.1993.339003

[Holt-1996] J. Holtz, ''Methods for speed sensorless control of AC drives'', Sensorless control of AC motors,'' *IEEE Press Books*, 1996.

[Holt-2000] J. Holtz, ''Is sensorless position control of standard induction motors a feasible technology,'' *Proceedings, Third International Power Electronics and Motion Control Conference (IEEE Cat. No.00EX435)*, Beijing, 2000, vol. 1, pp. 21–32. **doi:** 10.1109/IPEMC.2000.885327

[Holt-2002] J. Holtz, ‘‘Sensorless control of induction motor drives,’’ *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1359–1394, Aug 2002. **doi:** 10.1109/jproc.2002.800726

[Ilas-1994] C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, and F. Profumo, “Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives,” *Proc. IECON’94, 20th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, vol. 3, pp. 1579–1588, 1994. **doi:** 10.1109/iecon.1994.398050

[Iser-2006] R. Isermann ‘‘*Fault diagnosis systems. An introduction from fault detection to fault tolerance*,’’ Springer, Berlin 2006.

[Iser-2011] R, Isermann, ‘‘*Fault diagnosis applications, model based condition monitoring: actuators, drives, machinery, plants, sensors, and fault tolerant systems*,’’ Springer, Berlin, 2011.

[Jans-1996] P. Jansen and R. Lorenz, ‘‘Transducerless field orientation concepts employing saturation induced saliencies in induction machines,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 1380–1393, 1996. **doi:** 10.1109/28.556642

[Jarr-2000] K, Jarray, ‘‘*Contribution à la commande vectorielle d'un actionneur asynchrone avec et sans capteur mécanique : conception, réalisation et évaluation de commandes numériques par orientation du flux statorique*,’’ Thèse de doctorat, Aix Marseille Université, 2000.

[Jeml-1998] M. Jemli, M. Boussak, M. Gossa, ‘‘MRAS identification scheme for sensorless indirect field oriented control of induction motor drives with rotor resistance tuning, ‘’ *Proc. of ICEM*, Turkey, 1998, p. 1572–1577.

[Jlass-2017] I. Jlassi, J. O. Estima, S. K. El Khil, N. M. Bellaaj and A. J. M. Cardoso, ‘‘A robust observer based method for IGBTs and current sensors fault diagnosis in voltage source inverters of PMSM drives,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2894–2905, May/June 2017. **doi:** 10.1109/tia.2016.2616398

[Jone-1973] H. Jones, ‘‘*Failure Detection in Linear Systems*’’. Thèse de doctorat, MIT, 1973.

[Joui-2012] M. Jouili, K. Jarray, Y. Koubaa, and M. Boussak, “Luenberger state observer for speed sensorless ISFOC induction motor drives,” *Electric Power Systems Research.*, vol. 89, pp. 139–147, 2012. **doi:** 10.1016/j.epsr.2012.02.014

[Jung-2013] S. M. Jung, J. S. Park, H. W. Kim, K. Y. Cho, and M. J. Youn, ‘‘An MRAS-based diagnosis of open circuit fault in PWM voltage source inverters for PM synchronous motor drive systems,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2514–2526, May 2013. **doi:** 10.1109/TPEL.2012.2212916

[Kabz-2016] J, Kabziński, ‘‘*Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*,’’ Springer, 2016.

[Kari-2009] S. Karimi, P. Poure, and S. Saadate, ‘‘Fast power switch failure detection for fault tolerant voltage source inverters using FPGA,’’ *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 346–354, Jul. 2009. **doi:** 10.1049/iet-pel.2008.0075

[Kaux-2005] S. Kaux and M. Fadel, ‘‘Kalman filter and redundant observer comparison for sensorless PMSM velocity control,’’ *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005.*, Dubrovnik, Croatia, 2005, pp. 887–892 vol. 3. **doi:** 10.1109/ISIE.2005.1529041

[Khan-2004] M. S. Khanniche and M. R. Mamat-Ibrahim, ‘‘Wavelet fuzzy based algorithm for condition monitoring of voltage source inverter,’’ *Electronics Letters*, vol. 40, no. 4, pp. 267–268, 19 Feb. 2004. **doi:** 10.1049/el:20040153

[Khil-2006] S. K. E. Khil, ‘‘*Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA): optimisation des pertes dans les convertisseurs: reconfiguration de la commande pour un fonctionnement sécurisé*,’’ Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, INPT, 2006.

