

*REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE*

*MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE*

*Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen*

*Faculté de Technologie*

*N° attribué par la bibliothèque*

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

*THESE POUR L'OBTENTION DU DIPLOME  
DE DOCTORAT*

*Spécialité : « Électrotechnique »*

*Option : « Commande des machines électriques »*

*préparée au Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT)*

*et présentée par*

*Mohammed Zakaria KARI*

*Intitulé :*

---

**Thèse de Doctorat: Contribution des techniques  
d'observation non linéaires à la commande tolérante  
aux défauts capteurs d'un moteur asynchrone**

---

*sous la direction du Pr. Sidi Mohammed MELIANI*

*Dr. Abdelkader MECHERNENE*

**soutenue publiquement le 27 06 2021 devant la commission composée de :**

M. TIOURSI	Président	Professeur	U.A.B - Tlemcen
S.M. MELIANI	Directeur de thèse	Professeur	U.A.B - Tlemcen
A. MECHERNENE	Co-Directeur de thèse	Maitre de Conférences	U.A.B - Tlemcen
M.BENDJEBBAR	Examinateur	Professeur	U.S.T.O - Oran
N. BENOZZA	Examinateur	Professeur	U.S.T.O - Oran
I. GUENOUNE	Invité	Docteur/Ingénieur	Valeo Siemens Cergy, France

**Année universitaire 2020 - 2021**

---

---

## Dédicaces

**J**E dédie ce travail :

- à mes chers parents qui ont été pour moi une source d'encouragement et d'inspiration tout au long de ma vie et en particulier durant la préparation de la présente thèse, un grand merci pour m'avoir soutenu pendant les situations critiques, que Dieu vous protège.
- à ma chère épouse qui toujours m'a soutenu avec beaucoup d'encouragement durant ces années de thèse, je la remercie tout particulièrement pour son soutien pratique et émotionnel, sa compréhension et sa patience, pendant les situations critiques ;
- à mes chers frères Abdelilah, Choayb Slimane, Ismail et Mohammed ;
- à mes chères sœurs Fatima, Imen et Khadidja ;
- aux membres des familles Kari, Benmoussa, Chermiti, Hagani et Benameur ;
- et à toutes personnes qui me porte de l'estime et qui m'a encouragé.

Que Dieu vous protège.

Mohammed Zakaria KARI  
Tlemcen, le xx xx 2021

---

## Remerciements

Tout d'abord, je voudrais remercier Dieu "Allah", le plus gracieux et le plus miséricordieux, pour m'avoir béni avec la connaissance et m'avoir donné la force, le courage, la patience et la sérénité pendant toutes ces années d'études.

Ma grande gratitude va à mes encadrants, le Professeur Sidi Mohammed MELIANI, Directeur du laboratoire "Manufacturing Engineering Laboratory of Tlemcen" (MELT) et le Docteur Abdelkader MECHERNENE, Maître de Conférences et chef de l'équipe "Commande des Systèmes Electrotechniques" du laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT), pour leur soutien continu, leurs conseils, leurs disponibilités, leurs encouragements tout au long de mon projet, leurs connaissances approfondies et leur travail assidu. Je les remercie tout simplement pour leur sympathie et leurs précieuses qualités humaines.

Je tiens également à remercier le Professeur Mustapha TIOURSI, enseignant à la Faculté de Technologie de l'université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance de la présente thèse. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance et de mon respect.

Je suis honoré de la présence des Professeurs Mokhtar BENDJEBBAR et Nordine BENOZZA, tout deux membres du Laboratoire de développement des Entraînements Electriques (LDEE) et enseignants à l'Université des Sciences et de la Technologie, Mohammed Boudiaf d'Oran. Je leur suis reconnaissant d'avoir accepté d'examiner ce travail et je les remercie pour leurs observations et leurs remarques pertinentes et constructives.

Qu'il me soit permis d'exprimer également ma gratitude au Docteur Ibrahim GUE-  
NOUNE, Ingénieur de recherche au sein de la société *Inteva Products* Sully (Loire, France),  
pour avoir pour avoir collaborer à ce travail par de nombreuses et fructueuses discussions  
et pour pour les corrections qu'il m'a aidé à apporter à ce manuscrit.

Qu'il me soit permis d'exprimer également ma gratitude au Professeur Lotfi BAGHLI,  
précédemment Chef du laboratoire d'Automatique de Tlemcen, pour ses précieux conseils et  
remarques pertinentes, pour l'environnement favorable et approprié au travail de recherche  
au sein du laboratoire. Je tiens aussi à remercier le Professeur HADJ ABDELKADER  
Mohammed Amine, le nouveau Directeur du laboratoire LAT et lui souhaite au bon courage  
pour les taches qu'il doit accomplir dans ses nouvelles responsabilités.

Je tiens également à remercier mes collègues Mohamed MERAH, Younes DRIS Zo-  
heyr DOKALI , Mouad KAHOUADJI et Farouk AICHOUCHE, doctorants à l'Université  
Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour les nombreuses discussions que nous avons eues,  
ainsi que l'ensemble du personnel et les membres du Laboratoire d'Automatique de Tlem-  
cen (LAT).

Enfin, je tiens à exprimer mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à ce  
travail de thèse.

Mohammed Zakaria KARI  
Tlemcen, le xx xx 2021

# TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACES	i
REMERCIEMENTS	ii
NOMENCLATURE	xiii
GLOSSAIRE	xv
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1 ÉTAT DE L'ART DE LA COMMANDE TOLÉRANTE	3
1.1 INTRODUCTION	4
1.2 ÉVOLUTION HISTORIQUE DE LA COMMANDE TOLÉRANTE AU DÉFAUT	6
1.3 CONCEPTS DE BASE DE LA TECHNIQUE DE DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS	7
1.3.1 Diagnostic des défauts basé sur la redondance du matériel	8
1.3.2 Diagnostic des défauts basé sur le traitement du signal	9
1.3.3 Diagnostic des défauts basé sur un modèle	9
1.3.4 Commande tolérante a base des résidus	10
1.4 REVUE DE LA LITTÉRATURE	11
1.5 PROBLÉMATIQUE : MOTIVATION ET OBJECTIFS	13
1.6 ORGANISATION DE LA THÈSE	14
2 MODÉLISATION ET COMMANDE NON LINÉAIRE DU MOTEUR ASYNCHRONE	16
2.1 INTRODUCTION	17
2.2 PRÉSENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	17
2.2.1 Constitution de la machine asynchrone	17
2.3 MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	18
2.3.1 Hypothèses simplificatrices	19
2.3.2 Représentation du moteur dans l'espace électrique	19
2.3.3 Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé	20
2.3.3-a Modèle électrique	20
2.3.3-b Equations magnétique	20
2.3.3-c Equation du couple électromagnétique	21
2.4 MODÈLE DIPHASÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE	21
2.4.1 Transformation de Park	22
2.4.1-a Choix de référentiel de Park	23
2.4.1-b Référentiel lié au champ tournant	23

2.5	MODÉLISATION SOUS FORME DE REPRÉSENTATION D'ÉTAT DE LA MAS . . .	23
2.5.1	Représentation d'état . . . . .	23
2.5.2	Modèle de la MAS alimentée en tension . . . . .	23
2.6	MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE . . . . .	24
2.6.1	Étude de la commande de l'onduleur . . . . .	25
2.6.1-a	La stratégie de commande par MLI (triangulo-sinusoïdale)	26
2.6.1-b	Caractéristiques de la MLI . . . . .	27
2.6.1-c	Concept et modélisation . . . . .	27
2.6.2	tensions d'alimentation fournie par l'onduleur à MLI . . . . .	28
2.7	COMMANDE VECTORIELLE . . . . .	29
2.7.1	Principe de la commande vectorielle . . . . .	29
2.7.2	Orientation du flux rotorique . . . . .	30
2.7.3	Méthode indirecte de commande vectorielle <i>IFOC</i> . . . . .	31
2.7.4	Méthode directe de commande vectorielle <i>DFOC</i> . . . . .	32
2.8	COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT . . . . .	33
2.8.1	Principe de la commande non linéaire à structure variable . . . . .	34
2.8.1-a	Systèmes non linéaires à structure variable . . . . .	34
2.8.2	Conception de la commande par mode de glissement . . . . .	35
2.8.2-a	Choix de la surface de glissement . . . . .	36
2.8.2-b	Conditions de convergence . . . . .	36
2.8.2-c	Calcul de la commande . . . . .	37
2.8.3	Phénomène de Chattering . . . . .	40
2.9	COMMANDE PAR SUPER TWISTING [45], [46] . . . . .	42
2.10	GAIN ADAPTATIF POUR LA COMMANDE SUPER TWISTING [13] . . . . .	43
2.11	COMMANDE DE TYPE <i>Output Feedback Second Order Sliding Mode with Switching Gain</i> [86] . . . . .	43
2.12	CONCLUSION . . . . .	44
3	COMMANDE TOLÉRANTE AU DÉFAUT CAPTEUR VITESSE . . . . .	45
3.1	INTRODUCTION . . . . .	46
3.2	THÉORIE DE L'OBSERVABILITÉ . . . . .	46
3.2.1	Définition de l'observabilité . . . . .	47
3.2.2	Observabilité des systèmes non linéaires . . . . .	47
3.2.3	Observabilité du moteur asynchrone . . . . .	50
3.2.3-a	Observabilité sans capteur de vitesse sous vitesse constante	51
3.2.3-b	Observabilité sans capteur de vitesse sous vitesse variable .	52
3.2.3-c	Droite d'inobservabilité . . . . .	53
3.3	SYNTHÈSE DES OBSERVATEURS NON LINÉAIRE . . . . .	54
3.3.1	Observateurs à modes glissants . . . . .	54
3.3.1-a	Observateur à modes glissants : Méthode 1 . . . . .	55
3.3.1-b	Observateur à modes glissants : Méthode 2 . . . . .	57
3.3.2	Observateurs par Super-Twisting . . . . .	59
3.3.2-a	Observateur par Super-Twisting : Méthode 1 . . . . .	59
3.3.2-b	Observateur par Super-Twisting Adaptatif : Méthode 2 . . .	61
3.4	SYSTÈME DE DÉTECTION ET DE RECONFIGURATION . . . . .	63

3.4.1	Objectif du système de reconfiguration flou . . . . .	63
3.4.2	Système de détection et de décision flou . . . . .	63
3.4.2-a	Conception du bloc de décision flou . . . . .	64
3.4.2-b	Extraction des règles d'inférence floues . . . . .	64
3.5	RÉSULTATS DE SIMULATION . . . . .	65
3.5.1	Scenario 1 : Fonctionnement sans défaut capteur de vitesse . . . . .	66
3.5.1-a	Commande et observateur par modes glissants (Méthode 1) . . . . .	66
3.5.1-b	Commande et observateur par modes glissants (Méthode 2) . . . . .	66
3.5.1-c	Commande et observateur Super-Twisting (Méthode 1) . . . . .	67
3.5.1-d	Commande et observateur Super-Twisting Adaptatif (Méthode 2) . . . . .	67
3.5.2	Comparaison basée sur les indices de performances . . . . .	68
3.5.3	Scenario 2 : Présence de défaut du capteur de vitesse . . . . .	70
3.5.4	Scenario 3 : Test de robustesse . . . . .	72
3.6	CONCLUSION . . . . .	73
<b>4</b>	<b>COMMANDE TOLÉRANTE AU DÉFAUT CAPTEURS COURANTS</b> . . . . .	<b>74</b>
4.1	INTRODUCTION . . . . .	75
4.2	RAPPEL SUR LE MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE . . . . .	75
4.2.1	Modèle dans le repère d- q . . . . .	75
4.2.2	Modèle dans le repère $\alpha - \beta$ . . . . .	75
4.3	COMMANDE TOLÉRANTE AU DÉFAUT CAPTEURS COURANTS . . . . .	76
4.3.1	Commande tolérante au défaut capteurs courants à base d'observateurs. . . . .	76
4.3.1-a	Reconfiguration basée sur l'observateur mode glissant. . . . .	76
4.3.1-b	Reconfiguration par observateur super twisting. . . . .	78
4.3.2	Système de détection et de reconfiguration . . . . .	79
4.4	RÉSULTATS DE SIMULATION . . . . .	80
4.4.1	Scénario 1 (absence du défaut capteur courant). . . . .	81
4.4.2	Scénario 2 (présence du défaut capteur courant). . . . .	83
4.4.3	Scénario 3 (teste de robustesse). . . . .	85
4.4.4	Scénario 4 (comparaison des deux stratégies proposées) . . . . .	88
4.5	RECONFIGURATION PAR LA COMMANDE SANS CAPTEURS DE COURANTS. . . . .	89
4.5.1	théorie de la commande sans capteurs de courants . . . . .	89
4.5.1-a	Conception du contrôleur super twisting (STC) . . . . .	91
4.5.1-b	Résultats de simulation . . . . .	92
4.5.2	Système de détection et de reconfiguration . . . . .	94
4.5.3	Résultats de simulation . . . . .	94
4.5.3-a	Scénario 1 (présence du défaut) . . . . .	94
4.5.3-b	Scénario 2 (teste de robustesse) . . . . .	96
4.6	CONCLUSION . . . . .	98
<b>5</b>	<b>COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS CAPTEURS VITESSE ET COURANTS</b> <b>99</b>	
5.1	INTRODUCTION . . . . .	100
5.2	COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS CAPTEURS . . . . .	101
5.2.1	Reconfiguration à base d'observateur. . . . .	101

---

5.2.1-a	Méthode 1 . . . . .	101
5.2.1-b	Méthode 2 . . . . .	103
5.2.2	Système de détection et de reconfiguration . . . . .	105
5.2.3	Résultats de simulation . . . . .	106
5.2.3-a	Scénario 1 (sans présence du défaut). . . . .	106
5.2.3-b	Scénario 2 (défaut vitesse). . . . .	109
5.2.3-c	Scénario 3 (défaut capteur courant). . . . .	111
5.2.3-d	Scénario 4 (défaut vitesse+ défaut courant). . . . .	113
5.2.3-e	Scénario 5 (teste de robustesse). . . . .	115
5.2.4	Reconfiguration par la commande <i>IRFO</i> sans capteur de courant . . . . .	118
5.2.5	Résultats de simulations . . . . .	119
5.2.5-a	Scénario 1 . . . . .	119
5.2.5-b	Scénario 2 (défaut vitesse). . . . .	120
5.2.5-c	Scénario 3 (défaut capteur courant). . . . .	122
5.2.5-d	Scénario 4 (défaut vitesse+ défaut courant). . . . .	123
5.2.5-e	Scénario 5 (teste de robustesse). . . . .	124
5.3	CONCLUSION . . . . .	126
	CONCLUSION GÉNÉRALE . . . . .	128
	BIBLIOGRAPHIE . . . . .	137
A	ANNEXE A . . . . .	1
B	ANNEXE B . . . . .	5
C	ANNEXE C . . . . .	7
D	ANNEXE D . . . . .	11



# TABLE DES FIGURES

1.1	Principe d'une commande tolérante [10]	5
1.2	Classification des méthodes de diagnostic des défauts [10]	7
1.3	Classification des méthodes de diagnostic des défauts [3]	8
1.4	Description schématique de la technique de redondance matériel [3].	8
1.5	Description schématique de la technique du traitement de signal [3].	9
1.6	Description schématique de la technique de la commande tolérante a base des résidus [3]	11
2.1	Stator d'un moteur asynchrone [15]	17
2.2	Différentes solutions pour le rotor de la machine asynchrone [15]	18
2.3	Effet de couplage dans les enroulements triphasés du stator et du rotor de la machine asynchrone à rotor bobiné [64].	19
2.4	Représentation spatiale des enroulements de la machine asynchrone[7].	19
2.5	Transformation du Park [63].	22
2.6	Schéma d'un onduleur associé à un moteur asynchrone [25]	25
2.7	Principe de la commande à MLI (stratégie triangulo -sinusoïdale) [25].	26
2.8	Schéma de principe d'un onduleur à MLI alimentant une MAS [52]	28
2.9	Tensions fournies par l'onduleur à MLI; (a) $V_A$ ; (b) $V_b$ ; (c) $V_c$ [25]	29
2.10	Principe d'orientation du flux rotorique [20].	30
2.11	Méthode de commande vectorielle indirecte.	32
2.12	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte	32
2.13	shema globale de la commande vectorielle par orientation directe du flux rotorique DFOC.	33
2.14	Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande [62].	35
2.15	Définition de la fonction « sign ».	39
2.16	La fonction Sat	41
2.17	La fonction Sat avec zone morte.	41
2.18	Fonction Smooth	42
2.19	Le schéma général du contrôleur super twisting.	43
3.1	Droite d'inobservabilité dans le plan $(T_{em}, \Omega)$	54
3.2	Structure global de la commande à modes glissants associée à l'observateur proposé	57
3.3	Structure fonctionnelle de la commande tolérante au défaut capteur vitesse de la machine asynchrone équipé de l'observateur à modes glissants (Methode2) associée au système de détection et de reconfiguration	59

3.4	Structure fonctionnelle de la commande tolérante au défaut capteur vitesse de la machine asynchrone équipé de l'observateur par Super-Twisting (Méthode 1) associée au système de détection et de reconfiguration . . . . .	60
3.5	Structure fonctionnelle de la commande tolérante au défaut capteur vitesse de la machine asynchrone équipé de l'observateur par Super-Twisting Adaptatif (ASTW) associée au système de détection et de reconfiguration . . . . .	62
3.6	Principe du système de détection et de décision basé sur la logique floue . . . . .	63
3.7	Fonctions d'appartenance et fuzzification des variables d'entrée et de sortie . . . . .	64
3.8	Fonction non linéaire tridimensionnelle réalisée par le système de détection et de décision flou . . . . .	65
3.9	Scénario 1 : Performances du moteur asynchrone avec la commande et l'observateur par modes glissants (Méthode 1 : 3.3.1-a) . . . . .	66
3.10	Scénario 1 : Performances du moteur asynchrone avec la commande et l'observateur par modes glissants (Méthode 2 : 3.3.1-b) . . . . .	66
3.11	Scénario 1 : Performances du moteur asynchrone avec la commande et l'observateur par Super-Twisting (Méthode 1 : 3.3.2-a) . . . . .	67
3.12	Scénario 1 : Performances du moteur asynchrone avec la commande et l'observateur par Super-Twisting Adaptatif (Méthode 2 : 3.3.2-b) . . . . .	67
3.13	<b>Scénario 2</b> -Performances de la commande tolérante au défaut capteur de vitesse pour les deux stratégies STA et ST . . . . .	71
3.14	Performances en termes de robustesse paramétrique de la commande tolérante pour les stratégies ST et STA avec $R_s = R_{sn}$ , $R_r = R_{rn}$ . . . . .	72
3.15	Performances en termes de robustesse paramétrique de la commande tolérante pour les stratégies ST et STA avec $R_s = 1.2R_{sn}$ , $R_r = R_{rn}$ . . . . .	72
3.16	Performances en termes de robustesse paramétrique de la commande tolérante pour les stratégies ST et STA avec $R_s = R_{sn}$ , $R_r = 1.2R_{rn}$ . . . . .	73
3.17	Performances en termes de robustesse paramétrique de la commande tolérante pour les stratégies ST et STA avec $R_s = 1.2R_{sn}$ , $R_r = 1.2R_{rn}$ . . . . .	73
4.1	Schéma globale de la commande tolérante au défaut capteur courants à base d'observateurs mode glissant . . . . .	79
4.2	Schéma global de la commande tolérante au défaut capteur courants à base d'observateurs super twisting. . . . .	79
4.3	Organigramme de la commande tolérante au défauts capteurs courants . . . . .	80
4.4	<b>Scénario 1</b> - Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant sans défaut. . . . .	81
4.5	<b>Scénario 1</b> - Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting sans défaut. . . . .	82
4.6	<b>Scénario 2</b> - Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant à la présence du défaut. . . . .	83
4.7	<b>Scénario 2</b> - Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting à la présence du défaut. . . . .	85
4.8	Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant avec $R_s = R_{sn} + 20\%$ , $R_r = R_{rn}$ . . . . .	85

4.9	Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting avec $R_s = R_{sn} + 20\%$ , $R_r = R_{rn}$ .	86
4.10	Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant avec $R_s = R_{sn}$ , $R_r = R_{rn} + 20\%$ .	86
4.11	Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting avec $R_s = R_{sn}$ , $R_r = R_{rn} + 20\%$ .	87
4.12	Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant avec $R_s = R_{sn} + 20\%$ , $R_r = R_{rn} + 20\%$ .	87
4.13	Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting avec $R_s = R_{sn} + 20\%$ , $R_r = R_{rn} + 20\%$ .	88
4.14	Diagramme de phase du courant statorique et rotorique [82]	91
4.15	Schéma-bloc global de la commande <i>IRFO</i> proposée.	92
4.16	Performance de la commande <i>IRFO</i> sans capteur de courant en charge.	93
4.17	Performance de la commande <i>IRFO</i> proposée avec $R_s = R_{sn} + 20\%$ , $R_r = R_{rn}$ .	93
4.18	Performance de la commande <i>IRFO</i> proposée avec $R_s = R_{sn}$ , $R_r = R_{rn} + 20\%$ .	94
4.19	Performance de la commande <i>IRFO</i> proposée avec $R_s = R_s + 20\%$ , $R_r = R_{rn} + 20\%$ .	94
4.20	<b>Scénario 1-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande <i>IRFO</i> proposée.	95
4.21	Performance de la commande <i>IRFO</i> proposée avec $R_s = R_{sn} + 20\%$ , $R_r = R_{rn}$ .	96
4.22	Performance de la commande <i>IRFO</i> proposée avec $R_s = R_{sn}$ , $R_r = R_{rn} + 20\%$ .	97
4.23	Performance de la commande <i>IRFO</i> proposée avec $R_s = R_s + 20\%$ , $R_r = R_{rn} + 20\%$ .	97
5.1	Schéma global de la commande tolérante avec reconfiguration par la méthode 5.2.1-a.	103
5.2	schéma global de la commande tolérante avec la reconfiguration proposée dans la section 5.2.1-b.	105
5.3	Organigramme de la commande tolérante au défauts capteurs .	106
5.4	<b>Scénario 1-</b> Performance de commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a sans la présence du défaut capteur.	107
5.5	<b>Scénario 1-</b> Performance de commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b sans la présence du défaut capteur.	108
5.6	<b>Scénario 2-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a a la présence du défaut capteur vitesse.	109
5.7	<b>Scénario 2-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b a la présence du défaut capteur vitesse.	110
5.8	<b>Scénario 3-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a à la présence des défauts capteurs courants.	111
5.9	<b>Scénario 3-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b à la présence des défauts capteurs courants.	112

5.10	<b>Scénario 4-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a à la présence des défauts capteurs courant et vitesse. .	113
5.11	<b>Scénario 4-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b à la présence des défauts capteurs courant et vitesse. .	114
5.12	Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a avec $R_s = Rsn + 20\%$ , $R_r = Rrn$ . . . . .	115
5.13	Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b avec $R_s = Rsn + 20\%$ , $R_r = Rrn$ . . . . .	116
5.14	Performance de la commande tolérante par méthode 5.2.1-a avec $R_s = Rsn$ , $R_r = Rrn + 20\%$ . . . . .	116
5.15	Performance de la commande tolérante par méthode 5.2.1-b avec $R_s = Rsn$ , $R_r = Rrn + 20\%$ . . . . .	117
5.16	Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a avec $R_s = Rsn + 20\%$ , $R_r = Rrn + 20\%$ . . . . .	117
5.17	Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b avec $R_s = Rsn + 20\%$ , $R_r = Rrn + 20\%$ . . . . .	118
5.18	Organigramme de la commande tolérante au défauts capteurs avec reconfiguration par la commande <i>IRFO</i> sans capteur de courant et observateur <i>AST</i> . . . . .	119
5.19	<b>Scénario 1-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande <i>IRFO</i> sans capteur de courant. . . . .	120
5.20	<b>Scénario 2-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande <i>IRFO</i> sans capteur de courant. . . . .	121
5.21	<b>Scénario 3-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande <i>IRFO</i> sans capteur de courant. . . . .	123
5.22	<b>Scénario 4-</b> Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande <i>IRFO</i> sans capteur de courant. . . . .	124
5.23	Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par stratégie proposée 5.2.4 avec $R_s = Rsn + 20\%$ , $R_r = Rrn$ . . . . .	125
5.24	Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par stratégie proposée 5.2.4 avec $R_s = Rsn$ , $R_r = Rrn + 20\%$ . . . . .	125
5.25	Performance de commande la tolérante avec reconfiguration par stratégie proposée 5.2.4 avec $R_s = Rsn + 20\%$ , $R_r = Rrn + 20\%$ . . . . .	126
5.26	Charte de la production scientifique. . . . .	138
A.1	Schéma blok du contrôleur <i>second order sliding mode with switching gain</i> . . . . .	4
B.1	Schéma général d'un Système de commande flou. . . . .	6
C.1	Créneaux d'un codeur incrémentale. . . . .	7
C.2	Capteur a effet Hall et l'induction pour mesurer le champ magnétique autour d'un conducteur électrique. Le capteur à effet Hall est le mieux adapté au courant continu, et le capteur inductif au courant alternatif. . . . .	10

# Liste des tableaux

3.1	Conditions d'observabilité de la machine asynchrone . . . . .	53
3.2	Matrice d'inférence définie pour la fonction de détection $F_s$ . . . . .	65
3.3	Indices de performance relevées pour les stratégies proposées . . . . .	70
4.1	Indices de performance des deux stratégies . . . . .	88

---

## Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans cette thèse sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

### Indices et exposants

Symbole	Signification
*	Grandeur de référence
^	Grandeur estimée
<i>m</i>	Grandeur mesurée
<i>s</i>	Indices d'axes statorique
<i>r</i>	Indices d'axes rotorique

### Lettres greques

Nom	Symbole	Unité
Axes correspondant au référentiel fixe par rapport au stator	$\alpha, \beta$	
Coefficient de dispersion de Blondel	$\sigma$	
Position angulaire relative entre le rotor et l'axe d	$\theta$	[rad]
Position angulaire du stator	$\theta_s$	[rad]
Position angulaire du rotor	$\theta_r$	[rad]
Pulsation rotorique	$\omega_r$	[rad/s]
Pulsation statorique	$\omega_s$	[rad/s]
Pulsation de glissement	$\omega_g$	[rad/s]
Flux statorique dans l'axe directe	$\psi_{rd}$	[Wb]
Flux statorique dans l'axe de quadrature	$\psi_{rq}$	[Wb]
Flux statorique dans l'axe $\alpha$	$\psi_{r\alpha}$	[Wb]
Flux statorique dans l'axe $\alpha$	$\psi_{r\alpha}$	[Wb]

### Grandeurs électriques et mécaniques

Nom	Symbole	Unité
Matrice de Clarke	$C$	
Coefficient de frottement	$f_v$	[N.s/rad]
Fréquence de la modulante	$f_m$	[Hz]
Fréquence de la porteuse	$f_p$	[Hz]
Courants instantanés des phases de la machine	$i_{a,b,c}$	[A]
Courant statorique suivant l'axe $\alpha$	$i_\alpha$	[A]
Courant statorique suivant l'axe $\beta$	$i_\beta$	[A]
Courant statorique suivant l'axe direct	$i_d$	[A]
Courant statorique suivant l'axe en quadrature	$i_q$	[A]
Moment d'inertie des masses tournantes	$J$	[kg.m <sup>2</sup> ]
Inductance propre d'une phase statorique	$l_s$	H
Inductance propre d'une phase rotorique	$l_r$	H
Inductance cyclique statorique par phase	$L_s$	H
Inductance cyclique rotorique par phase	$L_r$	H
Inductance mutuelle maximale entre phases statoriques et rotoriques	$m_{sr}$	H
Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	$m_s$	H
Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques	$m_r$	H
Inductance mutuelle cyclique	$M_{sr}$	H
Nombre de paires de pôles	$n_p$	
Matrice de transformation de Park	$P(\theta)$	
Résistance d'une phase rotorique	$R_r$	
Résistance d'une phase statorique	$R_s$	
Matrice de Concordia	$T$	
Période de la porteuse	$T_p$	[s]
Constante de temps statorique et rotorique	$T_s, T_r$	[s]
Couple électromagnétique	$T_{em}$	[N.m]
Couple de charge	$T_l$	[N.m]
Tension statorique entre phases	$U$	[V]
Tensions instantanées des phases de la machine	$V_{A,B,C}$	[V]
Tension entre phases et neutre fictif	$V_{AO,BO,CO}$	[V]
Tension de la modulante	$V_m$	[V]
Tension de la porteuse	$V_p$	[V]
Tension statorique suivant l'axe direct	$v_{sd}$	[V]
Tension statorique suivant l'axe en quadrature	$v_{sq}$	[V]

---

## Glossaire

Acronyme	Signification
IM	Induction Motor (Machine Asynchrone)
FDI	<b>F</b> ault <b>D</b> etection and <b>I</b> dentification (Détection et Identification du Défaut)
FDIA	<b>F</b> ault <b>D</b> etection, <b>I</b> solation and <b>A</b> nalysis (Détection, Isolation et Analyse des Défauts)
FOC	<b>F</b> ield <b>O</b> riented <b>C</b> ontrol (Commande Vectorielle par Orientation du flux)
MLI	<b>M</b> odulation de <b>L</b> argeur d' <b>I</b> mpulsion
IFOC	<b>I</b> ndirect <b>F</b> ield <b>O</b> riented <b>C</b> ontrol (Commande Vectorielle Indirecte)
DFOC	<b>D</b> irect <b>F</b> ield <b>O</b> riented <b>C</b> ontrol ( Commande Vectorielle Directe)
ST	<b>S</b> uper <b>T</b> wisting
STA	Super Twisting Adaptative
SM	<b>S</b> liding <b>M</b> ode (Mode Glissant)
STC	<b>S</b> uper <b>T</b> wisting <b>C</b> ontrol



---

## Introduction générale

Au cours des dernières décennies, de nombreuses stratégies de commandes, dédiées à la machine asynchrone à cage ont été proposées, permettant l'implémentation matérielle de lois de commande sophistiquées, et ainsi le développement de systèmes entrainements électriques à vitesse variable de hautes performantes en termes de précision et robustesse. La majorité de ces lois de commandes sont contrôlées en boucle fermée et requièrent non seulement la mesure des courants statoriques (éventuellement des tensions), mais également celles de la vitesse mécanique et/ou du couple de charge. D'ou la nécessité de capteurs devant fournir les informations de rétroaction.

Toutefois, divers défauts peuvent affecter le bon fonctionnement de ce type d'entraînement, et spécialement les défauts concernant ces capteurs. En effet, un éventuel défaut survenant sur l'un des capteurs implique une information erronée et un dysfonctionnement pouvant conduire dans la plupart des cas à la mise hors service du système. Il est donc impératif, en présence de ce type de défaut, de trouver des solutions pour assurer la continuité de service et garantir un degré de fiabilité plus élevé.

Le présent manuscrit de thèse est organisé autour de cinq chapitres qui peuvent être résumés comme suit :

Le premier chapitre traite des concepts de base des approches de diagnostic des défauts basées principalement sur la redondance du matériel, sur le traitement du signal, sur les modèles. Puis, la commande tolérante à base de génération de résidus est abordée. En fin de chapitre, la problématique de la thèse est exposée, ainsi que les objectifs principaux.

Le deuxième chapitre a pour objectif de présenter la modélisation mathématique de la machine asynchrone dans le repère de Park, ainsi que les commandes vectorielles par orientation du flux rotorique et les commandes non linéaires par modes glissants et par Super-Twisting.

Le troisième chapitre concerne la thématique de l'observabilité de la machine asynchrone et la synthèse d'observateurs non linéaires basés sur la théorie des modes glissants, ainsi que sur les algorithmes du Super-Twisting et du Super-Twisting Adaptatif pour le diagnostic des défauts du capteur de vitesse. Ensuite, un système de détection et de recon-

figuration s'appuyant sur la logique floue est présenté dans le but d'élaborer une commande tolérante aux défaut capteur de vitesse performante. Plusieurs tests de simulation ont été effectués sous plusieurs scénarios et avec les mêmes conditions, leurs résultats présentés et comparés, en associant les différentes commandes et observateurs proposés.

Dans le quatrième chapitre, nous nous intéressons à la commande tolérante au défaut de type capteur de courant sur la base d'observateurs non linéaires. Deux stratégies de reconfiguration par les observateurs sont présentées, l'une par modes glissants, l'autre par Super-Twisting. Un second système de détection et de reconfiguration est proposé, en tenant compte des résidus générés pour détecter le capteur défectueux et reconfigurer la commande afin d'assurer la continuité de service. Les méthodes étudiées sont validées et évaluées par simulation pour différents scénarios.

Le dernier chapitre quant à lui, est dédié à l'élaboration d'une commande tolérante, en cas de défaillances des capteurs de vitesse et/ou de courant, à base d'observateurs non linéaires. Deux stratégies de reconfiguration par observateurs ont été présentées. La première met en œuvre un observateur par modes glissants pour l'estimation des courants statoriques et un observateur par Super-Twisting pour l'estimation de la vitesse rotorique. La seconde emploie un observateur par Super-Twisting pour l'estimation des courants statoriques et un observateur par Super-Twisting Adaptatif pour l'estimation de la vitesse. Enfin, la reconfiguration par la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique sans capteur de courant associée à l'observateur par Super-Twisting Adaptatif est envisagée en fin de chapitre.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale et quelques perspectives de recherche prometteuses.

## Chapitre 1

---

# État de l'art de la commande tolérante

## 1.1 Introduction

Notre société moderne dépend fortement de la disponibilité et du bon fonctionnement de processus technologiques complexes, comme le montrent de nombreux exemples. Les systèmes de fabrication se composent de nombreuses machines-outils, robots et systèmes de transport différents qui doivent tous remplir correctement leur fonction afin d'assurer une production efficace et de haute qualité [10]. L'économie et la vie quotidienne dépendent du fonctionnement des grands réseaux de distribution d'énergie et des systèmes de transport, où les défauts d'un seul composant ont des effets majeurs sur la disponibilité et la performance du système dans son ensemble. La communication mobile est un autre exemple de l'interaction si forte entre les composants d'un réseau que les défaillances des composants ont des conséquences de grande envergure [10], [19]. Pour les automobiles, des réglementations légales strictes pour la protection de l'environnement prétendent que les moteurs doivent être surveillés et arrêtés en cas de défaut [17].

Au sens général, un défaut est une chose qui modifie le comportement d'un système de sorte que le système ne répond plus à son objectif. Il peut s'agir d'un événement interne à le système, qui interrompt l'alimentation électrique, rompt un lien d'information ou crée une fuite dans un tuyau. Il peut s'agir d'une modification des conditions environnementales qui entraîne une augmentation de la température ambiante et éventuellement arrêter une réaction ou même détruire le réacteur [9], [51]. Il peut s'agir d'une mauvaise action de contrôle donnée par l'opérateur humain qui amène le système hors du point de fonctionnement requis, ou il peut s'agir d'une erreur de conception du système, qui est resté non détecté jusqu'à ce que le système passe en mode opérationnel point où cette erreur réduit considérablement les performances.

Dans tous les cas, la faute est la cause principale des changements dans la structure du système ou des paramètres qui, en fin de compte conduisent à une dégradation des performances du système, voire à la perte de la fonction du système. Dans les grands systèmes, le système global ne fonctionne de manière satisfaisante que si tous les composants fournissent le service pour lequel ils ont été conçus. Par conséquent, un défaut dans un seul composant modifie généralement les performances de l'ensemble du système [19], [35].

Afin d'éviter des détériorations de la production ou des dommages aux machines et aux personnes, les défauts doivent être trouvés le plus rapidement possible et des décisions doivent être prises pour arrêter la propagation de leurs effets doivent être faites. Ces mesures doivent être effectuées par l'équipement de contrôle dans le but de rendre le système tolérant aux pannes. Si elles réussissent, le fonctionnement du système est satisfait même après l'apparition d'un défaut, ou après une courte période de performance dégradée au cours de laquelle l'algorithme de contrôle s'adapte à la une installation défectueuse [19],[2],[84]. Du point de vue de la théorie des systèmes, le contrôle à tolérance de pannes concerne l'interaction entre un système (installation) donné et un contrôleur (figure 1.1). Le terme "régulateur" est utilisé ici dans un sens très général. Il comprend non seulement la loi habituelle de contrôle en amont ou en aval, mais aussi l'étape décisionnelle qui détermine la configuration de contrôle.

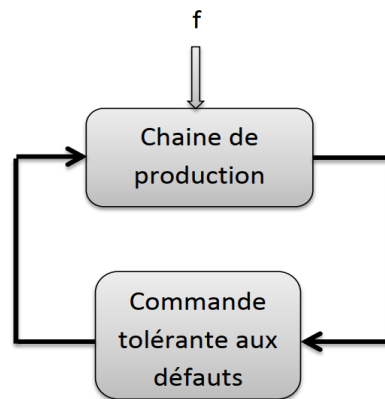


FIGURE 1.1 – Principe d'une commande tolérante [10]

Cette étape analyse le comportement de l'installation afin d'identifier les défauts et de modifier la loi de commande pour maintenir le système en boucle fermée dans une région de performances acceptables [10]. Les contrôleurs sont généralement conçus pour une installation sans défaut de sorte que le circuit fermé réponde aux spécifications de performance données. Le contrôle à tolérance de pannes concerne la situation dans laquelle l'installation est soumise à un défaut  $f$ , qui empêche l'ensemble du système de remplir son objectif à l'avenir.

Un contrôleur à tolérance de pannes a la capacité de réagir à l'existence de la panne en adaptant ses activités au comportement defectueux de l'installation. Par conséquent, pour un observateur qui évalue le fonctionnement du système en boucle fermée illustré à la figure 1.1, le système est tolérant aux pannes s'il peut être sujet à une panne quelconque, mais le défaut n'est pas "visible", car le système continue à satisfaire son objectif.

La façon de rendre un système tolérant aux défauts consiste en deux étapes [19], [10]

- Diagnostic des défauts : L'existence de défauts doit être détectée et les défauts doivent être identifiés.
- Reconfiguration : Le contrôleur doit être adapté à la situation de défaut afin que l'ensemble du système continue à satisfaire son objectif.

Ces étapes ne sont pas exécutées par le contrôleur en boucle fermée habituel, mais par un système de supervision qui prescrit la structure de contrôle et sélectionne l'algorithme et les paramètres du contrôleur en boucle fermée [2]. Comme le système de supervision réagit à l'apparition d'une panne et modifie la boucle de contrôle, cette approche en deux étapes de la commande à tolérance de pannes est également appelée commande active à tolérance de pannes. Comme autre solution, il peut être possible, pour des défauts ayant de faibles effets sur l'installation, que la boucle de contrôle tolère le défaut en raison de sa robustesse. Ensuite, on parle de commande passive tolérante aux défauts [14]. Au cours des vingt premières années, c'est la communauté de la commande qui a apporté la contribution décisive au modèle La théorie de la commande tolérante [69]

## 1.2 Évolution historique de la commande tolérante au défaut

L'étude du diagnostic des défauts basé sur un modèle a commencé au début des années 1970. Fortement stimulée par la théorie de l'observateur nouvellement établie à cette époque, la première étude de diagnostic des défauts basée sur un modèle [10]. La méthode de détection des défaillances, appelée "filtre de détection des défaillances", a été proposée par Beard et Jones. Depuis lors, la théorie et la technique des FDI basées sur des modèles ont connu un développement dynamique et rapide et sont en train de devenir un domaine important de la théorie et de l'ingénierie de la commande automatique [10], [19]. Comme le montre la figure 1.2, au cours des vingt premières années, c'est la communauté de contrôle qui a apporté la contribution décisive à la théorie des FDI basée sur le modèle, alors qu'au cours de la dernière décennie, les tendances de la théorie des FDI sont marquées par des contributions accrues de [54]

- la communauté informatique avec des connaissances et des méthodes basées sur la qualité ainsi que les techniques d'intelligence informatique.
- les applications, principalement motivées par les demandes urgentes de produits hautement fiables et sûrs les systèmes de contrôle dans l'industrie automobile, dans le domaine aérospatial, dans la robotique comme ainsi que dans des usines et des processus à grande échelle, en réseau et distribués.

Au cours de la première décennie de la courte histoire de la technique des FDI basée sur un modèle, diverses méthodes ont été développées. Au cours de cette période, le cadre de la technique des FDI avait été établie étape par étape [54], [3]. Dans son célèbre document d'enquête paru dans la revue *Automatica* 1990, Frank a résumé les principaux résultats obtenus au cours des quinze premières années de la technique d'FDI basée sur un modèle, a clairement esquissé son cadre et a classé les études sur le diagnostic des défauts basé sur un modèle en [19].

- les méthodes basées sur l'observation,
- les méthodes d'espace de parité,
- des méthodes basées sur l'identification des paramètres.

Au début des années 1990, de grands efforts ont été faits pour établir des relations entre l'observateur et les méthodes basées sur la relation de parité [10]. Différents groupes de recherche, en parallèle et sous différents aspects, ont prouvé que les méthodes de l'espace de parité conduisent à certains types de structures d'observateurs et sont donc structurellement équivalentes à celles basées sur les observateurs, même si les procédures de conception diffèrent. De ce point de vue, il est raisonnable d'inclure la méthodologie de l'espace de parité dans le cadre de la technique d'FDI basée sur l'observation [3].

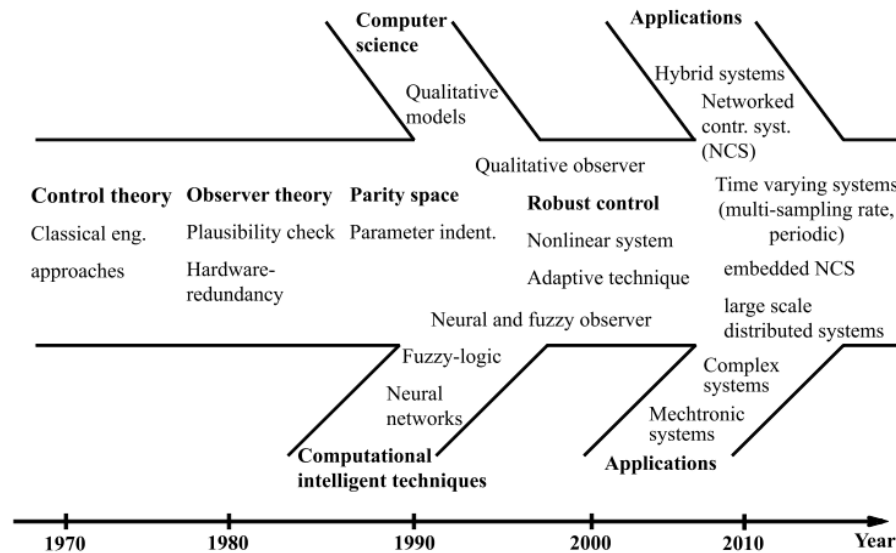


FIGURE 1.2 – Classification des méthodes de diagnostic des défauts [10]

### 1.3 Concepts de base de la technique de diagnostic des défauts

Le concept global de diagnostic des défauts consiste en trois tâches essentielles

1. Détection des défauts : détection de l'apparition de défauts dans les unités fonctionnelles du processus, qui entraînent un comportement indésirable ou intolérable de l'ensemble du système.
2. Isolation/identification des défauts : localisation (classification) de différents défauts.
3. Analyse ou identification des défaillances : détermination du type, de l'ampleur et la cause du défaut

Les systèmes *FDI* (détection et isolation des défauts) ou *FDIA* (détection, isolation et analyse des défauts) délivrent des signaux d'alarme classifiés pour indiquer quel défaut s'est produit ou des données de types définis en fournissant des informations sur le type ou l'ampleur de la défaillance survenue [3].

La technique de diagnostic des défauts basée sur un modèle est un domaine de recherche relativement jeune dans le domaine de l'ingénierie classique pour les techniques du diagnostic des défauts, son développement est rapide et fait actuellement l'objet d'une attention considérable. Dans la figure 1.3, une classification des techniques de diagnostic des défaillances est donné, et sur cette base, certains schémas traditionnels de diagnostic des défaillances ont été examiner et expliquer leurs relations avec la technique basée sur un modèle, qui permet de comprendre les idées essentielles qui se cachent derrière la technique de diagnostic des défauts basée sur un modèle [19], [3].

Les systèmes *FD* (détection de défauts) sont la forme la plus simple de systèmes de diagnostic de défauts qui déclenchent des signaux d'alarme pour indiquer l'apparition des défauts.

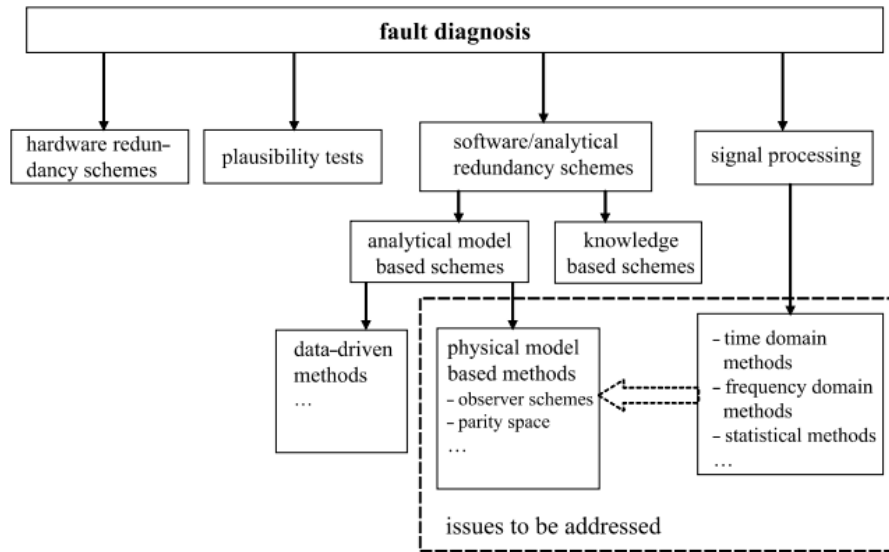


FIGURE 1.3 – Classification des méthodes de diagnostic des défauts [3]

### 1.3.1 Diagnostic des défauts basé sur la redondance du matériel

La structure de cette technique, comme le montre dans la figure 1.4, consiste en la reconstruction des composantes du processus à l'aide de des composants matériels identiques (redondants). Un défaut dans le composant de processus est puis détecté si le résultat de la composante du processus est différent de celui de sa composant redondant. Le principal avantage de ce système est sa grande fiabilité et l'isolation directe des fautes. L'utilisation de matériel redondant a pour conséquence, sur le d'autre part, des coûts élevés et donc l'application de ce régime est uniquement limitée à un certain nombre d'éléments clés [19], [10], [3].

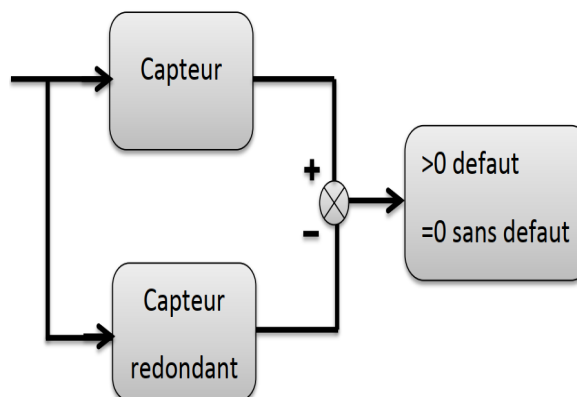


FIGURE 1.4 – Description schématique de la technique de redondance matériel [3].



### 1.3.2 Diagnostic des défauts basé sur le traitement du signal

Les signaux transportent des informations sur les défauts d'intérêt et ces informations sont présentées sous forme de symptômes, un diagnostic de défaut peut être réalisé par le traitement des signaux [10]. Les symptômes typiques sont des fonctions temporelles comme les grandeurs, les moyennes arithmétiques ou quadratiques, les valeurs limites, les tendances, les moments statistiques de la distribution ou l'enveloppe de l'amplitude, ou les fonctions du domaine des fréquences comme les densités spectrales de puissance, les lignes spectrales de fréquence, le spectre, etc...

Le traitement du signal est principalement utilisée pour les processus en régime permanent, et leurs l'efficacité de la détection des défauts dans les systèmes dynamiques, qui sont d'une en raison de la variation possible des signaux d'entrée, est considérablement limitée. La figure 1.5 illustre l'idée de base des schémas du traitement de signal [3].

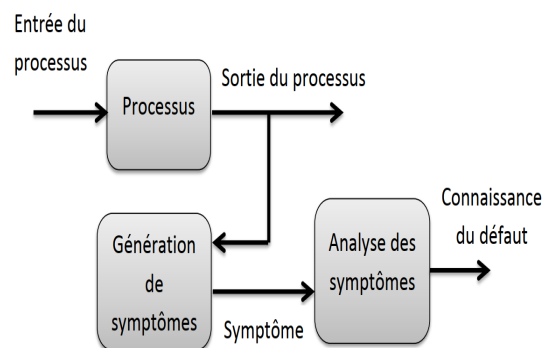


FIGURE 1.5 – Description schématique de la technique du traitement de signal [3].

### 1.3.3 Diagnostic des défauts basé sur un modèle

Les techniques de diagnostic de défauts basées sur des modèles ont joué un rôle très important dans le domaine de la recherche sur le diagnostic de défauts. Aujourd'hui encore, à l'ère de l'information et de la numérisation, les méthodes de diagnostic de défauts basées sur des modèles sont largement acceptées comme une technique efficace et puissante pour traiter les problèmes de diagnostic de défauts dans les systèmes dynamiques [54]. Après un développement dynamique dans les années 1980 et 1990, dans lequel le cadre des techniques de diagnostic de défauts basées sur des modèles a été établi avec trois domaines de recherche principaux [54], [3].

- la détection, l'isolation et l'estimation des défauts par l'observateur,
- la détection et l'isolation des défauts basées sur l'espace de parité,
- la détection et l'estimation des défauts sur la base de l'identification des paramètres.

Les trois domaines de la technique de la commande tolérante des défauts basée sur un modèle étaient bien équipés en concepts, méthodes et algorithmes de base. Il est remarquable que la plupart de ces méthodes et algorithmes soient les résultats bien établis de la théorie du contrôle avec de légères modifications [17].

Au cours de la décennie suivante, la recherche s'est principalement concentrée sur les questions de robustesse, ce qui, en raison de l'utilisation de modèles mathématiques, est une étape clé naturelle et nécessaire. Au cours de ce développement, les bases des techniques de conception de systèmes avec les outils (mathématiques) associés, par exemple,  $H^\infty$  théorie robuste, traitement de classes spéciales de systèmes non linéaires comme les systèmes satisfaisant aux conditions de Lipschitz, les systèmes flous Takagi-Sugeno (T-S), etc [10]. La technique adaptative des systèmes, les méthodes de commande par mode de glissement, ont été posées pour les efforts de recherche de la dernière décennie. Dans un certain sens, les contributions les plus précieuses de cette période ont été les "travaux de traduction et de normalisation", qui ont abouti à la formalisation de problèmes communs de diagnostic de défauts au moyen de formulations de problèmes connus dans la théorie de commande [19], [54].

Récemment, une nouvelle tendance peut être observée. De plus en plus d'efforts de recherche signalés ont été consacrés aux questions d'estimation des défauts (robustes) avec l'argument que, une fois qu'un Les défauts sont estimés, les problèmes de détection et d'isolement sont également résolus. Le véritable la raison de ce traitement est en fait une simplification de la formulation du problème et la manipulation. Comme mentionné, un problème de détection de défauts est, dans son essence, un compromis entre la sensibilité à la faute et la robustesse face aux incertitudes ou simplement taux de détection des défauts vs taux de fausses alertes [17], [9]. D'un point de vue mathématique, il s'agit d'un problème d'optimisation à objectifs multiples, et sa solution est souvent une tâche difficile. Dans le cadre de l'estimation (robuste) des défauts, le problème est généralement formulé comme minimisant l'erreur d'estimation du défaut en ce qui concerne les incertitudes. Il est bien connu, dans la théorie du contrôle, qu'un tel problème peut être traité efficacement dans le cadre de la théorie de Lyapunov [19].

En résumé, on peut conclure que la recherche sur les principales techniques de diagnostic des défauts basées sur des modèles a été fortement stimulée et formée par le développement de la théorie de commande. Et cette tendance sera renforcée plutôt qu'affaiblie[54].

#### 1.3.4 Commande tolérante a base des résidus

Dans les *FDI* basés sur les résidus, les signaux d'un modèle mathématique et les mesures du matériel sont comparés et la différence filtrée forme un signal résiduel [10]. (voir figure 1.6). Dans des conditions nominales sans défaut, les résidus doivent être nuls, et non nuls en cas de défaut ou de panne. Ce signal résiduel est généralement appliqué avec un pour éviter les fausses alertes dues à des perturbations ou à des incertitudes. Lorsque le résidu dépasse le seuil, on dit qu'une erreur se produit [2], [22].

Habituellement, il s'agit d'une génération résiduelle, un défaut est détecté et sa localisation identifiée, mais il n'y a pas d'autres informations sur la faute. Une grande partie de la recherche s'est concentrée sur les IDE basés sur les résidus en utilisant différentes méthodes pour diverses applications. En particulier, [19] fournit une excellente discussion sur les schémas d'*FDI* résiduels basés sur des modèles couvrant tous les aspects, y compris les principes de base et les questions de robustesse. L'utilisation des IDE basés sur les résidus

présente de nombreux avantages. La plupart des systèmes d'*FDI* basés sur les résidus sont faciles à comprendre et à mettre en œuvre, avec de nombreux domaines thématiques mûrs et des exemples d'applications dans la littérature [3].

Pour de nombreux systèmes, la détection et l'isolation de la défaillance est suffisante pour déclencher la reconfiguration de la FTC. Par exemple, plusieurs modèles de contrôleurs se mettent en marche lorsque la panne désignée se produit pour les actionneurs ou les capteurs en fonction des informations sur la localisation du défaut. Cependant, pour certains systèmes de la FTC, la détection et l'isolation des défauts est pas suffisant. Certains régimes de la FTC exigent des informations complémentaires sur la nature et le comportement de du défaut [2], [3].

Dans cette thèse la technique de la commande tolérante à base des résidus qui sera considérée pour la détection des défauts capteurs.

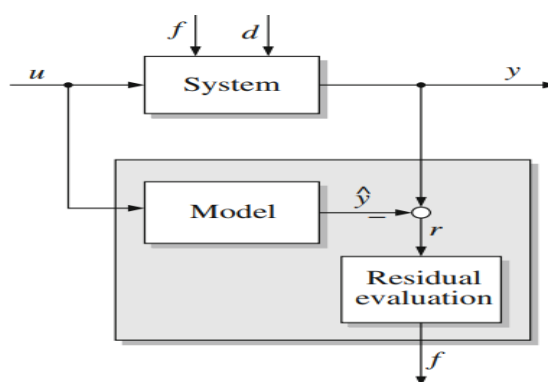


FIGURE 1.6 – Description schématique de la technique de la commande tolérante a base des résidus [3]

## 1.4 Revue de la littérature

La défaillance des capteurs par retour d'état peut générer une grave conséquence dans la performance de la machine asynchrone. Entraînements basés sur les *FOC* utilisent principalement un capteur de vitesse ou de position et deux courants des capteurs. Dans les systèmes de détection de la vitesse sans capteur, seuls les capteurs actuels sont utilisés. Les capteurs de courant sont généralement sujets à des défaillances dans la mesure où la vitesse *IMD* sans capteur [81].

La défaillance d'un capteur de courant ou un capteur de vitesse n'est pas seulement due à la défaillance du "dispositif de détection du capteur de courant a effet Hall", il peut aussi causée par des connexions défectueuses ou lâches, certains logiciels ou des dysfonctionnements matériels et des mauvaises communications [2]. différentes stratégie de la commande tolérante aux défauts sont proposés aux articles [17],[9],[51],[71],[35], où un ou plusieurs schémas de contrôle de la vitesse ont été mis en uvre en tant que contrôleurs de secours qui remplacent le schéma de contrôle principal après une défaillance des capteurs.

Dans [17] la commande vectoriel est implémenté comme le système de commande principale alors que trois autres techniques de contrôle de vitesse sont adoptés comme système de secours pour assurer la continuité du système en cas défaut capteur. Toutefois, le passage en douceur d'un contrôle à l'autre à un autre est pratiquement difficile tout en exécutant l'approche FTC de manière satisfaisante parce que le passage en douceur nécessite des signaux de modulation synchronisés (c'est-à-dire un déphasage nul).

Cette difficulté a toutefois été surmontée en utilisant une approche de transition de transfert floue en cas de panne de capteur dans [9], mais au prix d'une complexité de calcul. En outre, *Liu et al.* [51] proposent un système de type qui comprend trois techniques de contrôle différentes : le contrôle direct du couple, la commande vectoriel indirecte et le commande v/f. Ici, les trois techniques de contrôle sont modifiées et intégrées dans un cadre de référence synchrone. Par conséquent, la difficulté de synchronisation des différents contrôleurs est évitée et une transition en douceur des différents contrôleurs en cas d'un défaut capteur et de récupération a été réalisée.

Dans [71], le pilotage par *IM* fonctionne initialement sur le principe de la commande vectoriel. Après la défaillance d'un capteur de courant, la stratégie de contrôle passe à un contrôle numérique simplifié où seul le retour de vitesse est nécessaire. Tous ces schémas *FTC* reconfigurables atténuent les problèmes de défaillance des capteurs au détriment des performances dynamiques du système d'entraînement. Les systèmes *FTC* de type résilient sont introduits dans [68],[47],[2],[84],[14], [69], [28], [87], [55], [56]] où le contrôleur est reconfiguré à l'aide d'un signal fourni par l'observateur correspondant au capteur défectueux.

*Romero et al* [68] proposent une structure de *FTC* de capteur de courant basé sur trois observateurs de flux indépendants et un mécanisme de commutation associé. Cependant, l'emploi de trois observateurs indépendants rend le système très gourmand en calculs. La théorie du chaos polynomial et la technique *FTC* (*Fuzzy Interface-based Sensor*) sont présentées dans [47]. Cette technique permet de diagnostiquer avec succès les défauts des capteurs et de reconstruire le schéma de contrôle de la vitesse après avoir isolé le capteur défectueux. Cependant, l'exécution en temps réel de cette structure est difficile.

Dans [2], une approche géométrique différentielle basée sur un modèle est utilisée pour détecter et isoler le capteur défectueux. Ici, l'observateur en mode glissant et l'observateur à grand gain sont utilisés pour générer les résidus pour la compensation des capteurs de courant défectueux. La mise en uvre de cette technique *FTC* exige également un effort de calcul important. En outre, un schéma de la commande tolérante aux défauts capteurs de tension et de courant d'un moteur a courant continu, basé sur un observateur en mode glissant, est proposé dans [84] pour un redresseur monophasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI) utilisé dans la traction électrique.

*Chakraborty et al* [14] proposent une stratégie du *FTC* de capteur de courant pour la commande vectorielle indirecte du *IM* où les courants de référence sont utilisés pour estimer les courants statoriques par retour d'état à l'aide de la transformation des repères en cas de défaillance du capteur de courant. Ce schéma *FTC* n'ajoute pas à la complexité

matérielle du variateur et il est également robuste aux variations de paramètres. Cependant, le système nécessite des transformations d'axes multiples qui augmentent la complexité de calcul du système d'entraînement.

En outre, dans [69] un système de *FTC* indépendant du modèle et des paramètres est introduit. Ce système est également capable de détecter une défaillance partielle du capteur. *Gou et al* [87] présentent une technique intelligente de diagnostic des défaillances des capteurs pilotée par les données et adaptée au temps réel. Cette technique est très rapide et capable de détecter toutes sortes de défauts de capteurs avec une grande précision. Cependant, le système de reconstruction du contrôle n'est pas abordé dans ce document. En outre, une *FTC* des capteurs de courant est introduite dans [87] pour la commande DTC du moteur asynchrone. Ce système *FTC* est applicable à tous les régimes de contrôle de vitesse des variateurs *IM*. Cependant, ce système nécessite des informations sur le couple électromagnétique pour le calcul du glissement.

Dans [55], trois observateurs indépendants ont été mis en place afin de surveiller les défauts des capteurs de courant dans chaque phase d'un système de commande vectorielle. En cas de défaillance d'un ou même de deux capteurs de courant, les trois observateurs détectent et isolent le capteur défectueux et font passer le système d'entraînement en mode de contrôle vectoriel tolérant à l'aide du ou des capteurs de courant encore en bon état. Cependant, ce schéma souffre de la complexité du matériel et de la puissance de calcul. La *FTC* des capteurs de courants est proposée [56]. La technique de détection des défauts est indépendante de la précision de l'observateur. De plus, il est capable d'identifier différents types de défauts de capteurs également. Mais les auteurs n'ont pas fait assez de tests comme le test de robustesse pour la validation de cette technique.

## 1.5 Problématique : Motivation et objectifs

Au cours des dernières décennies, de nombreuses stratégies de commandes, dédiées à la machine asynchrone à cage ont été proposées, permettant l'implémentation matérielle de lois de commande sophistiquées, et ainsi le développement de systèmes d'entraînements électriques à vitesse variable de hautes performances en termes de précision et de robustesse.

La majorité de ces lois de commandes sont contrôlées en boucle fermée et requièrent non seulement la mesure des courants statoriques (éventuellement des tensions), mais également celles de la vitesse mécanique et/ou du couple de charge. D'où la nécessité de capteurs devant fournir les informations de rétroaction.

Toutefois, divers défauts peuvent affecter le bon fonctionnement de ce type d'entraînement, et spécialement les défauts concernant ces capteurs. En effet, un éventuel défaut survenant sur l'un des capteurs implique une information erronée et un dysfonctionnement pouvant conduire dans la plupart des cas à la mise hors service du système. Il est donc impératif, en présence de ce type de défaut, de trouver des solutions pour assurer la continuité de service et garantir un degré de fiabilité plus élevé.

Ce travail de recherche s'inscrit dans le cadre des techniques de commandes tolérantes dédiées aux entraînements électriques à base de moteurs asynchrone. La problématique de la présente thèse consiste à vérifier si l'apport, des observateurs d'état non linéaires, associés à un système de détection et de reconfiguration, peut relever le défi du compromis nécessaire entre, d'une part une observation robuste vis-à-vis des perturbations et des défauts, d'autre part un diagnostic sensible aux défauts et insensible aux perturbations de charge et aux variations paramétriques du moteur.

Aussi, deux objectifs principaux ont été fixé :

- L'objectif premier de cette thèse consiste en la conception et la validation d'observateurs non linéaires servant à l'estimation de grandeurs non-mesurées pour le contrôle d'un moteur asynchrone, en vue de les intégrer dans une structure de commande tolérante aux défaillance des capteurs de vitesse et de courant.
- Le deuxième objectif du présent travail consiste à concevoir et valider un système de surveillance devant réaliser les fonctions de détection, d'isolation et d'identification des défauts des capteurs de vitesse et/ou de courants. Enfin, la reconfiguration de la commande sera envisagée dans le cas de présence d'un éventuel défaut.

Pour atteindre ces objectif, les étapes à suivre sont :

- la conception et la validation de plusieurs observateurs d'état non linéaires performants en termes de précision et rapidité de la convergence et robuste aux variations paramétriques, particulièrement à celles des résistances du moteur ;
- la conception et validation d'un système sensible et robuste de détection et d'identification des défauts capteur afin de garantir une reconfiguration rapide et fiable dans le cas de défaut au niveau des capteurs afin d'assurer la continuité de service du système ;
- la validation des commandes tolérantes proposées à l'aide plusieurs tests de simulation, sous différentes conditions de fonctionnement à grande vitesse et à basse vitesse où existe des problèmes d'observabilité en l'absence d'information vitesse, mais aussi lorsqu'un des capteurs de courant est défectueux.

## 1.6 Organisation de la thèse

Afin de répondre aux objectifs fixés dans la section précédente, la présente thèse s'articule autour des chapitres suivants

- Le chapitre 2 est consacré à la modélisation dynamique de la machine asynchrone à cage et à celle de son convertisseur de puissance, l'onduleur de tension piloté par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion, de type MLI Sinus-Triangle. La commande vectorielle à flux rotorique orienté pour le moteur asynchrone est présentée avec ses deux versions : indirecte (*IFOC*) et directe (*DFOC*). Puis, le principe des techniques de commande non linéaires du moteur asynchrone par modes glissants et par Super-Twisting sont détaillées en basant sur les références [20],[16],[15],[33],[36],[83],[7],[64],[25], [11].

- Le chapitre 3 débute par l'étude de l'observabilité de la machine asynchrone, des quatre stratégies basées sur les commandes et observateurs non linéaires pour la commande sans capteur de vitesse sont synthétisés et évalués en simulation. Par la suite, un système de détection et de la reconfiguration est proposé, celui-ci étant basé sur les concepts de la logique floue afin de réaliser une commande tolérante au défaut du capteur de vitesse. Enfin, les différentes stratégies sont testées à l'aide de simulations numériques et évaluées pour différents scénarios.
- Le chapitre 4 se concentre sur la commande tolérante au défaut du capteur de courant. Deux approches y sont proposées, la première consiste en la reconfiguration de la commande à l'aide d'observateur, la seconde met en œuvre une commande vectorielle à flux rotorique orienté ne nécessitant pas de capteur de courant. Pour la détection et la reconfiguration, un algorithme basé sur l'approche des résidus est développé. La fin du chapitre est consacré aux tests de simulation et à l'évaluation des performances des stratégies proposées.
- Le chapitre 5 traite du cas de présence de défaillance des capteurs de courants et de vitesse. Un second algorithme basé sur l'approche des résidus est également proposé pour détecter et sélectionner la nature du défaut, puis pour la reconfiguration du système de contrôle de l'entraînement électrique. Le système est alors capable selon le type de défaut de réaliser une transition vers l'une ou l'autre des méthodes afin de remplacer l'information manquantes (vitesse ou courant). Les stratégies proposées sont testées et évaluées en simulation.
- Enfin, une conclusion résume l'ensemble des travaux présentés et des perspectives pour de futurs travaux sont suggérés.

## Chapitre 2

---

# Modélisation et commande non linéaire du moteur asynchrone



## 2.1 Introduction

Ce chapitre est consacré au développement de la dynamique du moteur asynchrone. Une attention considérable a été portée à la modélisation mathématique des moteurs à induction dans des conditions de fonctionnement en régime transitoire et stable.

Le modèle mathématique fournit les détails nécessaires pour comprendre les performances et le fonctionnement du moteur asynchrone [79], [36].

Le modèle équivalent à deux phases d-q de la machine asynchrone triphasé dans les référentiels à rotation synchrone et stationnaire est discuté.

Les expressions physiques de courant/tension statorique, de flux/vitesse rotorique et de couple électromagnétique, utiles pour obtenir le modèle de moteur à induction dans un référentiel tournant de manière synchrone et stationnaire, sont présentées. Le modèle (d-q) dans le référentiel stationnaire sera ensuite utilisé pour estimer les paramètres et les grandeurs du moteur asynchrone [64].

## 2.2 Présentation de la machine asynchrone

L'utilisation de la machine asynchrone en convention moteur est très répandue et largement utilisée pour des applications industrielles (ferroviaire, automobile). Cependant, elle est également utilisée pour la génération d'énergie à savoir dans l'énergie renouvelables [33].

### 2.2.1 Constitution de la machine asynchrone

Comme d'habitude, la conception de cette machine rotative a deux principaux composants, le rotor et le stator. Le rotor est le composant mobile de la machine et est situé dans la face interne. Le stator est le composant fixe et est à l'extérieur de la machine. La figure 2.1 et montre le composant du stator [15]. Il est construit en feuilles de matériau ferromagnétique et, dans sa partie interne, les conducteurs de l'enroulement sont répartis à l'intérieur des fentes. Cette distribution des conducteurs est adéquate pour faire un enroulement avec trois phases, qui est un enroulement où toutes les phases sont égales mais avec un décalage de phase spatial égal à  $120^\circ$  [83].



FIGURE 2.1 – Stator d'un moteur asynchrone [15]

La figure 2.2 présente les principaux modèles de rotor possibles. La partie gauche de la figure concerne le rotor à cage d'écuréuil, une solution simple et peu coûteuse qui ne permet pas un accès galvanique aux conducteurs du rotor. L'autre solution est montrée par la Figure 2.2 droite, où le stator est fait à partir d'un rotor bobiné de conception similaire, mais les conducteurs sont situés du côté extérieur et dans les fentes [15]. On peut accéder à l'enroulement triphasé du rotor par l'intermédiaire des bagues et des balais également représentés sur la figure.



FIGURE 2.2 – Différentes solutions pour le rotor de la machine asynchrone [15]

Cette conception est plus coûteuse que la conception de la cage d'écuréuil. Cependant, elle a une grande application comme générateur d'énergie, notamment dans le système éolien et les centrales électriques de colonne d'ondes oscillantes. Le stator du générateur peut être connecté directement au secteur, alors qu'un convertisseur de puissance fractionnaire suffit pour alimenter les circuits du rotor, commander et lisser le flux de puissance vers soit le réseau électrique ou vers une utilisation directe (pompe) [20], [15].

## 2.3 Modélisation de la machine asynchrone

Il est difficile de comprendre les performances du moteur à induction, car l'enroulement triphasé du stator se déplace avec l'enroulement respectif du rotor. Les circuits du stator et du rotor de la machine à induction sont couplés électromagnétiquement. Par conséquent, les modifications de la position du rotor sont responsables de la modification du coefficient de couplage. Pour résoudre ce problème, le modèle mathématique d'un moteur asynchrone triphasé doit être converti en modèle biphasé équivalent [78].

Une autre raison d'aller vers le modèle (d-q) il y aura des simplifications par rapport au modèle dans le repère (abc) à cause des grandeurs continue donc le modèle de la machine asynchrone dans le repère d-q nous facilite de faire la commande [36]. Tous les transitoires électriques sont ignorés pendant les variations du couple de charge et de la fréquence statorique. Dans les variateurs de vitesse, une telle variation ne peut être ignorée. Un tel modèle (d-q) est nécessaire pour capturer à la fois le comportement des deux régimes ; transitoire et permanent [7].

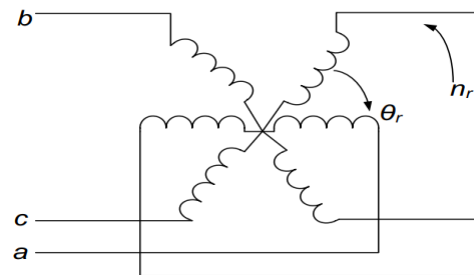


FIGURE 2.3 – Effet de couplage dans les enroulements triphasés du stator et du rotor de la machine asynchrone à rotor bobiné [64].

### 2.3.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle du moteur asynchrone triphasé, qui est valable pour les états stationnaire et transitoire, est nécessaire d'une part l'étude et la simulation de son comportement et d'autre part à procéder à la commande globale du système [36],[79].

Le modèle de moteur asynchrone est développé dans le repère de référence fixe en utilisant les hypothèses suivantes :

- Les saturations sont négligées.
- Les enroulements statorique répartis.
- Les pertes courants de Foucault.
- Les inductances mutuelles sont identiques.
- Les harmoniques des courants et des tensions sont ignorés.

### 2.3.2 Représentation du moteur dans l'espace électrique

Le moteur asynchrone est représenté à la figure 2.4, par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle  $\theta$  repère l'axe de la phase rotorique de référence  $R_a$  par rapport à l'axe de la phase statorique  $S_a$  [7].

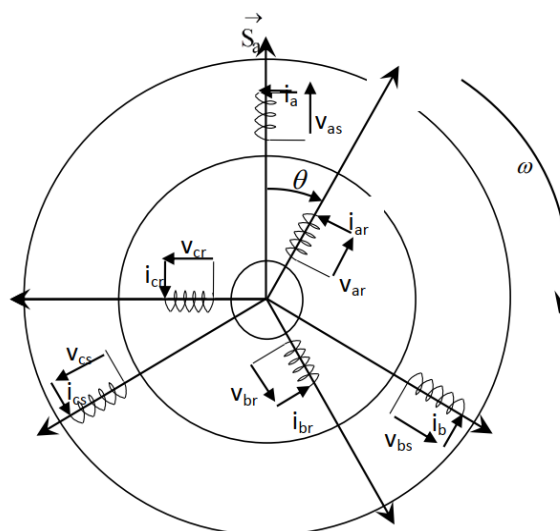


FIGURE 2.4 – Représentation spatiale des enroulements de la machine asynchrone[7].

Notons que  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire (en bipolaire) :

$$\omega = \Omega p = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.1)$$

### 2.3.3 Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé

#### 2.3.3-a Modèle électrique

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la figure 2.4, on peut écrire [78] :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} \cdot [\varphi_s] \\ [v_r] = [0] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} \cdot [\varphi_r] \end{cases} \quad (2.2)$$

avec :

$$V_s = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T; i_s = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T; \varphi_s = [\varphi_{sa} \quad \varphi_{sb} \quad \varphi_{sc}]^T$$

$$V_r = [v_{ra} \quad v_{rb} \quad v_{rc}]^T; i_r = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T; \varphi_r = [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques de la MAS sont données par :

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

#### 2.3.3-b Equations magnétique

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit [78] :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [L_m] \cdot [i_r] \\ [\varphi_r] = [L_r] \cdot [i_r] + [L_m] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (2.3)$$

avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

- $l_s$  et  $l_r$  : inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.
- $m_s, m_r$  : inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques, respectivement.
- $L_m$  : valeur maximale de la mutuelle entre phase statorique et phase rotorique..

En raisonnant sur les équations de tensions statoriques et rotoriques ainsi sur l'expression des flux magnétiques qui traversent ces phases, nous obtenons les équations matricielles des tensions de phases [36], [78] :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} \cdot [L_s] \cdot [i_s] + [L_m] \cdot [i_r] \\ [v_r] = [0] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} \cdot [L_r] \cdot [i_r] + [L_m] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (2.4)$$

### 2.3.3-c Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_r \quad (2.5)$$

$J$ ,  $f_v$  et  $C_r$  représentant respectivement le moment d'inertie, le coefficient de frottement visqueux et le couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine [36].

## 2.4 Modèle diphasé de la machine asynchrone

Le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (A,B,C) est fortement complexe, qui contient des équations différentielles avec des coefficients variables, la transformation diphasé ( $\alpha, \beta$ ) permet de le simplifier. Cette simplification réduire l'ordre du système, et par conséquent permet obtenir un modèle caractérisé par un système d'équations à coefficients constants [79].

Il existe de transformations du référentiel (A,B,C) vers le référentiel diphasé ( $\alpha\beta$ )

- Transformation de Clarke, cette transformation conserve les amplitudes et non pas la puissance.

$$[X_{\alpha\beta}] = C[X_{ABC}] \quad (2.6)$$

$$C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

- Transformation de Concordia, cette transformation conserve la puissance et non pas les amplitudes [79].

$$[X_{\alpha\beta}] = T[X_{ABC}] \quad (2.7)$$

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

### 2.4.1 Transformation de Park

Le modèle de la machine asynchrone est fortement complexe et non linéaire, car les matrices des inductances contiennent des éléments variables avec l'angle de rotation  $\theta$ . Pour rendre les coefficients du système d'équations de ce modèle indépendantes de l'angle  $\theta$ , une transformation de Park doit être appliquée. Elle permet de passer du repère  $ABC$  vers le repère  $\alpha\beta$  puis vers le repère  $dq$ . Le passage vers la référentiel  $dq$  permet de faire une représentation commune des grandeurs statorique exprimées dans le référentiel  $\alpha\beta$  et les grandeurs rotorique exprimées dans le référentiel  $\alpha\beta$ . Le passage du repère  $\alpha\beta$  vers le repere  $dq$  se fait a travers la matrice de rotation  $P(\theta)$  [63],[36].

La Figure 2.5 permet de définir le lien entre les divers référentiels et les relations spatiales qui existent.

$$[X_{dq}] = P(\theta)[X_{\alpha\beta}] \quad (2.8)$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

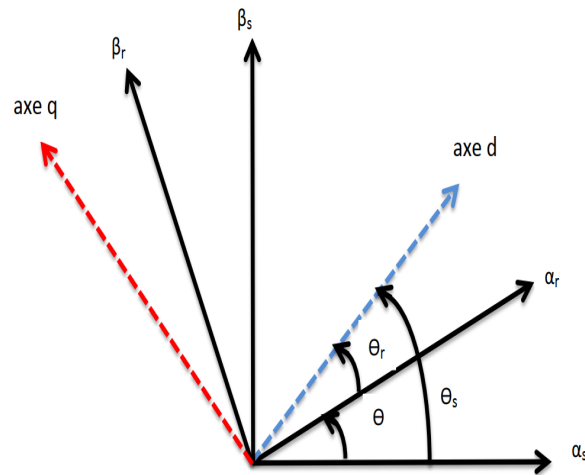


FIGURE 2.5 – Transformation du Park [63].

D'après la figure 2.5  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont liés naturellement à  $\theta$  par la relation suivante :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (2.9)$$

Ce qui permet d'écrire [78] :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}. \quad (2.10)$$

### 2.4.1-a Choix de référentiel de Park

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone, il est possible de dire qu'il existe trois choix utiles de référentiel à deux axes [36], [5] :

- référentiel fixe lié au stator (référentiel stationnaire  $\omega_s = 0$ ). Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
- référentiel fixe lié au rotor ( $\omega_s = 0$ ). Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones.
- référentiel fixe lié au champ tournant (référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone  $\omega = \omega_s - \omega_r$ ), ou ces axes sont désignés par (dq). Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande.

### 2.4.1-b Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par  $\omega = \omega_s - \omega_r$ . Dans ce cas, les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone. C'est dans ce repère que nous allons travailler par la suite [5].

## 2.5 Modélisation sous forme de représentation d'état de la MAS

### 2.5.1 Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations non linéaire sous forme d'état affine en la commande. Le système d'état peut-être écrit [36] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).v \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.11)$$

avec :

- $x$  : Vecteur d'état,
- $f(x)$  : Matrice d'état,
- $g(x)$  : Matrice de commande,
- $u$  : Vecteur de commande,
- $y$  : Vecteur de sortie,
- $h(x)$  : Matrice de sortie (Matrice d'observation).

#### Remarque

Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à commander, (flux rotoriques ou statoriques, courants, vitesse, couple) et dans notre cas l'alimentation en tension est considérée.

### 2.5.2 Modèle de la MAS alimentée en tension

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif à atteindre. Pour notre étude on choisit :

- vecteurs de commande :  $v_{sd}, v_{sq}$ .
- vecteurs d'état : les flux  $\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$  les courants  $i_{sd}, i_{sq}$  et la vitesse rotorique  $\omega_r$ .
- vecteurs de sorties : les courants  $i_{sd}, i_{sq}$ .
- Comme perturbation : le couple résistant  $T_l$ .

Pour la description des systèmes non linéaires, la représentation d'état est définie par :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{u}) \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (2.12)$$

Le modèle non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état est donné par [36],[79] :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \varphi_{rd} - a_3 \omega_r \varphi_{rq} \\ -\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} + a_3 \omega_r \varphi_{rd} + a_2 \varphi_{rq} \\ a_4 i_{sd} + a_5 \varphi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ a_4 i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} + a_5 \psi_{rq} \\ a_7 \cdot (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) - \frac{n_p}{J} \cdot T_l - \frac{B}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Avec :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right); \quad a_2 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \frac{1}{T_r}; \quad a_3 = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}; \quad a_4 = \frac{L_m}{T_r}$$

$$a_6 = \frac{1}{\sigma L_s}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; \quad a_7 = \frac{3}{2} \cdot \frac{n_p^2 \cdot L_m}{J \cdot L_r}; \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

Avec l'équation du couple électromagnétique qui s'exprime :

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{n_p \cdot L_m}{L_r} \cdot (\psi_{rd} \cdot i_{sq} - \psi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (2.14)$$

## 2.6 Modélisation des convertisseurs de puissance

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor *GTO* (gate turn-off thyristor) pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitude et fréquence variable à partir d'un réseau standard 230/400V-50 Hz. Après le redressement, la tension filtrée  $V_s$  est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance[52],[25]. Le schéma structurel de tel onduleur triphasé à deux niveaux associé avec le moteur asynchrone est illustré par la figure 2.6. Le type d'interrupteurs utilisés dépend de la puissance de l'onduleur et



de la fréquence de commutation. Dans la plupart des applications, les transistors IGBT avec diodes antiparallèles sont très utiles [25]. Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple  $K_1$  et  $K'_1$  [52],[25].

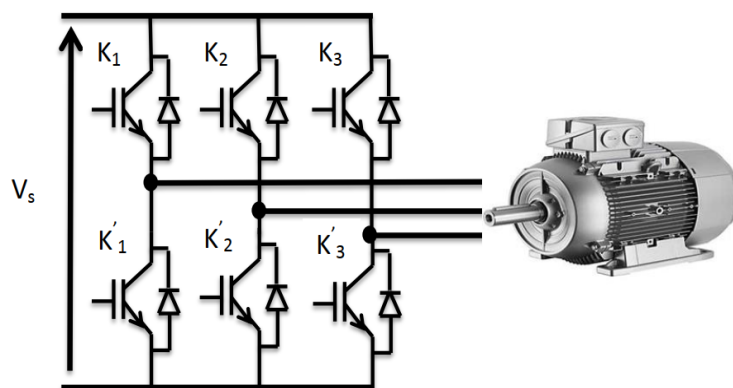


FIGURE 2.6 – Schéma d'un onduleur associé à un moteur asynchrone [25]

Le couplage des interrupteurs  $K_1$  et  $K'_1$ ,  $K_2$  et  $K'_2$ ,  $K_3$  et  $K'_3$  doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes  $D_i$  ( $i = 1, 2, \dots, 6$ ) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

L'entrée de l'onduleur est une source de tension continue.

Pour que l'étude soit simple des propositions ont été supposées [52], [25] :

- la commutation des composants est instantanée.
- Les chutes de tension à leurs bornes sont négligeables.
- la charge est triphasée équilibrée.

Les interrupteurs  $K_j, K'_j$  ( $j = 1, 2, 3$ ), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie. Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi, à chaque bras d'onduleur est associé une fonction logique de commutation  $S_j$ , ( $j = 1, 2, 3$ ) définie comme suit :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ ferme et } K'_j \text{ ouvert} \\ -1 & \text{si } K_j \text{ ouvert et } K'_j \text{ ferme} \end{cases} \quad (2.15)$$

### 2.6.1 Étude de la commande de l'onduleur

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis nécessitant un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation ; en courant ou en tension. Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose au niveau de ses enroulements statoriques un courant ou une tension de forme et d'amplitude données. Selon l'application et les performances demandées, on

choisira le type d'alimentation et par conséquent le type de contrôle à implanter. Trois structures principales peuvent être envisagées :

- onduleur de courant réalisant une alimentation en courant.
- onduleur de tension réalisant une alimentation en tension.
- onduleur de tension réalisant une alimentation en courant.

### 2.6.1-a La stratégie de commande par MLI (triangulo-sinusoïdale)

La stratégie triangulo-sinusoïdale est obtenue par la comparaison d'un signal de haute fréquence appelé porteuse  $V_p$  et un signal sinusoïdal de référence  $V_m$ , ce qui permet l'obtention d'une fonction logique  $S_j$  comme le montre la figure 2.7.

La fonction logique  $S_x$  associée au signal de commande est définie par [1] :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_m \geq V_p \\ -1 & \text{si } V_m \leq V_p \end{cases} \quad (2.16)$$

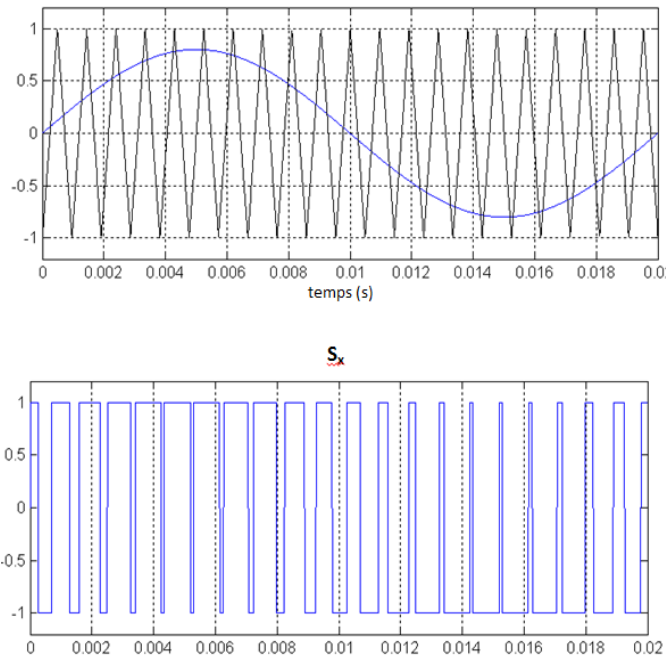


FIGURE 2.7 – Principe de la commande à MLI (stratégie triangulo -sinusoïdale) [25].

#### Equation de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par une fréquence  $f_p (T_p = \frac{1}{f_p})$ . Elle est donnée par les équations suivantes [52] :

$$v_p = \begin{cases} \widehat{V}_p \cdot \left( -1 + 4 \cdot \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ \widehat{V}_p \cdot \left( 3 - 4 \cdot \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (2.17)$$

### Equation de la référence

La référence est un système de signaux triphasé tel que [52] :

$$\begin{cases} v_{mA} = \widehat{V}_m \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \\ v_{mB} = \widehat{V}_m \cdot \sin(\omega_m \cdot t - 2\pi/3) \\ v_{mC} = \widehat{V}_m \cdot \sin(\omega_m \cdot t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.18)$$

#### 2.6.1-b Caractéristiques de la MLI

##### Indice de modulation $I_m$

C'est le rapport entre la fréquence de la porteuse et celle de la référence

$$I_m = \frac{f_p}{f_m} \quad (2.19)$$

L'augmentation de la valeur de  $I_m$  conduit à un déplacement vers les fréquences élevées des harmoniques. Mais un choix judicieux de  $I_m$  est indispensable, car l'augmentation de ce dernier provoque en plus (l'avantage annoncé auparavant), des effets indésirables qui peuvent apparaître par l'augmentation du déchet de la tension [5], [8].

##### Taux de modulation $T_m$

C'est un coefficient de réglage de la tension, qui est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à l'amplitude de la porteuse [52] :

$$r = \frac{\widehat{V}_{ref}}{\widehat{V}_m} \quad (2.20)$$

#### 2.6.1-c Concept et modélisation

Le schéma de principe de l'onduleur à MLI de tension, alimentant le stator d'un moteur asynchrone est donné par la figure 2.8, (le point milieu de la source de tension est fictif)

$$\begin{cases} u_{AB} - u_{CA} = 3.v_A \\ u_{BC} - u_{AB} = 3.v_B \\ u_{CA} - u_{BC} = 3.v_C \end{cases} \quad (2.21)$$

d'où les nouvelles expressions des tensions simples [52], [25] :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (u_{AB} - u_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad (2.22)$$

Les tensions de sorties aux bornes de l'ondulation MLI sont référencée par rapport au point fictif « O » de la source de l'onduleur, ont pour expression [52],[25] :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (2.v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} + 2.v_{BO} - v_{CO}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} - v_{BO} + 2.v_{CO}) \end{cases} \quad (2.23)$$

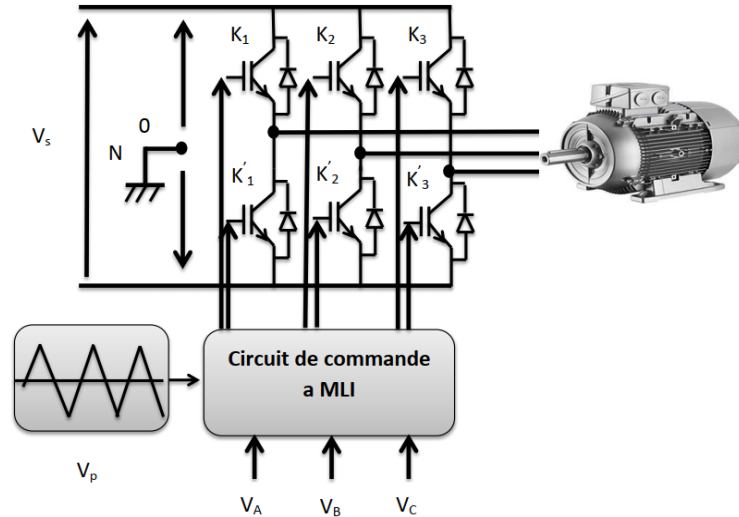


FIGURE 2.8 – Schéma de principe d'un onduleur à MLI alimentant une MAS [52] .

On obtient enfin sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire. Par conséquent, il est possible d'associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande  $S_i$ , avec ( $i = A, B, C$ ) et telle que [52],[25] :

- $S_j = +1$  , si l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert ;
- $S_j = -1$  , si l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Enfin le convertisseur est modélisé par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{V_s}{2} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  qui représentent les signaux de commande.

### 2.6.2 tensions d'alimentation fournie par l'onduleur à MLI

Les formes des trois tensions de sortie de l'onduleur sont rapprochées des formes des tensions sinusoïdales de référence [25].

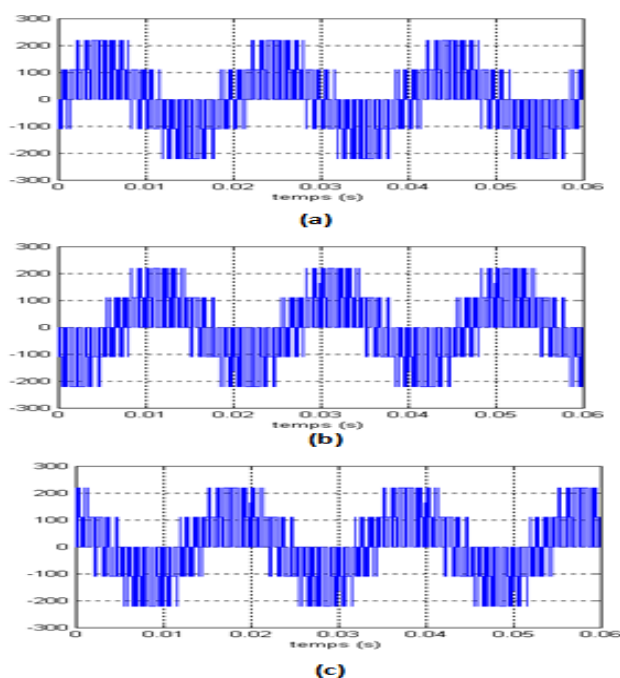


FIGURE 2.9 – Tensions fournies par l'onduleur à MLI; (a)  $V_A$ ; (b)  $V_b$ ; (c)  $V_c$  [25]

## 2.7 Commande vectorielle

### 2.7.1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de commande des machines électriques à courant alternatif, dont le principe de base nous ramène à une notion élémentaire et importante de l'électromagnétisme. En effet, la force exercée sur un conducteur, parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique, est égale au produit vectoriel du vecteur de courant par le vecteur champ. Il en résulte, évidemment, que l'amplitude de cette force soit maximale lorsque le vecteur de courant est perpendiculaire au vecteur de champ. Pour la machine asynchrone, le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke [11] au début des années soixante-dix. Il consiste à orienter le vecteur de flux suivant l'un des axes du repère  $(dq)$ . L'idée est de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu (à excitation séparée où le courant inducteur commande le flux et le courant d'induit contrôle le couple). Il s'agit donc de placer le référentiel  $(d,q)$  de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct  $(d)$ . Ce qui fait que le flux est commandé par la composante directe du courant  $i_d$  et le couple est commandé par courant de quadrature  $i_q$  [11],[20].

**Remarque :** Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en œuvre par rapport aux autres.

### 2.7.2 Orientation du flux rotorique

Le principe d'orientation consiste à aligner l'axe direct du repère de Park sur le flux rotorique comme illustre la Figure 2.10 [11].

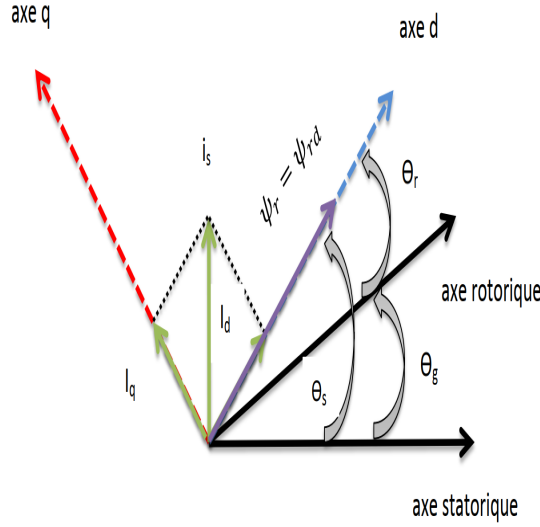


FIGURE 2.10 – Principe d'orientation du flux rotorique [20].

D'après la Figure 2.10 :

$$\varphi_{rq} = 0 \quad \Longrightarrow \quad \varphi_r = \varphi_{rd} \quad (2.27)$$

En imposant  $\varphi_{rq} = 0$ , le modèle 2.13 devient [16] :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\varphi}_r \\ 0 \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \varphi_r \\ -\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} + a_3 \omega_r \varphi_r \\ a_4 i_{sd} + a_5 \varphi_r \\ a_4 i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \psi_r \\ a_7 \cdot \psi_r \cdot i_{sq} - \frac{n_p}{J} \cdot T_l - \frac{B}{J} \cdot \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_r \\ 0 \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Après le passage par la transformation de Laplace des équations du modèle 2.28, nous obtenons

$$\begin{cases} \varphi_r = \frac{L_m}{1+T_r s} i_{sd} \\ T_{em} = \frac{p L_m}{L_r} \varphi_r i_{sq} \end{cases} \quad (2.29)$$

D'après l'équation 2.29, nous constatons qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes des courants statoriques  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  respectivement. Le courant  $i_{sd}$  sert à réguler le flux  $\varphi_r$  à sa valeur de référence  $\varphi_r^*$ . Ensuite, si  $\varphi_r = \varphi_r^*$ , le couple électromagnétique  $C_{em}$  prend une forme similaire à celle de la machine à courant continu, et sera contrôlé proportionnellement par le courant  $i_{sq}$  [36], [64].

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone par le biais du modèle 2.28 à 2.29, réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique ( $\theta_s$  et  $\varphi_r$ ), car ces deux grandeurs ne sont pas facilement mesurables. Or, la connaissance de ces deux grandeurs est nécessaire pour contrôler le régime dynamique de la machine [64].

Suivant l'approche utilisée pour avoir une orientation de champ, deux principales méthodes de la commande vectorielle peuvent être citées, notamment :

- la méthode directe (en anglais : *Direct Field Oriented Control* ou *DFOC*).
- la méthode indirecte (en anglais : *Indirect Field Oriented Control* ou *IFOC*).

### 2.7.3 Méthode indirecte de commande vectorielle *I*FOC

Dans la commande vectorielle indirecte, la position du flux rotorique est calculée par addition de la position de la fréquence de glissement  $\theta_g$  avec la position du rotor sachant que la position du glissement est calculée à partir des commandes du couple et du flux. Le calcul de  $\theta_g$  est illustré par la figure 2.11 [8]. Le principe de cette méthode de commande (*slip frequency control*) permet l'utilisation de l'amplitude du flux rotorique. Cependant, il utilise sa position calculée en fonction des grandeurs des courant statoriques ( $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ ), en considérant que le régime permanent est établi. Cette méthode présente l'avantage qu'elle omet le besoin de la mesure ou de l'estimation du flux rotorique. La procédure consiste à résoudre numériquement l'équation suivante [8],[5].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r + \frac{L_m i_{sq}}{T_r \varphi_r} \quad (2.30)$$

En régime permanent, l'équation 2.27 donne  $\varphi_r = L_m i_{sd}$ . Donc, l'équation 2.30 devient :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r + \frac{i_{sq}}{T_r i_{sd}} \quad (2.31)$$

L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de références qui ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de  $T_{em}$  et du flux de référence  $\varphi_r^*$ , les courants statoriques  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  se déduisent directement de l'équation 2.29 [20], [64].

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{L_m}(\varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt}). \\ i_{sq} = \frac{L_r}{pL_m \varphi_r} T_{em} \end{cases} \quad (2.32)$$

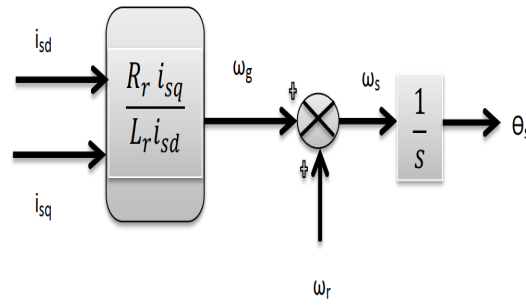


FIGURE 2.11 – Méthode de commande vectorielle indirecte.

la figure présentée en dessous présente le schéma globale d'une commande vectorielle par orientation du flux rotorique indirecte.

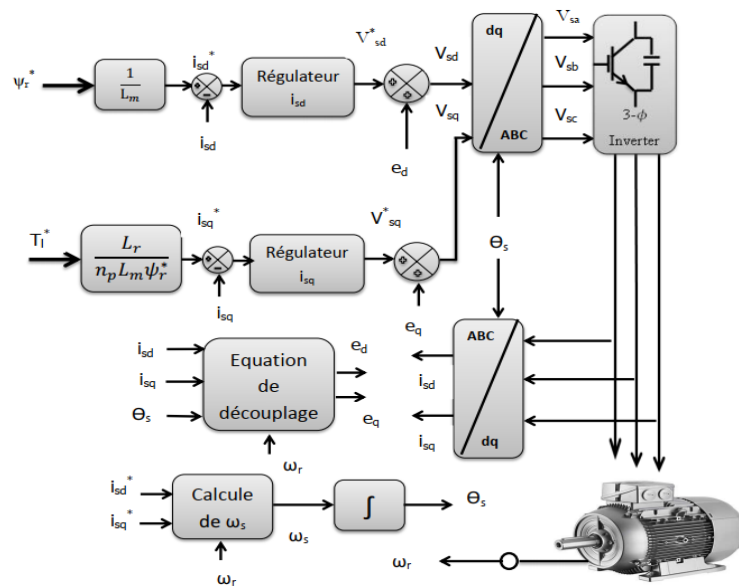


FIGURE 2.12 – Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

#### 2.7.4 Méthode directe de commande vectorielle *DFOC*

Dans les *DFOC*, le flux peut être mesuré en utilisant un capteur de flux un avantage de cette méthode est que les paramètres moteurs ne sont pas affectés d'une manière significative par les changements de température et du flux. Cependant, l'inconvénient est qu'un capteur de flux est coûteux et nécessite une installation spéciale et l'entretien. Pour éviter l'utilisation de capteurs, le flux rotorique peut être estimé à partir des grandeurs terminales (tensions et courants statoriques). Cette technique nécessite la connaissance de la résistance statorique ainsi que des inductances de fuite du rotor et l'inductance magnétisante [20],[36],[64]. L'angle du flux a pu être trouvé facilement comme indiqué dans la figure 2.13. Le flux rotorique est estimé par l'expression suivante

$$\hat{\varphi}_r = \frac{L_m}{1 + \frac{R_r}{L_r} s} i_{sd} \quad (2.33)$$



d'où la pulsation statorique s'exprime par relation suivante

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\omega + \frac{L_m L_r}{R_r \varphi_r} i_{sd} \quad (2.34)$$

avec cette relation il y aura un problème au démarrage a cause de l'absence de flux donc il faut ajouté  $\epsilon$  a l'expression 2.34

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\omega + \frac{L_m L_r}{R_r \varphi_r + \epsilon} i_{sd} \quad (2.35)$$

avec  $\epsilon = 0.001$  par exemple.

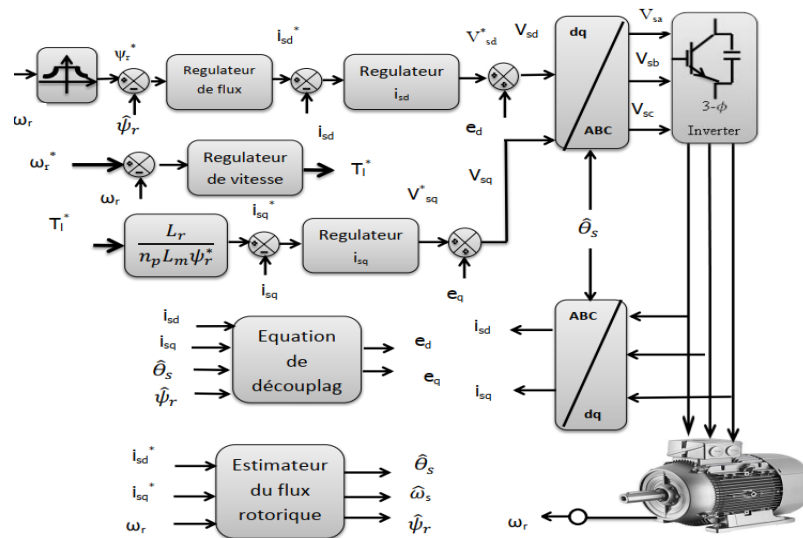


FIGURE 2.13 – shema globale de la commande vectorielle par orientation directe du flux rotorique DFOC.

## 2.8 Commande par mode de glissement

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex-Union Soviétique[50], Tout d'abord, le professeur Emelyanov [23] fut le premier qui a mené des travaux sur ce type de commande non linéaire, puis par d'autres collaborateurs comme Utkin [76], à partir des études théorique du mathématicien Filippov sur les équations différentielles à second membre discontinues. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant au États Unies par Slotine [73] qu'au Japon par Young, Harashima et Hashimoto [31]. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de broutement (*chattering*) en résulte une forte oscillation de l'organe de commande et nécessite d'utiliser la grandeur à régler (parfois non accessible) et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système. Des années plus tard (1980), une grande révolution caractérisées par une grande révolution dans les domaines de l'informatique et de l'électronique de puissance, que la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires

et les systèmes ayant un modèle imprécis [50], [1]. Ce type de commande possède des avantages incontestables, telles que, la robustesse vis-à-vis les variations des paramètres.

### 2.8.1 Principe de la commande non linéaire à structure variable

La commande des systèmes non-linéaires à structure variable est caractérisée par le choix d'une surface et d'une logique de commutation appropriées. Ce choix permettra à tout instant de commuter entre ces structures, en combinant les propriétés utilisées de chacune de ces structures afin d'avoir un comportement désiré du système global [23], [73].

#### 2.8.1-a Systèmes non linéaires à structure variable

Le comportement des systèmes non linéaires possédant des discontinuités peut être décrit formellement par l'équation d'état généralisée [23], [73] :

$$\dot{x}(t) = F(x, t, U) \quad (2.36)$$

où  $X \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $t$  : le temps et  $F \in \mathbb{R}^p$  est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps. Cette classe de système possède un terme qui représente, à la fois, la discontinuité et la commande, à savoir le terme  $U$ .

Historiquement, les premiers régulateurs bâtis sur ce modèle ont été de simple relais. Faciles à mettre en œuvre. Ils ont ainsi amené les automaticiens à développer une théorie qui puisse décrire un tel fonctionnement. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à une surface dénommée hyper-surface (surface augmentée) de commutation à virer [50], [73] :

$$S(x) = (S_1(x)S_2(x)S_m(x)). \quad (2.37)$$

On a alors :

$$U_X = \begin{cases} U^+(x, t) & \text{si } S(x) \succ 0 \\ U^-(x, t) & \text{si } S(x) \prec 0 \end{cases} \quad (2.38)$$

En effet, comme nous l'avons dit précédemment, la commande par modes glissants est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante [62]

$$\dot{x} = \begin{cases} F^+ = F(x, t, U^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ F^- = F(x, t, U^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (2.39)$$

où  $S(x, t)$  est la surface de glissement.

$$S_0 = \{x(t) \ / \ S(x, t) = 0\} \quad (2.40)$$

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de la surface  $S$ . Nous cherchons à vérifier que la distance et la dérivée de la distance (autrement dit, la vitesse d'approche), entre la trajectoire et la surface de commutation soient opposées en signe, cela peut-être exprimé par l'équation suivante [62],[50]

$$\lim_{S \rightarrow 0^-} = S > 0 \quad \text{et} \quad \lim_{S \rightarrow 0^+} = S < 0 \quad (2.41)$$

Il s'agit du principe d'attractivité. Des justifications mathématiques complémentaires, pourront être trouvées dans les ouvrages traitant ce type de systèmes non linéaires [62].