[Khla-2012] A. Khlaief, M. Benjedia, M. Boussak, M. Gossa,’’Nonlinear position and speed observer for high performance sensorless control of PMSM drive,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 3028–3040, June 2012. **doi:** 10.1109/TPEL.2011.2175251

[Kim-1994] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, ‘‘Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1225–1233, Sep./Oct. 1994. **doi:** 10.1109/28.315233

[Kim-2010] K. H. Kim, D. U. Choi, B. G. Gu and I. S. Jung, ‘‘Fault model and performance evaluation of an inverter-fed permanent magnet synchronous motor under winding shorted turn and inverter switch open,’’ *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 4, pp. 214–225, April 2010. **doi:** 10.1049/iet-epa.2009.0183

[Kowa-2003] C. T. Kowalski, T. Orlowska-Kowalska, ‘‘Neural networks application for induction motor faults diagnosis,’’ *Mathematics and Computers in Simulation*, 2003, vol. 63, no 3, p. 435–448. **doi:** 10.1016/S0378-4754(03)00087-9

[Kowa-2014] C. T. Kowalski, M. Kaminsky, ‘‘Rotor fault detector of the converter-fed induction motor based on RBF neural network,’’ *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 2014, vol. 62, no 1, p. 69–76. **doi:** 10.2478/bpasts-2014-0008

[Lasc-2009] C. Lascu, I. Boldea and F. Blaabjerg, ‘‘A class of speed sensorless sliding mode observers for high performance induction motor drives,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3394–3403, Sept. 2009. **doi:** 10.1109/TIE.2009.2022518

[Lee-2009] H. H. Lee, P. Q. Dzung, L. D. Khoa and L. M. Phuong, ‘‘Dynamic adaptive space vector PWM for four switch three phase inverter fed induction motor with compensation of DC - link voltage ripple,’’ *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Taipei, 2009, pp. 399–404. **doi:** 10.1109/PEDS.2009.5385815

[Leon-1996] W, Leonhard, ‘‘*Control of electrical drives*,’’ 2nd ed. Springer-Verlag, 1996.

[Lese-1995] J. Lesenne, F. Notelet and G. Séguier, ‘‘*Introduction à l’électrotechnique approfondie*,’’ Technique et Documentation, Paris, 1981.

[Leva-1993] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control,” *International Journal of Control*, vol. 58, no. 6, pp. 1247–1263, 1993. **doi:** 10.1080/00207179308923053

[Leva-2007] A, Levant, ‘‘Principles of 2-sliding mode design,’’ *Automatica*, vol. 43, no 4, pp. 576–586, Apr. 2007. **doi**.org/10.1016/j.automatica.2006.10.008

[Linl-2016] L. Linlin, ‘‘*Fault detection and fault-tolerant control for nonlinear systems*,’’ Springer, 2016.

[Limo-2009] L. R. Limongi, R. Bojoi, G. Griva and A. Tenconi, "Digital current-control schemes," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 20-31, March 2009. **doi:** 10.1109/MIE.2009.931894

[Lizu-1985] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo and K. Mohri, ‘‘Microcomputer control for sensorless brushless motor,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 3, pp. 595–601, May 1985. **doi:** 10.1109/TIA.1985.349715

[Lu-2009] B. Lu and S. K. Sharma, ‘‘A Literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, Sept./Oct. 2009. **doi:** 10.1109/TIA.2009.2027535

[Maam-2014] R. Maamouri, M. Trabelsi, M. Boussak and F. Msahli, ‘‘Sensorless second sliding super-twisting control based on high gain observer behavior under inverter faulty operation,’’ *15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Hammamet, 2014, pp. 974–980. **doi:** 10.1109/STA.2014.7086808

[Maam-2016] R. Maamouri, M. Trabelsi, M. Boussak and F. M'Sahli, ‘‘A sliding mode observer for inverter open-switch fault diagnostic in sensorless induction motor drive,’’ *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2016*, Florence, 2016, pp. 2153–2158. **doi:** 10.1109/IECON.2016.7793787

[Mang-1998] R. Mangoubi, ‘‘*Robust Estimation and Failure Detection*,’’ Springer, 1998.

[Mavi-2007] J, Mavier, ‘‘*Convertisseurs génériques à tolérance de panne - Applications pour le domaine aéronautique*,’’ Thèse de doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2007.

[Mena-2007] M. Menaa, O. Touhami, R. Ibtiouen and M. Fadel, ‘‘Speed sensorless vector control of an induction motor using spiral vector model-ECKF and ANN controller,’’ *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, Antalya, 2007, pp. 1165–1170. **doi:** 10.1109/IEMDC.2007.383595

[Mend-1999] A. M. S. Mendes and A. J. Marques Cardoso, ‘‘Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives, by the average current Park's vector

approach,'' Electric Machines and Drives,'' *International Conference IEMD '99*, Seattle, WA, 1999, pp. 704–706. **doi:** 10.1109/IEMDC.1999.769220

[Mont-2007] M. Montanari, S. M. Peresada, C. Rossi and A. Tilli, ''Speed sensorless control of induction motors based on a reduced order adaptive observer,'' *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 15, no. 6, pp. 1049–1064, Nov. 2007. **doi:** 10.1109/TIE.2006.888776

[Mora-2015] M. Morawiec, ''Z-Type observer backstepping for induction machines,'' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2090–2102, April 2015. **doi:** 10.1109/TIE.2014.2355417

[More-2012] J. A. Moreno and M. Osorio, ''Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm,'' *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, no. 4, pp. 1035–1040, April 2012. **doi:** 10.1109/TAC.2012.2186179

[Nacu-2010] M. A. Nacusse, M. Romero, H. Haimovich and M. M. Seron, ''DTFC versus MPC for induction motor control reconfiguration after inverter faults,'' *Conference on Control and Fault-Tolerant Systems (SysTol)*, Nice, 2010, pp. 759–764. **doi:** 10.1109/SYSTOL.2010.5675965

[Nguy-2009] T. D. Nguyen, H. M. Nguyen and H. H. Lee, ''An adaptive carrier-based PWM method for four-switch three-phase inverter,'' *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Seoul, 2009, pp. 1552–1557. **doi:** 10.1109/ISIE.2009.5218135

[Nguy-2016] N. K. Nguyen, F. Meinguet, E. Semail and X. Kestelyn, ''Fault tolerant operation of an open end winding five phase PMSM drive with short circuit inverter fault,'' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 595–605, Jan. 2016. **doi:** 10.1109/IECON.2013.6699978

[O'Rei-1983] J. O'Reilly, ''Observer for linear system,'' *Mathematics in Science and Engineering*, Vol. 140, Academic Press, New York, 1983.

[Orlo-2010] T. Orlowska-Kowalska and M. Dybkowski, ''Stator current based MRAS estimator for a wide range speed sensorless induction motor drive,'' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1296–1308, April 2010. **doi:** 10.1109/TIE.2009.2031134

[Orlo-2014] T. Orłowska-Kowalska, F. Blaabjerg, & J. Rodríguez, ''*Advanced and intelligent control in power electronics and drives*,'' Springer, 2014.