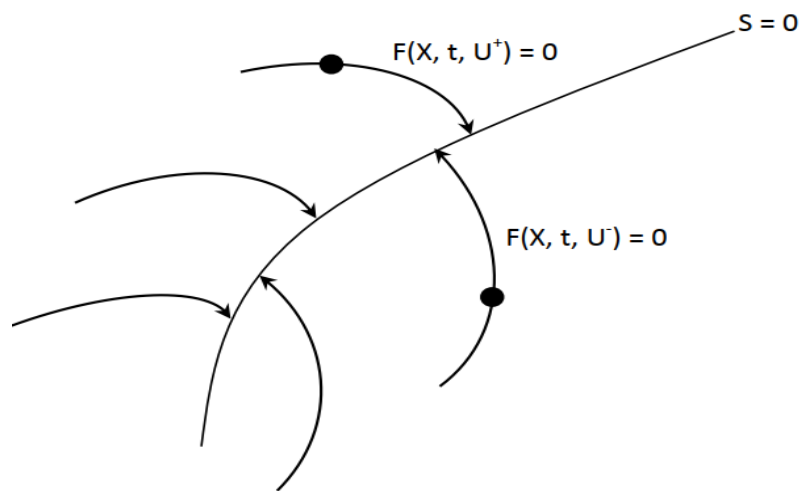


FIGURE 2.14 – Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande [62].

### 2.8.2 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des stratégies de commande basées sur les modes glissants prend en compte les problématiques de stabilité et de bonnes performances de façon systématique. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur est construite selon deux parties. La partie continue représente la dynamique du système pendant le mode de glissement. La partie discontinue quant à elle, représente la dynamique du système durant le mode de convergence [77]. Cette dernière est prépondérante pour ce type de commande, qui vise à améliorer la robustesse du système tout en éliminant les effets d'imprécision et de perturbation (variation paramétrique, erreurs de modélisation, ...)

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes principales :

1. Choix de la surfaces.
2. Établissement des conditions d'existence de convergence.
3. Détermination de la loi de commande.

### 2.8.2-a Choix de la surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est en fonction de l'application et de l'objectif visé. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur d'erreur du vecteur état, mais ce choix est limité si la grandeur de commande n'apparaît pas directement dans l'équation différentielle de la variable à commandé.

Il faut choisir «m» surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension «m». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans le premier cas, la méthode dite est «loi de commutation par contre réaction d'état».

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système [77],[73]. Une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée est donnée par :

$$S(x) = (\lambda_x + \frac{\delta}{\delta t})^{r-1} e(x) \quad (2.42)$$

avec :

- $e(x)$  : l'écart sur les variables à régler ;  $e(x) = x^* - x$ .
- $\lambda_x$  : constante positive.
- $r$  : degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de forcer la surface  $S(x)$  à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ , pour un choix convenable du paramètre  $\lambda_x$ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence. cette dernière sera garantie par la commande par mode glissant en un temps fini malgré la présence des perturbations incertaines [57].

### 2.8.2-b Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettant aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement en un temps fini. Nous retenons de la littérature deux conditions. Celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état de système [77].

– Fonction directe de commutation :

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin [47]. Elle s'exprime sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0. \end{cases} \quad (2.43)$$

Cette condition peut être donnée, autrement par :

$$S(x).\dot{S}(x) < 0, \quad (2.44)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauches et à droite de la droite de commutation [77].

– Fonction de Lyapunov :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i. e.  $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette fonction est, généralement, utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. En définissant la fonction de Lyapunov par [77] :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x), \quad (2.45)$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x). \quad (2.46)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si

$$S(x).\dot{S}(x) < 0 \quad (2.47)$$

L'équation 2.47 signifie que le carré de la distance vers la surface mesurée par  $S^2(X)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

### 2.8.2-c Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence choisis, il reste à déterminer la commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode de glissement, nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation 2.48 [73].

Soit le système :

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)U(t) \quad (2.48)$$

Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande  $U$ . Nous nous occupons du calcul de la commande équivalente, ensuite de la commande attractive. Lorsque nous sommes dans "le mode de glissement", la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} S(x) & = & 0 \\ \dot{S}(x) & = & 0 \end{cases} \quad (2.49)$$

Nous pouvons donc introduire par dérivation partielle, le gradient de  $S$ , qui est un vecteur pointant de la région où  $S < 0$  vers la région où  $S > 0$ . Dans le cas du régime de glissement, l'équation 2.48, nous obtenons :

$$\begin{aligned}\dot{S}(x) &= \frac{dS}{dt} = \frac{\delta S}{\delta x} \frac{dx}{dt} = \frac{\delta S}{\delta x} \dot{x} = \text{grad}(S)\dot{x} \\ G &= \{f(x, t) + B(x, t)U(t)\} = 0\end{aligned}\tag{2.50}$$

Cela traduit le fait qu'en régime de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation, autrement dit, sa dérivée "fonctionnelle" sera nulle. La matrice  $\mathbf{G}$  peut-être présentée comme une matrice à "m" lignes et "n" colonnes [73]

$$G = \frac{\delta S}{\delta x} \begin{bmatrix} \frac{\delta S_1}{\delta X_1} & \cdots & \frac{\delta S_1}{\delta x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\delta S_m}{\delta X_1} & \cdots & \frac{\delta S_m}{\delta x_n} \end{bmatrix}$$

Lorsque la surface de commutation est atteinte, équation 2.49, nous pouvons écrire  $U = U_{eq}$ . L'équation 2.50 permet d'introduire un terme appelé commande équivalente qui peut-être exprimée comme suit [73] :

$$U_{eq}(t) = -(G.B(x, t)^{-1})G.f(X, t).\tag{2.52}$$

Les composantes du vecteur commande équivalente ( $U = U_{eq}$ ) sont alors définies comme les valeurs moyennes des composantes du vecteur de commande  $U$  qui maintiennent l'état du système sur la surface de commutation  $S$ . Ce sont des termes continus de la commande. Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode de glissement" sont données par deux hypothèses

- Hypothèse 1 : Le produit de matrice  $(G.B)$  doit être inversible, c'est-à-dire que son déterminant doit être non nul [73].
- Hypothèse 2 : Les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent [73],[77] :

$$U_{min} < U < U_{max}\tag{2.53}$$

$$\dot{S}(x)S(x) < 0\tag{2.54}$$

Nous verrons que la deuxième condition 2.54 servira à obtenir les gains utilisés pour la régulation.

Si maintenant, nous introduisons le terme de la commande équivalente, équation 2.52, dans l'équation général 2.50, l'équation qui régit l'évolution du système en régime glissant est obtenue, soit [73]

$$\dot{x}(t) = [I - B(GB)^{-1}G]f(x, t)\tag{2.55}$$

où  $\mathbf{I}$  est la matrice d'identité.

Remarquons que dans l'équation 2.55, le terme de commande ( $U$ ) n'intervient pas. Seul, les paramètres du système et la gradient de la fonction de commutation sont susceptibles de faire varier l'état du système [73].

En dehors de la surface de commutation, lorsque le système est en mode de convergence ou (mode d'approche : *Reaching Mode*), nous pouvons écrire l'équation traduisant l'évolution temporelle des variables du système. Dans ce mode particulier, on pose

$$U = U_{eq} + \Delta U \quad (2.56)$$

, l'équation d'état conduit au résultat suivant

$$\dot{x}(t) = [I - B(GB)^{-1}G]f(x, t) + B(t)\Delta U \quad (2.57)$$

Nous posons  $U_n = \delta U$ . Dans ce mode, de convergence, la réponse du système est exclusivement assurée par la fonction  $U_n$ . Durant ce mode particulier, en remplaçant le terme  $U_{eq}$  par sa valeur 2.52 dans l'équation 2.50. Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface [43], [73], soit :

$$\dot{S}(x) = G.B.U_n \quad (2.58)$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  pour réaliser la condition d'attractivité 2.47 tel que

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x).G.B.U_n < 0 \quad (2.59)$$

Pour vérifier cette condition, une solution simple est proposée pour  $U_n$  [73] : *oKestunematricediagonalecoe*

Le facteur  $(GB)^{-1}$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le choix du gain  $K$  est très influant car s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, le temps de réponse sera très petit [73]. Ainsi, le vecteur

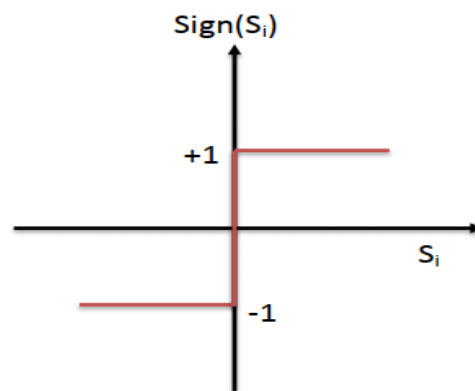


FIGURE 2.15 – Définition de la fonction « sign ».

de commande à appliquer au système est obtenu par l'ajout de deux termes de commande tels que [73], [77]

$$U = U_{eq} + U_n \quad (2.60)$$

Dans cette expression, une majorité d'auteurs s'accordent à dire que  $U_{eq}$  représente un terme " Basse Fréquence " alors que  $U_n$  représente un terme de " Haute Fréquence ". Nous ajoutons donc un terme représentant la valeur désirée en régime permanent (de type continu) à un terme commutant permettant d'atteindre ce régime final (de type discontinu) [62], [43].

Le vecteur de commande  $U$  permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement.

- $U_n$  permet d'influer sur le mode d'approche.
- $U_{eq}$  sur le mode de glissement.

Avec l'utilisation de la fonction *sign*, des oscillations indésirables risquent d'apparaître au niveau de la commande (phénomène de *Chattering*). Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées, ou même détériorer l'organe de commande. Ce phénomène du *Chattering* peut apparaître sur l'état ou sur la sortie du système [44], [78].

### 2.8.3 Phénomène de Chattering

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas, étant donné que cela imposerait que la commande puisse commuter avec une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser, d'une part, du fait de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande ou la présence de petites constantes de temps au niveau des actionneurs et, d'autre part, du fait des limites technologiques et physiques (limite de la fréquence de commutation des interrupteurs). Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent. Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. En effet, c'est le caractère discontinu de la commande qui engendre ce comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé Broutement ou *Chattering* en anglais [44],[43].

Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système, car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences. Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les dynamiques négligées lors de la modélisation, ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes [78].

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, nombreuses études ont été effectuées. L'une d'entre elles consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue dans un voisinage de la surface. Il s'agit, donc, d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Le choix des seuils est directement lié à la précision en boucle fermée [24].

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction *sign* dans une bande autour de la surface, la fonction saturation (*sat*) adéquate pour filtrer les hautes fréquences. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer progressivement la valeur de  $U_n$  en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, la commande varie entre les deux valeurs limites  $\pm |K|$  suivant une pente entre les deux seuils 2.17 ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (S, U) 2.16 [78],[24].



Nous donnons, ci-dessous, ces deux exemples de fonctions de saturation :

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} \text{sign}(S_i) & \text{si } |S_i| \leq \delta \\ \frac{S_i}{\delta} & \text{si } |S_i| \geq \delta \end{cases} \quad (2.61)$$

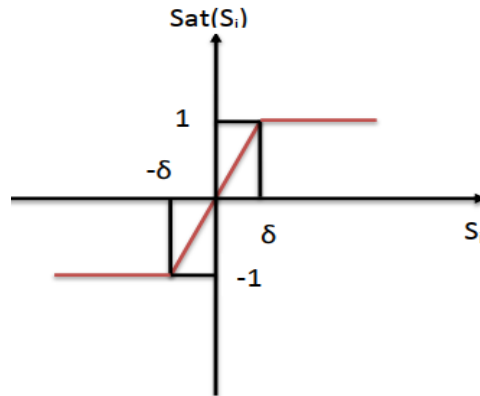


FIGURE 2.16 – La fonction Sat

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq \mu_1 \\ \frac{S_i - \mu_1}{\mu_2 - \mu_1} & \text{si } \mu_1 < |S_i| \leq \mu_2 \\ \text{sign}(S_i) & \text{si } |S_i| > \mu_2 \end{cases} \quad (2.62)$$

Avec  $\mu_1, \mu_2$  et  $\delta$  des paramètres de valeurs petits et positifs.

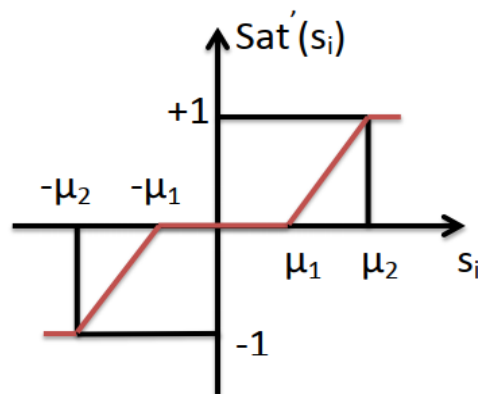


FIGURE 2.17 – La fonction Sat avec zone morte.

Nous pouvons ainsi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe  $C^1$ . Nous donnons, sur la 2.18, un exemple de ce type de fonction ; soit

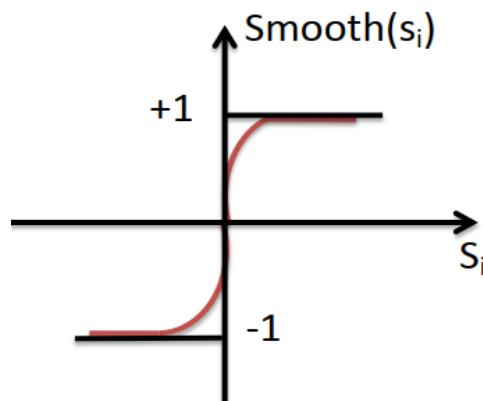


FIGURE 2.18 – Fonction Smooth

**Remarque**

Quel que soit la méthode utilisée pour la réduction du phénomène du *chattering*, les seuils sont augmentés, plus le *Chattering* est réduit, et la précision diminue. Il en résulte un écart statique qui est fonction des seuils utilisés. De plus la robustesse est à étudier, car l'insensibilité vis-à-vis des perturbations extérieures et l'invariance vis-à-vis des imprécisions du modèle cessent d'exciter. Compte tenu des généralités mathématiques que nous venons de décrire, il nous faut maintenant les appliquer à notre cas bien précis de la MAS pour obtenir les réponses souhaitées au niveau des variables de sortie.

**2.9 Commande par super twisting [45], [46]**

L'algorithme du super twisting a été proposé par Levant [45]. il ne peut être appliqué qu'à des systèmes de degré relatif égal à un par rapport à la variable glissante. Ensuite, la discontinuité agit sur la première dérivée temporelle de l'entrée de commande. En raison de la structure de l'algorithme, une entrée continue est obtenue, ce qui signifie que le *chattering* est réduit. Le super twisting son avantage résulte dans le fait la commande n'a pas besoin du terme de la dérivée de la surface mais force  $S$  et dérivée de  $S$  à zéro en temps fini [46], [29].

$$U_n = U_1(t) + U_2(t) \quad (2.63)$$

avec :

$$\begin{cases} U_1(t) = -K_1 |S|^r \text{sign}(S) \\ U_2(t) = -K_2 \int \text{sing}(S) \end{cases} \quad (2.64)$$

Ou  $S$  est la surface de glissement,  $K_1$  et  $K_2$  des constants positifs,  $r$  est le degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande [45], [46].

Le schéma général du contrôleur super twisting est montré 2.19 :

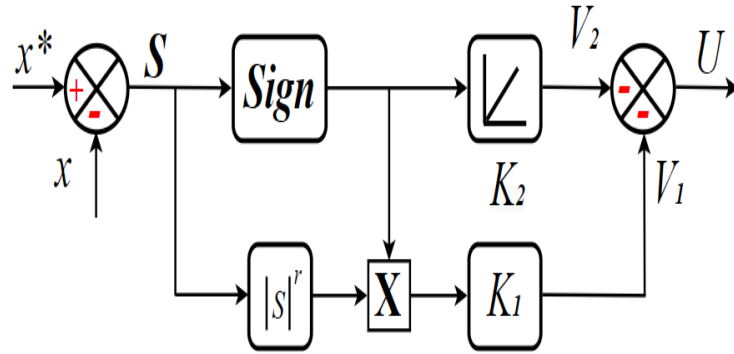


FIGURE 2.19 – Le schéma général du contrôleur super twisting.

## 2.10 Gain adaptatif pour la commande super twisting [13]

L'algorithme adaptatif utilisé pour le contrôle de super twisting permet un contrôle robuste sans surestimer les gains de contrôle pour une grande classe de systèmes non linéaires. Cette dernière caractéristique induit un effort d'identification très réduit et un réglage dynamique du contrôleur et l'algorithme de l'adaptation des gains s'écrit comme suit [13]

$$\dot{\lambda}_p = \begin{cases} c_\alpha \text{sing}(|s| - \mu) & , \quad \text{si } \lambda_p \succ a_m \\ a_m & , \quad \text{si } \lambda_p \preceq a_m \end{cases} \quad (2.65)$$

$$\lambda_i = c_\beta \lambda_p \quad (2.66)$$

$c_\alpha$ ,  $c_\beta$ , and  $a_m$  étant des constants positives [72].

## 2.11 Commande de type *Output Feedback Second Order Sliding Mode with Switching Gain* [86]

La loi de commande par de type Output Feedback Second Order Sliding Mode with Switching Gain forme a été proposée par Plestan et al.[66]. elle a été conçue pour supprimer l'utilisation de la dérivée temporelle de la variable glissante dans le contrôleur. Cette dernière est applicable aux systèmes avec degré relatif égal à 1 ou 2 et assure la mise en place d'un régime glissant d'ordre 2 dans un temps fini, en n'utilisant que les informations de la variable du mode glissant. Cette loi de commande est décrit comme suit [86], [85] à

$$U(kTe) = -K(kTe)\text{sign}(S(kTe)) \quad (2.67)$$

avec  $k \in \mathbf{N}$  et  $K$  définie comme suit :

$$K(kTe) = \begin{cases} K_m & , \quad \text{si } kTe \notin T_H \\ \gamma K_m & , \quad \text{si } kTe \in T_H \end{cases} \quad (2.68)$$

avec

$$T_H = \{K(kTe) | \text{sign}(S((k-1)Te)) \neq \text{sign}(S(kTe))\} \quad (2.69)$$

où  $K_m > 0$  il est réglé suffisamment large,  $\gamma > 3$ .

## 2.12 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, une étude sur la machine asynchrone a été faite concernant la conception et la modélisation. un modèle d'ordre 5 a été choisie pour l'utiliser par la suite pour la commande et l'observation. puis une étude sur le convertisseur *DC/AC* a été présentée avec sa commande *MLI*. Par la suite deux commandes vectorielles classiques *IFOC* et *DFOC* ont été présentés et a la fin du chapitre des commandes non linéaires ont été proposées pour la commande du moteur asynchrone, et qui vont utiliser par la suite. Le chapitre suivant va traiter l'observation et les conditions d'observabilité de la machine asynchrone, et la construction des observateurs pour la commande sans capteur et par la suite la commande tolérante au défaut capteur vitesse (FTC).

## Chapitre 3

---

# Commande tolérante au défaut capteur vitesse

### SOMMAIRE

---

1.1	INTRODUCTION . . . . .	4
1.2	ÉVOLUTION HISTORIQUE DE LA COMMANDE TOLÉRANTE AU DÉFAUT . . . . .	6
1.3	CONCEPTS DE BASE DE LA TECHNIQUE DE DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS . . . . .	7
1.3.1	Diagnostic des défauts basé sur la redondance du matériel . . . . .	8
1.3.2	Diagnostic des défauts basé sur le traitement du signal . . . . .	9
1.3.3	Diagnostic des défauts basé sur un modèle . . . . .	9
1.3.4	Commande tolérante a base des résidus . . . . .	10
1.4	REVUE DE LA LITTÉRATURE . . . . .	11
1.5	PROBLÉMATIQUE : MOTIVATION ET OBJECTIFS . . . . .	13
1.6	ORGANISATION DE LA THÈSE . . . . .	14

---

## 3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'élaborer un système de détection et de reconfiguration qui permet une commande tolérante aux défauts concernant les défauts du capteur mécanique (Encodeur incrémental ou génératrice tachymétrique) délivrant la valeur de la vitesse de rotation du moteur. Ce système doit résoudre un compromis, en effet il doit être sensible à la détection des défauts du capteur de vitesse, par contre il doit être robuste face aux variations paramétriques pour qu'il ne détecte pas de fausses alertes. Lors de la reconfiguration, la transition se fait entre l'information vitesse donnée par l'encodeur et celle délivrée un observateur, afin d'assurer la continuité de service de l'entraînement électrique.

En premier lieu, les définitions et les concepts relatifs à la théorie de l'observabilité pour les systèmes non linéaires sont présentées, puis elles sont appliquées à la machine asynchrone. En effet, si on désire employer un observateur, il est nécessaire de vérifier dans quelles conditions la machine est observable afin de reconstruire le vecteur d'état du système à partir des seules entrées et sorties mesurables.

Ensuite, deux observateurs non linéaires, basés sur la théorie des modes glissants et l'approche du Super-Twisting, sont décrits et synthétisés. Puis, dans le cadre de la commande tolérante, un système de détection du défaut et de reconfiguration, mettant en œuvre un superviseur intelligent exploitant la logique floue, est proposé.

Enfin, les techniques étudiées sont testées et comparées sous différentes conditions de fonctionnement et appliquées à la machine asynchrone. Plusieurs scénarios d'étude sont proposés concernant le démarrage, le régime permanent, l'application de couples de charge perturbateurs, avec des profils de vitesse intégrant des zones de non-observabilité.

## 3.2 Théorie de l'observabilité

Dans de nombreuses applications, il est nécessaire de connaître l'évolution des états d'un système dynamique, que cela soit pour des raisons de commande/contrôle ou pour l'analyse de son comportement. Toutefois, il est souvent impossible de mesurer toutes les variables d'état, pour contourner cette difficulté, on utilise des observateurs d'état, qui sont des algorithmes mathématiques (souvent appelés capteurs logiciel) de reconstruire l'état des grandeurs non mesurables avec un nombre limité de capteur. Ceci conduit à la notion d'entrées universelles des systèmes observables au sens du rang pour toutes les entrées appliquées et aux conditions nécessaires et suffisantes pour l'observabilité.

La problématique de l'observation est appliquée aux entraînements basés sur le moteur asynchrone essentiellement pour deux cas présentant des variables non-mesurables :

- La détermination du flux rotorique, en raison des contraintes opérationnelles et des difficultés posées par sa mesure.
- La détermination de sa vitesse de rotation (Position angulaire) afin de supprimer le capteur mécanique, en raison de son coût, de sa fragilité, de l'encombrement nécessaire et de sa sensibilité aux perturbations électromagnétiques.

Toutefois, certaines applications industrielles mettent en œuvre des algorithmes de commande/contrôle nécessitant la bonne connaissance de l'information couple (électromagnétique ou résistant). Dans ce cas encore, le problème de l'observabilité se pose si l'on envisage de ne pas employer un capteur mécanique de couple.

### 3.2.1 Définition de l'observabilité

L'observabilité concerne le problème de la reconstruction du vecteur d'état  $\mathbf{x}(t, t_0)$  seulement à partir des entrées  $\mathbf{u}(t, t_0)$  et des sorties  $\mathbf{y}(t, t_0)$  mesurées dans un intervalle de temps large et bien définie  $[t_0, t_0 + T]$  [26],[75].

### 3.2.2 Observabilité des systèmes non linéaires

L'observabilité des systèmes non linéaires est plus délicate à définir que dans le cas de systèmes linéaires. Nous considérons la classe des systèmes non linéaires généraux [26], qui incluent les modèles dynamiques de la machine asynchrone de la forme :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \\ \mathbf{y} = h(\mathbf{x}(t)) \end{cases} \quad (3.1)$$

où  $\mathbf{x}(t) \in \mathfrak{R}^n$  représente l'état du système,  $\mathbf{u}(t) \in \mathfrak{R}^m$  est l'entrée et  $\mathbf{y}(t) \in \mathfrak{R}^p$  est la sortie,  $f$  et  $h$  étant des fonctions lisses.

L'analyse de l'observabilité d'un système non linéaire peut être divisée en deux grandes catégories pour lesquels [27] :

- l'observabilité du système est indépendante de l'entrée,
- l'observabilité du système dépend de l'entrée.

Pour la classe de systèmes où la propriété d'observabilité ne dépend pas de l'entrée, on peut trouver quelques formes normales (canoniques) pour lesquelles il est possible de concevoir un observateur. Cette classe de systèmes non linéaires, peut être transformée en une telle forme canonique, est appelée la classe *des systèmes uniformément observables* [27].

Toutefois, si la propriété d'observabilité peut être perdue, lorsqu'une entrée est appliquée au système, la conception d'un observateur devient plus difficile et il est nécessaire de prendre en compte la catégorie des entrées.

Nous introduisons ci-dessous quelques définitions non exhaustives concernant la théorie de l'observabilité des systèmes non linéaires [27].

Pour une entrée donnée, les trajectoires au cours du temps des variables d'état internes du système dépendent de leurs conditions initiales. Soit  $t_0$ , un instant initial,  $T > 0$  un horizon temporel et  $u(t, t_0)$ , une entrée, on note  $x(t, x(t_0), u(t))$ , la trajectoire du système lorsqu'elle existe de manière unique pour tous instant  $t \in [t_0, t_0 + T]$ .

Le concept d'observabilité s'appuie sur la possibilité de distinguer deux conditions initiales différentes, ce qui est traduit par la notion de distinguabilité entre deux états initiaux.

**Définition 1** *Dérivée de Lie [27]*

La dérivée de Lie de la fonction  $h_i$ , le long du domaine de la fonction  $f$  est définie comme :

$$L_f h_i(x) = \frac{\partial h_i}{\partial x} f \quad (3.2)$$

En outre,  $dL_f^j h_i, i = 1, \dots, p; j = 1, \dots, m$  ; sont les différentielles de la dérivée de Lie de la fonction  $h_i$ , au long du domaine de la fonction  $f$ , désignés par :

$$dL_f^j h_i = \frac{\partial L_f^{j-1} h_i}{\partial x} f \quad (3.3)$$

**Définition 2** *Distinguabilité - Indistinguabilité*

Pour le système 3.1, soit deux états initiaux distincts  $x_0$  et  $x'_0 \in \mathbb{R}^n$ , on peut dire que :

- $x_0$  est distinguable dans  $\mathbb{R}^n$  de  $x'_0$ , s'il existe  $t \geq 0$  et existe  $u : [0, t] \rightarrow IU$  une entrée admissible, les trajectoires des sorties respectivement de  $x_0$  et  $x'_0$  restent dans  $\mathbb{R}^n$  pendant la durée  $[0, t]$  et vérifie :  $y(t, x_0, u(t)) \neq y(t, x'_0, u(t))$
- $x_0$  est indistinguable de  $x'_0$ , si pour tout  $t \geq 0$  et toute entrée admissible  $u : [0, t] \rightarrow IU$  les trajectoires des sorties de  $x_0$  et  $x'_0$  restent dans  $\mathbb{R}^n$  pendant la durée  $[0, t]$  et vérifie :  $y(t, x_0, u(t)) = y(t, x'_0, u(t))$

On peut donner une définition de l'observabilité d'un système en un point et par extension définir un système observable.

**Définition 3** *Observabilité*

Le système 3.1 est observable en  $x_0 \in \mathbb{R}^n$ , si  $\forall x'_0 \neq x_0$  est distinguable de  $x_0$  dans  $\mathbb{R}^n$ .

Un système est observable, s'il est observable en tout point  $x_0 \in \mathbb{R}^n$ .

Notons que l'observabilité (au sens de la définition 3) est une condition nécessaire, mais non suffisante, à l'existence d'un observateur.

**Définition 4** *Observabilité locale*

Le système 3.1 est dit localement observable en  $x_0 \in \mathbb{R}^n$ , si pour tout voisinage

$V(x_0) \subset \mathbb{R}^n$  contient  $x_0$ , pour tout point  $x'_0 \in V(x_0)$ , tout les couples  $(x_0, x'_0)$  sont distinguables dans  $V(x_0)$ .

Le système est localement observable, s'il est localement observable pour tout point de  $V$ .

L'observabilité est un concept global, le concept d'observabilité locale, est plus fort que celui de l'observabilité. En effet, si le système est localement observable, alors il est observable, mais l'inverse n'est pas vérifié.

L'observabilité locale permet la distinction entre deux points  $\mathbb{R}^n$  dans n'importe quel voisinage qui le contient.

**Définition 5** *Observabilité faible*

Un système est faiblement observable en  $x_0 \in \mathbb{R}^n$  s'il existe un voisinage ouvert  $V(x_0) \subset \mathbb{R}^n$  contenant  $x_0$ , tel que pour tout point  $x'_0 \in V(x_0)$ , les couples  $(x_0, x'_0)$  sont distinguables et les trajectoires  $x(t, x_0, u(t))$  et  $x(t, x'_0, u(t))$  évoluent à l'intérieur de  $V(x_0)$ .

Le système est faiblement observable sur  $\mathbb{R}^n$ , s'il est faiblement observable pour tout point de  $\mathbb{R}^n$ .



**Définition 6** *Observabilité locale faible*

Un système est localement faiblement observable en  $x_0 \in \mathbb{R}^n$  s'il existe un voisinage ouvert  $V(x_0) \subset \mathbb{R}^n$  contenant  $x_0$ , tel que pour tout voisinage  $V'' \subset V'(x_0)$  de  $x_0$ , pour tout  $x'_0 \in V''(x_0)$ , point  $x'_0 \in V(x'_0)$ , les couples  $(x_0, x'_0)$  sont distinguables et les trajectoires  $x(t, x_0, u(t))$  et  $x(t, x'_0, u(t))$  évoluent à l'intérieur de  $V'(x_0)$ .

Le système est localement faiblement observable sur  $\mathbb{R}^n$ , s'il est localement faiblement observable pour tout point de  $\mathbb{R}^n$ .

**Définition 7** *Espace d'observabilité [27]*

L'espace d'observation d'un système est le plus petit sous espace vectoriel  $\Xi$  contenant  $h_1, \dots, h_p$ , qui soit fermé pour la dérivation de Lie par rapport à tous les champs de vecteurs  $f_u(x) = f(x, u)$ .

- Dans le cas linéaire, l'espace d'observation est l'espace engendré par l'ensemble :

$$\Xi = \{C, CA, \dots, CA^{n-1}\} \quad (3.4)$$

- Dans le cas non linéaire, l'espace d'observation est l'espace engendré par l'ensemble :

$$\Xi = \{L_{f+gu}(h), \dots, L_{f+gu}^i(h), \dots\} \quad (3.5)$$

où  $L_{f+gu}$  est la dérivée de Lie.

On note que dans le cas linéaire, les conditions d'observabilité d'un système dépendent seulement des sorties et non pas des entrées.

**Définition 8** *Observabilité au sens du rang [27]*

La condition pour que le système non linéaire 3.1 soit localement faiblement observable est que le rang de la matrice d'observabilité  $\Theta$ , de dimension  $+\infty * n$ , et définie par :

$$\Theta = \begin{bmatrix} dh \\ dL_f h \\ dL_{f+gu}^2 h \\ \vdots \\ dL_{f+gu}^i h \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

soit égal à la dimension  $n$  du vecteur d'état.

$L_f^i h(x)$  étant la dérivée de Lie de  $h$  d'ordre  $i$ , pour  $f(x, u)$ .

**Définition 9** *Condition du rang d'observabilité [27]*

Si un système satisfait en  $x_0$  la condition d'observabilité au sens du rang, alors le système est localement observable en  $x_0$ .

Les définitions précédentes délivrent quatre propriétés pour qualifier l'observabilité d'un système. Celles-ci sont équivalentes, cependant seule la propriété d'observabilité locale implique les trois autres.

### 3.2.3 Observabilité du moteur asynchrone

Les commandes vectorielles et non linéaires nécessitent, pour effectuer les transformations de coordonnées, la connaissance de l'information vitesse délivrée par des capteurs, généralement basés sur des génératrices tachymétriques des codeurs incrémentaux.

D'autres part, les commandes sans capteur (*Sensorless Control*) sont, depuis quelques années, une préoccupation importante pour les industriels et une thématique majeure pour les scientifiques, il est donc devenu indispensable d'étudier les propriétés d'observabilité des machines à courant alternatif employées dans les entraînements électriques.

L'observabilité de la machine asynchrone a été largement étudiée dans la lecture scientifique par plusieurs auteurs [26],[53],[75]. Aussi, si en présence de l'information vitesse, les conditions d'observabilité sont garanties, l'observabilité du modèle de Park est problématique à basse vitesse en l'absence de capteur. Pour cela, nous présentons ci-dessous les principaux résultats existant dans la littérature concernant l'observabilité de la machine asynchrone lorsqu'elle fonctionne sans capteur de vitesse.

De manière générale, deux modèles dynamique, définit dans le repère biphasé  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, sont exploités pour l'étude de l'observabilité du moteur à basse vitesse :

- le modèle de dimension 4 pour les fonctionnements sous vitesse constante,
- le modèle de dimension 5 pour les fonctionnements sous vitesse variable.

Le modèle de dimension 4 est linéaire et considère que la vitesse  $\omega_r$  est constante ( $\dot{\omega}_r = 0$ ) ( $\dot{\omega}_r = 0$ ), ou varie lentement vis à vis de la période d'échantillonnage.

Le modèle de dimension 5 est quant à lui non linéaire et considère que la vitesse varie ( $\dot{\omega}_r \neq 0$ ), c'est une extension du modèle de dimension 4.

Le modèle de dimension 4 est exprimé sous forme de représentation d'état par le système 3.7 [36],[79]. Ce système est caractérisé par le vecteur d'état  $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta}]^T$ , le vecteur de commande  $\mathbf{v}_s = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T$  et le vecteur de sortie  $\mathbf{i}_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \cdot i_{s\alpha} + a_2 \cdot \psi_{r\alpha} - a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_{r\beta} \\ a_1 \cdot i_{s\beta} + a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} + a_2 \cdot \psi_{r\beta} \\ a_4 \cdot i_{s\alpha} + a_5 \cdot \psi_{r\alpha} - \omega_r \cdot \psi_{r\beta} \\ a_4 \cdot i_{s\beta} + \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} + a_5 \cdot \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Le système d'équation 3.8 donne l'expression de la représentation d'état du modèle de dimension 5 [36],[79]. Il est caractérisé par le vecteur d'état  $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta} \ \omega_r]^T$ , le vecteur de commande  $\mathbf{v}_s = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T$  et le vecteur de sortie  $\mathbf{i}_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ .

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_1 \cdot i_{s\alpha} + a_2 \cdot \psi_{r\alpha} - a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_{r\beta} \\ a_1 \cdot i_{s\beta} + a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} + a_2 \cdot \psi_{r\beta} \\ a_4 \cdot i_{s\alpha} + a_5 \cdot \psi_{r\alpha} - \omega_r \cdot \psi_{r\beta} \\ a_4 \cdot i_{s\beta} + \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} + a_5 \cdot \psi_{r\beta} \\ a_7 \cdot (\psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) - \frac{p}{J} \cdot T_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} \tag{3.8}
\end{aligned}$$

Le problème consiste à déterminer les conditions pour lesquelles le vecteur d'état  $\mathbf{x}$  peut être observé, à partir des entrées et sorties mesurées en l'absence de l'information vitesse.

### 3.2.3-a Observabilité sans capteur de vitesse sous vitesse constante

Nous présentons ci-dessous les conditions suffisantes telles que le modèle 3.7 de dimension 4 soit localement observable [26],[75]. Pour cela, nous considérons la condition du rang d'observabilité (Définition 9), lorsque les flux rotoriques  $(\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta})$  sont constants, soit :

$$\dot{\psi}_{r\alpha} = 0 \quad \text{ou} \quad \dot{\psi}_{r\beta} = 0 \tag{3.9}$$

Les sous-espaces d'observation  $\Xi_1$  et  $\Xi_2$ , générés par les sorties et leurs dérivées sont :

$$\Xi_1 = \begin{bmatrix} h_1(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}h_1(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}^2h_1(\mathbf{x}) \\ h_2(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix}, \quad \Xi_2 = \begin{bmatrix} h_1(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}h_1(\mathbf{x}) \\ h_2(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}h_2(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}^2h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Les deux matrices d'observabilité associées sont déterminées par les expressions suivantes :

$$\Theta_1 = \frac{\delta}{\delta X}(\Xi_1) \quad \text{et} \quad \Theta_2 = \frac{\delta}{\delta X}(\Xi_2) \tag{3.11}$$

Après calculs, les déterminants respectifs sont : [26],[75] :

$$\det(\Theta_1) = |\Theta_1| = -(pK)^3 \dot{\psi}_{r\alpha} \left( \frac{1}{T_r^2} + p^2 \omega_r^2 \right) \tag{3.12}$$

$$\det(\Theta_2) = |\Theta_2| = (pK)^3 \dot{\psi}_{r\beta} \left( \frac{1}{T_r^2} + p^2 \omega_r^2 \right) \tag{3.13}$$

Les rangs des déterminants  $\det(\Theta_1)$  et  $\det(\Theta_2)$ , des matrices d'observabilité  $\Theta_1$  et  $\Theta_2$ , sont indépendants des entrées du système. Il en résulte que toutes entrées  $(v_{s\alpha}, v_{s\beta})$  rend le modèle 3.7 localement observable sur le sous-espace  $\{\mathbf{x} : \dot{\psi}_{r\alpha} + \dot{\psi}_{r\beta} \neq 0, \dot{\omega}_r = 0\}$ .

Autrement dit, sous l'hypothèse d'une vitesse rotorique constante, les conditions d'observabilité sont satisfaites tant que le moteur fonctionne loin des conditions de flux constant. Par conséquent, pour certains points de fonctionnement, liés aux choix effectués pour les matrices d'observabilité, il existe une singularité locale. Toutefois, le point défini par ( $\dot{\psi}_{r\alpha} = \dot{\psi}_{r\beta} = 0$ ) apparaît, quelque soit ce choix, comme une singularité du modèle.

### 3.2.3-b Observabilité sans capteur de vitesse sous vitesse variable

Nous considérons ici le modèle 3.8 non linéaire de dimension 5, sous l'hypothèse suivante : ( $\dot{\omega}_r \neq 0$ ).

L'espace d'observabilité  $\Xi_3$  généré par les sorties et leurs dérivées a pour expression :

$$\Xi_3 = \begin{bmatrix} h_1(\mathbf{x}) \\ h_2(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}h_1(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}h_2(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}^2h_1(\mathbf{x}) \\ L_{f+gu}^2h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

La matrice d'observabilité  $\Theta_3$  associée a pour expressions :

$$\Theta_3 = \frac{\delta}{\delta X}(\Xi_3) \quad (3.15)$$

Après calcul, l'expression du déterminant de la matrice  $\Theta_3$ , n'apporte pas d'information exploitable [26],[75]. Toutefois, l'analyse peut être poursuivie en ajoutant les hypothèses suivantes :

- Flux rotorique constant :  $\dot{\psi}_{r\alpha} = \dot{\psi}_{r\beta} = 0$  ;
- Flux rotorique orienté :  $\psi_{r\alpha} = \text{Cste}$  et  $\psi_{r\beta} = 0$ .

Le déterminant de la matrice d'observation s'exprime alors sous la forme :

$$\det(\Theta_3) = |\Theta_3| = \frac{-K^4 p^3}{JT_r} \psi_r^2 \cdot \dot{\omega}_r \quad (3.16)$$

Cette expression s'annule lorsque :

- le flux rotorique est nul  $\psi_r = \psi_{r\alpha} = 0$ , cette condition n'est pas à considérer.
- la dérivée de la vitesse est nulle,  $\dot{\omega}_r = 0$ , ce qui implique une vitesse constante sous un fonctionnement à flux constant.

Ainsi, si la vitesse angulaire est supposée constante, la condition du rang n'est pas satisfaite si le flux est constant.

Les propriétés d'observabilité du modèle de dimension 5 ne peuvent pas être assurées pour tous les régimes de fonctionnement, et en particulier dans des conditions de fonctionnement stationnaire à vitesse constante et à fréquence d'excitation nulle.

En conclusion, une condition suffisante pour satisfaire l'observabilité de l'état est que la vitesse angulaire mécanique ne soit pas constante pour le cas de fonctionnement à flux constant [26],[75].

**Remarque 1** Dans les deux analyses d'observabilité précédentes (Modèle de dimensions 4 et 5), si la vitesse angulaire est supposée constante, la condition de rang n'est pas satisfaite si le flux est également constant.

Il semble donc les conditions de fonctionnement à vitesse nulle (à l'arrêt), la seule possibilité de retrouver l'observabilité est de maintenir le flux variable. Le tableau 3.1 ci dessus présente les condition d'observabilité de la machine asynchrone.

TABLE 3.1 – Conditions d'observabilité de la machine asynchrone

Conditions	$\dot{\psi}_r = 0$	$\dot{\psi}_r \neq 0$
$\dot{\omega}_r = 0, \omega_r = 0$	Inobservable	Observable
$\dot{\omega}_r = 0, \omega_r \neq 0$	Observable	Observable
$\dot{\omega}_r \neq 0$	Observable	?

### 3.2.3-c Droite d'inobservabilité

D'après l'analyse précédente, l'observabilité sera perdue si  $\dot{\psi}_{rd} = \dot{\psi}_{rq} = 0$  (Flux constant), et en considérant la condition d'orientation du flux rotorique,  $\psi_r = \dot{\psi}_{rd} = \text{Constante}$  et  $\psi_{rq} = 0$ , l'expression du couple  $T_{em}$  devient [26],[53] :

$$T_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \cdot \psi_r \cdot i_{sq} \quad (3.17)$$

Le courant  $i_{sq}$  est alors lié au flux rotorique  $\psi_r$  par :

$$i_{sq} = \frac{T_r}{L_m} \cdot \psi_r \cdot \omega_r \quad (3.18)$$

Sachant que :

$$T_{em} = \frac{p\psi_r^2}{R_r} \cdot \omega_r \quad \Rightarrow \quad \omega_r = \frac{R_r T_{em}}{p\psi_r^2} \quad (3.19)$$

et :

$$\omega_s = \omega + \omega_r \quad \text{avec} \quad \omega = \Omega p \quad (3.20)$$

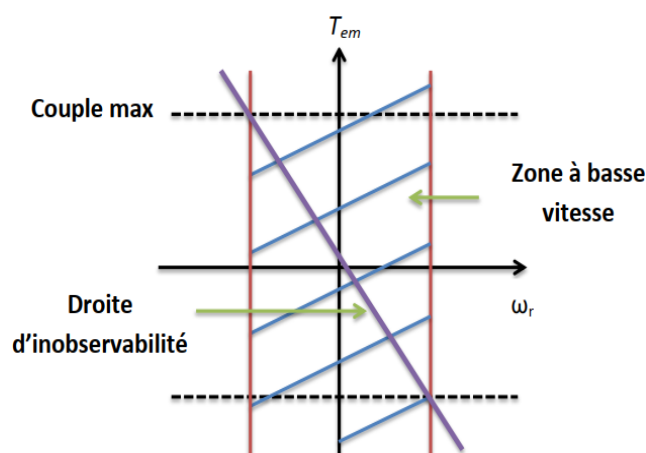
en combinant les équations 3.19 et 3.20 on obtient :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{R_r T_{em}}{p\psi_r^2} \quad (3.21)$$

De plus, si  $\dot{\psi}_{rd} = \dot{\psi}_{rq} = 0$ , ce qui se traduit par  $\omega_s = 0$  alors :

$$p\Omega + \frac{R_r T_{em}}{p\psi_r^2} = 0 \quad \Rightarrow \quad T_{em} = -\frac{(p\psi_r)^2 \Omega}{R_r} \quad (3.22)$$

Cette équation définit dans le plan  $(T_{em}, \Omega)$  une droite, appelée la droite d'inobservabilité, qui situe dans le deuxième et le quatrième quadrants. Ce qui correspond, comme le montre la figure 3.1, au fonctionnement en génératrice, en effet le couple de charge et la vitesse mécanique sont de signes opposés [53].

FIGURE 3.1 – Droite d'inobservabilité dans le plan  $(T_{em}, \Omega)$ 

### 3.3 Synthèse des observateurs non linéaire

Un observateur est un reconstituteur d'état, il estime des grandeurs non mesurables à partir des grandeurs mesurables. Plusieurs modèles d'observateurs non linéaire ont été proposés pour flux et la vitesse rotorique des moteurs asynchrone. Ceux-ci incluent entre autres, l'observateur à grand gain, l'observateur à modes glissants, le filtre de Kalman, ...etc. Chacun de ces observateurs a ses propres caractéristiques, avantages et inconvénients.

Par exemple, le filtre de Kalman délivre une estimation des variables d'état de haute précision dans les environnements bruités, il donne une estimation optimale, au sens d'un critère statistique, de l'état du système perturbé par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues. Il est donc bien adapté aux systèmes affectés par des bruits de mesure, cependant il présente souvent une grande complexité de réglage lors de sa conception [88].

En revanche, l'observateur à modes glissants possède des propriétés avantageuses, telles que la robustesse vis à vis des variations paramétriques, un excellent rejet des perturbations [4],[84]. Il produit néanmoins des oscillations de haute fréquence (Chattering). Aussi, de nombreuses variantes ont été proposé pour réduire ce phénomène et par conséquent améliorer les performances de l'estimation de la vitesse.

#### 3.3.1 Observateurs à modes glissants

L'observateur à modes glissants utilise le modèle du moteur asynchrone pour estimer ses variables d'état, telles que les flux, la constante de temps rotorique ou encore la vitesse de rotation, à partir des mesures seules des courants et des tensions de phase. Son appartenance aux méthodes de réglage non-linéaires est justifiée par le fait qu'il utilise une commutation à haute fréquence permettant d'attirer la trajectoire des erreurs d'observation vers une surface correspondant à une erreur d'estimation nulle et à y rester [59].

Nous proposons ci-dessous deux observateurs basés sur la technique des modes glissants.

### 3.3.1-a Observateur à modes glissants : Méthode 1

L'algorithme proposé garantit une bonne estimation de la vitesse et de la constante de temps rotorique, ainsi qu'une très grande robustesse notamment à basse vitesse. Le modèle du moteur asynchrone dans le repère  $(\alpha, \beta)$  est utilisé pour la synthèse de l'observateur, en effet ceci rend la synthèse plus simple et plus claire [34],[38].

L'estimation simultanée la vitesse et de la constante de temps rotorique sont assurées par la convergence des courants et des flux observés. La convergence des courants estimés vers les courant réels assure l'estimation des flux rotoriques dans le re père fixe  $(\alpha, \beta)$  [39].

Une fois les valeurs de flux trouvées, le contrôle équivalent est produit en utilisant un filtre passe-bas, puis la vitesse et la constante de temps du rotor sont estimées en utilisant les flux observés [39].

Nous noterons par la suite :  $a_2 = k \cdot \frac{1}{T_r}$ ,  $k = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}$

et donc :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - a_1 \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + a_6 \cdot \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + a_4 \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \phi_{is\alpha} \\ \phi_{is\beta} \end{bmatrix} - a_1 \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + a_6 \cdot \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{\psi r\alpha} \\ \phi_{\psi r\beta} \end{bmatrix} + a_4 \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

avec :

$$\begin{aligned} \phi_{is\alpha} &= h_{sd} \cdot \text{sign}(S_{is\alpha}) & \phi_{is\beta} &= h_{sq} \cdot \text{sign}(S_{is\beta}) \\ \phi_{\psi r\alpha} &= H_{rd} \cdot \text{sign}(S_{\psi r\alpha}) & \phi_{\psi r\beta} &= H_{rq} \cdot \text{sign}(S_{\psi r\beta}) \end{aligned}$$

où  $[h_{sd}, h_{sq}, H_{rd}, H_{rq}]$  sont les gains de l'observateur [34],[38].

La convergence des courants statoriques estimés  $\hat{i}_{s\alpha}$  et  $\hat{i}_{s\beta}$  vers les courants réels  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  assurent l'estimation du flux rotorique  $\hat{\psi}_{s\alpha}$  et  $\hat{\psi}_{s\beta}$ .

A partir des flux rotoriques estimés, la vitesse rotorique  $\hat{\omega}_r$  et la constante du temps rotorique  $\hat{T}_r$  peuvent être estimées. Les composantes estimées des courants et des flux  $\hat{i}_{s\alpha}$ ,  $\hat{i}_{s\beta}$  et  $\hat{\psi}_{s\alpha}$ ,  $\hat{\psi}_{s\beta}$  sont utilisés pour générer le mode glissant.

Les surfaces du mode glissant sont définie comme suit :

$$S_n = [S_{is\alpha} \ S_{is\beta} \ S_{\psi_{r\alpha}} \ S_{\psi_{r\beta}}]^T \quad (3.27)$$

avec :

$$\begin{aligned} S_{is\alpha} &= \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}; & S_{is\beta} &= \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}; \\ S_{\psi_{r\alpha}} &= \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha}; & S_{\psi_{r\beta}} &= \hat{\psi}_{r\beta} - \psi_{r\beta}; \end{aligned}$$

En sélectionnant les gains  $[h_{sd}, h_{sq}, H_{rd}, H_{rq}]$  de la commande attractive plus grands que les erreurs pour assurer l'attractivité du signal observé autour de la référence et ont satisfait la condition d'existence, ainsi le mode glissant ( $S_n = 0$ ) se produira et la résolution de l'expression  $\frac{dS_n}{dt} = 0$  pour le terme de discontinuité donne la commande équivalente continue [34], [38], [39].

Cependant, la commande équivalente dépendra des paramètres de la machine et sera difficile à mettre en œuvre. Par conséquent, il est raisonnable de supposer qu'une commande équivalente est proche de la composante lente de la commande réelle qui peut être dérivée en filtrant la composante haute fréquence à l'aide d'un filtre passe-bas [34], [39].

La structure du filtre passe-bas implémentée est :

$$\phi_{\psi_{r\alpha}}^{eq} = \frac{1}{\mu \cdot s + 1} \quad (3.28)$$

où  $\mu$  est la constante de temps du filtre, choisie suffisamment petite pour conserver la composante lente sans distorsion, mais suffisamment grande pour éliminer les composants haute fréquence. La sortie du filtre passe-bas sera égale à la commande équivalente sur la surface glissante [34], [39].

Le concept du contrôle équivalent suppose que le flux observé  $\hat{\psi}_{r\alpha}$  et  $\hat{\psi}_{r\beta}$  égal au flux réel  $\psi_{r\alpha}$ ,  $\psi_{r\beta}$ . Par conséquent, on peut écrire pour le régime permanent :

$$\begin{bmatrix} \phi_{\psi_{r\alpha}}^{eq} \\ \phi_{\psi_{r\beta}}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\hat{T}_r} & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -\frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{\psi_{r\alpha}}^{eq} \\ \phi_{\psi_{r\beta}}^{eq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\hat{T}_r} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{\psi_{r\alpha}}^{eq} \\ \phi_{\psi_{r\beta}}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{r\alpha} & -\hat{\psi}_{r\beta} \\ \hat{\psi}_{r\beta} & -\hat{\psi}_{r\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{r\alpha} & -\hat{\psi}_{r\beta} \\ \hat{\psi}_{r\beta} & -\hat{\psi}_{r\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\psi_{r\alpha}}^{eq} \\ \phi_{\psi_{r\beta}}^{eq} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

D'après l'équation ci-dessus (III.26), la vitesse rotorique estimée  $\hat{\omega}_r$  est égal à [34],[38] :

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} \cdot (\hat{\psi}_{r\beta} \cdot \phi_{\psi_{r\alpha}}^{eq} - \hat{\psi}_{r\alpha} \cdot \phi_{\psi_{r\beta}}^{eq}) \quad (3.33)$$



De plus, la constante du temps rotorique  $\hat{T}_r$  est égale à :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = \frac{1}{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} \cdot (-\hat{\psi}_{r\alpha} \cdot \phi_{\psi_{r\alpha}}^{eq} - \hat{\psi}_{r\beta} \cdot \phi_{\psi_{r\beta}}^{eq}) \quad (3.34)$$

La figure 3.2 illustre la structure globale du système avec la commande mode glissant et l'orientation du flux du rotorique, associée à l'observateur par modes glissants proposé.