[Paca-2011] M. Pacas, ''Sensorless drives in industrial applications,'' *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 16–23, June 2011. **doi:** 10.1109/MIE.2011.941125

[Perr-2002] W. Perruquetti, and J. P. Barbot, ''*Sliding mode control in engineering*,'' Marcel Dekker Inc, New York, 2002.

[Peug-1998] R. Peuget, S. Courtine and J. P. Rognon, ''Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge based model,'' *IEEE Transactions on Industry*

Applications, vol. 34, no. 6, pp. 1318–1326, Nov./Dec. 1998. **doi:** 10.1109/28.739017

[Pres-2003] S. Presada, A. Tlili and A.Tonielli, ‘‘Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors,’’ *IEEE Transaction on Power Electronics* , vol.18, no.1, pp.151–163, Jan. 2003. **doi:** 10.1109/TPEL.2002.807123

[Qiao-2013] Z. Qiao, T. Shi, Y. Wang, Y. Yan, C. Xia and X. He, ‘‘New sliding mode observer for position sensorless control of permanent magnet synchronous motor,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 710–719, Feb. 2013. **doi:** 10.1109/TIE.2012.2206359

[Raja-1996] K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse, ‘‘*Sensorless Control of AC Motors: Speed and position sensorless operation*,’’ IEEE press Books, 1996.

[Rao-2009] S. Rao, M. Buss and V. Utkin, ‘‘Simultaneous state and parameter estimation in induction motors using first and second order sliding modes,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3369–3376, Sept. 2009. **doi:** 10.1109/TIE.2009.2022071

[Ribe-2003] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva and A. M. N. Lima, ‘‘Fault detection of open-switch damage in voltage-fed PWM motor drive systems,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 587–593, Mar. 2003. **doi:** 10.1109/TPEL.2003.809351

[Rier-2015] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu and G. A. Capolino, ‘‘Advances in electrical machine, power electronic, and drive condition monitoring and fault detection: State of the art,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1746–1759, Mar. 2015. **doi:** 10.1109/TIE.2014.2375853

[Rive-2012] J. Rivera Dominguez, C. Mora-Soto, S. Ortega-Cisneros, J. Raygoza Panduro, and A. Loukianov, “Copper and core loss minimization for induction motors using high-order sliding-mode control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2877–2889, Jul. 2012. **doi:** 10.1109/TIE.2011.2171170

[Roth-2004] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, ‘‘Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in voltage source active rectifiers,’’ *35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, vol. 6, pp. 4348–4354. **doi:** 10.1109/PESC.2004.1354769

[Roth-2005] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, ‘‘Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in three phase voltage source inverters for AC variable speed drives,’’ *European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, 2005, pp. 7–10. **doi:** 10.1109/EPE.2005.219426

[Saba-2011] A. Sabanovic, “Variable structure systems with sliding modes in motion control–A survey,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no. 2, pp. 212–223, May 2011. **doi:** 10.1109/TII.2011.2123907

[Sale-2015] M. Salehifar, R. Salehi Arashloo, M. Moreno-Eguilaz, V. Sala and L. Romeral, ‘‘Observer-based open transistor fault diagnosis and fault-tolerant control of five-phase permanent magnet motor drive for application in electric vehicles,’’ *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 76–87, 2015. **doi:** 10.1049/iet-pel.2013.0949

[Shao-2013] S. Shao, P. W. Wheeler, J. C. Clare and A. J. Watson, ‘‘Fault detection for modular multilevel converters based on sliding mode observer,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 4867–4872, Nov. 2013. **doi:** 10.1109/TPEL.2013.2242093

[Sing-2004] G, K. Singh, S. Al Kazzaz Sa'ad, ‘‘Vibration signal analysis using wavelet transform for isolation and identification of electrical faults in induction machine,’’ *Electric Power Systems Research*, 2004, vol. 68, no 2, p. 119–136. **doi:** 10.1016/S0378-7796(03)00154-8

[Sles-2009] W. Sleszynski, J. Nieznanski and A. Cichowski, ‘‘Open-transistor fault diagnostics in voltage-source inverters by analyzing the load currents,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4681–4688, Nov. 2009. **doi:** 10.1109/TIE.2009.2023640

[Solv-2010] S. Solvar, V. Le and M. Ghanes, et al., ‘‘Sensorless second order sliding mode observer for induction motor,’’ *Proc. IEEE CCA*, Yokohama, Japan, 2010, pp. 1933–1938.