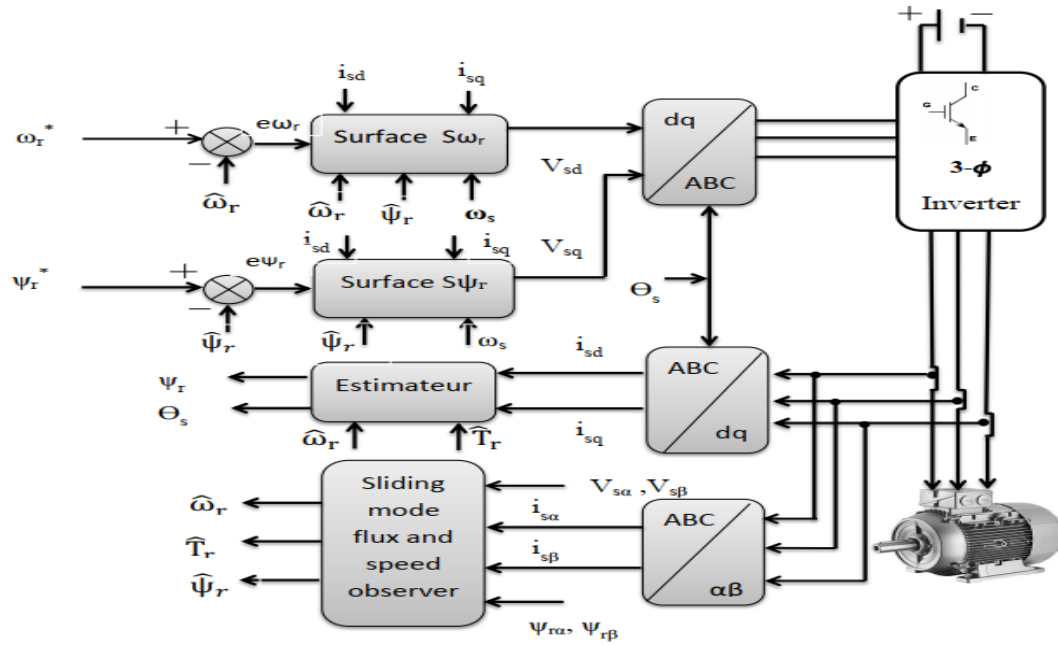


FIGURE 3.2 – Structure global de la commande à modes glissants associée à l'observateur proposé

### 3.3.1-b Observateur à modes glissants : Méthode 2

Le second observateur proposé est basé sur une nouvelle approche hybride mettant en œuvre un observateur à modes glissants, dont le rôle est d'estimer le flux rotorique dans le repère stationnaire ( $\alpha\beta$ ).

Une fois les valeurs des flux rotoriques trouvées, une loi d'adaptation est utilisée pour assurer la convergence de la vitesse estimée  $\hat{\omega}_r$  vers sa valeur réelle  $\omega_r$ . Cette technique est détaillée dans ce qui suit [88],[72].

La structure de l'observateur par modes glissants s'écrit [34],[84] :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(\hat{x}, U) - K \cdot \text{sign}(\hat{y} - y) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad (3.35)$$

La fonction Saturation (Sat) est utilisée pour assurer la stabilité de l'observateur et pour réduire les vibrations [21], [34].

En utilisant le modèle de la machine asynchrone dans le repère fixe  $(\alpha\beta)$ , on obtient [37] :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\psi}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{\psi}}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \cdot \dot{i}_{s\alpha} + a_2 \cdot \psi_{r\alpha} - a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_{r\beta} + K_c S_{i\alpha} + K_v \text{sat}(S_{i\alpha}) \\ a_1 \cdot \dot{i}_{s\beta} + a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} + a_2 \cdot \psi_{r\beta} + K_c S_{i\beta} + K_v \text{sat}(S_{i\beta}) \\ a_4 \cdot \dot{i}_{s\alpha} + a_5 \cdot \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} + K_\psi \text{sat}(S_{i\alpha}) \\ a_4 \cdot \dot{i}_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \cdot \psi_{r\beta} + K_\psi \text{sat}(S_{i\beta}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{s\alpha} \\ \hat{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{s\alpha} \\ \hat{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} S_{i\alpha} \\ S_{i\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{i_{s\alpha}} \\ e_{i_{s\beta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$S_{i\alpha}$  et  $S_{i\beta}$  sont les surfaces du mode glissant,  $K_c$ ,  $K_v$  et  $K_\psi$  sont des gains positifs.

La convergence des courants statoriques estimés  $\hat{i}_{s\alpha}$  et  $\hat{i}_{s\beta}$  vers les courants réels  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  assure l'estimation du flux rotorique  $\hat{\psi}_{r\alpha}$  and  $\hat{\psi}_{r\beta}$ . A partir du flux rotorique estimé, on peut estimer la vitesse du rotor  $\hat{\omega}_r$  par la loi d'adaptation[49], [57], [37].

La méthode d'estimation de la vitesse rotorique par l'observateur adaptative est une approche connue pour la simplicité de son algorithme, pour sa stabilité et sa convergence rapide, et enfin pour ses performances en termes de précision dans une large plage de vitesse.

La loi d'adaptation obtenue pour assurer la convergence de  $\hat{\omega}_r$  vers  $\omega_r$  est de type Proportionnelle-Intégrale. Elle est exprimée par la relation suivante [88],[32] :

$$\hat{\omega}_r = K_p(e_{i_{s\alpha}} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\psi}_{r\alpha}) - K_i \int (e_{i_{s\alpha}} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\psi}_{r\alpha}) dt \quad (3.38)$$

Les coefficients  $K_p$  et  $K_i$  étant respectivement les gains proportionnel et intégral.

$$\begin{bmatrix} e_{i_{s\alpha}} \\ e_{i_{s\beta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

La figure 3.3 illustre la structure globale du système basée la commande à modes glissants avec l'orientation du flux du rotorique, associé à l'observateur proposé dans 5.2.1-b, équipée du système de détection et de reconfiguration floue qui sera décrit par la suite.

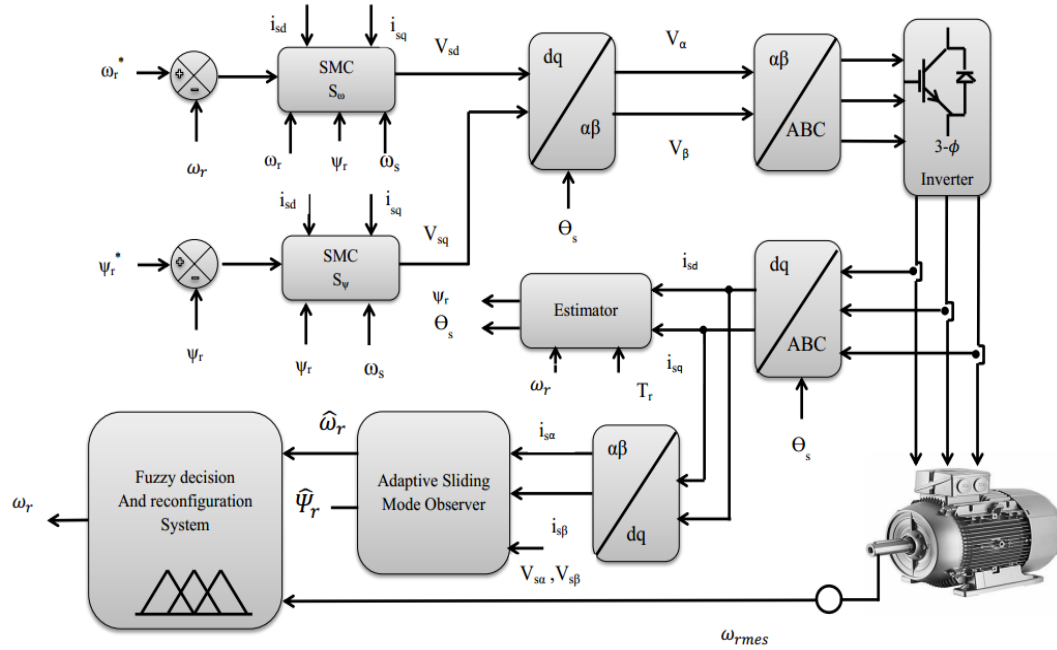


FIGURE 3.3 – Structure fonctionnelle de la commande tolérante au défaut capteur vitesse de la machine asynchrone équipée de l'observateur à modes glissants (Methode2) associée au système de détection et de reconfiguration

### 3.3.2 Observateurs par Super-Twisting

Deux méthodes d'observation basées sur l'approche du Super-Twisting sont proposées pour cette technique.

#### 3.3.2-a Observateur par Super-Twisting : Méthode 1

L'observateur proposé dans cette partie est un nouvel observateur proche de l'observateur par modes glissants proposé précédemment. Son rôle est d'estimer les flux rotoriques dans le référentiel stationnaire ( $\alpha\beta$ ), tout en assurant la convergence des courants  $\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}$  statoriques estimés vers les courants réels  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ .

Une fois les valeurs de flux trouvées, elles sont utilisées dans l'observateur par Super-Twisting pour estimer la vitesse rotorique  $\hat{\omega}_r$ .

On considère le modèle de l'observateur à modes glissants défini précédemment (3.3.1-b), soit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\psi}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{\psi}}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \cdot i_{s\alpha} + a_2 \cdot \psi_{r\alpha} - a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_{r\beta} + K_c S_{i\alpha} + K_v \text{sat}(S_{i\alpha}) \\ a_1 \cdot i_{s\beta} + a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} + a_2 \cdot \psi_{r\beta} + K_c S_{i\beta} + K_v \text{sat}(S_{i\beta}) \\ a_4 \cdot i_{s\alpha} + a_5 \cdot \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} + K_\psi \text{sat}(S_{i\alpha}) \\ a_4 \cdot i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \cdot \psi_{r\beta} + K_\psi \text{sat}(S_{i\beta}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{s\alpha} \\ \hat{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} S_{i\alpha} \\ S_{i\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{i_{s\alpha}} \\ e_{i_{s\beta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Dans la partie précédente, une loi d'adaptation de type PI a été utilisé. Le principal inconvénient de cette technique est que l'estimation est moins précise à basse vitesse (zone de non observabilité) [32]. Pour cette raison, le régulateur PI est remplacé par un contrôleur de type Super-Twisting afin de garantir une meilleure estimation de la vitesse rotorique, plus précise pour les basses vitesses.

L'algorithme du Super-Twisting ne nécessite aucune information sur la dérivée de la surface  $\frac{dS}{dt}$ , d'où son grand intérêt pratique, tout en conservant de bonnes propriétés de robustesse et ainsi une convergence en temps fini.

La figure ci-dessous 3.4 illustre la structure globale de la commande par Super-Twisting avec l'orientation du flux rotorique et l'observateur proposé 3.3.2-a associée au système de détection et de reconfiguration floue, qui sera décrite par la suite.

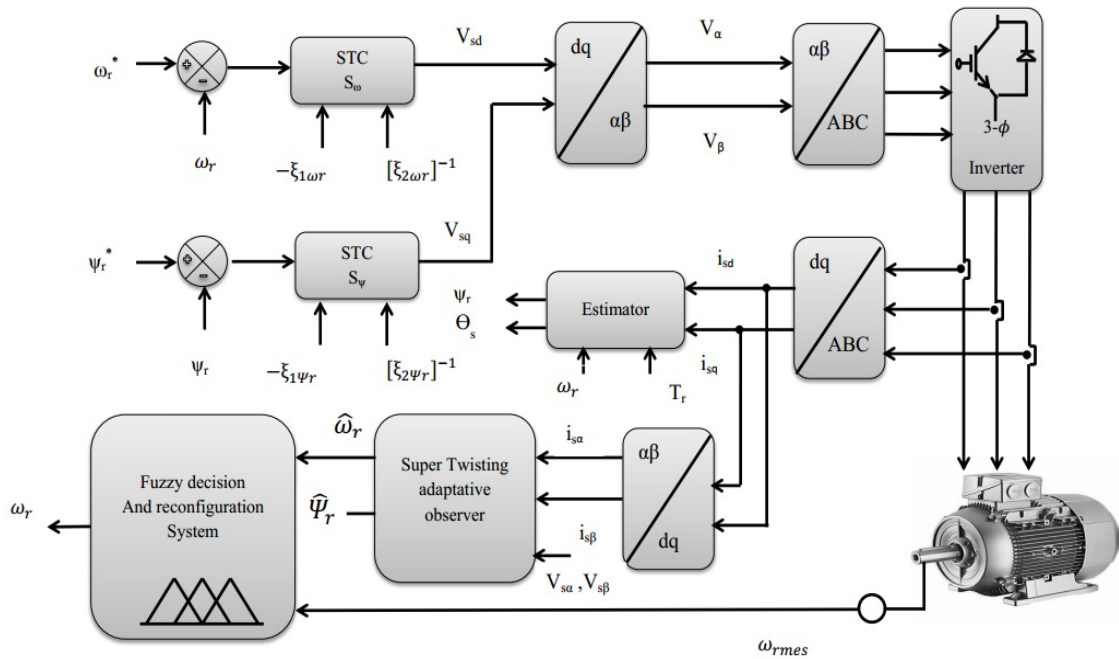


FIGURE 3.4 – Structure fonctionnelle de la commande tolérante au défaut capteur vitesse de la machine asynchrone équipé de l'observateur par Super-Twisting (Methode 1) associée au système de détection et de reconfiguration

La loi de commande utilisant l'algorithme du Super-Twisting est exprimé par [32],[65] :

$$U = V_1(t) + V_2(t) \quad (3.41)$$

avec :

$$\begin{cases} V_1(t) &= -\lambda_i |S|^r \text{sign}(S) \\ V_2(t) &= -\lambda_p \int \text{sign}(S) \end{cases} \quad (3.42)$$

alors :

$$\hat{\omega}_r = -\lambda_i |S|^r \text{sign}(S) - \lambda_p \int \text{sign}(S) dt \quad (3.43)$$

d'où :

$$S = e_{i_{s\alpha}} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\psi}_{r\alpha} \quad (3.44)$$

$\lambda_i$  et  $\lambda_p$  étant des gains positifs qui doivent assurer la convergence.

### 3.3.2-b Observateur par Super-Twisting Adaptatif : Méthode 2

L'observateur par Super-Twisting Adaptatif (ASTW) a été récemment développé [13], il permet une meilleure atténuation du phénomène de Chattering ; ses gains sont adaptés pour surmonter les perturbations, sans surestimer les gains de l'observateur.

L'un des avantages de cette technique est que son adaptation permet minimiser les gains par rapport aux perturbations et incertitudes. Les gains sont réduits et donc le système nécessite moins d'énergie. Un autre avantage est l'effort réduit pour identifier le système, car aucune information n'est requise sur les limites des incertitudes et perturbations.

La stratégie ASTW fonctionne de manière dynamique en augmentant les gains de l'observateur  $\lambda_i$  et  $\lambda_p$  jusqu'à ce qu'un véritable mode glissant du second ordre soit établi dans un temps fini.

Il existe un temps fini  $t_F$  et des constantes positives  $\lambda_i$  et  $\lambda_p$  telles que à  $t = t_F$  :

$$|S| \leq \lambda_i \tau^2 \quad |\dot{S}| \leq \lambda_p \tau \quad (3.45)$$

$\tau$  étant la période d'échantillonnage.

Une fois le mode glissant établi, les gains sont suffisamment importants et peuvent alors commencer à diminuer. Cette réduction des gains doit être inversée dès que la variable glissante, ou sa dérivée commencent à sortir en dehors des intervalles définis précédemment.

Un détecteur de mode glissant est nécessaire pour détecter le début de la perte du mode glissant. Un tel système est construit et incorporé dans la loi de contrôle ASTW, ce qui permet de ne pas surestimer les gains du contrôle ( $\lambda_i, \lambda_p$ ).

Dans la référence [13], ce détecteur est défini en introduisant un domaine  $|S| \leq \mu$ . Dès que ce domaine est atteint, les gains  $\lambda_i$  et  $\lambda_p$  diminuent dynamiquement. En raison des gains plus faibles ou des perturbations importantes, les trajectoires du système peuvent quitter le domaine, ce qui signifie que le mode glissant du second ordre est perdu.

Ensuite, les gains commencent à augmenter dynamiquement afin de forcer les trajectoires de revenir dans le domaine en un temps fini. En utilisant cette stratégie, il a été montré dans [13] qu'un véritable mode glissant du second ordre peut être établi.

L'équation 3.43 définit la vitesse rotorique estimé  $\hat{\omega}_r$  :

$$\hat{\omega}_r = -\lambda_i |S|^r \text{sign}(S) - \lambda_p \int \text{sign}(S) dt \quad (3.46)$$

avec :

$$S = e_{i_{s\alpha}} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\psi}_{r\alpha} \quad (3.47)$$

que l'on peut associer à la méthode de l'adaptation des gains comme suit :

$$\lambda_p = \begin{cases} c_\alpha \text{sign}(|s| - \mu) & , \text{ if } \lambda_p \succ a_m \\ a_m & , \text{ if } \lambda_p \preceq a_m \end{cases} \quad (3.48)$$

$$\lambda_i = c_\beta \lambda_p \quad (3.49)$$

$c_\alpha$ ,  $c_\beta$  et  $a_m$  étant des constantes positives [13].

La figure 3.5 montre la structure globale de la commande tolérante par Super-Twisting Adaptatif (ASTW) associée au système de détection et de reconfiguration floue, qui sera décrite ci-dessous.

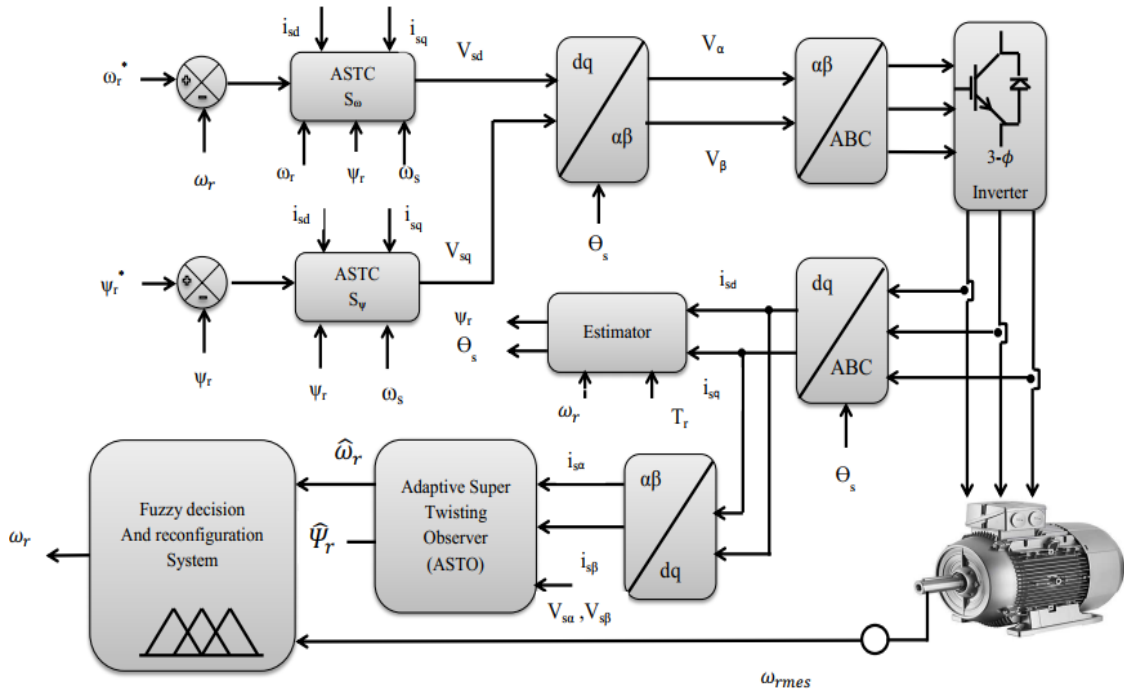


FIGURE 3.5 – Structure fonctionnelle de la commande tolérante au défaut capteur vitesse de la machine asynchrone équipée de l'observateur par Super-Twisting Adaptatif (ASTW) associée au système de détection et de reconfiguration

## 3.4 Système de détection et de reconfiguration

### 3.4.1 Objectif du système de reconfiguration flou

Les techniques d'intelligence artificielle confèrent généralement la capacité et la puissance nécessaires à la résolution des différents problèmes rencontrés dans les systèmes des domaines industriels, notamment ceux liés à la commande des moteurs électriques [40],[61],[74]. Cette section se concentre sur une méthode de commande tolérante au défaut capteur de vitesse reposant sur le calcul des résidus.

La fonction du superviseur flou proposé consiste à permettre une transition du système, dans le cas où un défaut concernant le capteur de vitesse est détecté. La continuité de fonctionnement du système est alors assurée par un observateur, qui est substitué au capteur, et délivre ainsi l'information vitesse à la commande.

Le système de détection et de reconfiguration proposé est basé sur la logique floue. Il doit être caractérisé par une robustesse satisfaisante aux variations paramétriques, cependant il ne doit effectuer aucune transition en cas de modification des paramètres en étant suffisamment rapide pour détecter et localiser le défaut, puis effectuer une transition vers la vitesse délivrée par l'observateur [28],[14].

Pour l'identification des défauts, il est possible d'écrire :

$$e_{\omega r} = \omega_r - \hat{\omega}_r \quad (3.50)$$

### 3.4.2 Système de détection et de décision flou

La configuration du système de commande tolérant est illustré par la figure 3.6. Le défaut dans le cas étudié dans ce qui suit résulte d'une défaillance du capteur de vitesse. Le superviseur flou doit assurer la continuité de fonctionnement du système, qui à son tour garantit la continuité du contrôle de la machine asynchrone.

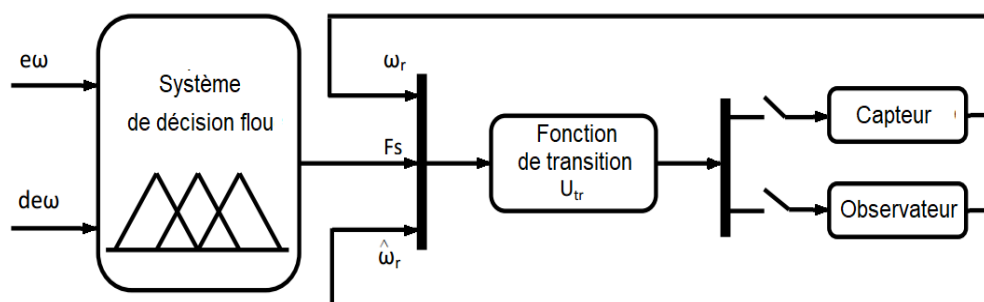


FIGURE 3.6 – Principe du système de détection et de décision basé sur la logique floue

L'idée de base est de développer un bloc de transition capable de générer une fonction de transition  $U_{Tr}$ , cette fonction est définie comme une combinaison linéaire de la vitesse mesurée par le capteur et de la vitesse délivrée par l'observateur employé [42],[67].

D'où son expression :

$$U_{Tr} = (1 - F_s)\omega_{rmes} + F_s\hat{\omega}_r \quad (3.51)$$

$F_s$  étant la fonction de transition délivrée par le bloc d'inférence floue tel que :

- Si  $F_s = 0$ , cela implique l'absence de défaut,
- Si  $F_s = 1$ , cela implique la présence de défaut.

### 3.4.2-a Conception du bloc de décision flou

Le bloc de décision flou reçoit deux variables d'entrée,  $e_{\omega_r}$  et sa variation  $de_{\omega_r}$ , il délivre en sortie la variable  $F_s$  [6],[8] :

$$\begin{cases} e_{\omega_r} = \omega_r - \hat{\omega}_r \\ \frac{de_{\omega_r}}{dt} = \frac{d}{dt}(\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{cases} \quad (3.52)$$

### 3.4.2-b Extraction des règles d'inférence floues

Un système flou de type Mamdani utilisant un ensemble de règles régissant son fonctionnement et s'appuyant sur la méthode dite "Max-Min" a été privilégiée.

Les variables floues peuvent être "Négatives grand" (NG), "Proches de zéro" (Z) et "Positives grand" (PG), comme le montre la figure 3.7 [68],[8],[60].

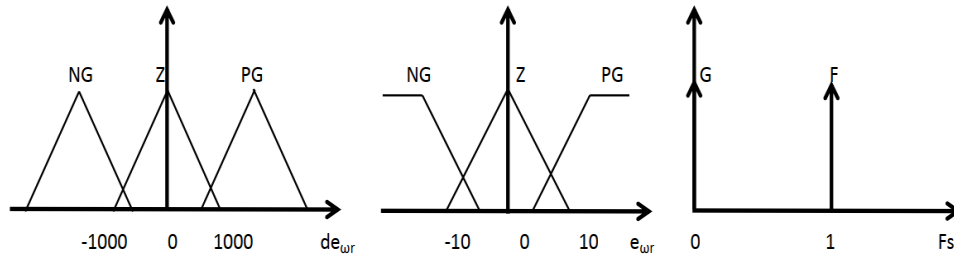


FIGURE 3.7 – Fonctions d'appartenance et fuzzification des variables d'entrée et de sortie

Les règles d'inférence adoptées sont décrites ci-dessous :

- **Si** ( $e_{\omega_r}$  est NG ou PG) **et** ( $de_{\omega_r}$  est NG or PG) **Alors** ( $F_s$  est F).

La règle extraite suggère que dans le cas où l'erreur sur la vitesse  $e_{\omega_r}$  et sa variation  $de_{\omega_r}$  sont négatives grandes (NG) ou positives grandes (PG), alors la quantité  $F_s$  est égale à  $F$ . Dans ce cas, l'observateur sera sélectionné, par conséquent, une défaillance du capteur de vitesse engendre une transition.

- **Si** ( $e_{\omega_r}$  est EZ) **et** ( $de_{\omega_r}$  est EZ), **Alors** ( $F_s$  is G). Dans ce cas, le capteur de vitesse fonctionne correctement et donc aucune transition n'est effectuée.

- **Si** ( $e_{\omega_r}$  est EZ) **et** ( $de_{\omega_r}$  est PG), **Alors** ( $F_s$  est G). Ici, aucune transition n'est effectuée car l'information sur la vitesse est proche de zéro, cela indiquent que le capteur de vitesse fonctionne correctement.



Les règles adoptées sont résumées dans la matrice d'inférence 3.2.  
La méthode de défuzzification choisie est celle du centre de gravité (Centroid).

TABLE 3.2 – Matrice d'inférence définie pour la fonction de détection  $F_s$

$e_{\omega_r}$ \ $de_{\omega_r}$	NG	EZ	PG
NG	F	F	F
EZ	G	G	G
PG	F	F	F

La figure 3.8 représente la surface caractéristique de la fonction  $F_s = f(e_{\omega_r}, de_{\omega_r})$  de détection du défaut capteur vitesse.

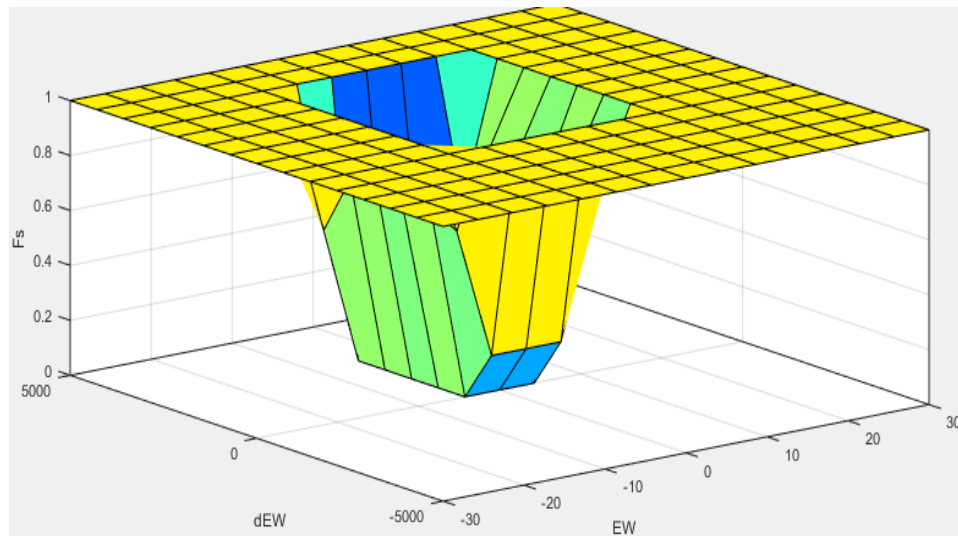


FIGURE 3.8 – Fonction non linéaire tridimensionnelle réalisée par le système de détection et de décision flou

### 3.5 Résultats de simulation

Les tests de simulation présentés ci-dessous concernent les performances et la comparaison des quatre observateurs décrit précédemment. L'ensemble des systèmes sont modélisés et implantés sous Matlab/Simulink.

Chacune des approches est testées sous des conditions identiques et avec les mêmes paramètres, selon trois scénarios expérimentaux :

- Scénario 1 : Fonctionnement sans défaut capteur de vitesse ;
- Scénario 2 : Fonctionnement avec défaut capteur de vitesse ;
- Scénario 3 : Test de robustesse.

### 3.5.1 Scénario 1 : Fonctionnement sans défaut capteur de vitesse

#### 3.5.1-a Commande et observateur par modes glissants (Méthode 1)

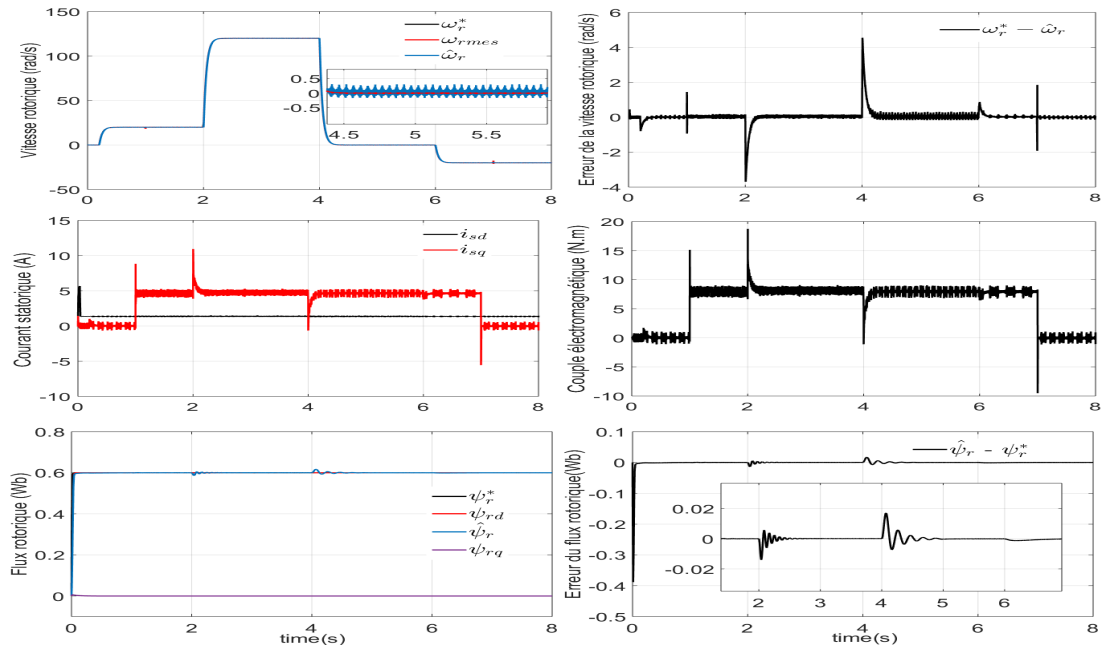


FIGURE 3.9 – Scénario 1 : Performances du moteur asynchrone avec la commande et l'observateur par modes glissants (Méthode 1 : 3.3.1-a)

#### 3.5.1-b Commande et observateur par modes glissants (Méthode 2)

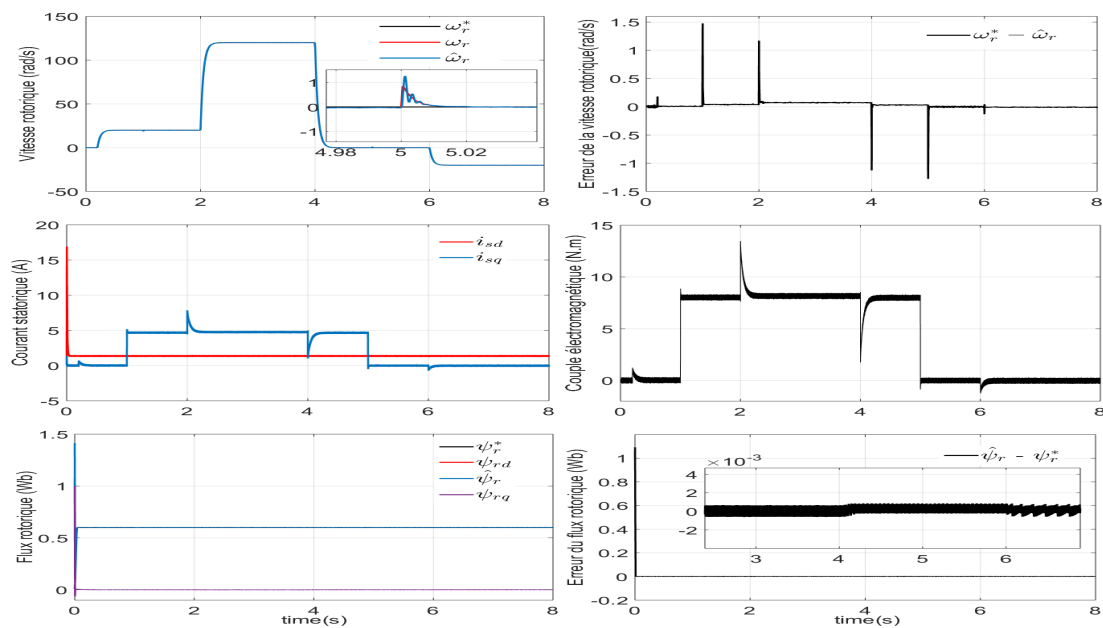


FIGURE 3.10 – Scénario 1 : Performances du moteur asynchrone avec la commande et l'observateur par modes glissants (Méthode 2 : 3.3.1-b)

## 3.5.1-c Commande et observateur Super-Twisting (Méthode 1)

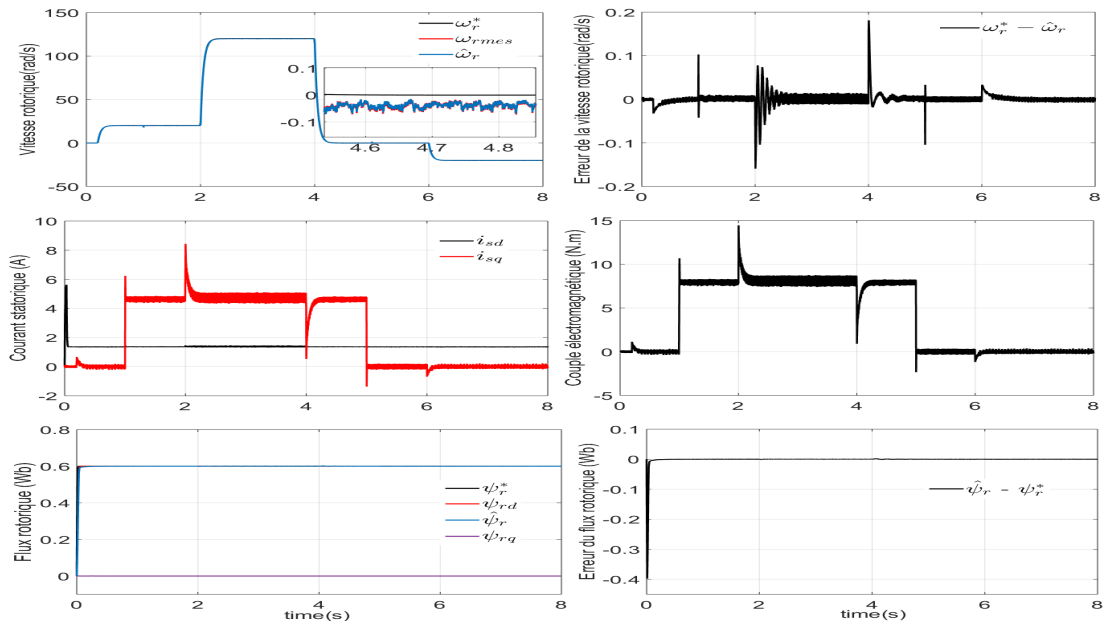


FIGURE 3.11 – Scénario 1 : Performances du moteur asynchrone avec la commande et l'observateur par Super-Twisting (Méthode 1 : 3.3.2-a)

## 3.5.1-d Commande et observateur Super-Twisting Adaptatif (Méthode 2)

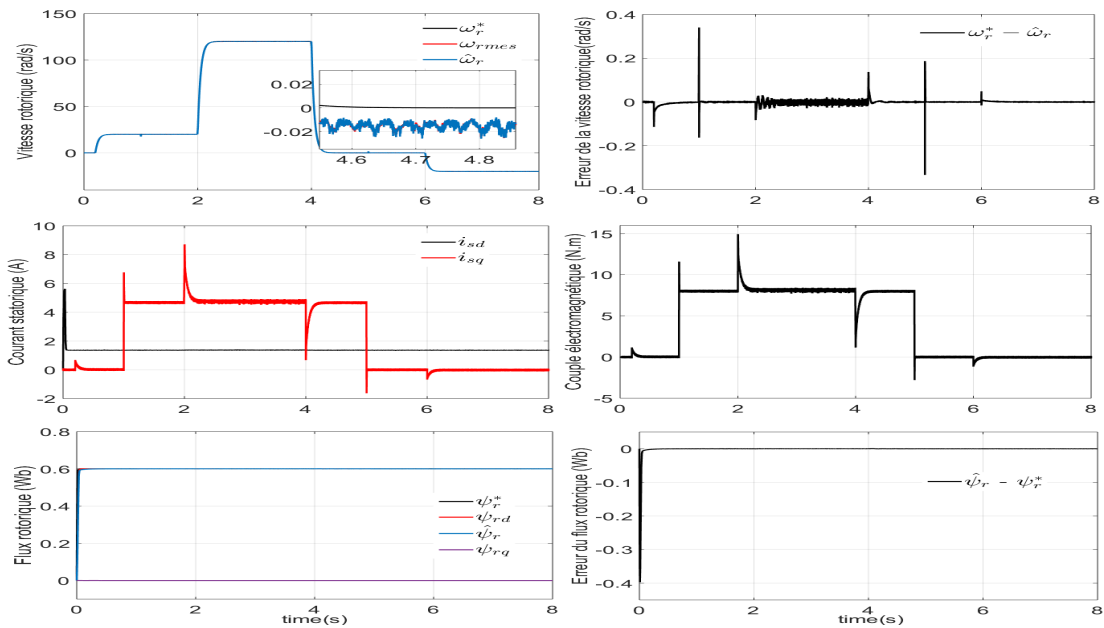


FIGURE 3.12 – Scénario 1 : Performances du moteur asynchrone avec la commande et l'observateur par Super-Twisting Adaptatif (Méthode 2 : 3.3.2-b)

Les figures 3.9, 3.10, 3.11 et 3.12 présentés ci-dessous, concerne les performances du moteur asynchrone pour les quatre stratégies proposées (commande+ observateur) sans présence de défaut du capteur de vitesse.

Les figures 3.9 montrent les performances de l'entraînement électrique basé sur l'emploi du moteur asynchrone équipé de la commande par modes glissants et l'observateur également par modes glissants (Méthode 1).

Les réponses des vitesses mesurée et estimée suivent parfaitement la vitesse de référence dans les différentes zones de fonctionnement, malgré les changements de vitesse et l'application d'un couple de charge de  $T_l = 8 \text{ N.m}$  à  $t = 1 \text{ s}$  et sa suppression à  $t = 7 \text{ s}$ . L'erreur d'estimation est minimale et peut-être considérée comme négligeable, toutefois, on remarque des oscillations de hautes fréquences causées par le *Chattering* dues à la présence de la fonction signe. Le couple électromagnétique  $T_{em}$  est l'image parfaite du courant statorique  $i_{sq}$  de quadrature. Enfin les réponses des flux rotoriques ( $\psi_{rq}, \psi_{rd}$ ) et celle de l'erreur ( $\hat{\psi}_r - \psi_r^*$ ), confirment que le découplage entre flux et couple est très bien maintenu.

Les résultats présentés dans la figure 3.10 sont presque les mêmes présentés précédemment par contre il y a des améliorations dans la vitesse estimée ( $\hat{\omega}_r$ ) et l'erreur de vitesse ( $\omega_r^* - \hat{\omega}_r$ ) confirme et même dans la qualité des signaux  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  moins de bruit par contre il y a un appel de courant remarquable dans le démarrage.

Les figures 3.11 et la figure 3.12 donnent des bonnes performances concernant le suivi de trajectoire de la vitesse mesurée  $\omega_r$  et estimée  $\hat{\omega}_r$ . L'erreur de vitesse ( $\omega_r^* - \hat{\omega}_r$ ) est pratiquement nulle pour les deux observateurs. Les courants statoriques  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  présentent a moins des oscillations. Les flux mesuré ( $\psi_{rd}$ ) et estimé  $\hat{\psi}_r$  suivent très précisément leur référence. De manière générale, les résultats exposés montrent la supériorité des deux approches par Super-Twisting en termes de précision de la poursuite et de rejet des perturbations de charge et par leur faculté à réduire les oscillations HF du Broutement. Cependant, les deux techniques basées sur les modes glissants proposent également d'excellentes performances.

### 3.5.2 Comparaison basée sur les indices de performances

Dans cette section, afin d'évaluer clairement et mettre en évidence la différence entre les quatre stratégies proposées, une comparaison a été faite en utilisant le benchmark utilisé dans le scénario 3.5.1. Aussi étant donné que les performances montrées par les figures précédentes sont très proches, la comparaison prend en considération le calcul des indices intégraux de performance. Les indices de performances choisis utilisent l'erreur de la vitesse estimée  $e_{\omega_{r,est}}$  et l'erreur de flux estimé  $e_{\psi_{r,est}}$ .

Soit :

$$e_{\omega_{r,est}} = \omega_r^* - \hat{\omega}_r, \quad e_{\psi_{r,est}} = \hat{\psi}_r - \psi_r^*$$

Les indices de performance *IAE*, *ISE* et *ITAE* sont largement employés en automatique, tout comme la mesure du temps de réponse, du temps de montée ou des dépassements, comme indicateurs de performance des systèmes asservis. Leur objectif est de quantifier la dynamique de l'erreur entre la sortie et la consigne.

Les indices utilisés ici sont définis de la manière suivante [59],[59] :

- **Indice  $IAE$  (Integral of Absolute Value of the Error)** représente la valeur absolue de l'erreur entre le signal de référence et le signal mesuré ou estimé pendant une période bien définie  $[t_1, t_2]$ .

$$IAE_{est} = \int_{t_1}^{t_2} |e_{est}(t)| .dt \quad (3.53)$$

Le critère  $IAE$  permet de chiffrer l'erreur transitoire existant entre la réponse et la consigne. Par ce critère, tous les éléments de la réponse transitoire sont pris considérés, plus la réponse est nerveuse et oscillatoire, plus la valeur du critère est importante.

- **Indice  $ISE$  (Integral of the Squared Error)** représente l'intégrale du carré de l'erreur entre le signal de référence et le signal mesuré ou estimé pendant une période bien définie  $[t_1, t_2]$ .

$$ISE_{est} = \int_{t_1}^{t_2} |e_{est}^2(t)| .dt \quad (3.54)$$

Le critère  $ISE$  met en évidence les écarts transitoires de forte amplitude, et donc amplifier l'importance des valeurs qui s'écartent le plus de la consigne.

- **Indice  $ITAE$  (Integral of the Time-Weighted Absolute Error)** représente l'intégrale de l'erreur entre le signal de référence et le signal mesuré ou estimé, multiplié par le temps pendant une période  $[t_1, t_2]$  bien définie.

$$ITAE_{est} = \int_{t_1}^{t_2} |t.e_{est}(t)| .dt \quad (3.55)$$

Le critère  $ITAE$ , en pondérant par la variable temps, pénalise l'erreur statique et donc les systèmes à réponse oscillante.

**Remarque 2** *Il est à noter que ces indicateurs ont été relevés sur toute la plage de simulation et avec les mêmes conditions prises en compte au scénario 3.5.1.*

Les indices de performance ont été calculé pour les quatre méthodes proposées et les notations suivantes seront utilisées par la suite :

- Stratégie 1 : Commande + Observateur par modes glissants (Méthode 1) 5.2.1-a ;
- Stratégie 2 : Commande + Observateur par modes glissants (Méthode 2) 5.2.1-b ;
- Stratégie 3 : Commande + Observateur par Super-Twisting 3.3.2-a ;
- Stratégie 4 : Commande + Observateur par Super-Twisting Adaptatif 3.3.2-b.

Le tableau 3.3 résume les valeurs des indices de performance relevées pour les quatres stratégies développées et testées dans le présent chapitre.

Les indices de performance sont tous plus faibles (avec des différences significatives) pour la stratégie 3 et 4 par rapports aux stratégies 1 et 2. Par conséquent, ces stratégies (3 et 4) montrent des réponses (vitesse et flux estimés) plus douces (moins brutales ou nerveuses), qui s'écartent moins des consignes et moins oscillantes. Enfin, la stratégie basée sur l'approche du Super-Twisting Adaptatif est très largement supérieure à son homologue mettant en œuvre la technique du Super-Twisting classique.

TABLE 3.3 – Indices de performance relevées pour les stratégies proposées

$Indices \times 10^{-2}$		Stratégie 1	Stratégie 2	Stratégie 3	Stratégie 4
$IAE_{e_{\omega_r,est}}$	(rad/s)	5.3201	2.3567	0.7210	0.0567
$IAE_{e_{\psi_r,est}}$	(Wb)	3.1311	0.7060	0.2089	0.0103
$ISE_{e_{\omega_r,est}}$	(rad <sup>2</sup> /s)	3.3056	1.5060	0,0325	0.0072
$ISE_{e_{\psi_r,est}}$	(Wb <sup>2</sup> )	2.0467	0.9560	0,0175	0.0035
$ITAE_{e_{\omega_r,est}}$	(rad/s)	2.9350	1.0256	0.1560	0.0840
$ITAE_{e_{\psi_r,est}}$	(Wb)	1.9504	0.7032	0.0102	0.0027

**Remarque 3** Au regard des résultats exposés ci-dessus, les stratégies 3 et 4 présentant les meilleures performances, elles seront privilégiées pour la suite, afin de tester la commande tolérante au défaut capteur vitesse. Ces deux stratégies seront désignées par la suite par les acronymes "ST" (Super-Twisting) et "STA" (Super-Twisting Adaptatif).

### 3.5.3 Scenario 2 : Présence de défaut du capteur de vitesse

Cette partie concernent la commande tolérante dédiée au moteur asynchrone, avec un défaut du capteur de vitesse. Pour tester la validité du système de détection et de reconfiguration flou, elle est associée aux stratégies 3 et 4. Un défaut capteur vitesse est introduit entre les instants  $t = [2, 6]$  s. Le benchmark a été choisi pour tester la réaction du bloc de décision et de reconfiguration flou, associé aux observateurs par Super-Twisting et par Super-Twisting Adaptatif, à basse et à grande vitesse.

Le profil de vitesse présente deux échelons successifs, le premier de 0 rad/s vers 40 rad/s à  $t = 0$  s, après un court temps de magnétisation de la machine ; le second depuis 40 rad/s vers 120 rad/s à  $t = 4$  s. Un couple de charge  $T_l = 8$  N.m est appliqué puis supprimé respectivement aux instants  $t = 1$  s et  $t = 5$  s. Le défaut du capteur de vitesse apparaît de façon brutale à l'instant  $t_1 = 2$  s, puis il disparaît à l'instant  $t_2 = 6$  s. Enfin pour activer la détection, un seuil de déclenchement est pré-réglé à la valeur de 20 rad/s.

La figure 3.13 représentent présente les performances de la *FTC* du moteur asynchrone associée aux deux stratégies *STA* et *ST*. Les vitesses rotoriques suivent la vitesse de référence de manière satisfaisante et avec un excellent rejet de la perturbation introduite, puis supprimée, par la charge. Le système de détection reconnaît bien le défaut et provoque une transition immédiate vers les vitesses respectivement estimées par les observateurs.

Les courants statoriques  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont très peu affectés par le défaut, particulièrement pour la méthode *STA*. En effet, réponses sont moins bruités par apport à la stratégie *ST*. De même pour la stratégie *STA*, le couple électromagnétique est également très peu sensible au défaut. L'orientation du flux rotorique ( $\psi_{rq} = 0$  avec  $\psi_r = \psi_{rd}$ ), et donc le découplage entre le flux et le couple, est bien maintenu pendant la transition. Le système de détection et de reconfiguration se montre très efficace, pour exemple lorsqu'intervient le défaut à  $t = 2$  s, l'erreur de la vitesse dépasse le seuil et la fonction de transition *Fs* s'active en passant au niveau haut  $Fs = 1$  s, les vitesses mesurées deviennent nulles par contre les observateurs assurent la continuité du système.

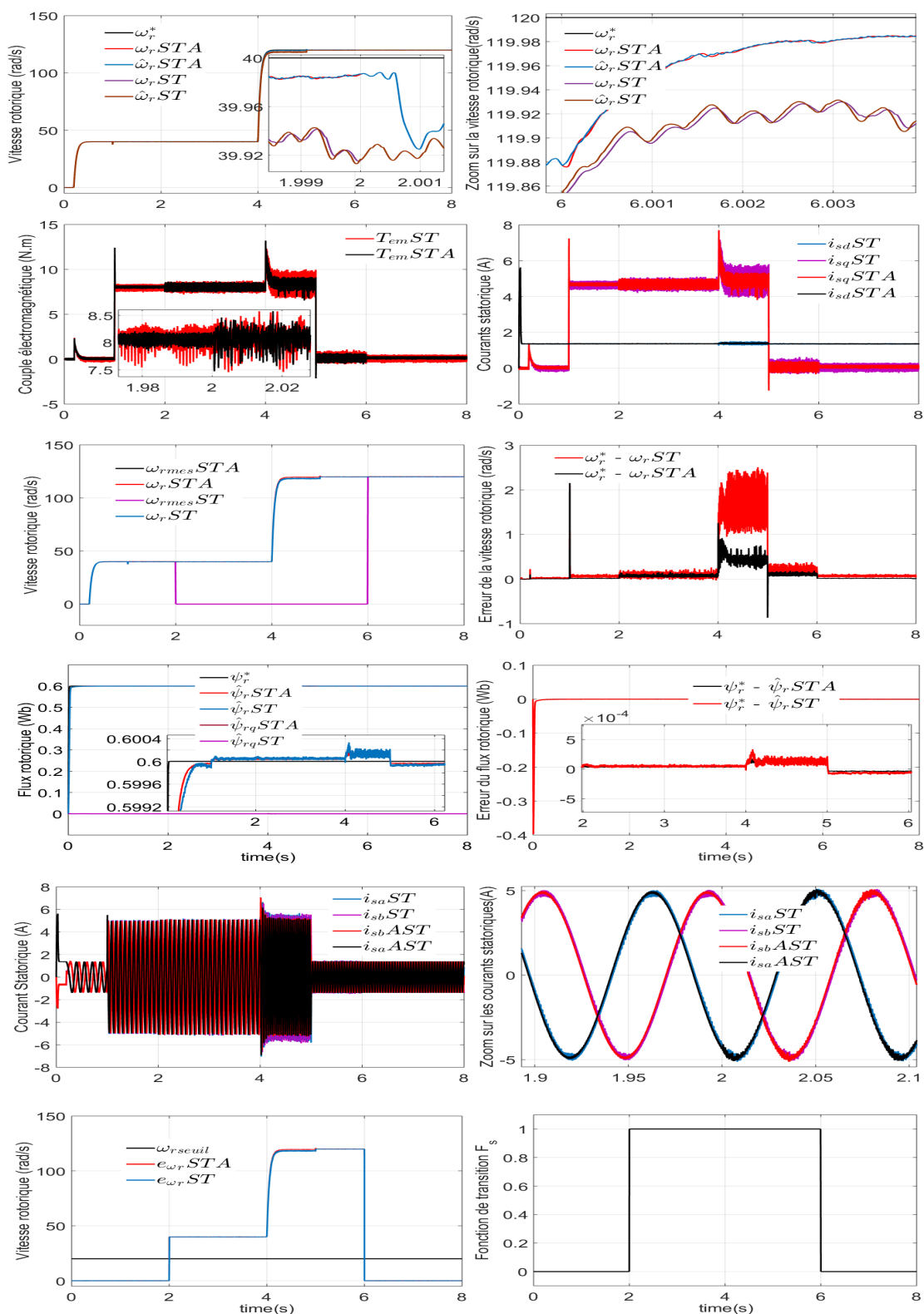


FIGURE 3.13 – Scénario 2-Performances de la commande tolérante au défaut capteur de vitesse pour les deux stratégies STA et ST

### 3.5.4 Scenario 3 : Test de robustesse

Cette partie concerne les tests de robustesse consistant en la variation des résistances statorique  $R_s$  et rotorique  $R_r$  durant toute la plage de simulation.  $R_s$  et  $R_r$  seront augmentés de 20%, la machine fonctionnant à basse vitesse (+10 rad/s puis -10 rad/s) et avec l'apparition et la suppression du couple de charge ( $T_l$ ) aux instants respectifs  $t = 1$  s et  $t = 5$  s. L'apparition et la disparition du défaut du capteur de vitesse intervenant respectivement aux instants  $t = 2$  s et  $t = 7$  s.