[Su-2007] H. Su and K. T. Chong, ‘‘Induction machine condition monitoring using neural network modeling,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 241–249, Feb. 2007. **doi:** 10.1109/TIE.2006.888786

[Tabb-2013] B. Tabbache, M. Benbouzid, A. Kheloui, J. M. Bourgeot and A. Mamoune, ‘‘PWM inverter-fed induction motor-based electrical vehicles fault-tolerant control,’’ *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2013*, Vienna, 2013, pp. 8204–8209. **doi:** 10.1109/IECON.2013.6700506

[Thor-1995] O. V. Thorsen and M. Dalva, ‘‘A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1186–1196, Sep./Oct. 1995. **doi:** 10.1109/28.464536

[Touh-2007] O. Touhami and M. Fadel, ‘‘Faults diagnosis by parameter identification of the squirrel cage induction machine,’’ *IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, Antalya, 2007, pp. 821–825. **doi:** 10.1109/IEMDC.2007.382774

[Trab-2011] M. Trabelsi, M. Jouili, M. Boussak, Y. Koubaa and M. Gossa, ‘‘Robustness and limitations of sensorless technique based on Luenberger state observer for induction motor drives under inverter faults,’’ *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Gdansk, 2011, pp. 716–721. **doi:** 10.1109/ISIE.2011.5984245

[Trab-2012a] M. Trabelsi, M. Boussak, and M. Gossa, “PWM Switching pattern based diagnosis scheme for single and multiple open-switch damages in VSI-fed

induction motor drives," *ISA Transactions*., vol. 51, no. 2, pp. 333–344, 2012. **doi:** 10.1016/j.isatra.2011.10.012

[Trab-2017] M. Trabelsi, M. Boussak, and M. Benbouzid, "Multiple criteria for high performance real-time diagnostic of single and multiple open-switch faults in ac-motor drives: Application to IGBT-based voltage source inverter," *Electric Power Systems Research*, vol. 144, pp. 136–149, 2017. **doi.**org/10.1016/j.epsr.2016.11.021

[Trab-2012] R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni and F. M'Sahli, "Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer," *Electric Power Syst. Research*, vol. 93, pp. 1–15, Dec. 2012. **doi.**org/10.1016/j.epsr.2012.06.004

[Trab-2012b] M. Trabelsi, ''*Contribution au diagnostic de défauts des composants de puissance dans un convertisseur statique associé à une machine asynchrone*,'' Thèse de Doctorat d'Aix-Marseille université, 2012.

[Trao-2007] D. Traore, J. D. Leon, A. Glumineau and L. Loron, ''Speed sensorless field-oriented control of induction motor with interconnected observers: experimental tests on low frequencies benchmark,'' *IET Control Theory & Applications*, vol. 1, no. 6, pp. 1681–1692, Nov. 2007. **doi:** 10.1049/iet-cta:20060453

[Trao-2008] D. Traore, F. Plestan, A. Glumineau and J. de Leon, ''Sensorless induction motor: High order sliding mode controller and adaptive interconnected observer,'' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 11, pp. 3818–3827, Nov. 2008. **doi:** 10.1109/TIE.2008.2003368

[Trao-2009] D. Traore, J. D. Leon, A. Glumineau, ''Adaptive interconnected observer for sensorless induction motor,'' *International Journal of Control*, vol. 82, no. 9, pp. 1627–1640, 2009. **doi :** 10.1080/00207170802653719

[Trao-2011] D. Traore, ''*Commande non Lineaire sans Capteur de la Machine Asynchrone*,'' Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2011.

[Tsyp-1984] YA. Z. Tsypkin, ''*Relay control systems*, '' CUP Archive, 1984.

[Utki-1997] V. Utkin, ''Variable structure systems with sliding modes,'' *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, Apr 1977. **doi:** 10.1109/TAC.1977.1101446

[Utki-1999] V. I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, ''*Sliding mode control in electromechanical systems*,'' Taylor & Francis, 1999.

[Utki-1992] V. I. Utkin, ''*Sliding modes in control and optimization*,'' Springer Science & Business Media, 1992.

[Vall-2003] J, VALLON, ''*Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes*,'' Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2003.

[Viei-2012] R. P. Vieira, C. C. Gastaldini, R. Z. Azzolin and H. A. Grundling, ‘‘Discrete-time sliding mode speed observer for sensorless control of induction motor drives,’’ *IET Electric Power Applications*, vol. 6, no. 9, pp. 681–688, November 2012. **doi:** 10.1049/iet-epa.2011.0269

[Viei-2014] R. P. Vieira, C. C. Gastaldini, R. Z. Azzolin and H. A. Gründling, ‘‘Sensorless sliding mode rotor speed observer of induction machines based on magnetizing current estimation,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4573–4582, Sept. 2014. **doi:** 10.1109/TIE.2013.2290759

[Wai-2005] R-J. Wai and K. M. Lin, ‘‘Robust decoupled control of direct field-oriented induction motor drive,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 837–854, June 2005. **doi:** 10.1109/TIE.2005.847585

[Walc-1987] B. Walcott and S. Zak, ‘‘State observation of nonlinear uncertain dynamical systems,’’ *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 32, no. 2, pp. 166–170, Feb 1987. **doi:** 10.1109/TAC.1987.1104530

[Wang-2012] H. Wang, K. Ma and F. Blaabjerg, ‘‘Design for reliability of power electronic systems,’’ *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2012*, Montreal, QC, 2012, pp. 33–44. **doi:** 10.1109/IECON.2012.6388833

[Welc-2004] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns and S. E. Schulz, ‘‘Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116, Jul. 2004. **doi:** 10.1109/TPEL.2004.830074

[Wolb-2005] T. M. Wolbank, H. Giuliani and R. Woehrnschimmel, ‘‘High dynamic sensorless control of induction machines at zero speed using transient excitation technique,’’ *36th Power Electronics Specialists Conference*, Recife, 2005, pp. 2456–2461. **doi:** 10.1109/PESC.2005.1581977

[Wolf-2007] E. Wolfgang, “Examples for failures in power electronics systems,” *ECPE Tutorial on Reliability of Power Electronic Systems*, Nuremberg, Germany, Apr. 2007.

[Wu-2016] F. Wu and J. Zhao, ‘‘A real-time multiple open-circuit fault diagnosis method in voltage-source-inverter fed vector controlled drives,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1425–1437, Feb. 2016. **doi:** 10.1109/TPEL.2015.2422131

[Yan-2008] X. G. Yan and C. Edwards, “Robust sliding mode observer-based actuator fault detection and isolation for a class of nonlinear systems,” *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 39, no. 4, pp. 349–359, 2008. **doi:** 10.1109/CDC.2005.1582286

[Yang-1993] G. Yang, T. Fukao, ‘‘adaptative speed identification for a vector controlled speed sensorless inverter-induction motor drive,’’ *IEEE Transaction on Industry Applictions*, vol.29, pp. 820–825, Aug. 1993. **doi:** 10.1109/28.232001

[Yang-2013] J. Yang, S. Li and X. Yu, ‘‘Sliding mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer,’’ *IEEE Transactions on Industrial*

Electronics, vol. 60, no. 1, pp. 160–169, Jan. 2013. **doi:** 10.1109/TIE.2012.2183841