Les figures 3.14, 3.15, 3.16, 3.17 présentent les résultats obtenus. Ils montrent pour les deux stratégies (ST et STA) évaluées des performances satisfaisantes en termes de précision de convergence un temps fini, même en présence de variation des résistances. Toutefois comme précédemment, la stratégie STA présente l'avantage de réduire mieux les oscillations dues au Chattering. Le système de détection et de reconfiguration flou réalise, lors de l'apparition du défaut, la transition vers les vitesses estimées par les observateurs, et l'inverse lors de sa disparition. Il différencie les modifications dues aux changements des valeurs  $R_s$  et  $R_r$  et l'apparition du défaut. Par conséquent, les stratégies proposées associées à ce système sont suffisamment robuste pour que le système de détection n'interprète pas une variation paramétrique pour un défaut du capteur de vitesse.

Enfin, le superviseur flou est robuste aux variations des  $R_s$  et  $R_r$  séparément. Cette robustesse persiste même avec l'application du couple de charge, par contre il montre une excellente sensibilité au défaut du capteur de vitesse.

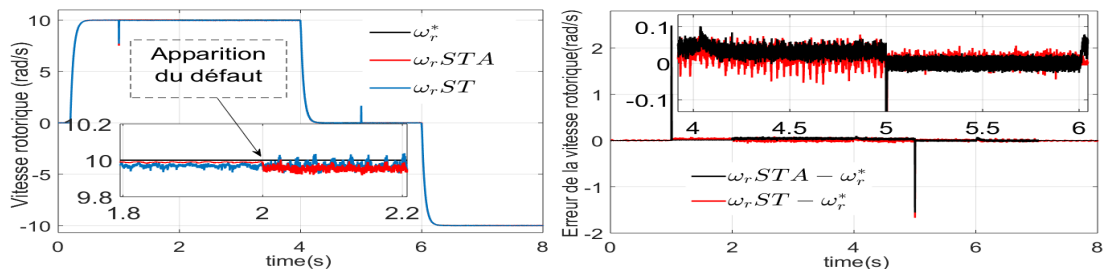


FIGURE 3.14 – Performances en termes de robustesse paramétrique de la commande tolérante pour les stratégies ST et STA avec  $R_s = R_{sn}$ ,  $R_r = R_{rn}$

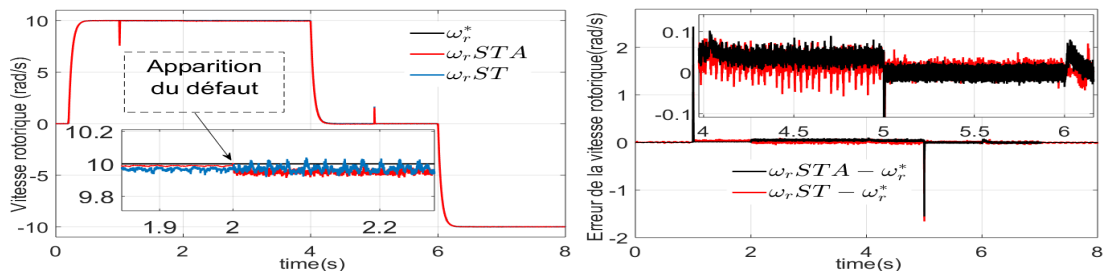


FIGURE 3.15 – Performances en termes de robustesse paramétrique de la commande tolérante pour les stratégies ST et STA avec  $R_s = 1.2R_{sn}$ ,  $R_r = R_{rn}$



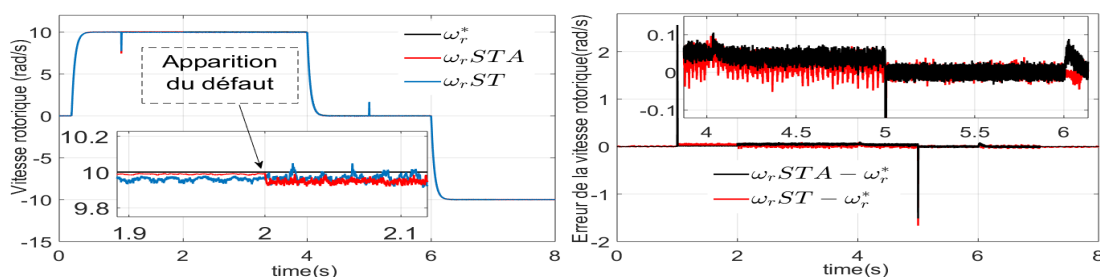


FIGURE 3.16 – Performances en termes de robustesse paramétrique de la commande tolérante pour les stratégies ST et STA avec  $R_s = R_{sn}$ ,  $R_r = 1.2R_{rn}$

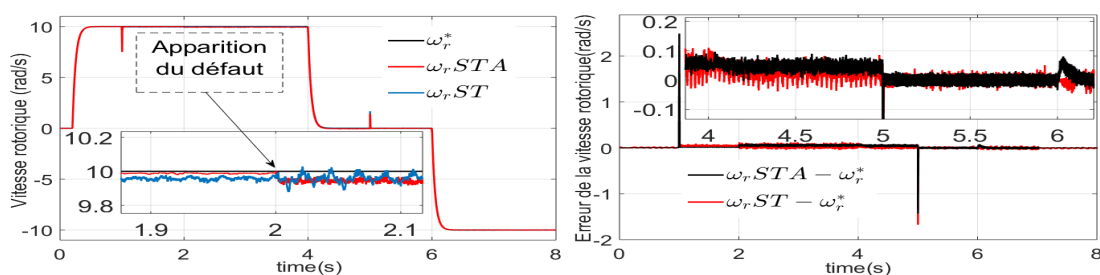


FIGURE 3.17 – Performances en termes de robustesse paramétrique de la commande tolérante pour les stratégies ST et STA avec  $R_s = 1.2R_{sn}$ ,  $R_r = 1.2R_{rn}$

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, l'observabilité de la machine asynchrone a été étudié, afin de montrer les conditions d'observabilité et d'inobservabilité en l'absence de l'information vitesse délivrée par le capteur. Ensuite, quatre différentes stratégies de commande basées des observateurs non linéaires pour l'estimation de la vitesse rotorique du moteur. Une étude comparative a mis en évidence la supériorité des stratégies basées sur les observateurs par Super-Twisting (ST) et par Super-Twisting Adaptatif (STA). Ce qui a permis de privilégier ces deux approches, celles-ci étant d'excellente techniques candidates pour leur intégration dans une commande tolérante aux défaut du capteur de vitesse. Ensuite, un système de détection et de reconfiguration basé sur la technique intelligente de la logique floue a été proposé afin de synthétiser une commande tolérante au défaut capteur de vitesse. Les deux commandes tolérantes envisagées consistent à associer chacune des deux stratégies au système de détection et de reconfiguration ont été testé afin d'assurer une transition de l'information vitesse délivrée par le capteur vers l'observateur considéré. Les deux commandes tolérantes ont été soumise à des tests de simulation pour évaluer leurs performances. Le système de détection et de reconfiguration, ainsi que les observateurs proposés ont montré un bon suivi des trajectoires prédéfinies, une convergence précise et rapide et une grande sensibilité en cas de défaut du capteur de vitesse. Les résultats mettent en évidence une forte robustesse de la commande aux variations des résistance statorique et rotorique. Enfin, les commandes tolérantes proposées sont suffisamment robuste et donc sélective pour ne pas considérer une variation paramétrique comme un défaut du capteur de vitesse.

## Chapitre 4

# Commande tolérante au défaut capteurs courants

---

### SOMMAIRE

---

2.1	INTRODUCTION . . . . .	17
2.2	PRÉSENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE . . . . .	17
2.2.1	Constitution de la machine asynchrone . . . . .	17
2.3	MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE . . . . .	18
2.3.1	Hypothèses simplificatrices . . . . .	19
2.3.2	Représentation du moteur dans l'espace électrique . . . . .	19
2.3.3	Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé . . . . .	20
2.4	MODÈLE DIPHASÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE . . . . .	21
2.4.1	Transformation de Park . . . . .	22
2.5	MODÉLISATION SOUS FORME DE REPRÉSENTATION D'ÉTAT DE LA MAS . . . . .	23
2.5.1	Représentation d'état . . . . .	23
2.5.2	Modèle de la MAS alimentée en tension . . . . .	23
2.6	MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE . . . . .	24
2.6.1	Étude de la commande de l'onduleur . . . . .	25
2.6.2	tensions d'alimentation fournie par l'onduleur à MLI . . . . .	28
2.7	COMMANDE VECTORIELLE . . . . .	29
2.7.1	Principe de la commande vectorielle . . . . .	29
2.7.2	Orientation du flux rotorique . . . . .	30
2.7.3	Méthode indirecte de commande vectorielle <i>I</i> FOC . . . . .	31
2.7.4	Méthode directe de commande vectorielle <i>D</i> FOC . . . . .	32
2.8	COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT . . . . .	33
2.8.1	Principe de la commande non linéaire à structure variable . . . . .	34
2.8.2	Conception de la commande par mode de glissement . . . . .	35
2.8.3	Phénomène de Chattering . . . . .	40
2.9	COMMANDE PAR SUPER TWISTING [45], [46] . . . . .	42
2.10	GAIN ADAPTATIF POUR LA COMMANDE SUPER TWISTING [13] . . . . .	43
2.11	COMMANDE DE TYPE <i>Output Feedback Second Order Sliding Mode with Switching Gain</i> [86] . . . . .	43
2.12	CONCLUSION . . . . .	44

---

## 4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent une commande tolérante au défaut capteur de vitesse avait été traitée. A travers la combinaison d'un observateur et la stratégie de la logique flou, le défaut lié au capteur de vitesse a été résolu (détection/reconfiguration) tout en assurant la continuité du système. Le présent chapitre décrira la commande tolérante défaut capteurs courant statorique. En général la machine asynchrone est équipée par deux capteurs de courant. Cependant, si un de ces capteurs est défectueux, les performances du système deviennent anormales et une instabilité peut survenir. Ceci est très nocif pour le fonctionnement du système et doit être évité. Afin de faire face à ce problème, la commande tolérante aux défauts capteurs de courant est l'une des stratégies la plus répandue pour la machine asynchrone. Les principales contributions de ce chapitre sont

- la conception d'une commande tolérante aux défauts capteurs de courant à base d'observateur ou par une autre commande dont elle n'a pas besoin des capteurs courants.
- L'évaluation des performances du système tolérant en boucle fermée selon différents scénarios.

## 4.2 Rappel sur le modèle de la machine asynchrone

le modèle utilisé dans cette partie est similaire au modèle utilisé dans le chapitre 2, section 2.5 et dans le chapitre 3.

### 4.2.1 Modèle dans le repère d- q

le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère d- q peut être décrit comme (modèle non linéaire) [79]

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \varphi_{rd} - a_3 \omega_r \varphi_{rq} \\ -\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} + a_3 \omega_r \varphi_{rd} + a_2 \varphi_{rq} \\ a_4 i_{sd} + a_5 \varphi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ a_4 i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} + a_5 \varphi_{rq} \\ a_7 (\psi_{rd} \dot{i}_{sq} - \psi_{rq} \dot{i}_{sd}) - \frac{n_p}{J} T_l - \frac{B}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

### 4.2.2 Modèle dans le repère $\alpha - \beta$

De la même manière, le modèle mathématique du moteur asynchrone viré dans le repère statorique stationnaire  $\alpha - \beta$ , est décrit dans le chapitre précédent (modèle 3.7) [36], [79]

1. Il faut noter que, c'est mieux d'utiliser trois capteurs pour augmentée fiabilité et la réhabilitéée du contrôle mais pour des raisons économiques les spécialistes utilisent juste deux capteurs.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \\ a_7 (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{n_p}{J} T_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} \tag{4.2}
\end{aligned}$$

### 4.3 Commande tolérante au défaut capteurs courants

La conception globale de la commande tolérante se fait selon deux étapes spécifiques. La première étape consiste à détecter et isoler le défaut des capteurs de courants. Un système est conçu pour traiter les données d'entrée /sortie, le bloc *FTC* est capable de détecter la présence d'un défaut naissant et de l'isoler [10]. Quant à la deuxième étape, elle a pour objectif de reconfigurer le système. En effet, à la présence du défaut capteur courant le bloc *FTC* fait un basculement vers les informations fournies par les observateurs courants ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) pour assurer la continuité du système, en gardant les mêmes performances avant la présence du défaut [17], [9]. Deux méthodes pour la commande tolérante aux défauts capteurs courants ont été proposées

1. Commande tolérante à base d'observateurs.
2. Commande tolérante à base d'une commande IRFO sans capteur de courants.

#### 4.3.1 Commande tolérante au défaut capteurs courants à base d'observateurs.

La commande tolérante au défaut capteurs à base des résidus est largement utilisée, la reconfiguration est effectuée grâce au système d'observateurs qui garantit la continuité du système [19]. Le capteur défectueux est évité grâce à un algorithme proposé. Dans cette partie, nous avons deux synthèses d'observateurs pour l'estimation des courants statoriques :

- Reconfiguration par observateur mode glissant ;
- Reconfiguration par super twisting.

##### 4.3.1-a Reconfiguration basée sur l'observateur mode glissant.

Une fois qu'un capteur de courant est défectueux et est isolé, il est remplacé par un observateur afin de fournir l'information du courant, qui sera utilisée par la suite pour alimenter la boucle de régulation.

---

2. notez bien que deux capteurs ont été utilisées dans notre système (capteur pour la phase A et l'autre pour la phase B)

Écrire phase A ça ve dire  $i_{s\alpha}$  et phase B c'est  $i_{s\beta}$

Un observateur pour la phases A et un autre pour phase B ont été proposées. Pour construire l'observateur, le modèle décrit dans 4.2 doit être réarrangé par rapport aux grandeurs mesurables et qui ne sont pas erronées. Il s'agit d'équations basiques pour l'observation des courants des deux phases.

Supposant la défaillance du capteur de la phase A, l'observateur correspondant peut être conçu comme indiqué en 4.3 où  $K_i$ ,  $K_c$  et  $K_\psi$  sont des gains des observateurs des phases A et B,  $S_{i_s}$  est l'erreur d'estimation de courant de phase . La fonction *sign* est utilisée dans l'équation 4.4 pour la stabilité de l'observateur [88], [70]. L'observateur de la phase B est obtenu de la même façon que la phase A et sa peut être facilement conçu comme dans le modèle 4.6, voir la figure 4.1.

**Remarque 4** *L'étude de stabilité ne fait pas l'objet de nos travaux de thèse or la stabilité de ce type d'observateur de courant peut être vérifiée de la même façon présentée dans [70].*

### 1- Observateur pour le courant statorique de la phase A ( $i_{s\alpha}$ )

Les entrées de l'observateur ne doivent pas contenir l'information du courant statorique de la phase A. L'observateur proposé est comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ U_{i_{s\beta}} \\ 0 \\ U_{\psi_{r\beta}} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

avec

$$\begin{cases} U_{i_{s\beta}} = K_{i_{s\beta}} \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) + K_c S_{i_{s\beta}} \\ U_{\psi_{r\beta}} = K_\psi \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) \end{cases} \quad (4.4)$$

et

$$S_{i_{s\beta}} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta m} \quad (4.5)$$

### 2- Observateur pour le courant statorique de la phase B ( $i_{s\beta}$ )

Les entrées de l'observateur ne doivent pas contenir l'information du courant statorique de la phase B. L'observateur proposé est comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{i_{s\alpha}} \\ 0 \\ U_{\psi_{r\alpha}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

avec

$$\begin{cases} U_{i_{s\alpha}} = K_{i_{s\alpha}} \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) + K_c S_{i_{s\alpha}} \\ U_{\psi_{r\alpha}} = K_\psi \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) \end{cases} \quad (4.7)$$

et

$$S_{i_{s\alpha}} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha m} \quad (4.8)$$

---

3. L'information du courant de la phase C se peut être déduit par la somme des deux capteurs utilisé.

### 4.3.1-b Reconfiguration par observateur super twisting.

Le mode glissant est connu par sa robustesse mais son principal inconvénient est le *chattering*. Pour pallier à ces inconvénients, une stratégie basée sur l'algorithme super twisting est conçue, visant à offrir une estimation robuste des courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ . L'algorithme de super twisting, son grand avantage, qu'il nécessite aucune information sur la surface de glissement  $S$  (d'où sa grande intérêt pratique) tout en conservant de bonnes propriétés de robustesse et de la convergence en un temps fini [41], [70]. On va garder la même stratégie que la méthode précédente : un observateur pour la phase A et un autre pour la phase B.

#### 1- Observateur pour le courant statorique de la phase A ( $i_{s\alpha}$ )

Les entrées de l'observateur ne doivent pas contenir l'information du courant statorique de la phase A. L'observateur proposé est comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ U_{i_{s\beta}} \\ 0 \\ U_{\psi_{r\beta}} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Avec

$$\begin{cases} U_{i_{s\alpha}} = -K_i |S|^r \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) - K_c \int \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) \\ U_{\psi_{r\beta}} = K_\psi \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) \end{cases} \quad (4.10)$$

et

$$S_{i_{s\beta}} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta m} \quad (4.11)$$

#### 2- Observateur pour le courant statorique de la phase B ( $i_{s\beta}$ )

Les entrées de l'observateur ne doivent pas contenir l'information du courant statorique de la phase B. L'observateur proposé est comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{i_{s\alpha}} \\ 0 \\ U_{\psi_{r\alpha}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

avec

$$\begin{cases} U_{i_{s\alpha}} = -K_i |S|^r \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) - K_c \int \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) \\ U_{\psi_{r\alpha}} = K_\psi \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) \end{cases} \quad (4.13)$$

et

$$S_{i_{s\alpha}} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha m} \quad (4.14)$$

Avec  $K_c, K_i, K_\psi$  : sont des constants et doivent garantir la convergence de la surface de glissement  $S \rightarrow 0$  dans un temps fini.  $r$  : degré relatif.

---

4. Il faut noter que le super-twisting est une loi de commande continue, ce qui signifie que l'effet du *chattering* est réduit [30].

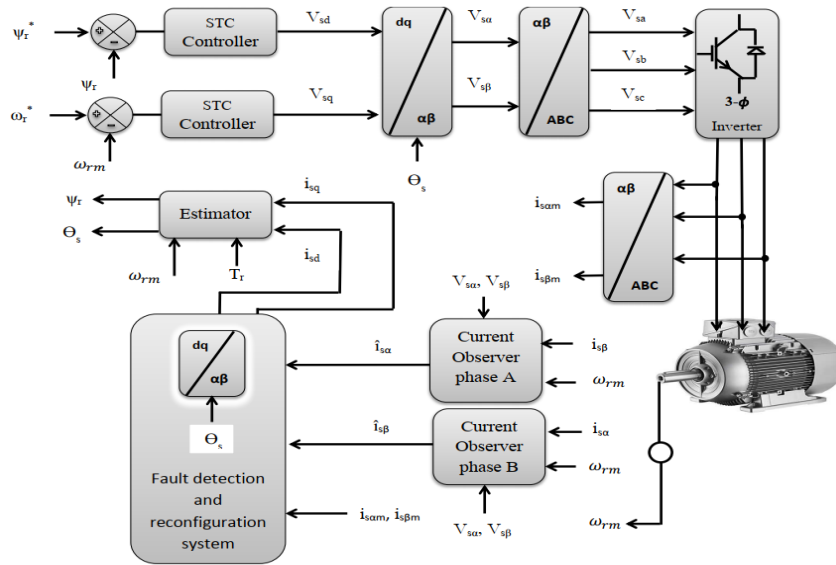


FIGURE 4.1 – Schéma global de la commande tolérante au défaut capteur courants à base d'observateurs mode glissant

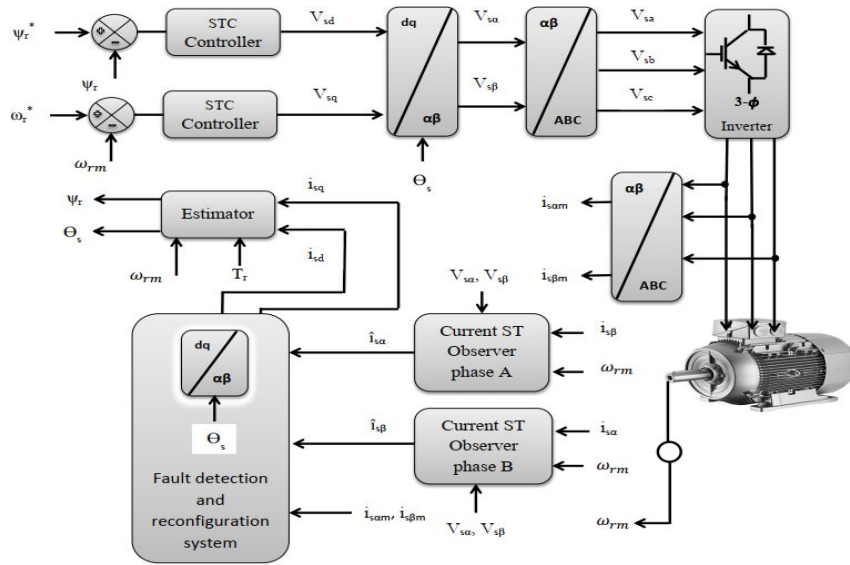


FIGURE 4.2 – Schéma global de la commande tolérante au défaut capteur courants à base d'observateurs super twisting.

### 4.3.2 Système de détection et de reconfiguration

L'algorithme générale de la structure *FTC* est proposée dans la figure 4.3 à base des observateurs proposés, les résidus suivants peuvent être pris en compte pour détecter le capteur défectueux.

$$\begin{cases} \text{current residual of Phase A, } e_{i_{sd}} = \left| \hat{i}_{sd} - i_{sdm} \right| \\ \text{current residual of Phase B, } e_{i_{sq}} = \left| \hat{i}_{sq} - i_{sqm} \right| \end{cases} \quad (4.15)$$

La présence d'un défaut peut être détectée en comparant les résidus générés avec les seuils respectifs. Si le résidu dépasse le seuil, le défaut peut être détecté et vice versa. Par conséquent, si une défaillance se produit à l'un des capteurs, l'algorithme de détection la détecte et la stratégie de reconfiguration se réfère à la grandeur estimée du capteur correspondant pour assurer le fonctionnement continuité du système. En fonctionnement normal, les indices  $e_{i_{sd}}, e_{i_{sq}}$  tends vers zéro. Cependant, lorsqu'un seul capteur est défectueux, l'indice correspondant sera sensiblement augmenté donc  $flag = 1$ . Ce fait peut être utilisé comme critère pour le diagnostic des défauts des capteurs. Ils doivent être inférieurs à un petit seuil prédéfini en cas de défaut. Le seuil peut être défini au minimale du courant de phase en régime permanent. La logique de détection et d'isolation et de reconfiguration des défauts capteurs est expliquée dans la figure ci-dessous 4.3 [14], [87], [2], [55].

Le défaut peut être détecté à l'aide d'un  $flag$ .

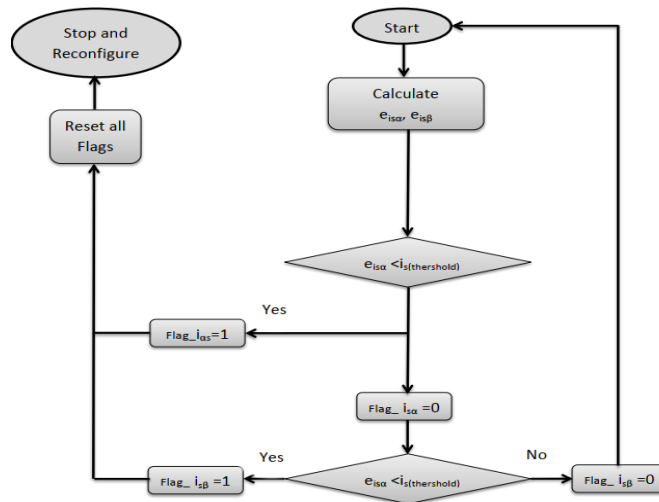


FIGURE 4.3 – Organigramme de la commande tolérante aux défauts capteurs courants

$$Flag_{(i_{sd}, i_{sq})} = \begin{cases} 1 & , \text{ si } e_{(i_{sd}, i_{sq})} > (i_s)_{(seuil)} \\ 0 & , \text{ sinon} \end{cases} \quad (4.16)$$

- Si  $Flag_{i_{sd}} = 1$  donc le capteur de courant de la phase A est défectueux alors il sera remplacé par sa valeur estimée  $\hat{i}_{sd}$  sinon il n'y a pas de défaut capteur.
- Si  $Flag_{i_{sq}} = 1$  donc le capteur de courant de la phase B est défectueux alors il sera remplacé par sa valeur estimée  $\hat{i}_{sq}$  sinon il n'y a pas de défaut capteur.

## 4.4 Résultats de simulation

Afin de démontrer l'efficacité de la stratégie de reconfiguration à base d'observateur proposées concernant les défauts capteurs courants, des simulations ont été réalisées avec Matlab / Simulink. Le système subit à plusieurs tests. Chaque stratégie proposée contient trois scénarios :

- Scénario 1 : cette partie représente les performances de la machine asynchrone avec la stratégie de détection et de reconfiguration à l'absence des défauts capteurs courant.



- Scénario 2 : les performances de la machine asynchrone avec la stratégie de détection et de reconfiguration avec l'apparition des défauts capteurs courant.
- Scénario 3 : cette partie concerne un testé de robustesse par la variation des résistances statoriques  $R_s$  et  $R_r$ .
- Scénario 4 : comparaison entre les deux stratégies en utilisant les indices de performances.

#### 4.4.1 Scénario 1 (absence du défaut capteur courant).

Ce scénario concerne la présentation des performances de la commande tolérante (*FTC*) sans la présence des défauts capteurs courants. Le benchmark était bien choisie pour voir la réaction de la *FTC* proposée dans différentes zones (en pleine vitesse et à basse vitesse).

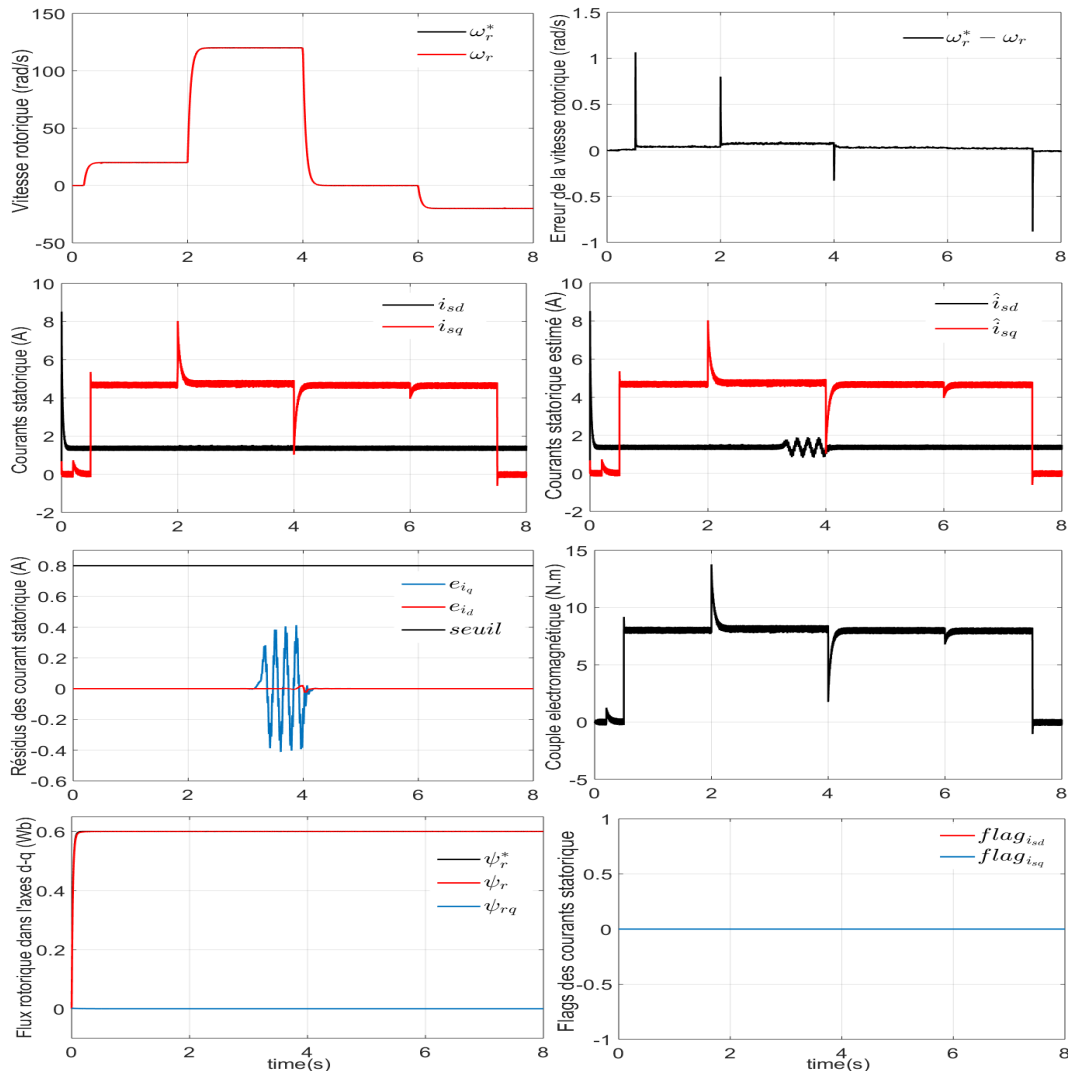


FIGURE 4.4 – Scénario 1- Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant sans défaut.

Afin d'analyser les performances de la commande tolérante en boucle fermée et les observateurs des courants statoriques, un profil de vitesse est choisi pour tester les performances des observateurs en plein et à basse vitesse avec une application du couple de charge à  $t = [0.5 \quad 7.5]s$ . La figure 4.4 représente les performances de la commande tolérante aux défauts capteurs courant par reconfiguration à base d'observateur mode glissant. La vitesse rotorique  $\omega_r$  suit sa référence  $\omega_r^*$  et l'erreur de la vitesse rotorique est négligeable. Le flux rotorique  $\psi_r$  suit parfaitement sa référence  $\psi_r^*$  et  $\psi_{rq} = 0$  ce qu'il montre la bonne maîtrise de la technique d'orientation du flux rotorique. Les observateurs mode glissant adaptatif des courants statoriques  $i_{sd}, i_{sq}$  fournissent des courants estimés  $\hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq}$  très proche des courants mesurés et l'erreur des courants  $e_{i_{sd}}, e_{i_{sq}}$  montre sa avec une petite perturbation pour le courant estimé  $i_{sd}$  dans le régime permanent. les erreurs des courants sont en dessous du seuil qui a été choisie à 0.8 donc il n'y a pas un défaut capteur et les flags ( $flag_{i_{sd}}, flag_{i_{sq}}$ ) confirme.

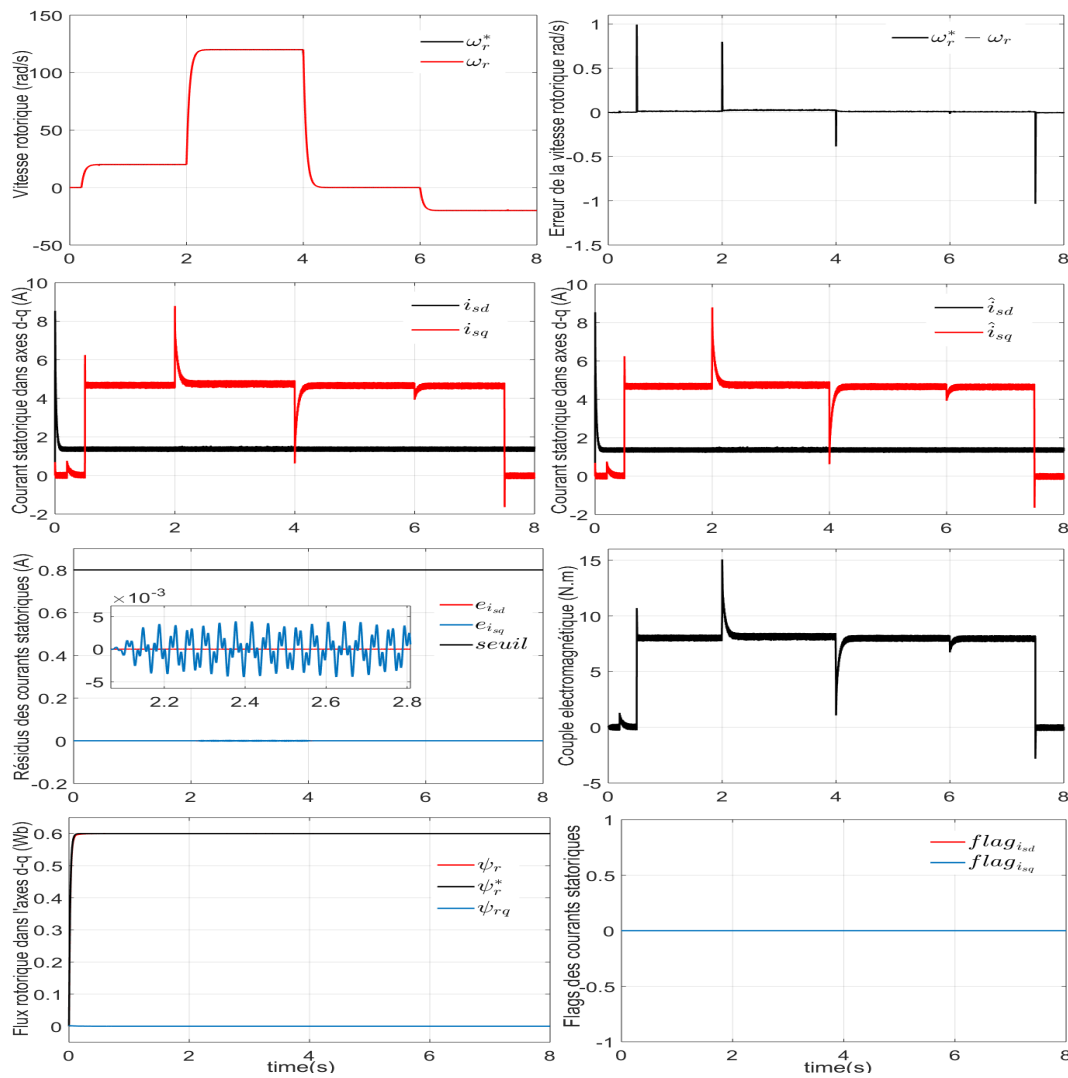


FIGURE 4.5 – **Scénario 1**- Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting sans défaut.

La figure 4.5 présente les performances de la commande tolérante par reconfiguration à base d'observateur super twisting. La vitesse rotorique  $\omega_r$  suit sa référence  $\omega_r^*$  et l'erreur de la vitesse rotorique est négligeable. Le flux rotorique  $\psi_r$  suit parfaitement sa référence  $\psi_r^*$  et  $\psi_{rq} = 0$  ce qu'il montre la bonne maîtrise de la technique d'orientation du flux rotorique. Les observateurs super twisting des courants statoriques  $i_{sd}, i_{sq}$  fournissent des courants estimés  $\hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq}$  avec une erreur très négligeable et cela grâce à la convergence en temps finie du super twisting.  $flag_{i_{sd}}, flag_{i_{sq}} = 0$  donc il n'y a pas un défaut capteur.

#### 4.4.2 Scénario 2 (présence du défaut capteur courant).

Ce scénario concerne la présentation des performances de la commande tolérante (*FTC*) avec la présence des défauts capteurs courants plus une application du couple de charge  $T_l = [0.5 \ 7.5]s$ .

-défaut capteur de courant phase A ( $i_{sd} = [3 \ 7]s$ )

-défaut capteur de courant phase B ( $i_{sq} = [0.7 \ 4]s$ )

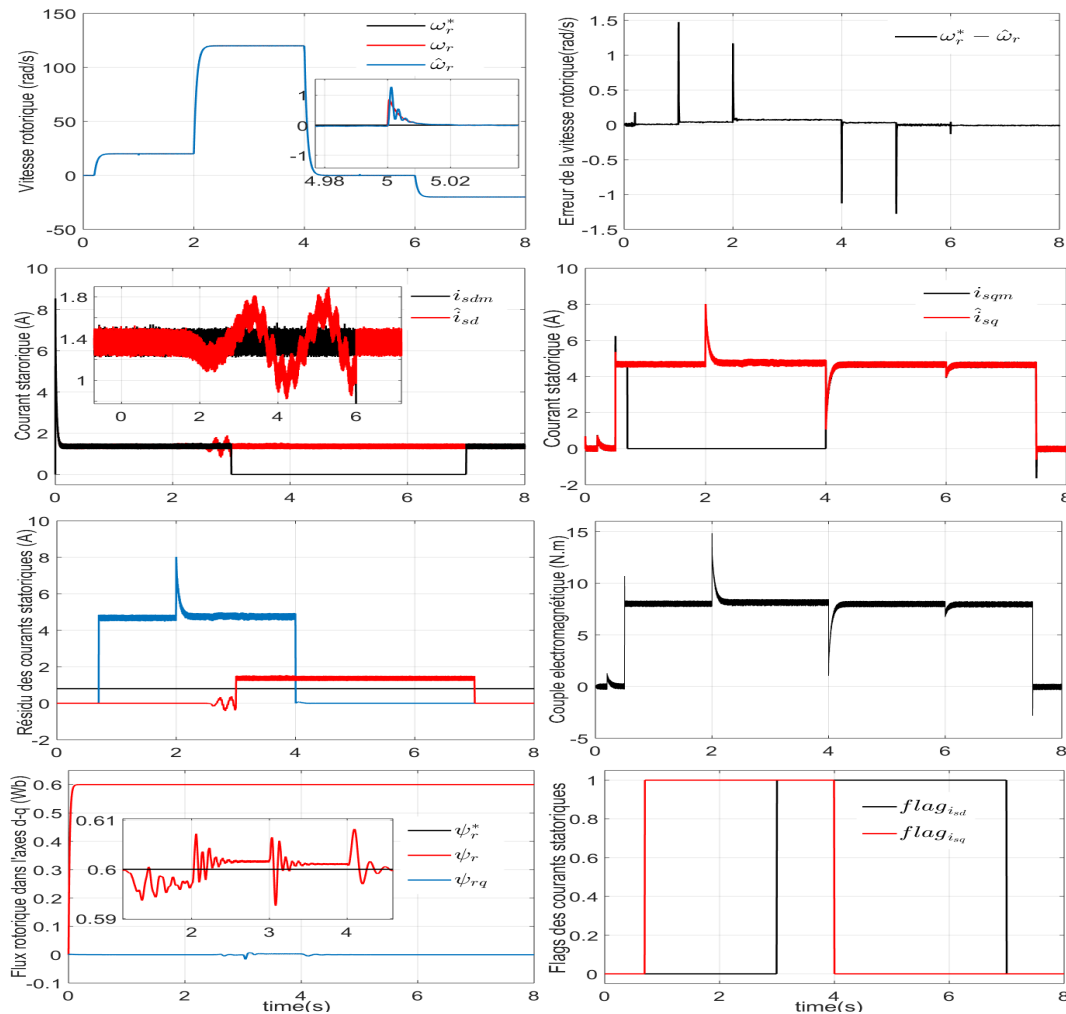
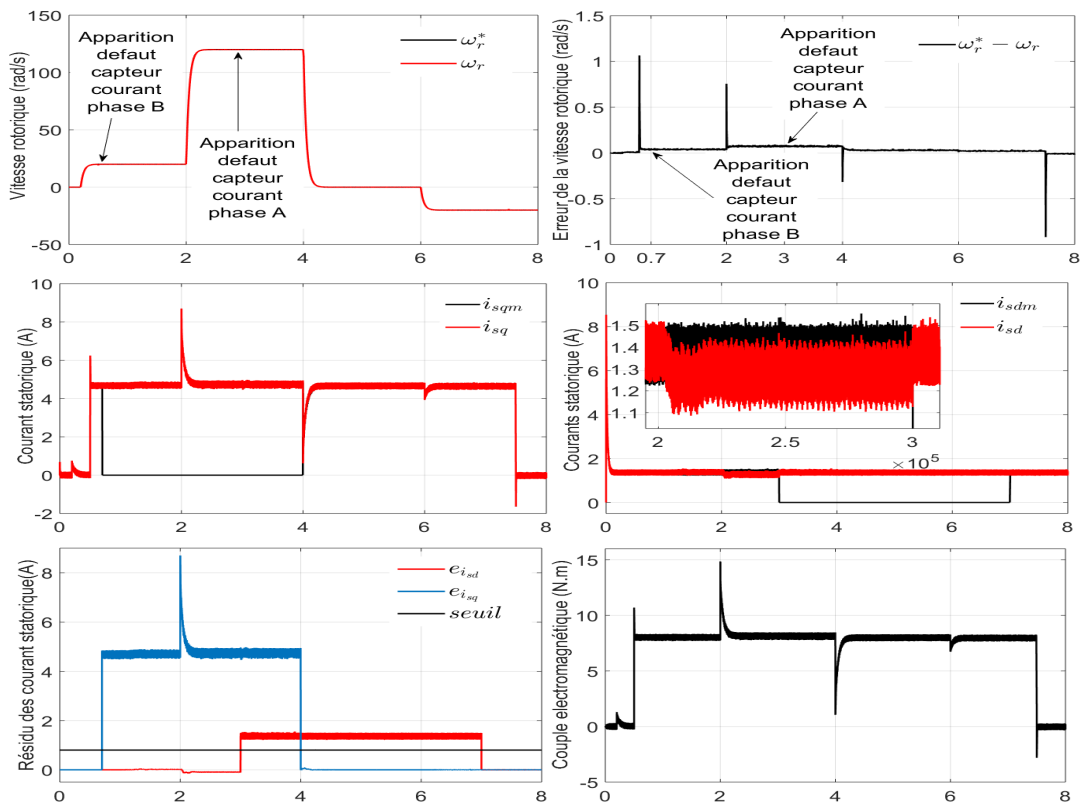


FIGURE 4.6 – Scénario 2- Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant à la présence du défaut.

La figure 4.6 représente les performances de la commande tolérante avec une reconfiguration par les observateurs mode glissant adaptatifs proposées dans la section 4.3.1-a. La vitesse rotorique suit sa référence avec un rejet de perturbation à  $t = 0.5s$  à cause de l'application du couple de charge. À  $t = 0.7s$  un défaut capteur de la phase B est intervenu, le courant mesuré de la phase B ( $i_{sqm} = 0$ ) alors le résidu  $e_{i_{sq}}$  dépasse le seuil donc l'algorithme de détection a bien détecté et localisé le défaut ( $flag_{i_{sq}} = 1$ ) et il a fait une reconfiguration avec injection du courant estimé de la phase B ( $\hat{i}_{sq}$ ) le courant  $i_{sq}$  continue pour faire la régulation de la vitesse et du flux. Le suivi de trajectoire de la vitesse rotorique continue malgré la présence du défaut et il est clairement montré sur la figure à partir de l'erreur de la vitesse rotorique ( $\omega_r^* - \omega_r$ ). L'observateur de la phase à continue à estimer le courant ( $\hat{i}_{sd}$ ). Le flux rotorique ( $\psi_r$ ) suit sa référence ( $\psi_r^*$ ) même à la présence du défaut et cela grâce à reconfiguration avec des perturbations lors de la présence du défaut et cela revient au courant estimé par l'observateur mode glissant (*chattering*). À  $t = 3s$ , un défaut sur le capteur de la phase A est survenu, le courant mesuré de la phase A ( $i_{sdm} = 0$ ) montre que  $e_{i_{sd}}$  dépasse le seuil donc l'algorithme de détection a bien détecté le défaut ( $flag_{i_{sd}} = 1$ ) et il a fait une reconfiguration et une injection du courant estimé de la phase A en boucle fermée ( $\hat{i}_{sd}$ ) pour faire la régulation de la vitesse et du flux rotorique. Le suivi de trajectoire de la vitesse rotorique continue malgré la présence du défaut et l'observateur de la phase continue à estimer le courant ( $\hat{i}_{sd}$ ). Entre l'intervalle  $t = [3 \ 4]s$  les deux capteurs de courant sont défectueux et le système de détection et de reconfiguration assure la continuité du système avec des petites perturbations et cela grâce à l'algorithme de détection et aux observateurs modes glissants.



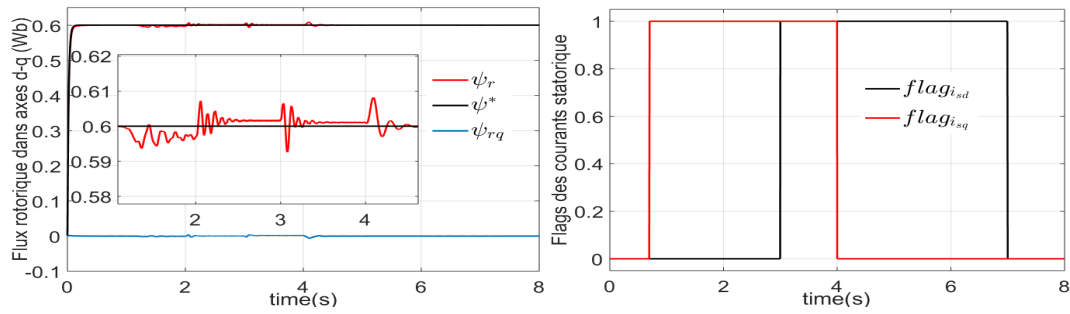


FIGURE 4.7 – **Scénario 2**- Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting à la présence du défaut.

La figure 4.7 représente les performances de la commande tolérante au défaut capteur courants avec une reconfiguration par les observateurs super-twisting proposé dans la section 4.3.1-b. Les résultats présentés dans la figure 4.7 sont très satisfaisants. L’algorithme de détection et de reconfiguration a bien réagi contre la présence des défauts capteurs courants par contre il n’a pas réagi contre l’application du couple de charge. Les observateurs super-twisting ont garanti la continuité du système lors de la présence du défaut avec moins de perturbation (moins de *chattering*) et plus de robustesse par rapport aux observateurs mode glissant.

#### 4.4.3 Scénario 3 (teste de robustesse).

Ce scénario présente 3 tests de robustes des deux stratégies de la commande tolérante défaut capteur courants avec reconfiguration par les observateurs avec l’application du couple de charge  $T_l$  et la présence des défauts capteurs courants.

- teste 1 : variation de la résistance statorique ( $R_s = R_{sn} + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn}$ )
- teste 2 : variation de la résistance rotorique ( $R_r = R_{rn} + 20\%$ ,  $R_s = R_{rs}$ )
- teste 3 : variation des deux résistances statorique et rotorique ( $R_s = R_{sn} + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn} + 20\%$ )

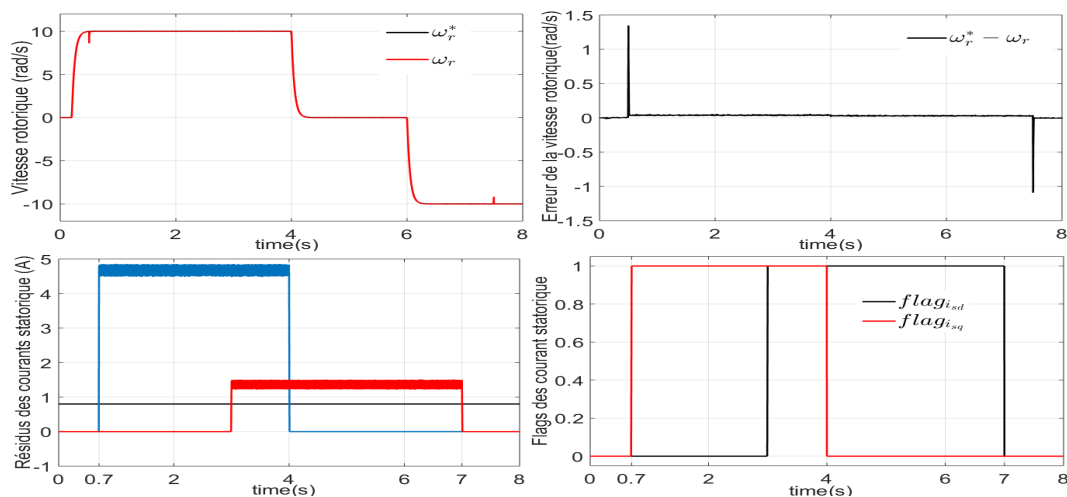


FIGURE 4.8 – Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant avec  $R_s = R_{sn} + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn}$ .

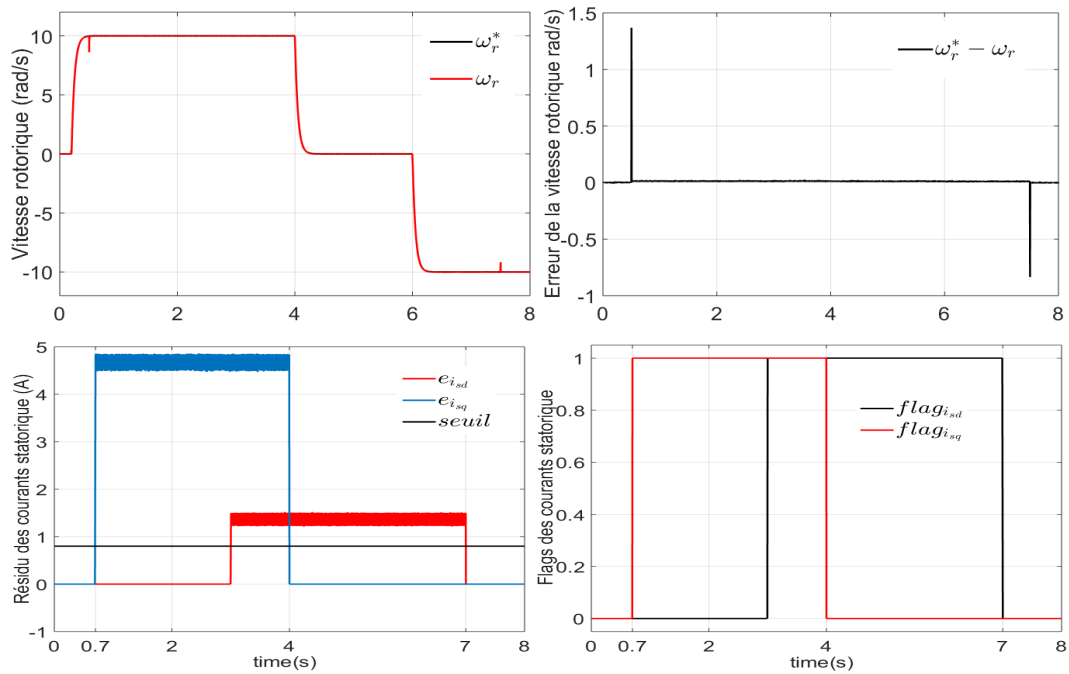


FIGURE 4.9 – Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting avec  $R_s = Rsn + 20\%$ ,  $R_r = Rrn$ .