[Yang-2010] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran and P. Tavner, ‘‘Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: A review,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 11, pp. 2734–2752, Nov. 2010. **doi:** 10.1109/TPEL.2010.2049377

[Yang-2011] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran and P. Tavner, ‘‘An industry based survey of reliability in power electronic converters,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, May/June 2011. **doi:** 10.1109/TIA.2011.2124436

[Yeh-2007] C. C. Yeh and N. A. O. Demerdash, ‘‘Induction motor drive systems with fault tolerant inverter motor capabilities,’’ *IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, pp. 1451–1458, Antalya, 2007. **doi:** 10.1109/IEMDC.2007.383642

[Yin-2017] Z. Yin, G. Li, Y. Zhang, J. Liu, X. Sun and Y. Zhong, ‘‘A speed and flux observer of induction motor based on extended Kalman filter and markov chain,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp. 7096–7117, Sept. 2017. **doi:** 10.1109/TPEL.2016.2623806

[Yoon-2011] Y. D. Yoon, S. K. Sul, S. Morimoto and K. Ide, ‘‘High bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square wave type voltage injection,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1361–1370, May/June 2011. **doi:** 10.1109/TIA.2011.2126552

[Yoon-2014] Y. D. Yoon and S. K. Sul, ‘‘Sensorless control for induction machines based on square wave voltage injection,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3637–3645, July 2014. **doi:** 10.1109/TPEL.2013.2278103

[Zaky-2009] M. S. Zaky, M. M. Khater, S. S. Shokralla and H. A. Yasin, ‘‘Wide speed range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1699–1707, May 2009. **doi:** 10.1109/TIE.2008.2009519

[Zerd-2017] E. Zerdali and M. Barut, ‘‘The comparisons of optimized extended Kalman filters for speed sensorless control of induction motors,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 4340–4351, June 2017. **doi:** 10.1109/TIE.2017.2674579

[Zhan-2006] Z. Zhang, H. S. Xu and L. Y. Xu, et al., ‘‘Sensorless direct field-oriented control of three-phase induction motors based on ‘’Sliding Mode’‘ for washing machine drive applications,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 694–701, May/June 2006. **doi:** 10.1109/TIA.2006.872919

[Zhan-2014] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke and H. S. Krishnamoorthy, ‘‘Survey on fault tolerant techniques for power electronic converters,’’ *IEEE*

Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6319–6331, Dec. 2014. **doi:** 10.1109/TPEL.2014.2304561

[Zhao-2014] L. Zhao, J. Huang, H. Liu, B. Li and W. Kong, ‘‘Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 10, pp. 5280-5289, Oct. 2014. **doi:** 10.1109/TIE.2014.2301730

[Zhen-2008] Z. Zheng, ‘‘*Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents*,’’ Thèse de doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, INPT, 2008.

[Zhen-1994] P. F. Zheng, and T. Fukao, ‘‘Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep/Oct 1994. **doi:** 10.1109/28.315234

[Zida-2008] F. Zidani, D. Diallo, M. E. H. Benbouzid and R. Nait-Said, ‘‘A fuzzy-based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage-fed PWM inverter induction motor drive,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 586–593, Feb. 2008. **doi:** 10.1109/TIE.2007.911951

[Zorg-2010] Y. A. Zorgani, Y. Koubaa and M. Boussak, ‘‘Simultaneous estimation of speed and rotor resistance in sensorless ISFOC induction motor drive based on MRAS Scheme,’’ *The XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM’2010*, Rome, 2010, pp. 1–6. **doi:** 10.1109/ICELMACH.2010.5607883

[Zorg-2012] Y. A. Zorgani, Y. Koubaa and M. Boussak, ‘‘Sensorless speed control with MRAS for induction motor drive,’’ *XXth International Conference on Electrical Machines, ICEM’2012*, Marseille, 2012, pp. 2259–2265. **doi:** 10.1109/ICElMach.2012.6350196