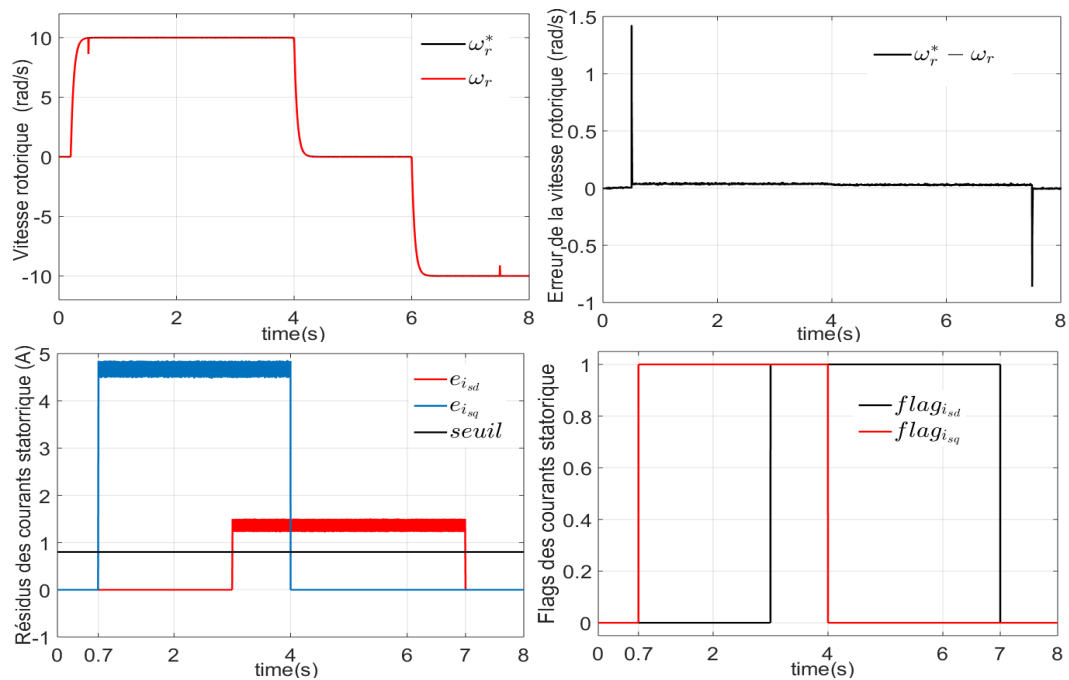


FIGURE 4.10 – Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant avec  $R_s = Rsn$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

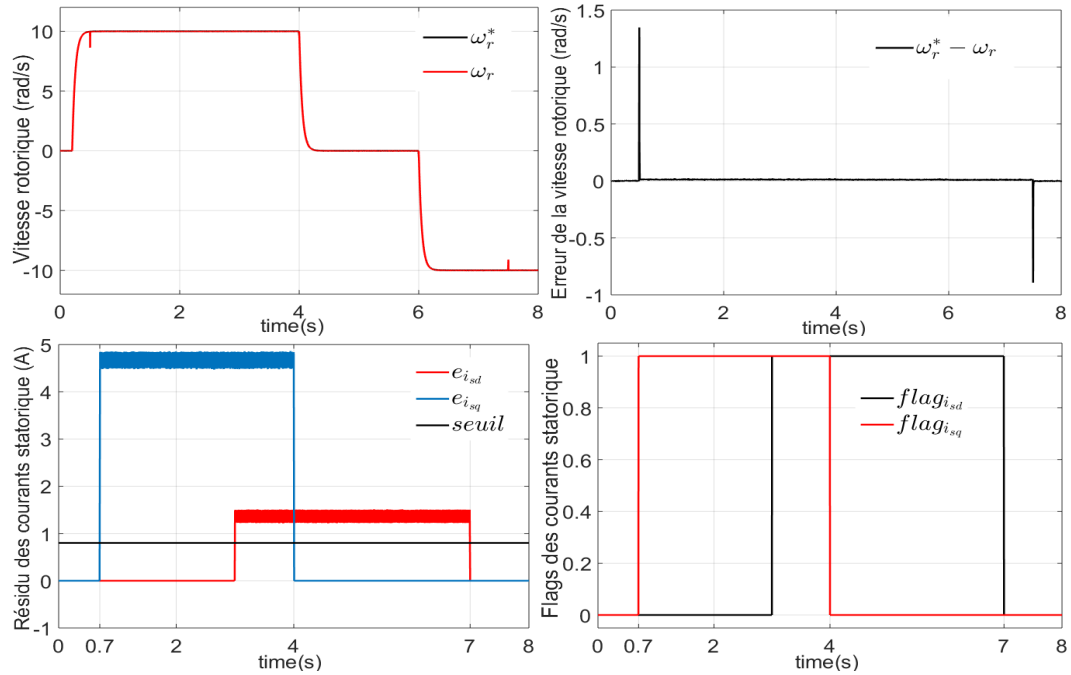


FIGURE 4.11 – Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting avec  $R_s = Rsn$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

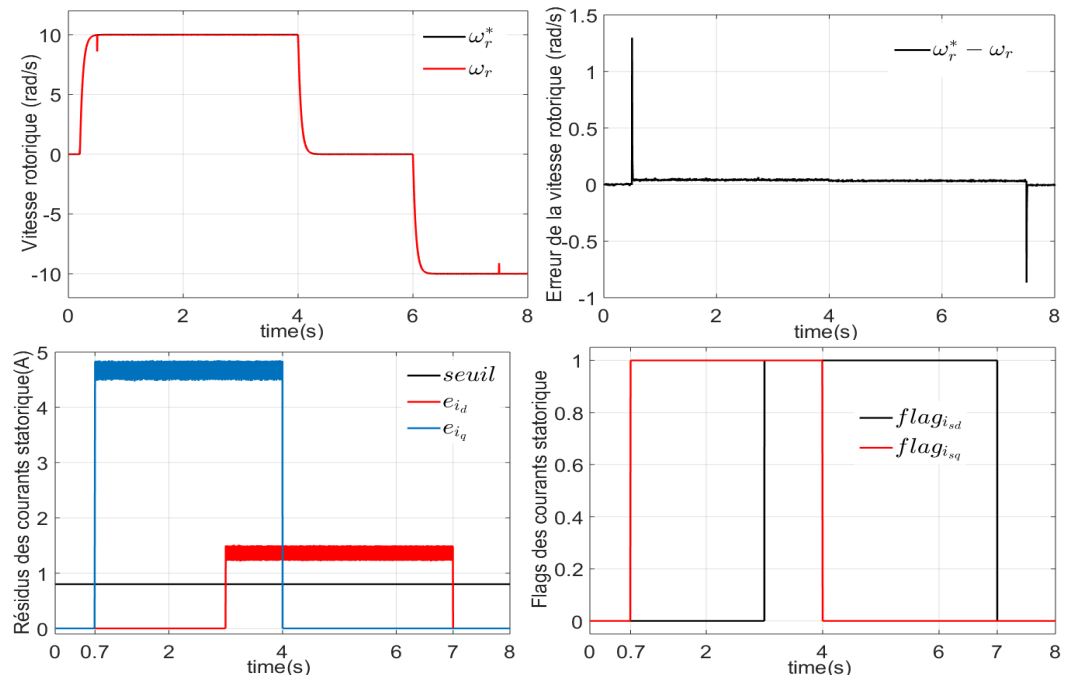


FIGURE 4.12 – Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs mode glissant avec  $R_s = Rsn + 20\%$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

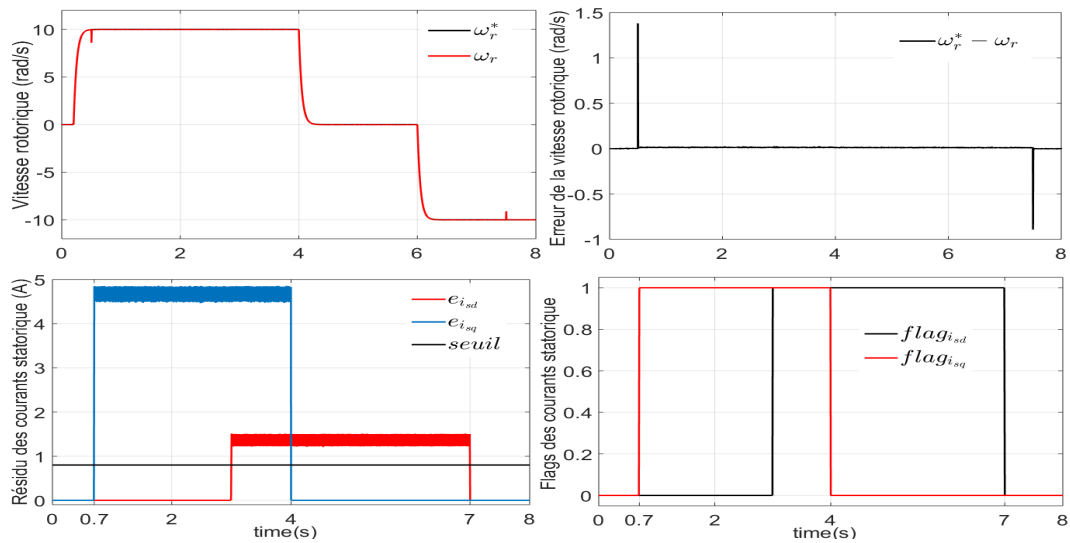


FIGURE 4.13 – Performance de commande tolérante avec reconfiguration par observateurs super twisting avec  $R_s = R_{sn} + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn} + 20\%$ .

Le test de robustesse par rapport à la variation des paramètres est illustré aux figures [4.8-4.13]. Ils montrent la commande tolérante au défaut capteur courants par les deux stratégies proposées sous une variation de résistance statorique et rotorique de +20%. Ces figures illustrent que la sensibilité de la vitesse et des courants estimés, due à la variation de la résistance  $R_r$ , n'est pas apparente. Dans la variation de la résistance  $R_s$ , l'affection et l'erreur ne sont pas si considérables et surtout dans le cas de super twisting. Les deux stratégies ont donné des résultats similaires dans les trois tests. Le bloc de détection et de configuration a bien régi contre les défauts capteurs par contre les variations paramétriques ne sont pas considérées comme des défauts et c'est à l'objectif de notre étude.

#### 4.4.4 Scénario 4 (comparaison des deux stratégies proposées)

Ce scénario présente une comparaison entre les deux stratégies proposées, les résultats sont présentés dans le tableau 4.1.

- stratégie 1 commande tolérante aux défauts capteurs courants avec reconfiguration par mode glissant adaptatif.
- stratégie 2 commandes tolérante aux défauts capteurs courants avec reconfiguration par super twisting.

La comparaison se fait à travers des indices de performance utilisés dans [59] et ils ont déjà décrits et utilisés dans le chapitre 3. Les résultats présentés sont relevés du scénario 4.4.2.

TABLE 4.1 – Indices de performance des deux stratégies

Stratégie du contrôle	Stratégie 1	Stratégie 2	Évaluation Stratégie 2/Stratégie 1
IAE ( $\omega_r^* - \omega_r$ )	0.2047	0.0389	-81 %
ISE ( $\omega_r^* - \omega_r$ )	0.0334	0.0098	-70.66%
ITAE ( $\omega_r^* - \omega_r$ )	0.0681	0.0175	-74.31 %



À partir des résultats présentés dans le tableau 4.1 les indices de performance de la stratégie 2 sont moins par rapport à la stratégie 1, ce qui confirme l'avantage de la commande tolérante aux défauts capteurs courant avec reconfiguration par les observateurs super twisting.

## 4.5 Reconfiguration par la commande sans capteurs de courants.

L'idée principale de la commande tolérante au défaut capteurs de courant par une reconfiguration à base d'une commande vectorielle sans capteur de courant. Cette commande ne nécessite pas de capteurs de courants pour la commande de la machine à induction (*IM*) [11], [80], [60]. La commande vectorielle par orientation de flux rotorique indirecte (*IFOC*) est connue pour générer des performances élevées dans les entraînements électriques (*IM*) en découplant le flux rotorique du couple électromagnétique [48], [82]. Afin de découpler le couple et le flux, les courants statorique et rotorique dans les repaires fixes et rotatifs peuvent être dérivés les exigences correspondantes en matière de commande vectorielle par orientation de flux indirect [82], [12]. La reconfiguration se fait par le remplacement des courants mesurés par les capteurs avec les courants estimés par la commande proposée en cas de défaut.

### 4.5.1 théorie de la commande sans capteurs de courants

Selon la théorie de la commande vectoriel par orientation indirecte du flux rotorique, le courant statorique du moteur asynchrone peut être décomposé en deux composantes orthogonales dans le le repère tournant d'orientation du flux rotorique (référentiel M-T) qui sont le courant du couple électromagnétique  $i_T$  qui génère le couple électromagnétique et le courant magnétisant  $i_M$  qui excite le flux moteur asynchrone [82]. Ces deux composantes sont séparées indépendamment et découplées. Leurs amplitudes peuvent être calculées en fonction du couple électromagnétique ( $T_e$ ) et du flux rotorique ( $\psi_r$ ), et ils sont exprimées par les équations suivants [80]

$$\begin{cases} i_{sT} &= \frac{4T_e}{3n_p\psi_r} \\ i_{sM} &= \frac{1+T_r p\psi_r}{L_m} \end{cases} \quad (4.17)$$

avec  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ . Dans la plupart des cas, l'amplitude du flux doit être maintenue constante en régime permanent et surtout lorsque *IM* fonctionne en dessous de sa vitesse nominale. C'est pourquoi l'équation 4.17 peut être réécrite comme suit [80], [82]

$$\begin{cases} i_{sT} &= \frac{4T_e}{3n_p\psi_r} \\ i_{sM} &= \frac{\psi_r}{L_m} \end{cases} \quad (4.18)$$

L'angle du courant statorique dans le référentiel (M-T) est  $\theta_2$

$$\theta_2 = \arctan \frac{i_{sT}}{i_{sM}} \quad (4.19)$$

Selon l'équation 4.20, la pulsation de glissement est

$$\omega_{sl} = \frac{i_{sT}}{T_r i_{sM}} \quad (4.20)$$

L'angle d'orientation du flux rotorique dans le repère stationnaire peut être exprimé comme

$$\theta_s = \int \omega_{sl} + \omega_r \cdot dt \quad (4.21)$$

Ainsi, les courants statoriques peuvent être exprimés dans le repère stationnaire comme

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sM} \\ i_{sT} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

D'une part, dans le référentiel (M-T), les équations tension-courant côté rotor du moteur asynchrone peuvent être décrites comme [80], [82].

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m p & 0 \\ L_m \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sM} \\ i_{sT} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r + L_r p & 0 \\ L_r \omega_{sl} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rM} \\ i_{rT} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

L'équation 4.23 peut être réécrite comme suit

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{rM} + p(L_m i_{sM} + L_r i_{rM}) \\ &= R_r i_{rM} + p\psi_{rM} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Dans la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique,

$\psi_{rM} = \psi_r$ ,  $\psi_{rT} = 0$ . Dans la plupart des cas, l'amplitude du flux rotorique doit être maintenue constante :  $\psi_r = cte$ , ou  $d\psi/dt = 0$ . Sur la base de ces définitions, les composantes des courants rotoriques  $i_{rM}$ ,  $i_{rT}$  dans l'axe (M-T), peuvent être obtenues comme suit [80], [82]

$$\begin{cases} i_{rM} = \frac{-p\psi_{rT}}{R_r} = \frac{-p\psi_r}{R_r} = 0 \\ i_{rT} = \frac{\psi_{rT} - L_m i_{sT}}{L_r} = \frac{-L_m i_{sT}}{L_r} \end{cases} \quad (4.25)$$

En utilisant la transformation des coordonnées, les courants rotoriques peuvent s'exprimer dans la référence stationnaire comme [80], [82]

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rM} \\ i_{rT} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Le diagramme de phase du courant statorique et rotorique ( $i_s$ ,  $i_r$ ) sur l'axe  $\alpha - \beta$  et sur l'axes (M-T) est représenté sur la figure 4.14.

Basée sur Les équations tension-courant côté rotor du moteur asynchrone, les tensions statoriques peuvent être décrites dans le repaire stationnaire ( $\alpha, \beta$ )

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m p & 0 \\ 0 & L_m p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

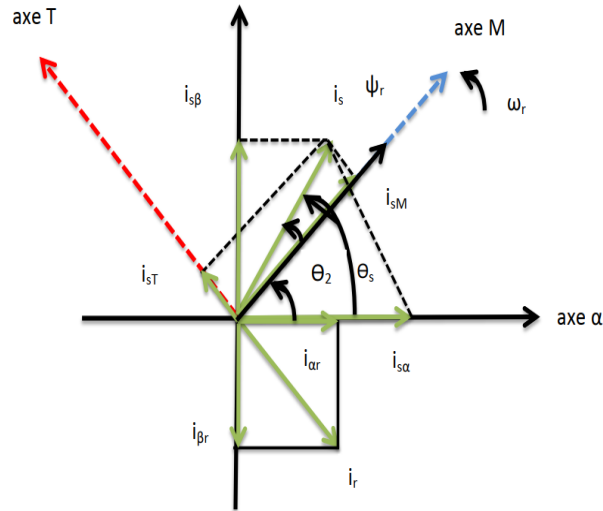


FIGURE 4.14 – Diagramme de phase du courant statorique et rotorique [82]

#### 4.5.1-a Conception du contrôleur super twisting (STC)

L'utilisation de la commande super twisting est à cause de la robustesse aux variations paramétriques et aux perturbations avec une convergence en temps fini. Le contrôle du couple peut être réalisé à partir de l'erreur de vitesse, puisque le couple électromagnétique développé affecte la dynamique de la vitesse. L'application de *STC* au signal d'erreur entre la référence et vitesse mesurée, donne le couple électromagnétique donc le courant du couple  $i_{sT}$ . Les équations peuvent être écrites comme suit [40]

$$S = \omega_r^* - \omega_r \quad (4.28)$$

Ensuite, on obtient

$$\dot{S} = \xi_1 + \xi_2 U \quad (4.29)$$

ou

$$\begin{cases} \xi_1 = \dot{\omega}_r^* + n_p T_l + B \omega_r \\ \xi_2 = n_p \end{cases} \quad (4.30)$$

lorsque  $\dot{S} = 0$  L'entrée de la commande  $T_e$  est définie comme [40]

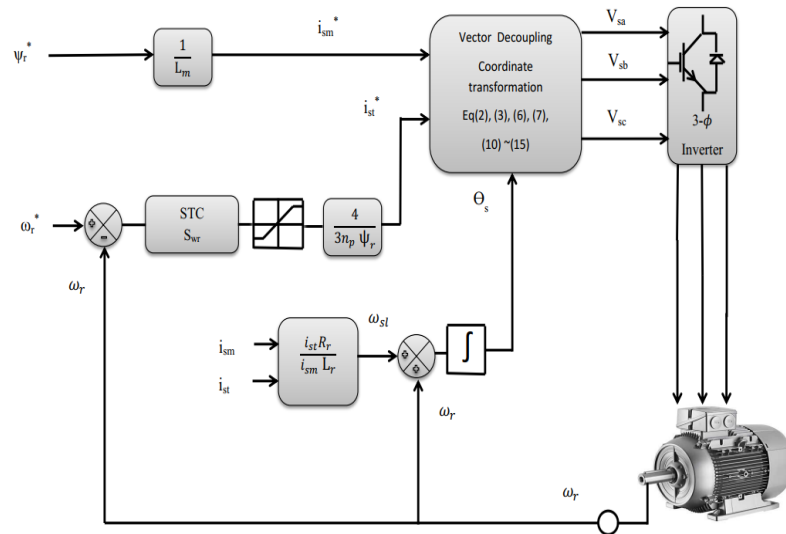
$$T_e = \frac{1}{\xi_2} (-\xi_1 + U) \quad (4.31)$$

quand  $\xi_2$  est inversible, où  $U$  est :

$$U = -K_1 |S|^r \text{sing}(S) - K_2 \int \text{sing}(S) \quad (4.32)$$

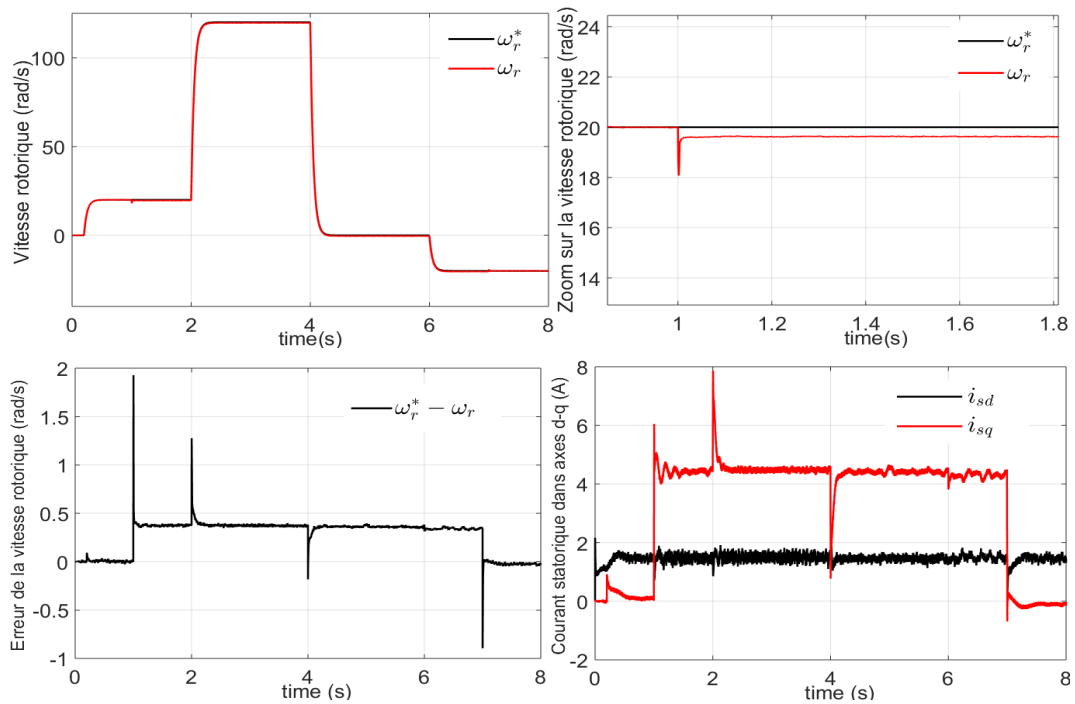
La figure ci-dessous 4.15 montre la structure de la commande vectorielle par orientation indirecte du flux rotorique sans capteur de courant.

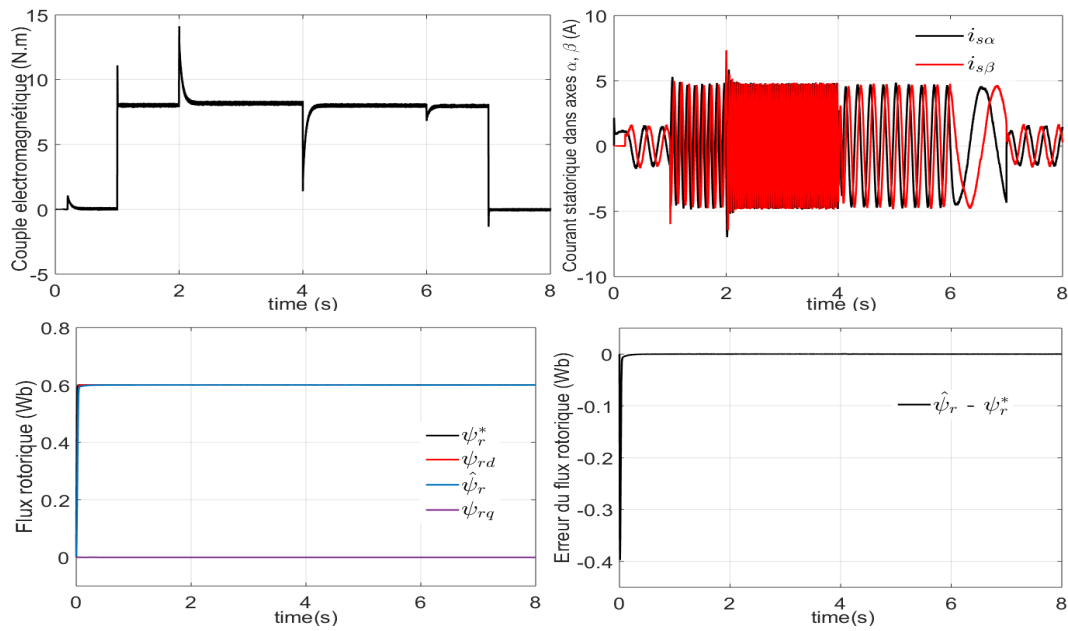
5. les matrices  $\xi_1$  et  $\xi_2$  sont calculées dans l'annexe A.

FIGURE 4.15 – Schéma-bloc global de la commande *IRFO* proposée.

#### 4.5.1-b Résultats de simulation

Conformément à la stratégie de l'*IFOC* présentée à la figure 4.15, la simulation est réalisée à l'aide de la boîte à outils Simulink de MATLAB. Pour mieux montrer les performances de *IM* et la méthode de commande *IFOC* proposée, différents modes de fonctionnement ont été utilisés, à charge constante et sous différentes plages de vitesse, pour tester la robustesse et la précision de la méthode de contrôle proposée.

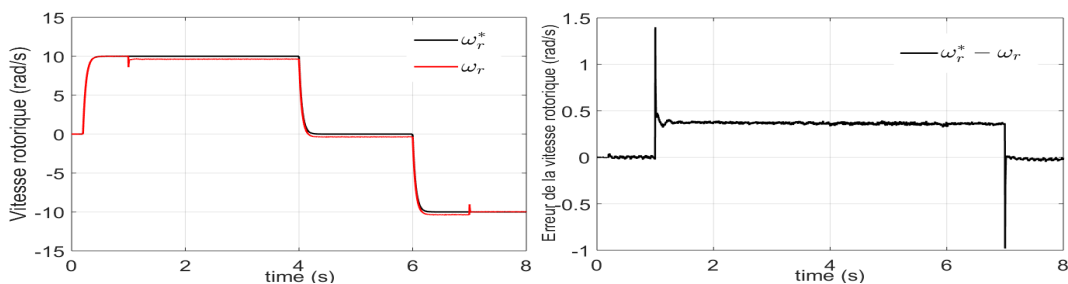


FIGURE 4.16 – Performance de la commande *IRFO* sans capteur de courant en charge.

Les résultats présentés dans la figure 4.16 montrent les performances de la commande vectorielle par orientation indirecte du flux rotorique sans capteur de courant. Le benchmark de la vitesse a été choisi pour tester la commande proposée dans différentes zones. Après l'établissement de flux rotoriques  $\psi_r$ , la vitesse rotorique suit sa référence, l'erreur de vitesse est négligeable à  $t = 0.5s$  avec un rejet de perturbation dû au couple de charge appliquer  $T_l = 8N.m$ . Cependant, l'appelle du courant statorique dans l'axe q ( $i_{sq}$ ) à cause au couple de charge et aux variations de la vitesse est enregistré, l'amplitude du flux rotorique dans l'axe  $\alpha - \beta$  peut être maintenu constant. En outre, le flux rotorique dans l'axe de q montre l'effet de la commande orientée du flux rotorique :  $\psi_{rq} = 0$  ;  $\psi_{rd} = 0.6Wb$ . En général, les résultats présentés dans la figure 4.16 sont satisfaisants.

Des tests de robustesse ont été effectués pour tester la réaction et la robustesse de la stratégie de commande proposée ; ces tests sont la variation des valeurs de la résistance  $R_s$  et  $R_r$  avec un couple de charge à  $t = [1 \quad 7]s$  dans les trois tests

- test 1 :  $R_s = R_{sn} + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn}$
- test 2 :  $R_s = R_{sn}$ ,  $R_r = R_{rn} + 20\%$
- test 3 :  $R_s = R_s + 20\%$ ,  $R_r = R_r + 20\%$

FIGURE 4.17 – Performance de la commande *IRFO* proposée avec  $R_s = R_{sn} + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn}$ .

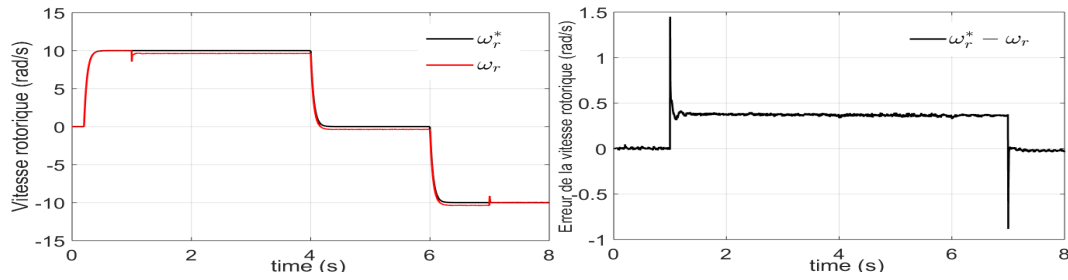


FIGURE 4.18 – Performance de la commande *IRFO* proposée avec  $R_s = R_{sn}$ ,  $R_r = R_{rn} + 20\%$ .

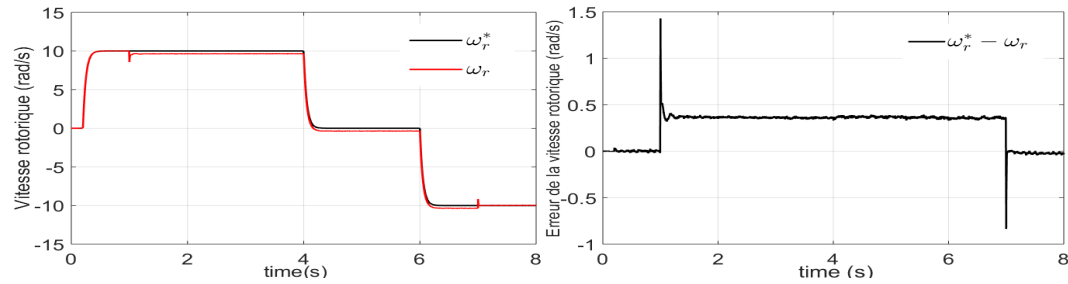


FIGURE 4.19 – Performance de la commande *IRFO* proposée avec  $R_s = R_s + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn} + 20\%$ .

Les figures 4.17, 4.18, 5.26 fait preuve d'une très bonne robustesse et une bonne convergence de la vitesse rotorique vers sa référence dans les trois essais malgré la variation paramétrique. En plus, les changements appréciables sont ceux observés lors des variations de la résistance rotorique, ce qui est conforme au fait que la commande vectorielle sur le terrain est particulièrement sensible à la variation de cette dernière. Les résultats de la simulation montrent que le système de commande proposée a une bonne performance dynamique et une robustesse à différents les modes de fonctionnement.

#### 4.5.2 Système de détection et de reconfiguration

Le système de détection et de reconfiguration il est le même que celui présenté dans la section précédente; Il est basé sur le calcul des résidus entre les courants mesurés et estimés comparés à un seuil. L'algorithme de détection et de reconfiguration est présenté à la figure 4.1 [41].

#### 4.5.3 Résultats de simulation

Afin de démontrer l'efficacité de la stratégie proposée (détection et reconfiguration) par la commande *IRFO* proposée, des testes de simulation on été faits. Les résultats obtenus sont les suivants présentées dans les deux scénarios.

##### 4.5.3-a Scénario1 (présence du défaut)

Le teste présenté dans ce scénario est l'utilisation de la commande *IRFO* sans capteur de courant dans la commande tolérante au défaut capteurs courants associé au système de

détection et de reconfiguration. Deux capteurs de courant supposés défectueux en même temps dans ce test à l'instant  $t = 0.7s$  avec application de couple de charge à  $t = 0.5s$  a été choisi.

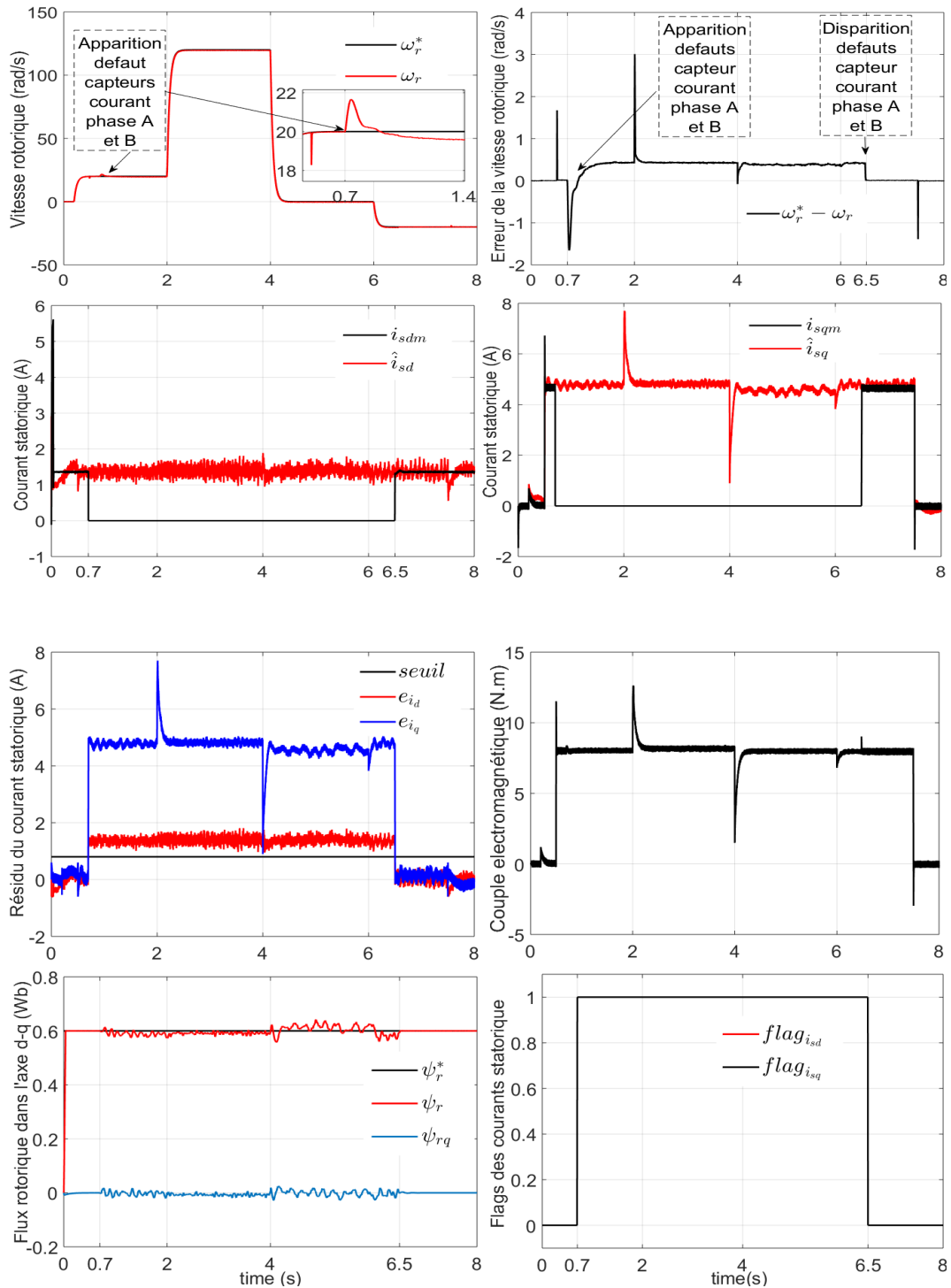


FIGURE 4.20 – Scénario 1- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande *IRFO* proposée.

La figure 5.1 montre les performances de la commande tolérante au défaut capteur courant avec reconfiguration par *IRFO* sans capteur de courant. La vitesse rotorique  $\omega_r$  suit sa référence  $\omega_r^*$  avec un rejet de perturbation à  $t = 0.5$  à cause du couple de charge  $T_l = 8N.m$ . A  $t = 0.7s$  deux défauts capteurs de courant phase A et B sont introduits, les courants mesurés de la phase A et B ( $i_{sdm} = 0, i_{sqm} = 0$ ) montrent que les résidus  $e_{i_{sd}}, e_{i_{sq}}$  dépassent le seuil donc l'algorithme de détection a bien détecté et localisé les défauts ( $flag_{i_{sd}} = 1, flag_{i_{sq}} = 1$ ) et il a fait une reconfiguration avec injection des courants calculés par la commande *IRFO* sans capteur de courant. Le suivi de trajectoire de la vitesse rotorique continue malgré la présence des défauts et il est clairement montré sur la figure que l'erreur de la vitesse rotorique ( $\omega_r^* - \omega_r$ ) augmente avec une petite erreur statique. Lors de la présence des défauts, le flux rotorique devient perturbé et cela grâce au courant  $i_{sd}$  fourni par la commande *IRFO* sans capteur de courant. Globalement les résultats obtenus par la commande tolérante défaut capteur de courant avec reconfiguration par la commande *IRFO* sans capteur de courant sont très satisfaisants malgré la présence de deux défauts capteurs courant et ce cas était impossible de le traiter par la reconfiguration à base d'observateurs proposées.

#### 4.5.3-b Scénario 2 (teste de robustesse)

Ce scénario représente les performances de la commande tolérante avec reconfiguration par *IRFO* proposée avec de variation paramétriques de la résistance statorique  $R_s$  et rotorique  $R_r$  pour tester la robustesse de la stratégie proposée.

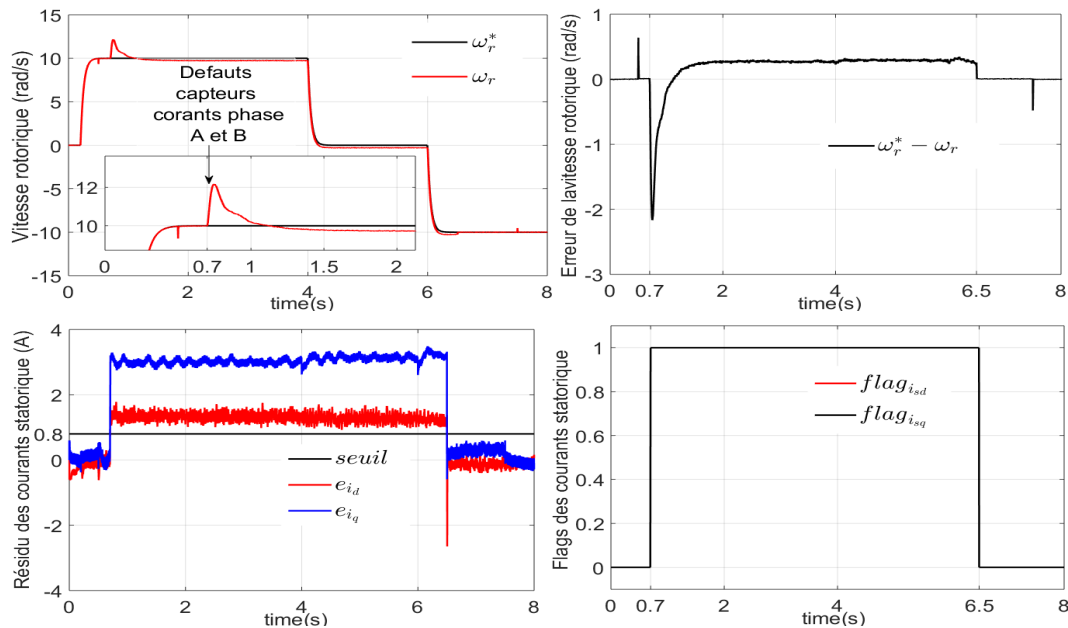


FIGURE 4.21 – Performance de la commande *IRFO* proposée avec  $R_s = R_{sn} + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn}$ .



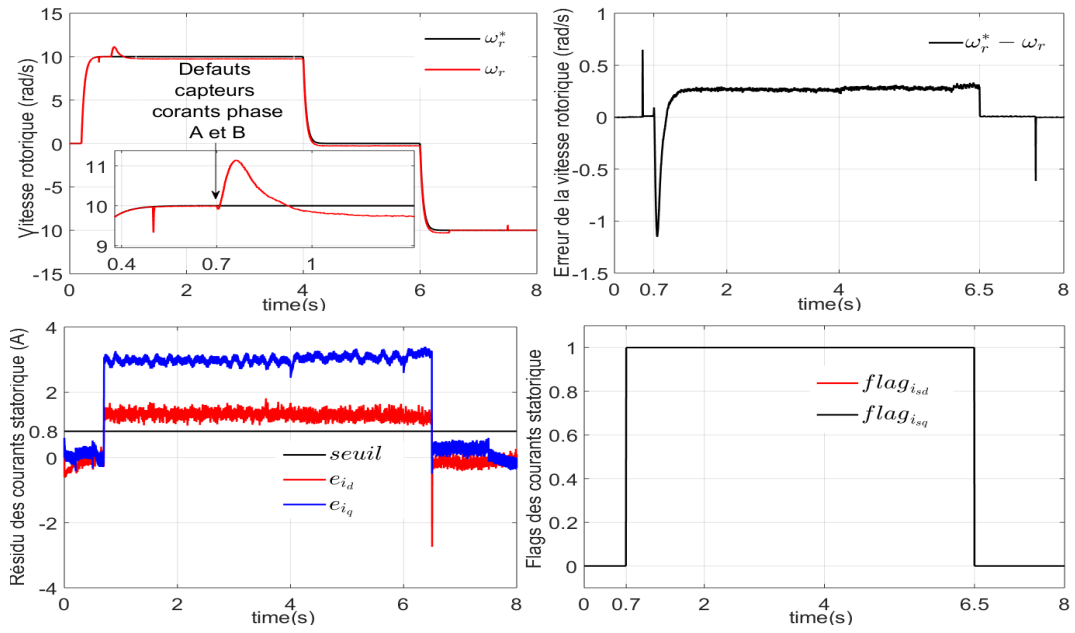


FIGURE 4.22 – Performance de la commande *IRFO* proposée avec  $R_s = R_{sn}$ ,  $R_r = R_{rn} + 20\%$ .

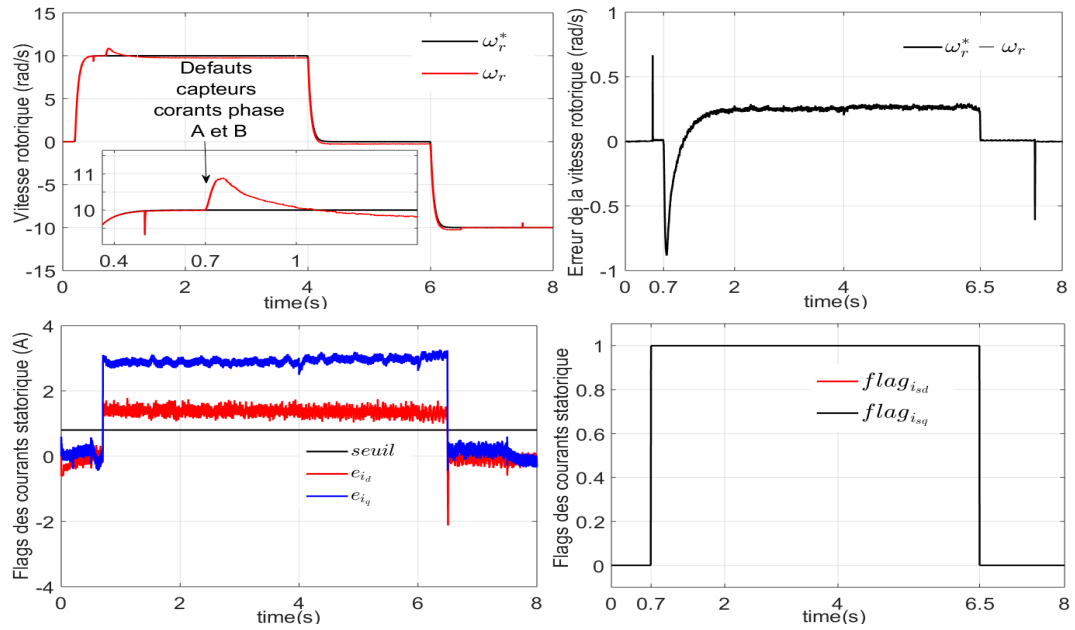


FIGURE 4.23 – Performance de la commande *IRFO* proposée avec  $R_s = R_s + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn} + 20\%$ .

Les figures 4.21, 4.22, 4.23 montrent la robustesse de la *FTC* par la reconfiguration par *IRFO* sans capteur de courant face aux variations paramétriques et au couple de charge et une sensibilité face à la présence de défauts. La commande *IRFO* sans capteur de courant assure bien la continuité du système.

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, deux stratégies de la commande tolérante au défaut capteur courant ont été utilisées pour assurer la continuité du système tout en appliquant un système de détection et de reconfiguration et par la suite réaliser la transition. Les résultats obtenus sont satisfaisants et confirment les approches utilisées et peuvent être résumés par

-Deux stratégies de reconfiguration par les observateurs ont été présentées

1- observateurs mode glissant.

2- observateurs par super twisting.

les deux stratégies ont donné des meilleurs résultats avec une supériorité à la stratégie de reconfiguration par les observateurs super twisting.

-Reconfiguration par la commande vectorielle par orientation indirecte de flux rotorique sans capteur de courant : cette commande a été validée par des simulations en charge et par des tests de robustesse puis elle a été utilisée dans la reconfiguration et elle a donné des bons résultats surtout dans le cas de défaillance des deux capteurs de courants.

les stratégies proposées ont assuré la continuité du système en cas de défaut avec une sensibilité et avec robustesse en cas de variation paramétrique ou application du couple de charge.

## Chapitre 5

---

# Commande tolérante aux défauts capteurs vitesse et courants

### SOMMAIRE

---

3.1	INTRODUCTION . . . . .	46
3.2	THÉORIE DE L'OBSERVABILITÉ . . . . .	46
3.2.1	Définition de l'observabilité . . . . .	47
3.2.2	Observabilité des systèmes non linéaires . . . . .	47
3.2.3	Observabilité du moteur asynchrone . . . . .	50
3.3	SYNTHÈSE DES OBSERVATEURS NON LINÉAIRE . . . . .	54
3.3.1	Observateurs à modes glissants . . . . .	54
3.3.2	Observateurs par Super-Twisting . . . . .	59
3.4	SYSTÈME DE DÉTECTION ET DE RECONFIGURATION . . . . .	63
3.4.1	Objectif du système de reconfiguration flou . . . . .	63
3.4.2	Système de détection et de décision flou . . . . .	63
3.5	RÉSULTATS DE SIMULATION . . . . .	65
3.5.1	Scenario 1 : Fonctionnement sans défaut capteur de vitesse . . . . .	66
3.5.2	Comparaison basée sur les indices de performances . . . . .	68
3.5.3	Scenario 2 : Présence de défaut du capteur de vitesse . . . . .	70
3.5.4	Scenario 3 : Test de robustesse . . . . .	72
3.6	CONCLUSION . . . . .	73

---

## 5.1 Introduction

L'approche de détection et de la reconfiguration des défauts capteurs est basée sur un modèle mathématique du système observé, dans lequel un défaut entraîne des changements déterministes des paramètres du modèle. Ces techniques utilisent les équations différentielles habituelles et différentes éléments du modèle relatif aux résultats réels. En général, un capteur de position, et au moins deux capteurs de courant sont nécessaires pour obtenir de bonnes performances dans les entraînements de moteurs alimentés par un onduleur [89], [51], [22]. Toutefois, lorsque l'un de ces capteurs sont défectueux, les performances anormales du système ou même l'instabilité pourrait être causée. Cela est très dommageable pour le fonctionnement du système et doit être évité [49]. C'est pourquoi le contrôle tolérant aux pannes des capteurs est très important pour les moteurs asynchrones. Dans les applications industrielles, le fait de disposer d'un algorithme intégré capable de détecter et de reconfigurer toutes les défaillances des capteurs est efficace [68], [4]. En outre, les observateurs doivent être efficaces et robustes car ils offrent d'excellentes performances du système après la reconfiguration du système en cas de défaillance [18], [58]. Ce chapitre présente la commande tolérante des défauts capteurs vitesse et courants donc il va regrouper toutes les méthodes de détection et de reconfiguration présentée dans les chapitres précédant 3 et 4. L'algorithme de commande tolérante proposée contribue à aider le moteur asynchrone à surmonter les défaillances des capteurs et à maintenir un fonctionnement continu du système. C'est un candidat prometteur pour les systèmes de contrôle tolérant des défauts de capteur, avec un temps de calcul réduit, une bonne robustesse et une compacité.

## 5.2 Commande tolérante aux défauts capteurs

La commande tolérante proposée dans cette partie est basé sur les observateurs proposé dans le chapitre 3 et le chapitre 4. Deux stratégies vont être proposées concernant la commande tolérante des défauts capteurs courants et vitesse.

1. reconfiguration à base d'observateurs.
2. reconfiguration à base de la commande *IRFO* sans capteur de courant associée à un observateur pour l'estimation de la vitesse rotorique.

### 5.2.1 Reconfiguration à base d'observateur.

La commande tolérante à base d'observateur contient deux méthodes proposées pour la reconfiguration en cas de défaut capteur courant ou vitesse.

- méthode 1 : reconfiguration par observateur super-twisting pour l'estimation de la vitesse rotorique associer à deux observateurs mode glissant pour l'estimation des courants statoriques.
- méthode 2 : reconfiguration par observateur super-twisting adaptatif associé à deux observateurs super twisting

#### 5.2.1-a Méthode 1

La reconfiguration dans cette partie est basée sur un observateur super twisting pour l'estimation de la vitesse rotorique  $\omega_r$  qui a été proposé dans le chapitre 3 et deux observateurs mode glissant pour l'estimation des courants statoriques  $i_{sd}, i_{sq}$  qui ont été proposés dans le chapitre 4.

#### Observateur de la vitesse rotorique

Le super-twisting est connu par sa robustesse aux bruits aléatoires et aux variations paramétriques ; il a été déjà prouvé dans la commande sans capteur de vitesse [40].

$$\begin{bmatrix} \hat{\dot{i}}_{s\alpha} \\ \hat{\dot{i}}_{s\beta} \\ \hat{\dot{\psi}}_{s\alpha} \\ \hat{\dot{\psi}}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} + K_c S_{i\alpha} + K_v \text{sat}(S_{i\alpha}) \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} + K_c S_{i\beta} + K_v \text{sat}(S_{i\beta}) \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} + K_\psi \text{sat}(S_{i\alpha}) \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} + K_\psi \text{sat}(S_{i\beta}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{s\alpha} \\ \hat{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

avec

$$\begin{bmatrix} S_{i\alpha} \\ S_{i\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{i_{s\alpha}} \\ e_{i_{s\beta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

La loi d'adaptation s'écrit comme suit

$$U = V_1(t) + V_2(t) \quad (5.3)$$

avec

$$\begin{cases} V_1(t) = -\lambda_i |S|^r \text{sgn}(S) \\ V_2(t) = -\lambda_p \int \text{sgn}(S) \end{cases} \quad (5.4)$$

alors

$$\hat{\omega}_r = -\lambda_i |S|^r \text{sign}(S) - \lambda_p \int \text{sign}(S) \quad (5.5)$$

d'où

$$S = e_{i_{s\alpha}} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\psi}_{r\alpha} \quad (5.6)$$

$\lambda_i, \lambda_p$  sont des gains positifs et sont suffisamment larges pour assurer la convergence.

### 1-Observateur du courant statorique phase A

Un observateur mode glissant est proposée pour l'estimation du courant statorique  $i_{sd}$ . Les entrées de l'observateur ne doivent pas contenir l'information du courant statorique de la phase A. l'observateur proposé est comme suit

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ U_{i_{s\beta}} \\ 0 \\ U_{\psi_{r\beta}} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

avec

$$\begin{cases} U_{i_{s\beta}} = K_{i_{s\beta}} \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) + K_c S_{i_{s\beta}} \\ U_{\psi_{r\beta}} = K_\psi \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) \end{cases} \quad (5.8)$$

et

$$S_{i_{s\beta}} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta m} \quad (5.9)$$

### 2- Observateur pour le courant statorique de la phase B

Un observateur mode glissant est proposée pour l'estimation du courant statorique  $i_{sq}$ . les entrées de l'observateur ne doivent pas contenir l'information du courant statorique de la phase B. l'observateur proposé est comme suit

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{i_{s\alpha}} \\ 0 \\ U_{\psi_{r\alpha}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Avec

$$\begin{cases} U_{i_{s\alpha}} = K_{i_{s\alpha}} \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) + K_c S_{i_{s\alpha}} \\ U_{\psi_{r\alpha}} = K_{\psi} \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) \end{cases} \quad (5.11)$$

et

$$S_{i_{s\alpha}} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha m} \quad (5.12)$$

La figure 5.1 ci-dessus représente le schéma global de la commande tolérante des défauts capteurs courants et vitesses avec reconfiguration par les observateurs mode glissant (SM) et super twisting (ST).

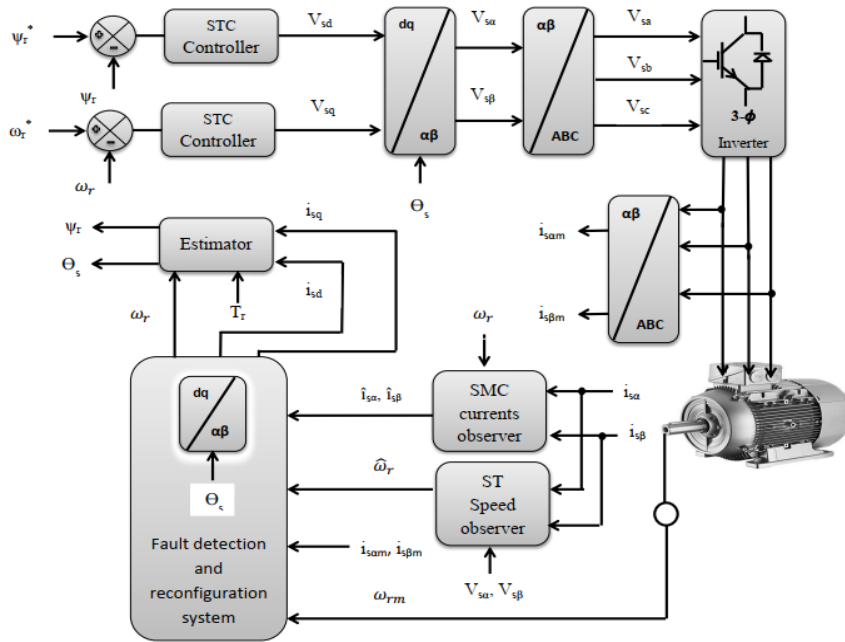


FIGURE 5.1 – Schéma global de la commande tolérante avec reconfiguration par la méthode 5.2.1-a.

### 5.2.1-b Méthode 2

Le système de détection et de reconfiguration dans cette partie est basé sur un observateur super twisting adaptatif pour l'estimation de la vitesse rotorique  $\omega_r$  (voir chapitre 3) et deux observateurs super twisting pour l'estimation des courants statorique  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  (voir chapitre 4).

#### Observateur de la vitesse rotorique

L'un des avantages de ce contrôleur est que son adaptation permet de minimiser les gains par rapport aux perturbations et aux incertitudes. La stratégie super twisting adaptatif *AST* fonctionne de manière dynamique en augmentant les gains de l'observateur  $\lambda_i$ ,  $\lambda_p$  jusqu'à ce qu'un véritable mode glissant du second ordre soit établi dans un temps fini. Il existe un temps fini  $t_F$  et des constantes positives  $\lambda_i$ ,  $\lambda_p$  telles que, à  $t = t_F$ ,

$$|S| \leq \lambda_i \tau^2, |\dot{S}| \leq \lambda_p \tau$$

Avec  $\tau$  la période d'échantillonnage. Une fois qu'un véritable mode glissant du second ordre est établi, cela signifie que les gains sont suffisamment importants et peuvent alors commencer à diminuer. La vitesse rotorique estimée  $\hat{\omega}_r$  sera définie comme suit

$$\hat{\omega}_r = -\lambda_i |S|^r \text{sign}(S) - \lambda_p \int \text{sign}(S)$$

avec

$$S = e_{i_{s\alpha}} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\psi}_{r\alpha}$$

On va l'associer à la méthode de l'adaptation des gains proposées comme suit :

$$\dot{\lambda}_p = \begin{cases} c_\alpha \text{sn}g(|s| - \mu) & , \text{ if } \lambda_p > a_m \\ a_m & , \text{ if } \lambda_p < a_m \end{cases} \quad (5.13)$$

$$\lambda_i = c_\beta \lambda_p \quad (5.14)$$

avec  $c_\alpha$ ,  $c_\beta$ , et  $a_m$  sont des constantes positives.

### 1- Observateur pour le courant statorique de la phase A

Un observateur super twisting est proposée pour l'estimation du courant statorique  $i_{sd}$ . Les entrées de l'observateur ne doivent pas contenir l'information du courant statorique de la phase A. L'observateur proposé est comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{i_{s\beta}} \\ 0 \\ U_{\psi_{r\beta}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Avec

$$\begin{cases} U_{i_{s\alpha}} = -K_i |S|^r \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) - K_c \int \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) \\ U_{\psi_{r\beta}} = K_\psi \text{sign}(S_{i_{s\beta}}) \end{cases} \quad (5.16)$$

et

$$S_{i_{s\beta}} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta m} \quad (5.17)$$

### 2- Observateur pour le courant statorique de la phase B

Un observateur super twisting est proposée pour l'estimation du courant statorique  $i_{sq}$ . Les entrées de l'observateur ne doivent pas contenir l'information du courant statorique de la phase B. L'observateur proposé est comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} - a_3 \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} + a_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + a_2 \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} + a_5 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + a_5 \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 \\ 0 & a_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{i_{s\alpha}} \\ 0 \\ U_{\psi_{r\alpha}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Avec

$$\begin{cases} U_{i_{s\alpha}} = -K_i |S|^r \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) - K_c \int \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) \\ U_{\psi_{r\alpha}} = K_\psi \text{sign}(S_{i_{s\alpha}}) \end{cases} \quad (5.19)$$



et

$$S_{i_{s\alpha}} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha m} \quad (5.20)$$

avec  $K_c, K_i, K_\psi$  : sont des constantes et elles doivent garantir la convergence de la surface de glissement  $S \rightarrow 0$  dans un temps fini.  $r$  : degré relatif.

La figure 5.2 ci-dessus représente le schéma global de la commande tolérante des défauts capteurs courants et vitesses avec reconfiguration par les observateurs super twisting et super twisting adaptatif.

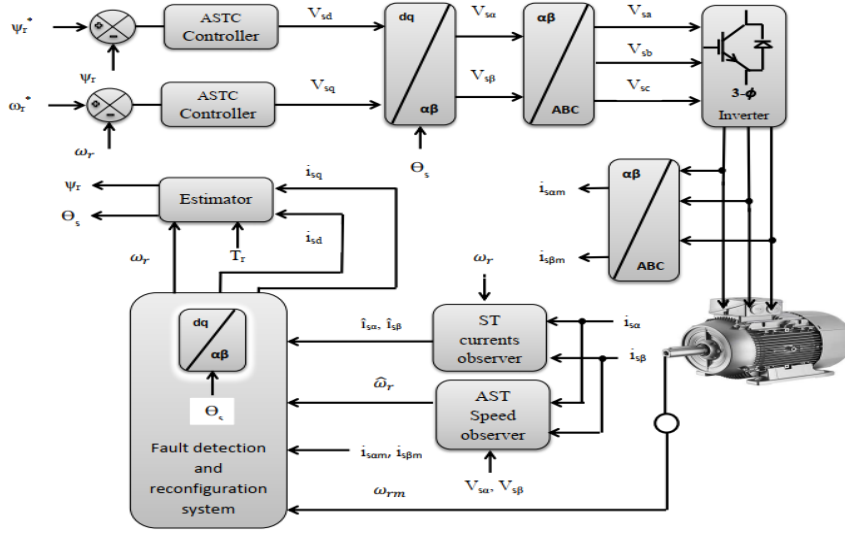


FIGURE 5.2 – schéma global de la commande tolérante avec la reconfiguration proposée dans la section 5.2.1-b.

## 5.2.2 Système de détection et de reconfiguration

L'algorithme de la structure *FTC* est proposée dans la figure 5.2. Sur la base des observateurs proposés, les résidus suivants peuvent être pris en compte pour détecter le capteur défectueux que ce soit pour la vitesse rotorique  $\omega_r$  ou les courants statoriques  $i_{sd}, i_{sq}$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Résidu du courant statorique Phase A, } e_{i_{sd}} = \left| \hat{i}_{sd} - i_{sdm} \right| \\ \text{Résidu du courant statorique Phase B, } e_{i_{sq}} = \left| \hat{i}_{sq} - i_{sqm} \right| \\ \text{Résidu de la vitesse rotorique } \omega_r, e_{\omega_r} = \left| \hat{\omega}_r - \omega_{rm} \right| \end{array} \right. \quad (5.21)$$

La présence d'un défaut peut être détectée en comparant les résidus générés avec les seuils respectés. S'ils dépassent leurs seuils, le défaut peut être détecté et vice-versa. Par conséquent, si une défaillance se produit dans l'un des capteurs, l'algorithme de la commande tolérante (*FTC*) doit assurer la détection et reconfiguration en cas de défaut. La stratégie se réfère chaque instant pour garantir le fonctionnement continu de l'*IM*. En fonctionnement normal, Les résidus  $e_{i_{sd}}, e_{i_{sq}}$  et  $e_{i_{s\omega}}$  tendent à être nuls. Toutefois, lorsqu'un capteur est défectueux, son résidu correspondant sera sensiblement augmenté. Ce fait peut être

utilisé comme critère de diagnostic des défauts capteurs. Ils doivent être inférieurs à un petit seuil prédéfini quand il n'y a pas de défaillance et être supérieurs au même seuil en cas de défaut. La logique de détection et d'isolation des défauts des capteurs est expliquée dans la figure ci-dessous 5.2.2. le défaut peut être détecté en utilisant un *flag* comme

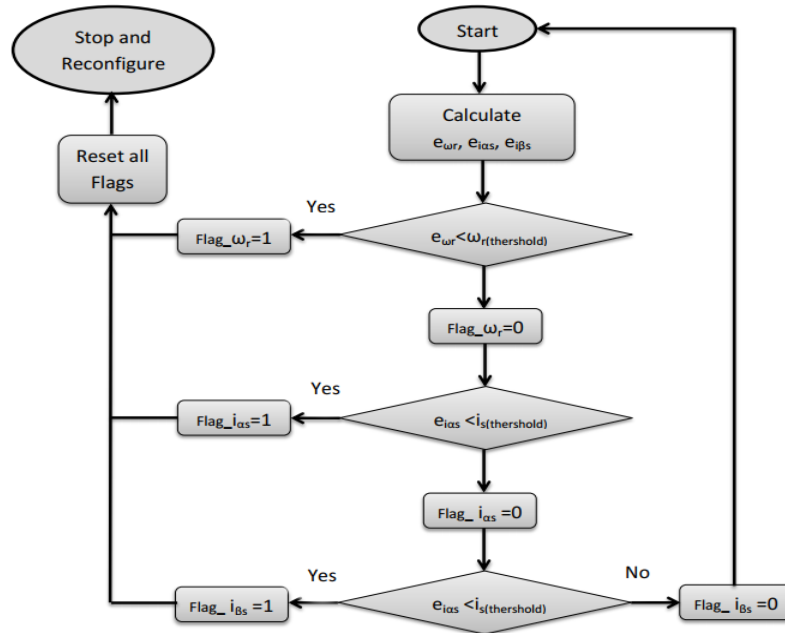


FIGURE 5.3 – Organigramme de la commande tolérante au défauts capteurs .

$$Flag_{(\omega_r, i_s)} = \begin{cases} 1 & , \quad si \quad e_{(\omega_r, i_s)} > (\omega_r, i_s)_{(seuil)} \\ 0 & , \quad sinon \end{cases} \quad (5.22)$$

Si  $Flag_{(\omega_r, i_s)} = 1$  signifie qu'une défaillance appartient et vice-versa. Par conséquent, la stratégie de reconfiguration remplace la grandeur mesurée (capteur défaillant) par sa grandeur estimée (observateur).

### 5.2.3 Résultats de simulation

Pour la validation des systèmes de détection et de reconfiguration des défauts capteur vitesse et courant proposés, des simulations ont été faites à l'aide du Matlab Simulink. Les résultats de simulation seront présentés dans cinq scénarios :

- Scénario 1 : sans présence du défaut.
- Scénario 2 : défaut capteur vitesse.
- Scénario 3 : défaut capteur courant.
- Scénario 4 : défauts capteur courant et vitesse.
- Scénario 5 : test de robustesse.

#### 5.2.3-a Scénario 1 (sans présence du défaut).

Les résultats présentés dans cette partie les performances des systèmes de la commande tolérante présente dans 5.2.1-a, 5.2.1-b sans la présence des défauts.

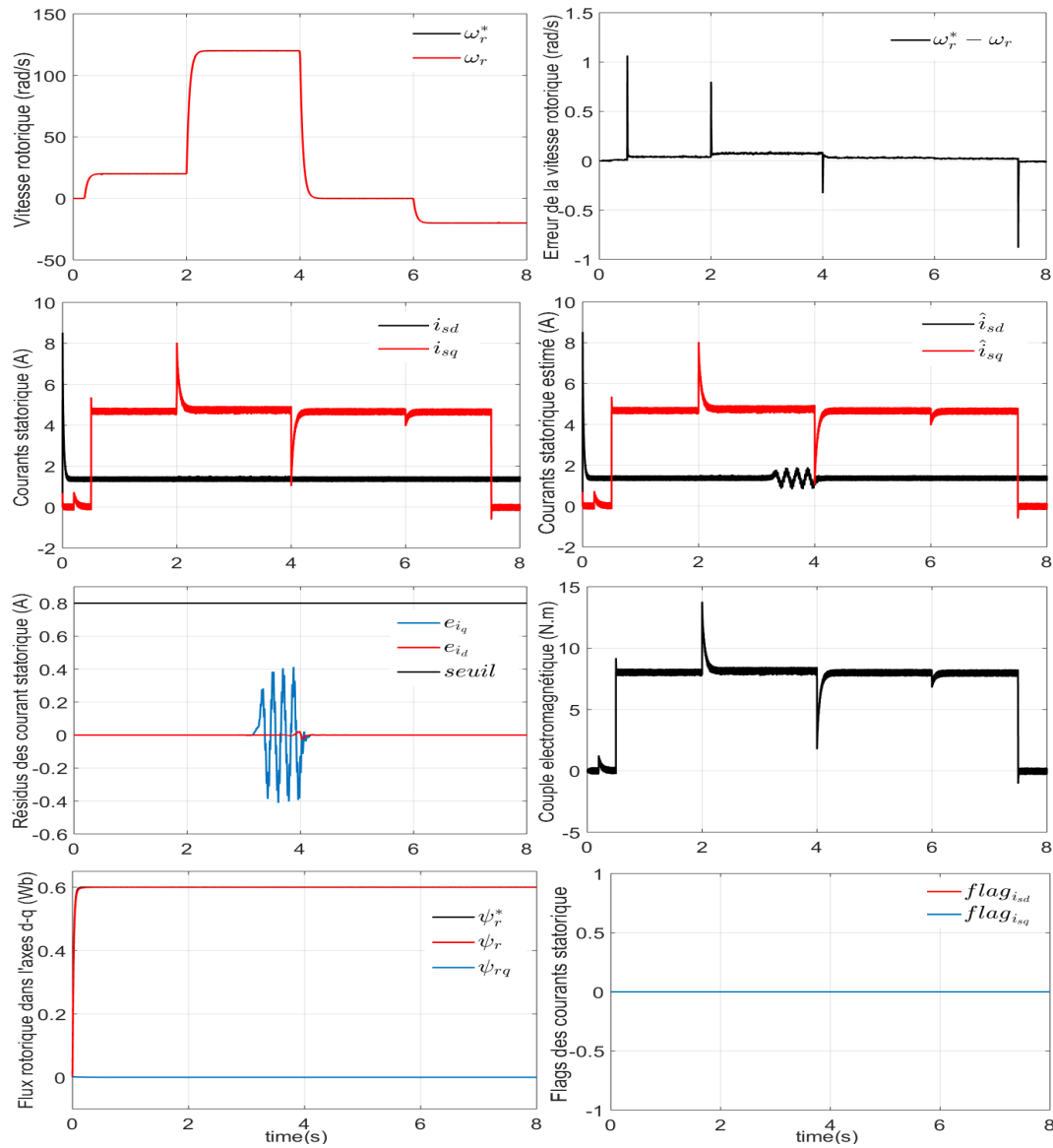


FIGURE 5.4 – **Scénario 1**- Performance de commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a sans la présence du défaut capteur.

La figure 5.4 représente les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par observateur super twisting pour estimer la vitesse rotorique  $\omega_r$  et les observateurs modes glissants sont utilisés pour estimer les courants statoriques (phase A  $i_{sd}$ , phase B  $i_{sq}$ ). La vitesse rotorique suit une référence avec une erreur négligeable et un rejet de perturbation à  $t = 0.5s$  par suite du couple de charge. La vitesse estimée  $\hat{\omega}_r$  par observateur super twisting suit la vitesse mesurée  $\omega_{rm}$  par le capteur avec erreur très négligeable et cela confirme le résidu de la vitesse rotorique  $e_{\omega_r}$  qui est en dessous du seuil de la vitesse rotorique. les courants statoriques estimés suivent les courants statoriques mesurés avec une erreur négligeable. Les résidus des courants statoriques sont en dessous du seuil de courant donc il n'y a pas un défaut capteur courant. Le flux rotorique suit sa référence et l'orientation de flux est clairement visualisée  $\psi_{rq} = 0$ . Les flags sont nulles ce qui confirme l'absence des défauts capteurs courant et vitesse.

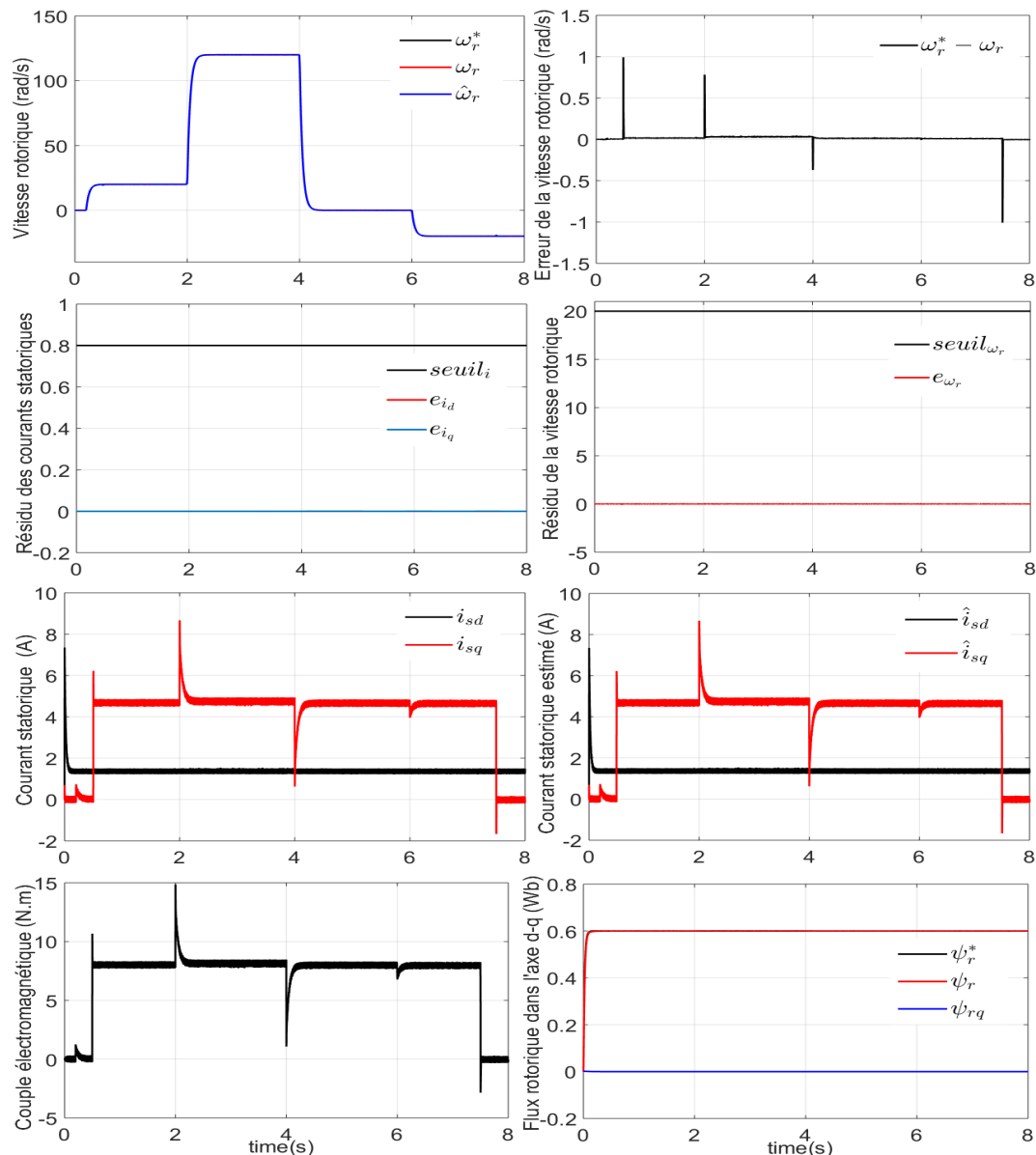


FIGURE 5.5 – **Scénario 1**- Performance de commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b sans la présence du défaut capteur.

La figure 5.5 représente les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par observateur super twisting adaptatif pour estimer la vitesse rotorique  $\omega_r$  et les observateurs super twisting pour estimer les courants statoriques (phase A  $i_{sd}$ , phase B  $i_{sq}$ ) sans la présence des défauts. les résultats présentés dans la figure 5.5 sont les mêmes présentés dans la figure précédente 5.4 avec une supériorité dans les grandeurs estimées soit la vitesse rotorique soit les courants statoriques et les résidus qui sont très négligeable.

## 5.2.3-b Scénario 2 (défaut vitesse).

Les résultats présentés dans cette partie montrent les performances des systèmes de la commande tolérante présente dans 5.2.1-a, 5.2.1-b avec la présence du défaut capteur vitesse à  $t = [1.5 \quad 6.5]$ s et avec application du couple de charge  $T_l$  à  $t = [0.5 \quad 7.5]$ s.

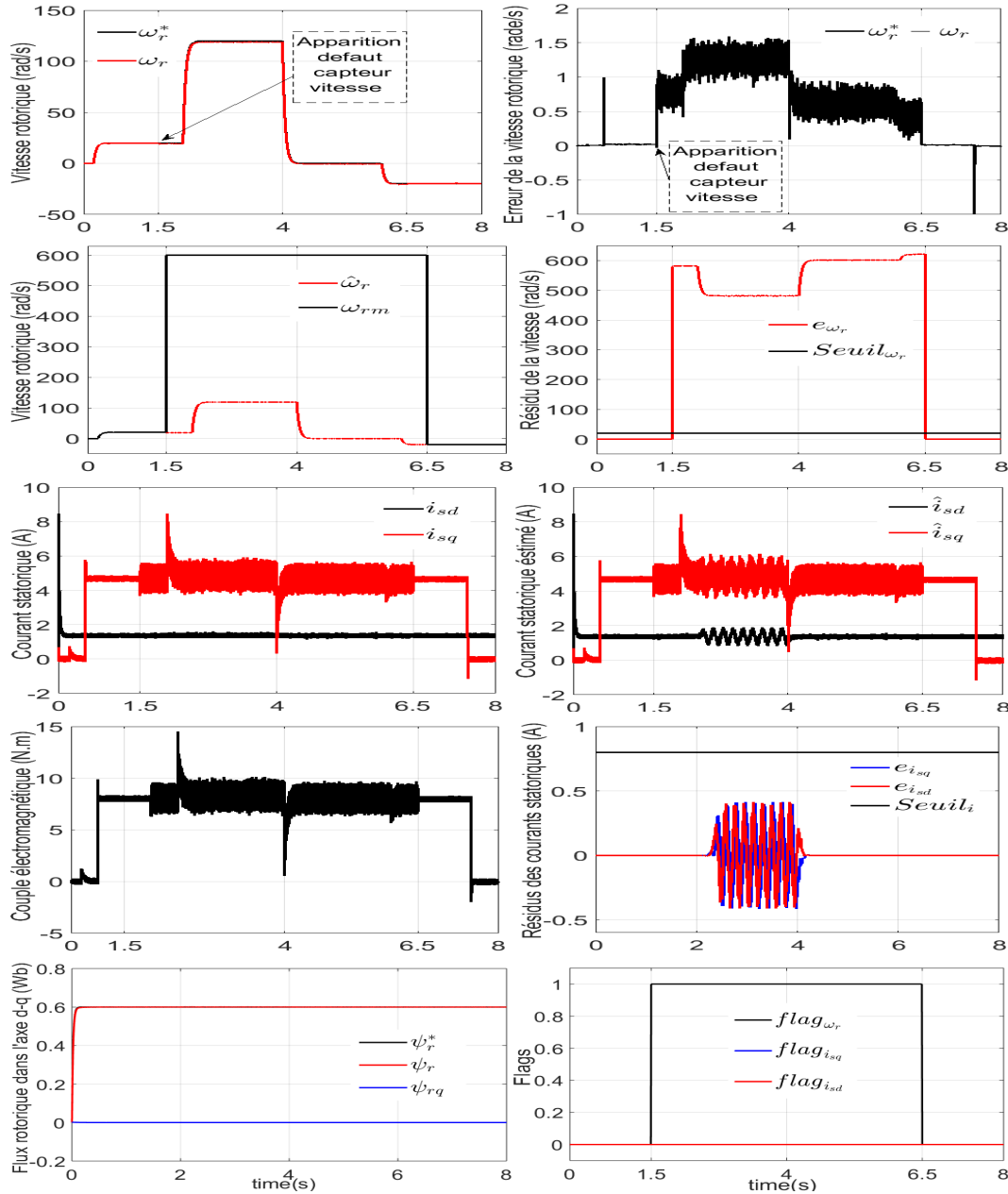


FIGURE 5.6 – **Scénario 2**- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a à la présence du défaut capteur vitesse.

La figure 5.6 représente les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone. La reconfiguration de la vitesse rotorique se fait par l'observateur super twisting  $\omega_r$  et pour les courants statoriques se fait par les observateurs modes glissants (phase A  $i_{sd}$ , phase B  $i_{sq}$ ). le défaut capteur vitesse va être créé dans l'intervalle de temps  $t = [1.56.5]$ s.

La vitesse rotorique  $\omega_r$  suit sa référence  $\omega_r^*$ . A  $t = 0.5s$  un rejet de perturbation à cause de l'application du couple de charge  $T_l = 8N.m$ . Lors de la présence d'un défaut capteur vitesse a l'instant  $t = 1.5s$ , le résidu de la vitesse rotorique  $e_{\omega_r}$  à dépasser le  $seuil_{\omega_r}$  donc l'algorithme de détection et de reconfiguration a rapidement localisé le défaut  $flag_{\omega_r} = 1$  alors il a fait une reconfiguration par injection de la vitesse rotorique estimée en boucle fermée. Les courants statoriques estimés ne sont pas très affectés par la présence du défaut et les résidus des courants statoriques ne dépassent pas leur seuil. Le courant statorique  $i_{sq}$  et le couple électromagnétique  $T_{em}$  sont bruités lors de la présence du défaut à cause de la vitesse estimée injecter.

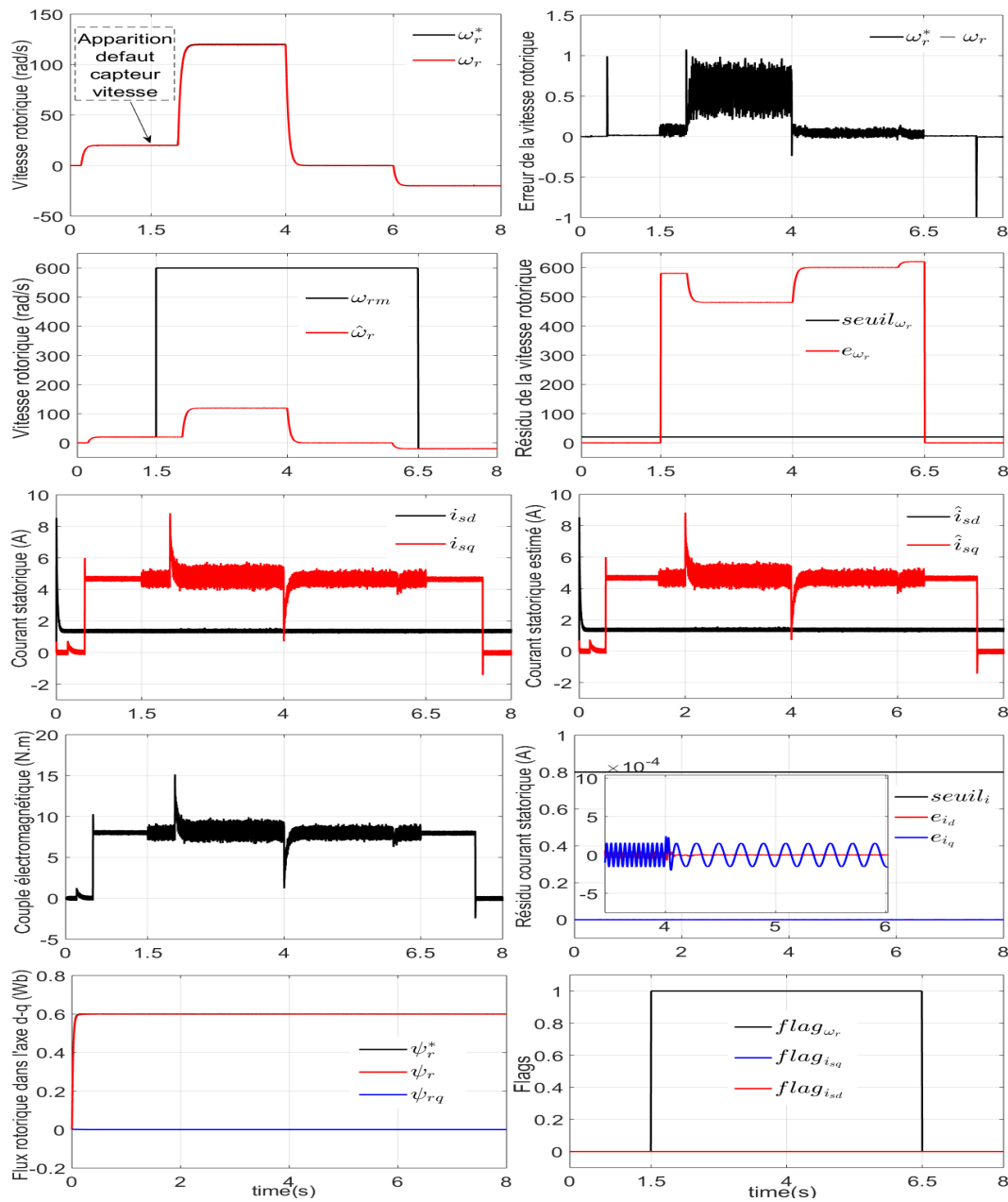


FIGURE 5.7 – **Scénario 2**- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b à la présence du défaut capteur vitesse.

La figure 5.7 représente les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par observateur super twisting adaptatif pour estimer la vitesse rotorique  $\omega_r$  et les observateurs super twisting pour estimer les courants statoriques (phase A  $i_{sd}$ , phase B  $i_{sq}$ ) avec une présence du défaut capteur vitesse. Les résultats présentés dans la figure 5.7 sont les mêmes présentés dans la figure précédente 5.6 avec une supériorité dans les grandeurs estimées soit la vitesse rotorique soit les courants statoriques et les résidus qui sont très négligeable. Lors de la reconfiguration, ils donnent de meilleurs résultats (moins de *chattering* grâce a l'adaptation du gain proposée.)

### 5.2.3-c Scénario 3 (défaut capteur courant).

Les résultats présentés dans cette partie décrivent les performances des systèmes de la commande tolérante présente dans 5.2.1-a, 5.2.1-b avec la présence des défauts capteurs courants.

Concernant la phase A à  $t = [1 \quad 3.5]$ s et la phase B à  $t = [2.5 \quad 5.5]$ s et avec application du couple de charge  $T_l = 8\text{N.m}$  à  $t = [0.5 \quad 7.5]$ s.

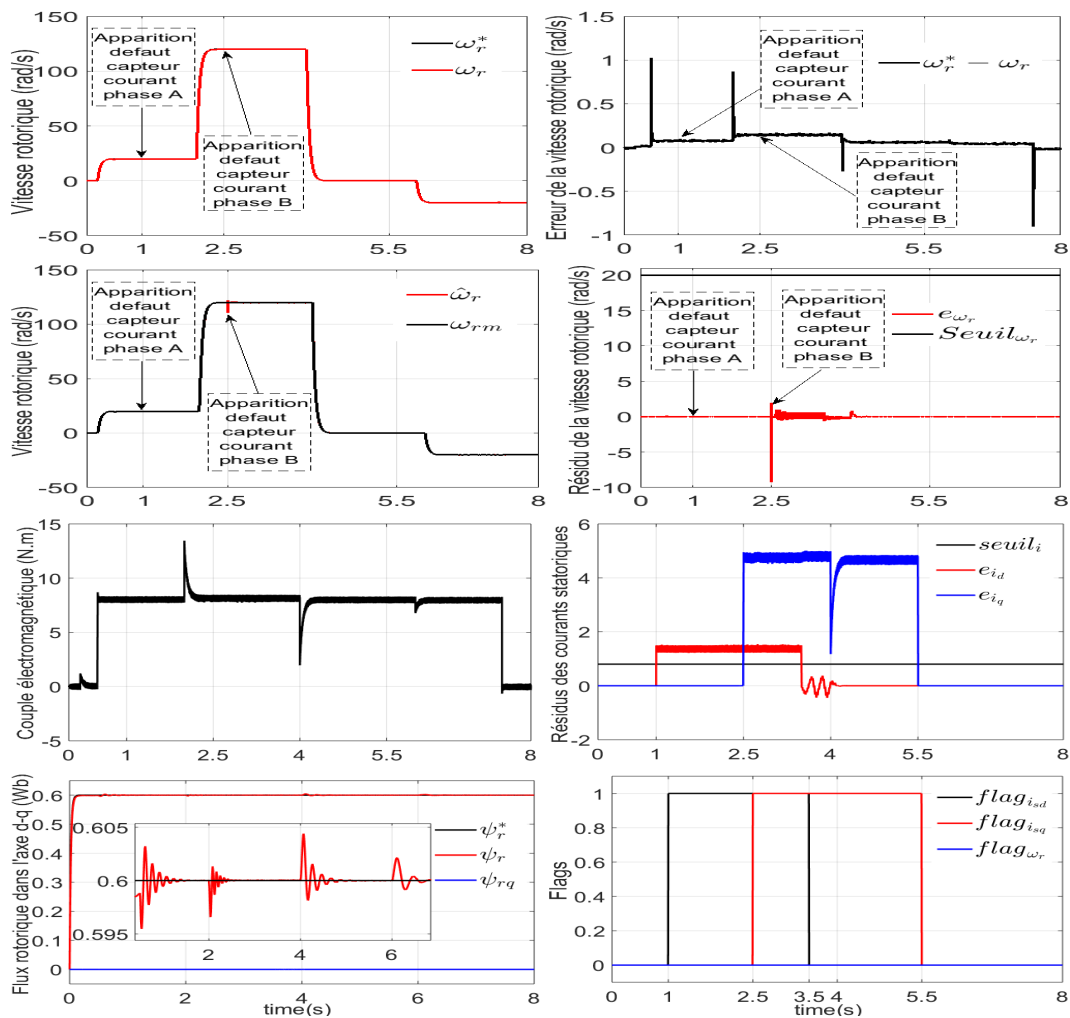


FIGURE 5.8 – Scénario 3- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a à la présence des défauts capteurs courants.

La figure 5.8 représente les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par observateur super twisting pour estimer la vitesse rotorique  $\omega_r$  et les observateurs modes glissants pour estimer les courants statoriques (phase A  $i_{sd}$ , phase B  $i_{sq}$ ) avec la présence des défauts capteurs courants phase A à  $t = [1 \ 3.5]s$  puis celui de la phase B à  $t = [2.5 \ 5.5]s$ . La vitesse rotorique  $\omega_r$  suit sa référence malgré la présence des défauts capteur phase A et B. Le bloc de détection et de reconfiguration a bien réagir contre ces défauts et il a fait une reconfiguration vers les grandeurs estimées par les observateurs modes glissants proposés. Le résidu de la vitesse rotorique n'est pas affecté par la présence des défauts grâce à la robustesse de l'observateur proposé. A  $t = 2.5s$  un rejet de perturbation de l'erreur de vitesse rotorique  $e_{\omega_r} = 10rad/s$  lors de la présence des deux défauts courants ( $flag_{i_{sd}}, flag_{i_{sq}} = 1$ ). Le flux rotorique suit sa référence et il n'est pas affecté par la présence des défauts.

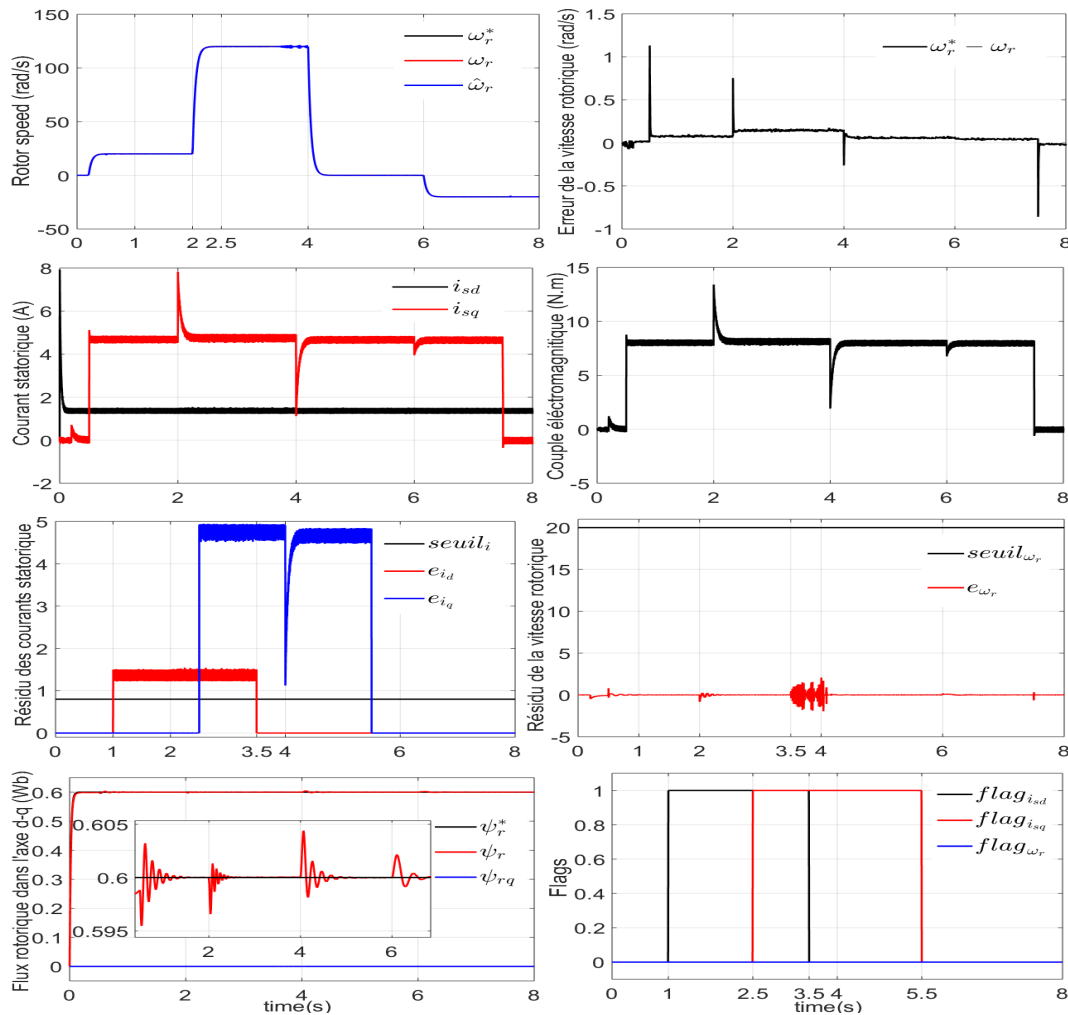


FIGURE 5.9 – **Scénario 3**- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b à la présence des défauts capteurs courants.

Les résultats présentés dans la figure 5.9 sont les mêmes présentés dans la figure précédente 5.8 avec une supériorité dans la robustesse des grandeurs estimées soit la vitesse rotorique soit les courants statoriques et les résidus qui sont très négligeable. Lors de la reconfigura-



tion, ils donnent de meilleurs résultats (moins de *chattering* grâce à l'adaptation du gain proposée.)

### 5.2.3-d Scénario 4 (défaut vitesse+ défaut courant).

Les résultats présentés dans cette partie donnent les performances des systèmes de la commande tolérante présente dans 5.2.1-a, 5.2.1-b avec la présence du défaut capteur vitesse à  $t = [2.5 \ 6.5]$ s et défaut capteur courant à  $t = [1 \ 3.5]$ s et avec application du couple de charge  $T_l = 8\text{N.m}$  à  $t = [0.5 \ 7.5]$ s.

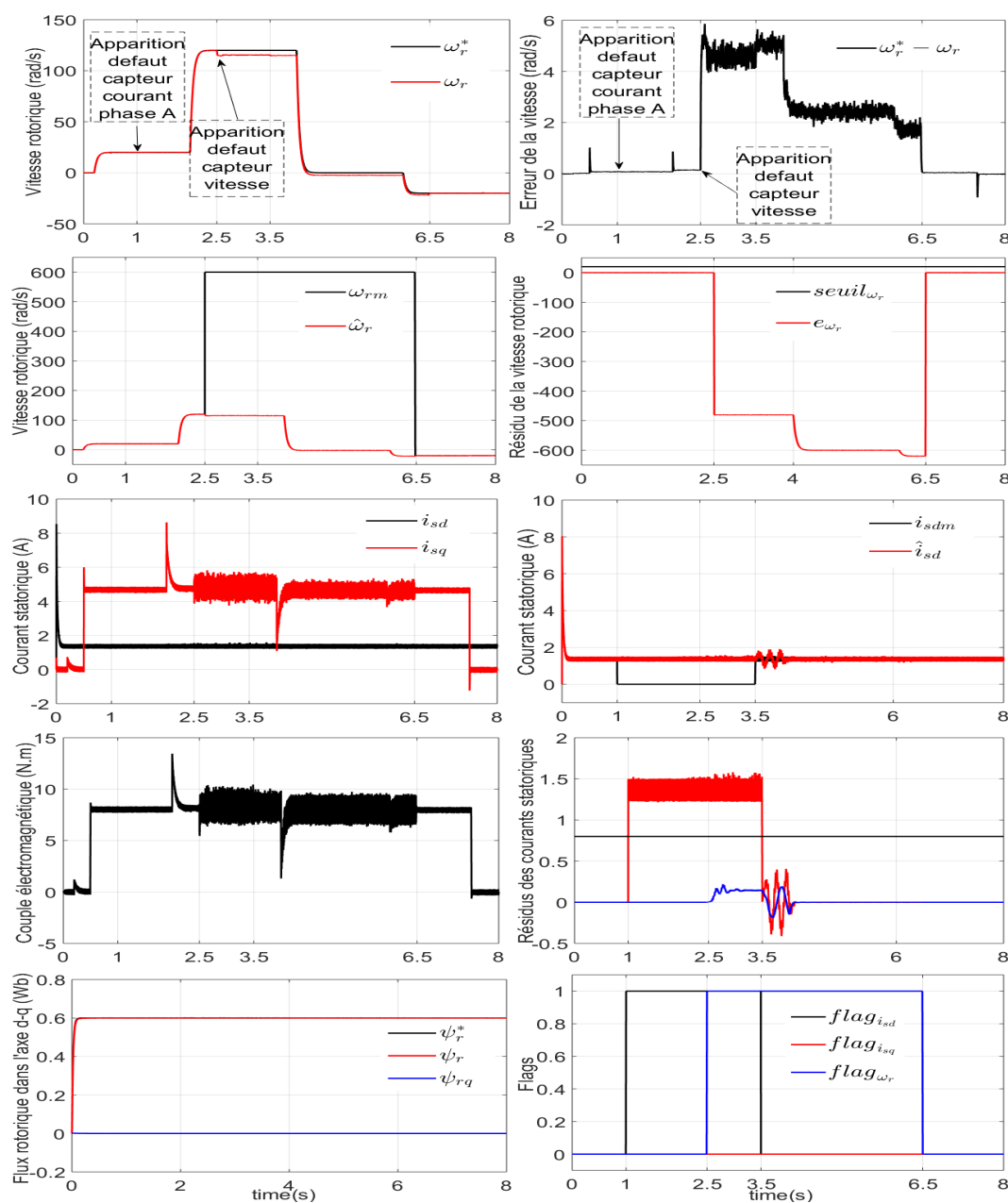


FIGURE 5.10 – Scénario 4- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a à la présence des défauts capteurs courant et vitesse.

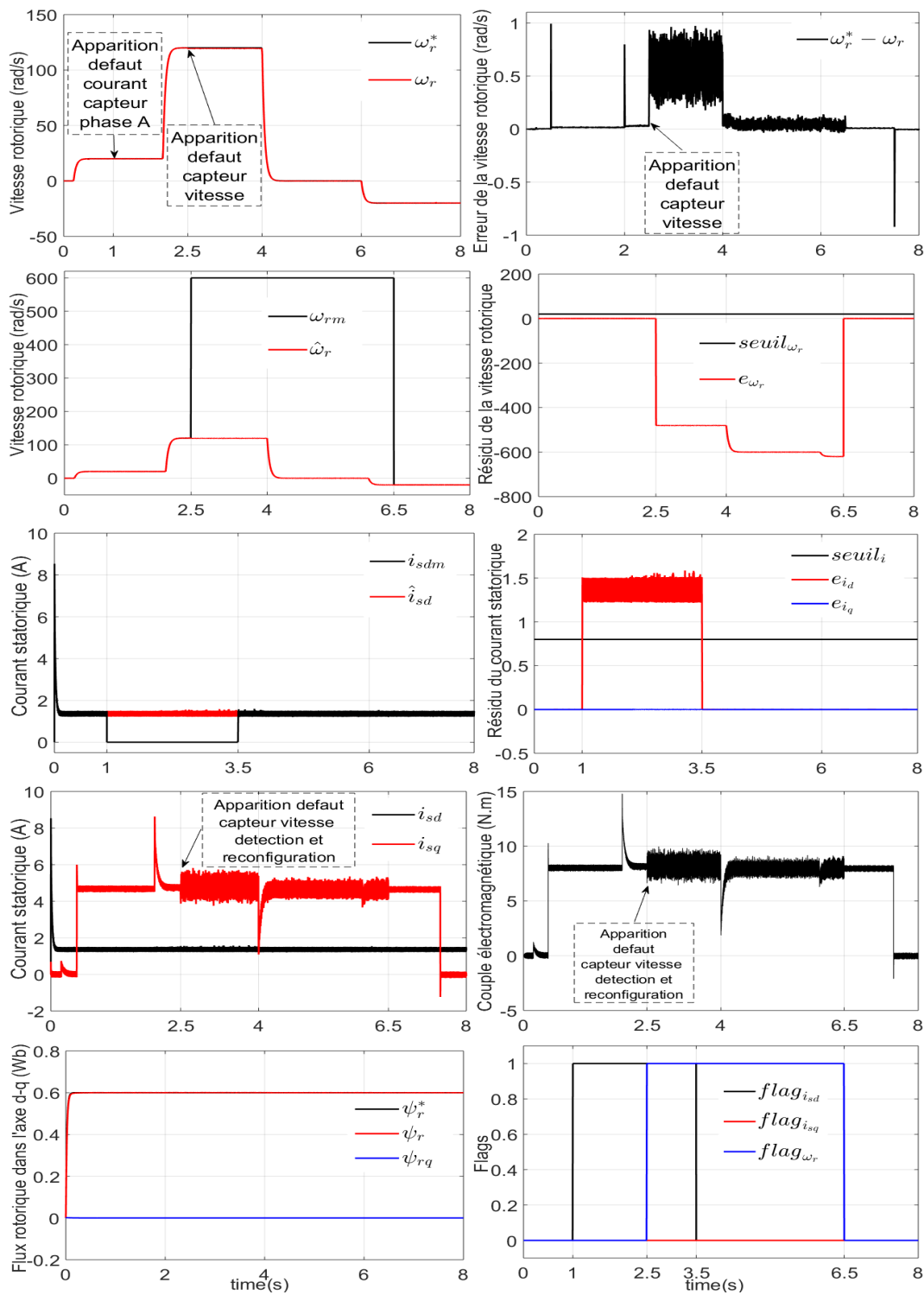


FIGURE 5.11 – Scénario 4- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b à la présence des défauts capteurs courant et vitesse.

Les figures 5.10, 5.11 représentent les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par les deux méthodes proposées dans 5.2.1-a, 5.2.1-b avec la présence du défaut capteurs courant phase A à  $t = [13.5]s$  puis capteur

vitesse à  $t = [2.5 \quad 6.5]s$ . La vitesse suit sa référence malgré la présence des défauts, capteur courant phase A à  $t = 1s$  et défaut capteur vitesse  $\omega_c = 600rad/s$  à  $t = 2.5s$ . Le bloc de détection et de reconfiguration a bien réagi contre ces défauts et il a fait une reconfiguration vers les grandeurs estimées par les observateurs modes glissant de la phase A et super twisting pour la vitesse rotorique  $\hat{\omega}_r$  qui ont assuré la continuité du système. le résidu du courant statorique  $e_{i_{sq}}$  et le flux rotorique  $\psi_r$  n'ont pas été affectés par la présence des défauts et ce dernier continue à suivre sa référence  $\psi_r^*$ .

En général les résultats présentés dans les quatre scénarios sont très satisfaisantes et ils ont prouvé la validité des méthodes de la commande tolérante de la machine asynchrone avec une supériorité à la deuxième méthode.

### 5.2.3-e Scénario 5 (teste de robustesse).

Pour tester la fiabilité des deux méthodes de la commande tolérante proposées, elles ont subi à des tests de robustesses en variant les résistances statoriques et rotoriques de +20% a leurs valeurs nominales.

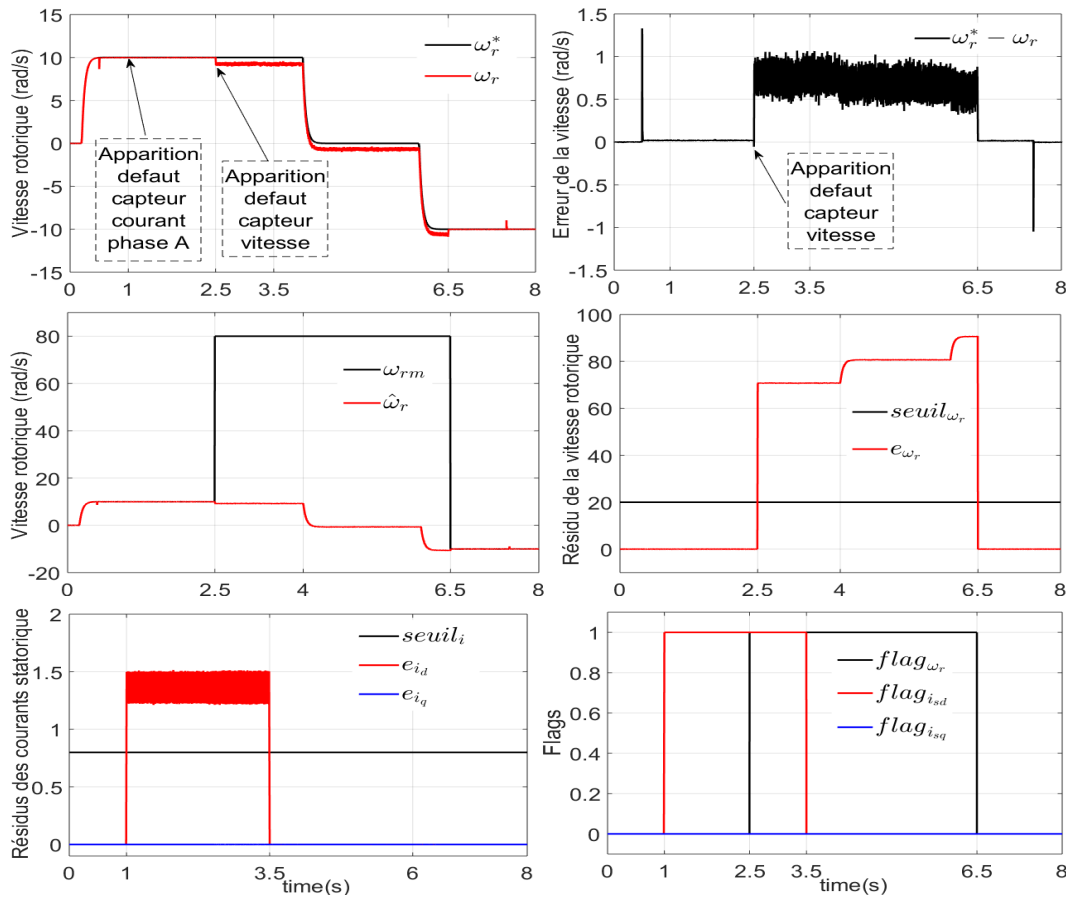


FIGURE 5.12 – Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a avec  $R_s = R_{sn} + 20\%$ ,  $R_r = R_{rn}$ .

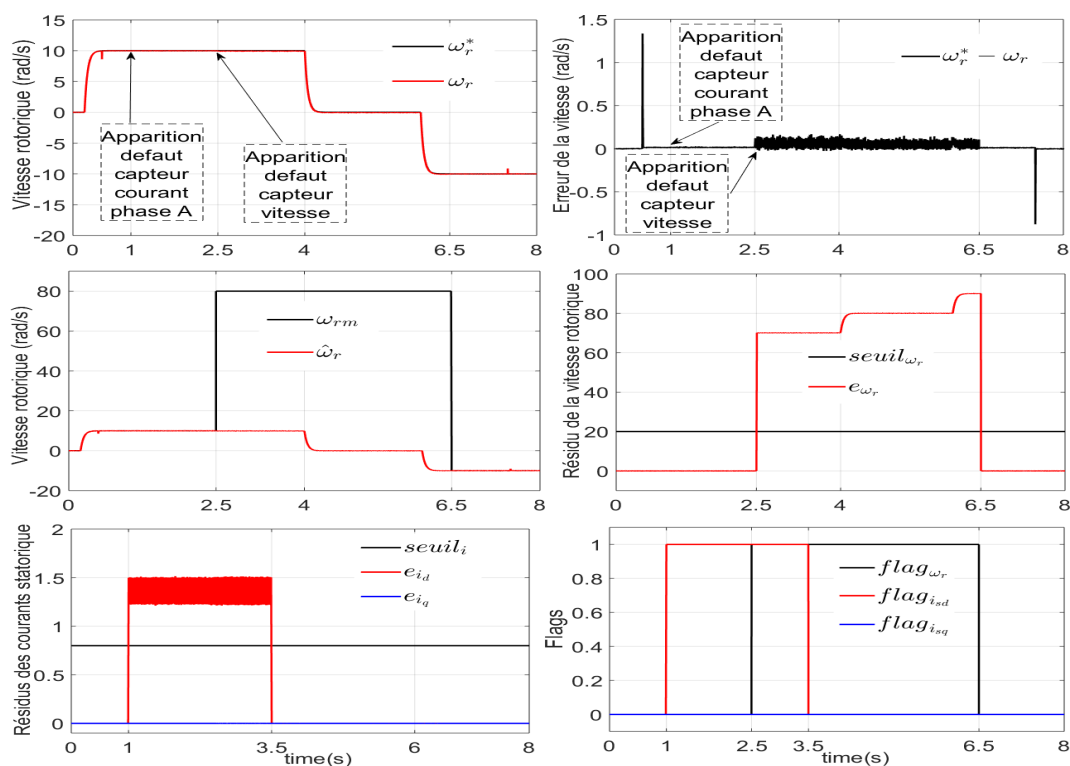


FIGURE 5.13 – Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b avec  $R_s = Rsn + 20\%$ ,  $R_r = Rrn$ .

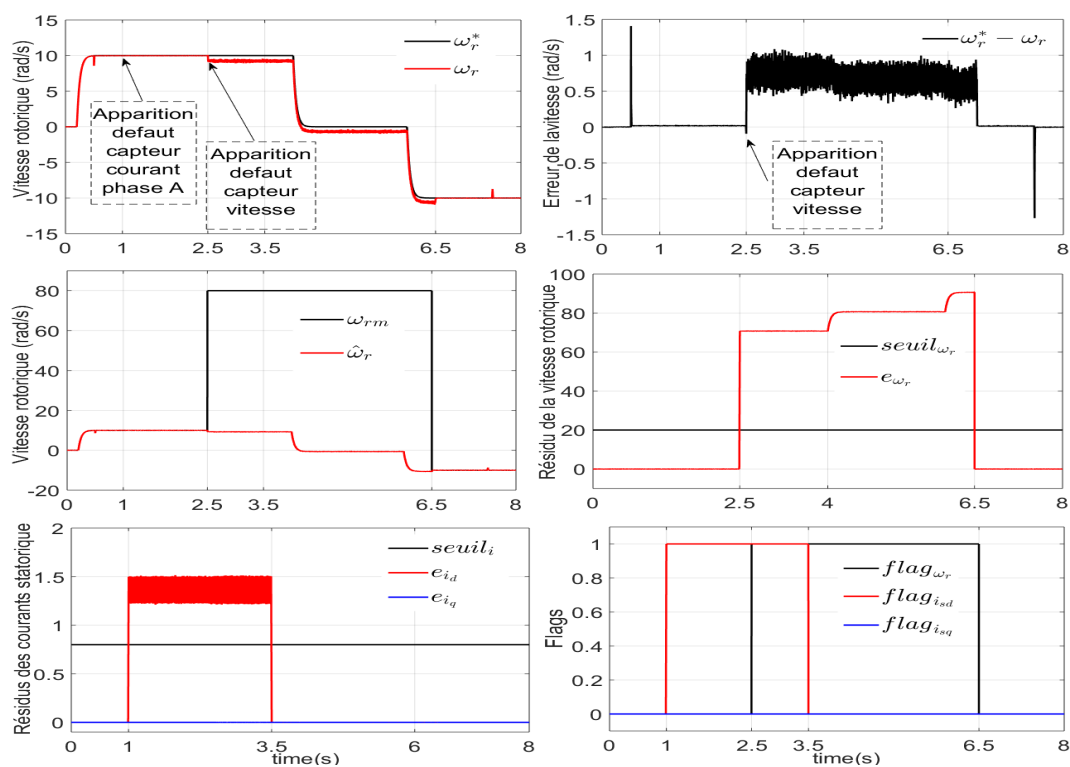


FIGURE 5.14 – Performance de la commande tolérante par méthode 5.2.1-a avec  $R_s = Rsn$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

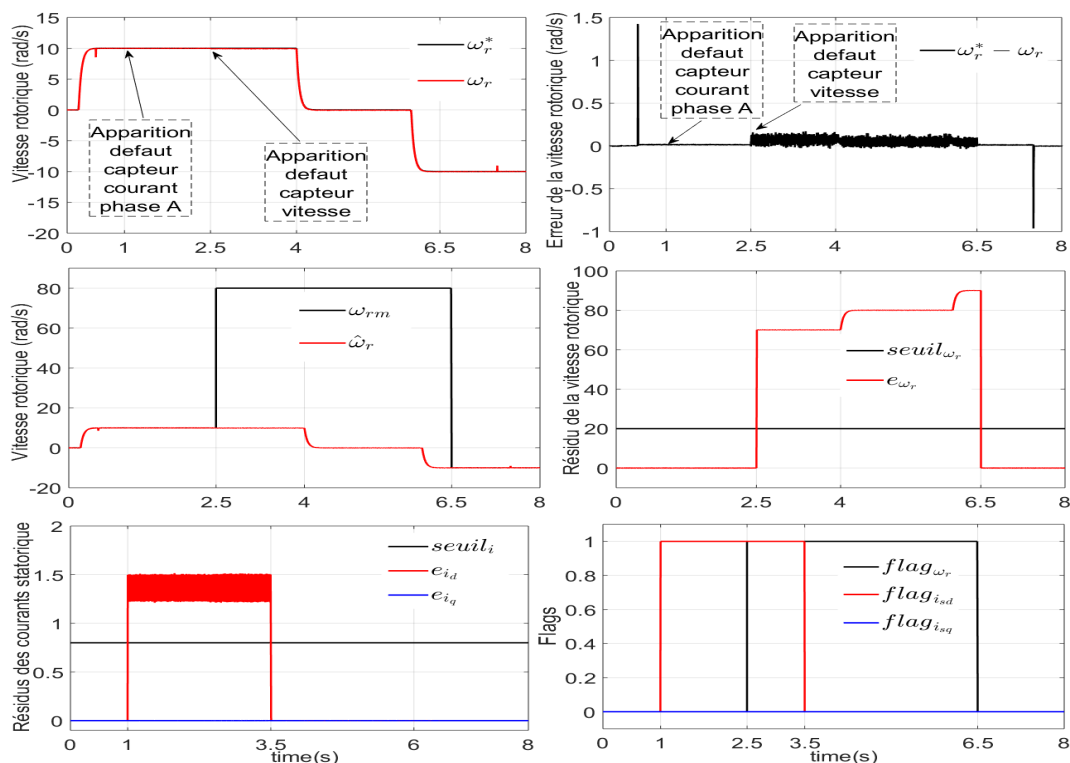


FIGURE 5.15 – Performance de la commande tolérante par méthode 5.2.1-b avec  $R_s = Rsn$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

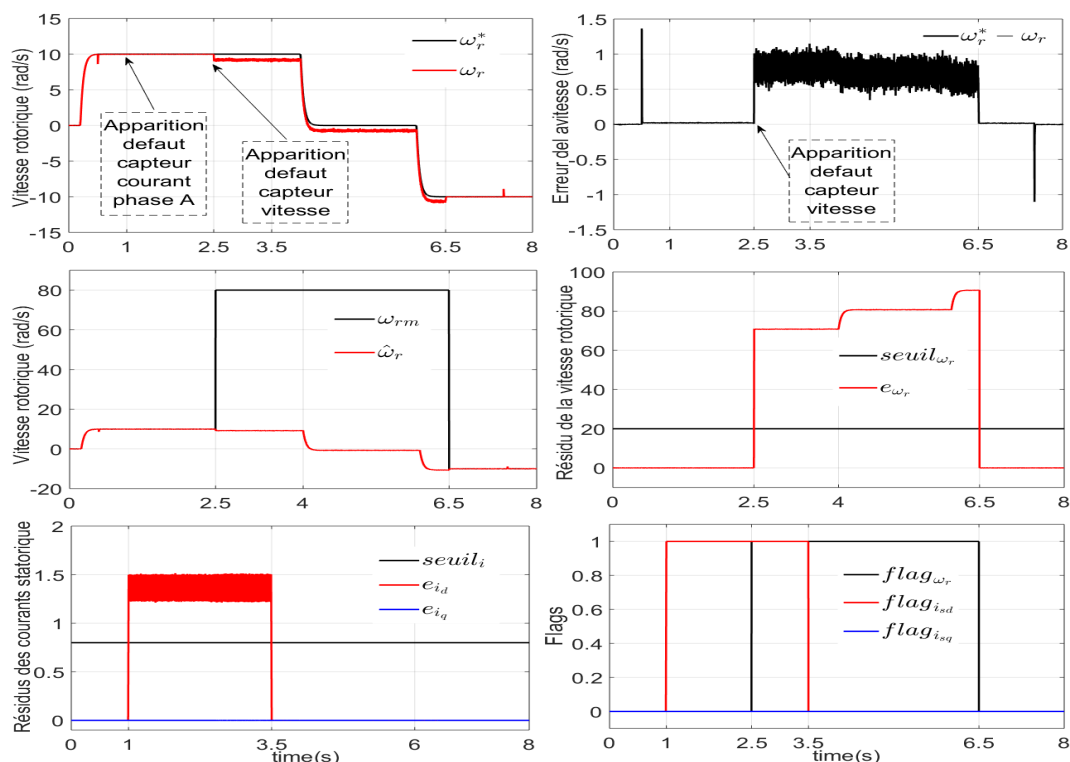


FIGURE 5.16 – Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-a avec  $R_s = Rsn + 20\%$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

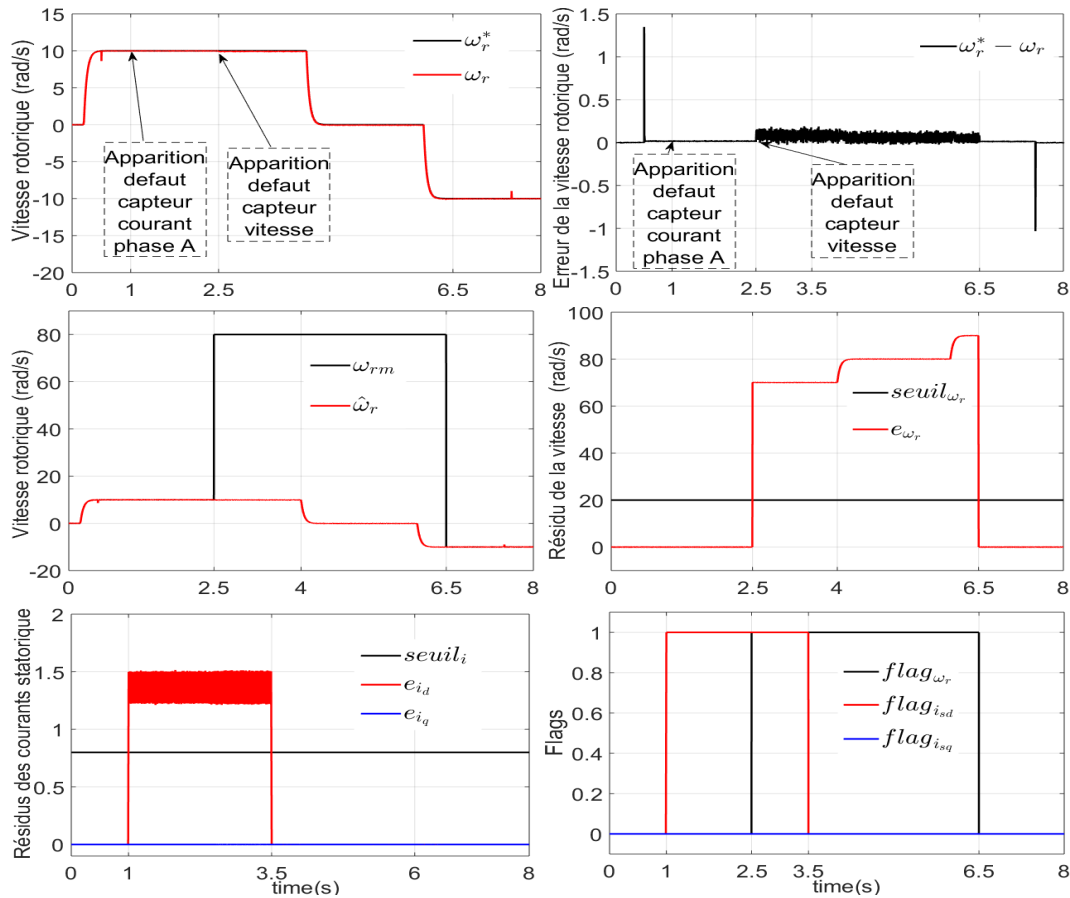


FIGURE 5.17 – Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par méthode 5.2.1-b avec  $R_s = Rsn + 20\%$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

Le test de robustesse par rapport à la variation des paramètres  $R_s$  et  $R_r$  est illustré aux figures [5.12 5.17]. Ils montrent la commande tolérante aux défauts capteurs et vitesse par les deux méthodes proposées sous une variation de résistance statorique et rotorique de +20%. Ces figures illustrent que la sensibilité de la vitesse et des courants estimés, due à la variation de  $R_r$ , n'est pas apparente. Dans la variation  $R_s$ , l'affection et l'erreur ne sont pas si considérables et surtout dans le cas de la deuxième méthode. Les deux stratégies ont donné des résultats similaires dans les trois tests. Le bloc de détection et de reconfiguration a bien régi contre les défauts capteurs par contre les variations paramétriques ne sont pas considérées comme des défauts et il a assuré la continuité du système lors de la présence des défauts.

#### 5.2.4 Reconfiguration par la commande *IRFO* sans capteur de courant

La théorie de la commande *IRFO* sans capteur de courant a été présentée dans le chapitre IV. elle va être utilisée avec l'observateur super twisting adaptatif pour la commande tolérante aux défauts capteurs vitesse et courant avec le même algorithme de détection et de reconfiguration proposé dans 5.2.2. La figure 5.18 ci-dessus représente le schéma global de stratégie proposée.

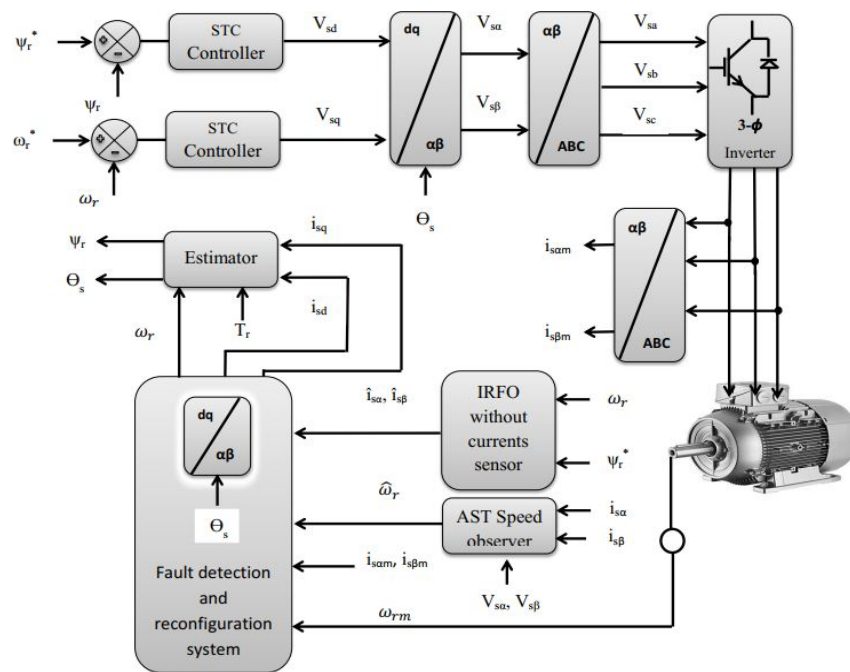


FIGURE 5.18 – Organigramme de la commande tolérante au défauts capteurs avec reconfiguration par la commande *IRFO* sans capteur de courant et observateur *AST*.

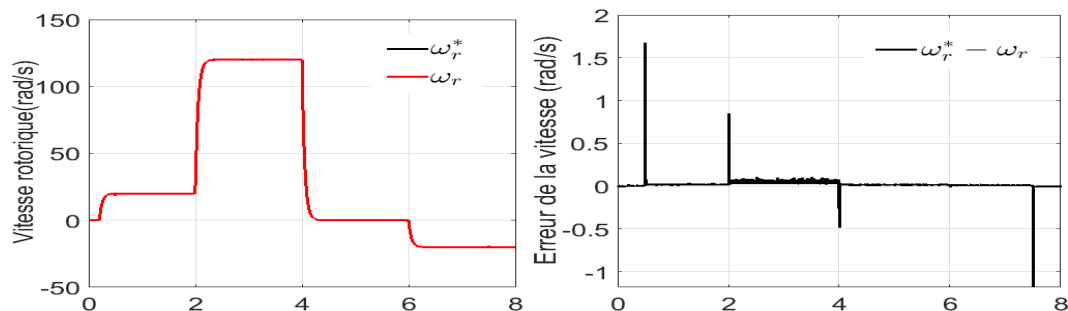
### 5.2.5 Résultats de simulations

Pour la validation du système dédié à la commande tolérante aux défauts capteurs avec reconfiguration par la commande *IRFO* sans capteur de courant (figure 5.18), des simulations ont été faites à l'aide du Matlab Simulink. Les résultats de simulation seront présentés pour cinq scénarios

- Scénario 1 : sans présence du défaut.
- Scénario 2 : défaut capteur vitesse.
- Scénario 3 : défaut capteur courant.
- Scénario 4 : défauts capteur courant et vitesse.
- Scénario 5 : teste de robustesse.

#### 5.2.5-a Scénario 1

Les résultats présentés dans cette partie montrent les performances des systèmes de la commande tolérante présente dans la figure 5.2.2 sans la présence des défauts.



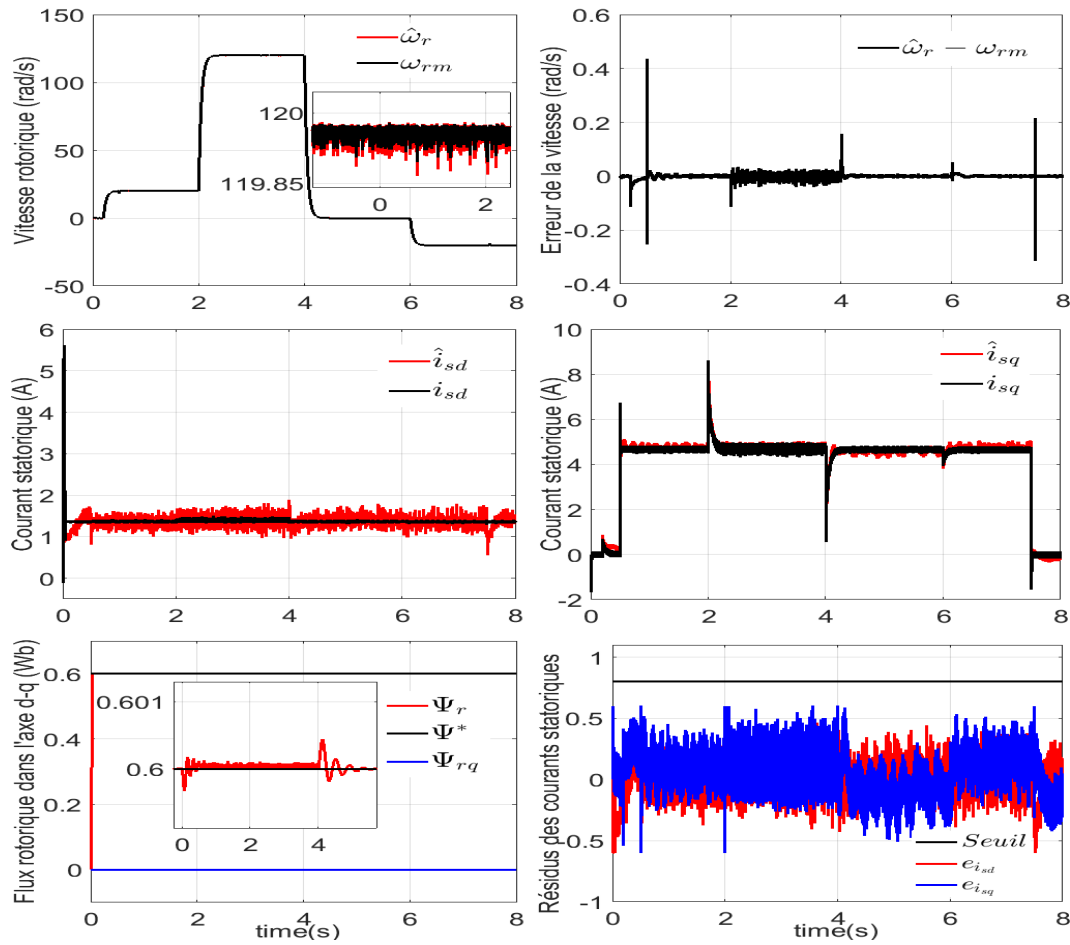


FIGURE 5.19 – **Scénario 1**- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande *IRFO* sans capteur de courant.

La figure 5.19 représente les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par observateur super twisting adaptatif pour estimer la vitesse rotorique  $\omega_r$  et la commande sans capteur de courant pour estimer les courants statoriques (phase A  $i_{sd}$ , phase B  $i_{sq}$ ). La vitesse rotorique suit une référence avec une erreur négligeable et un rejet de perturbation à  $t = 0.5s$  par suite du couple de charge. La vitesse estimée  $\hat{\omega}_r$  par observateur super twisting adaptatif suit la vitesse mesurée  $\omega_{rm}$  par le capteur avec erreur très négligeable et cela confirme le résidu de la vitesse rotorique  $e_{\omega_r}$  qui est en dessous du  $seuil_{\omega_r} = 20rad/s$ . Les courants statoriques estimés suivent les courants statoriques mesurés avec une erreur négligeable. Les résidus des courants statoriques sont en dessous de leurs seuil donc il n'y a pas un défaut capteur courant. Le flux rotorique suit sa référence et l'orientation de flux est clairement visualisée  $\psi_{rq} = 0$ . Les flags sont nulles ce qui confirme l'absence des défauts capteurs courant et vitesse.

### 5.2.5-b Scénario 2 (défaut vitesse).

Les résultats présentés dans cette partie décrivent les performances des systèmes de la commande tolérante présenté dans la figure 5.18 avec la présence du défaut capteur vitesse à  $t = [1.5 \quad 6.5]s$  et avec application du couple de charge  $T_l = 8N.m$  à  $t = [0.5 \quad 7.5]s$ .



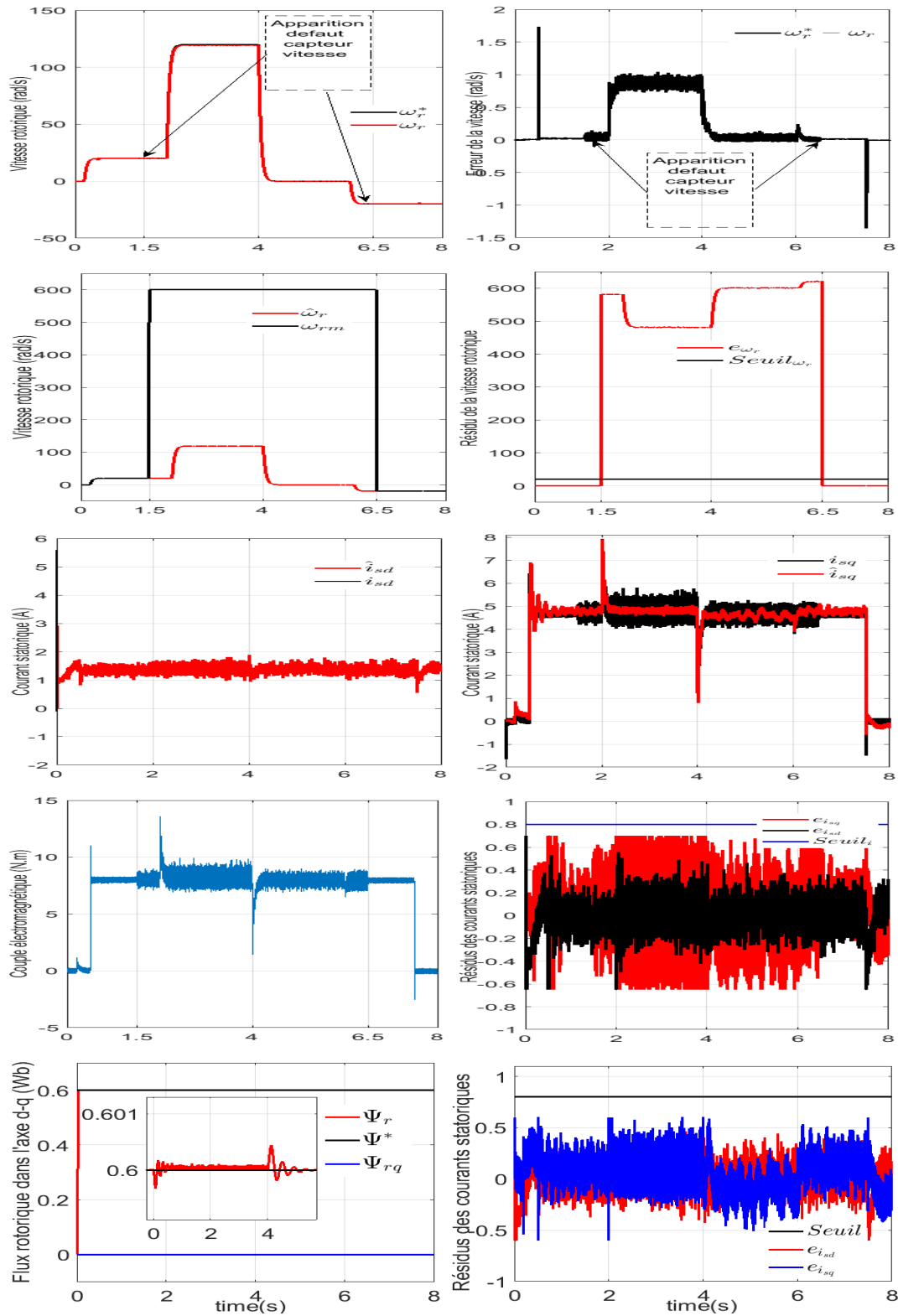
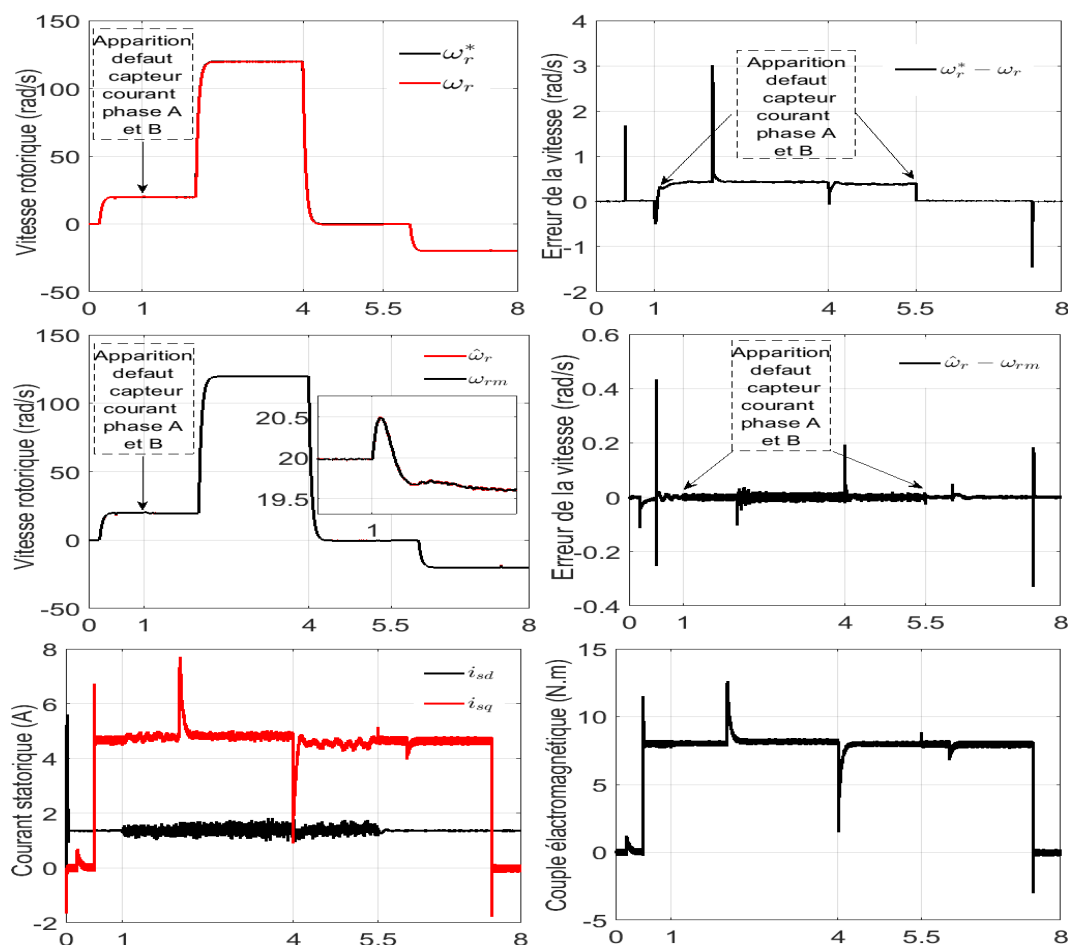


FIGURE 5.20 – Scénario 2- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande *IRFO* sans capteur de courant.

La figure 5.20 représente les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par observateur super twisting adaptatif pour estimer la vitesse rotorique  $\omega_r$  et la commande *IRFO* proposer pour estimées les courants statoriques (phase A  $i_{sd}$ , phase B  $i_{sq}$ ) avec la présence du défaut capteur vitesse a  $t = [1.56.5]s$ . La vitesse rotorique  $\omega_r$  suit sa référence. A  $t = 0.5s$  un rejet de perturbation à cause du couple de charge. A l'instant  $t = 1.5s$  une présence d'un défaut capteur vitesse. Le résidu de la vitesse rotorique  $e_{\omega_r}$  a dépassé le  $seuil_{\omega_r}$ . L'algorithme de détection et de reconfiguration a rapidement localisé le défaut  $flag_{\omega_r} = 1$  donc il a fait une reconfiguration par injection de la vitesse rotorique estimée en boucle fermée. Les courants statoriques estimés ne sont pas très affectés par la présence du défaut et les résidus des courants statoriques ne dépassent pas leur  $seuil_i$ . Le courant statorique  $i_{sq}$  et le couple électromagnétique  $T_{em}$  sont bruités lors de la présence du défaut à cause de la vitesse estimée injecter.

### 5.2.5-c Scénario 3 (défaut capteur courant).

Les résultats présentés dans cette partie décrivent les performances des systèmes de la commande tolérante présente dans la figure 5.18 avec la présence des défauts capteurs courants concernant la phase A à  $t = [1 \ 3.5]s$  et la phase B à  $t = [2.5 \ 5.5]s$  et avec application du couple de charge  $T_l = 8N.m$  à  $t = [0.5 \ 7.5]s$ .



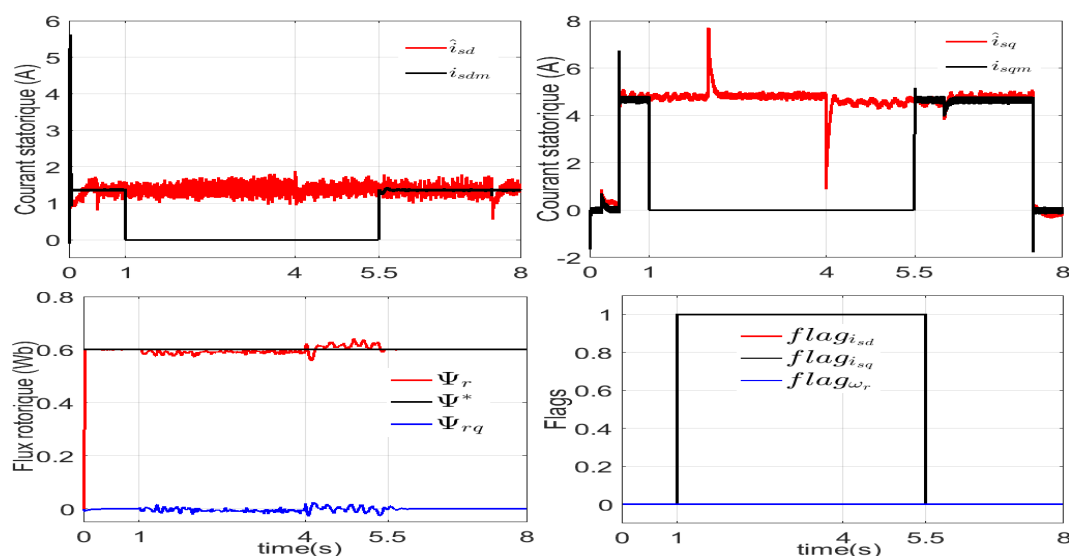
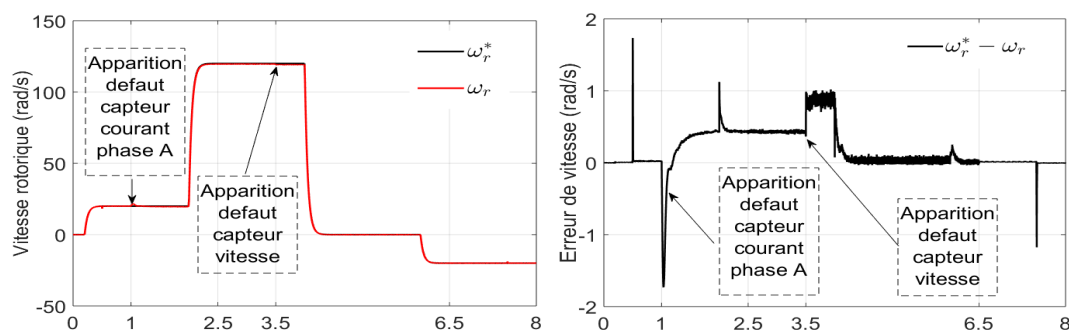


FIGURE 5.21 – **Scénario 3**- Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande *IRFO* sans capteur de courant.

La figure 5.21 représente les performances de la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par observateur super twisting adaptatif pour estimer la vitesse rotorique  $\omega_r$  et la commande *IRFO* proposée pour estimer les courants statoriques (phase A  $i_{sd}$ , phase B  $i_{sq}$ ) avec la présence des défauts capteurs courants phase A et B en même temps à  $t = [1 \ 5.5]s$ . La vitesse rotorique  $\omega_r$  suit sa référence malgré la présence des défauts capteur phase A et B. Le bloc de détection et de reconfiguration a bien réagi contre ces défauts et il a fait une reconfiguration vers les grandeurs estimées par la commande *IRFO*. Le résidu de la vitesse rotorique n'est pas affecté par la présence des défauts grâce à la robustesse de l'observateur proposé. La présence des deux défauts courants ( $flag_{i_{sd}}, flag_{i_{sq}} = 1$ ). Le flux rotorique suit sa référence et il n'est pas très affecté par la présence des défauts.

#### 5.2.5-d Scénario 4 (défaut vitesse+ défaut courant).

Les résultats présentés dans cette partie donnent les performances des systèmes de la commande tolérante présente dans la figure 5.18 avec la présence du défaut capteur vitesse à  $t = [2.5 \ 6.5]s$  et défaut capteur courant à  $t = [1 \ 3.5]s$  et avec application du couple de charge  $T_l = 8N.m$  à  $t = [0.5 \ 7.5]s$ . La figure 5.22 représentent les performances de



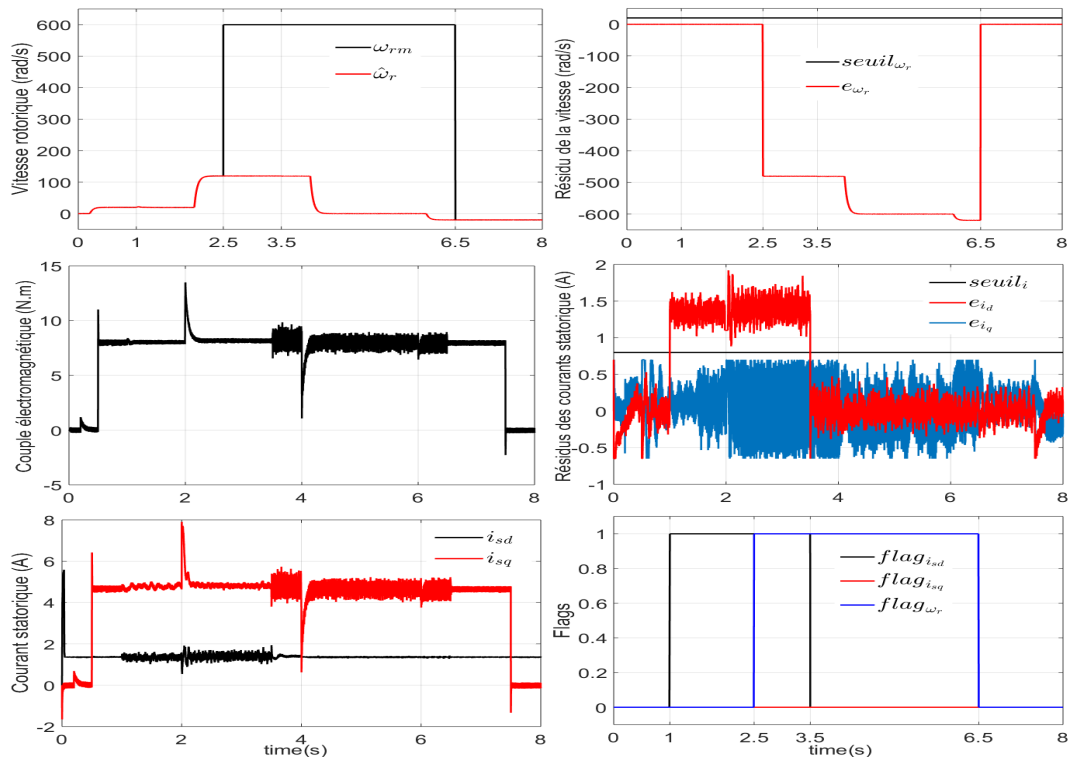


FIGURE 5.22 – **Scénario 4** – Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par la commande *IRFO* sans capteur de courant.

la commande tolérante de la machine asynchrone avec reconfiguration par la commande *IRFO* et l'observateur super twisting adaptatif proposés dans 5.18 avec la présence du défaut capteurs courant phase A à  $t = [13.5]s$  puis capteur vitesse à  $t = [2.5 \ 6.5]s$ . La vitesse suit sa référence malgré la présence des défauts capteur phase A  $t = 1s$  et défaut capteur vitesse  $\omega_c = 600rad/s$  à  $t = 2.5s$ . Le bloc de détection et de reconfiguration a bien réagi contre ces défauts et il a fait une reconfiguration vers les grandeurs estimées par la commande *IRFO* et super twisting adaptatif pour la vitesse rotorique  $\hat{\omega}_r$  qui ont assuré la continuité du système. le résidu du courant statorique  $e_{i_{sq}}$  et le flux rotorique  $\psi_r$  n'ont pas été très affectés par la présence des défauts et ce dernier continue à suivre sa référence  $\psi_r^*$ . En général, les résultats des différents scénarios présentés sont très satisfaisantes et ils ont prouvé la validité de la stratégie de la commande tolérante proposée pour la machine asynchrone.

### 5.2.5-e Scénario 5 (teste de robustesse).

Pour tester la fiabilité des deux méthodes de la commande tolérante proposées ces deux dernières ont subit à des tests de robustesses consiste à la variation des résistances statorique et rotorique de +20% de leurs valeurs nominales.

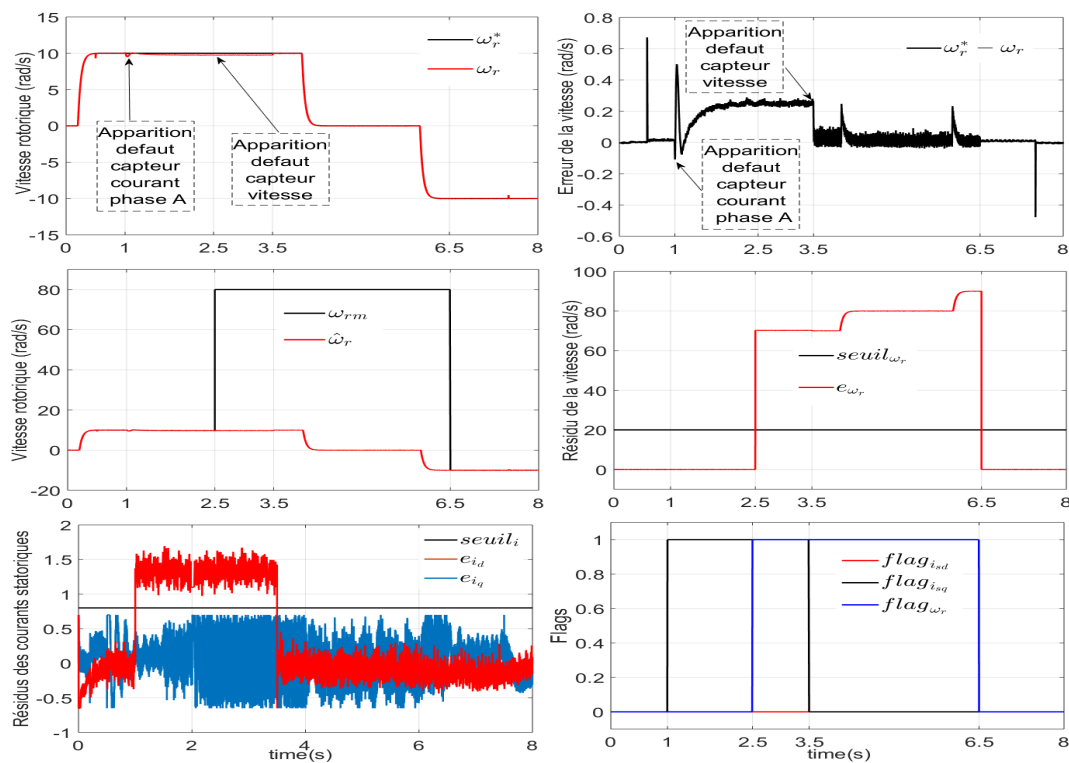


FIGURE 5.23 – Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par stratégie proposée 5.2.4 avec  $R_s = Rsn + 20\%$ ,  $R_r = Rrn$ .

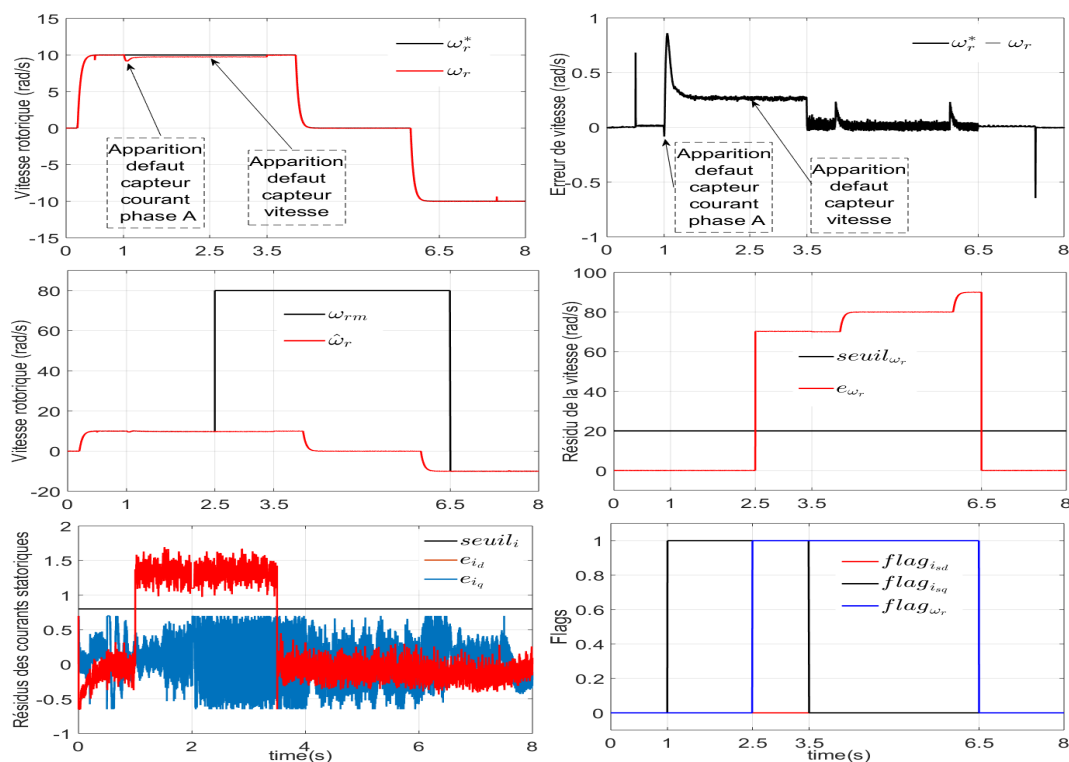


FIGURE 5.24 – Performance de la commande tolérante avec reconfiguration par stratégie proposée 5.2.4 avec  $R_s = Rsn$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

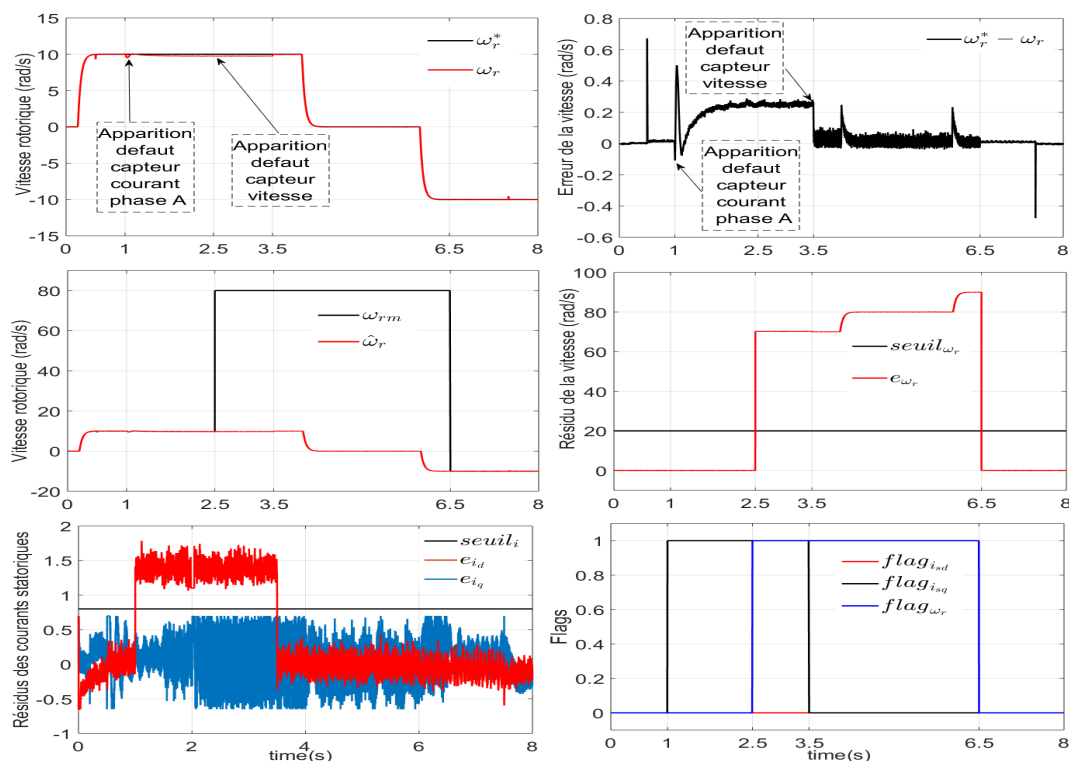


FIGURE 5.25 – Performance de commande la tolérante avec reconfiguration par stratégie proposée 5.2.4 avec  $R_s = Rsn + 20\%$ ,  $R_r = Rrn + 20\%$ .

Le test de robustesse par rapport à la variation des paramètres  $R_s$  et  $R_r$  est illustré aux figures [5.23 5.25]. Ils montrent la commande tolérante au défauts capteur courants et vitesse par la méthode proposées 5.2.4 sous une variation de résistance statorique et rotorique de +20% et avec un benchmark à basse vitesse. Ces figures illustrent que la sensibilité de la vitesse et des courants estimés, due à la variation de  $R_r$ , n'est pas apparente. Dans la variation  $R_s$ , l'affection et l'erreur ne sont pas si considérables et surtout dans le cas de la deuxième méthode. La stratégies a donné des résultats similaires dans les trois tests. Le bloc de détection et de configuration a bien régie contre les défauts capteurs par contre les variations paramétriques ne sont pas considérées comme des défauts et il a assuré la continuité du système lors de la présence des défauts.

### 5.3 Conclusion

Dans ce chapitre deux stratégies proposées sont dédiées à la commande tolérante au défaut capteur de courant et de vitesse par reconfiguration à base d'observateur. Les deux stratégies ont été utilisées pour assurer la continuité du système tout en appliquant un système de détection et de reconfiguration et par la suite réaliser la transition. Les résultats obtenus sont satisfaisantes et confirment la fiabilité des approches utilisées et peuvent être résumés par

-Deux stratégies de reconfiguration par les observateurs ont été présentés

- 1- Observateurs par mode observateur glissant pour l'estimation des courants statoriques et un observateur par super twisting pour l'estimation de la vitesse rotorique.

2- Observateurs par super twisting pour l'estimation des courants statoriques et un observateur par super twisting adaptatif pour l'estimation de la vitesse rotorique .

Les deux stratégies ont donné des meilleurs résultats : une sensibilité lors de la présence des défauts et une robustesse face au variation paramétriques avec une supériorité à deuxième stratégie.

-Reconfiguration par la commande vectorielle par orientation indirecte de flux rotorique sans capteur de courant associé à l'observateur super twisting adaptatif. Cette commande a donné des très bons résultats surtout dans les différents scénarios.

Les stratégies proposées ont assuré la continuité du système en cas de défaut avec une sensibilité et avec robustesse en cas de variation paramétrique ou application du couple de charge.

---

## Conclusion générale et perspectives

L'objectif principal de la thèse est de trouver des techniques d'observateurs non linéaire dédié a la commande tolérante aux défauts capteurs vitesse et courant. Le domaine de la détection et de commande tolérante aux défauts suscite un intérêt important, car l'automatisation et l'autonomie sont recherchées par les chercheurs travaillant dans un une grande variété de domaines d'application. Par conséquent, il existe une littérature en constante expansion décrivant différents paradigmes pour aborder ces questions. Cette thèse s'est concentré sur qui s'applique à ces problèmes et décrit par conséquent un champ d'action étroit pour aborder ces questions. Dans ce contexte les travaux de recherche ont porté sur les points principaux concernant la commande tlérante à traiter :

- construire et validé des observateurs non linière dédié a la commande tolérante.
- construction d'un algorithme de détection et de reconfiguration, qui va garantie la continuité du système sans aucune fausse alerte. Il doit résolu le compromis entre la sensibilité de détection de défaut et une robustesse fasse au variations paramétriques.
- validation d'un système complet pour la commande tolérante du moteur asynchrone.

Pour cela les résultats présentés dans cette thèse sont les suivant

Le chapitre 1 représente un état de l'art sur la commande tolérante au défaut capteur avec une présentation des différentes type de la *FTC*. Après l'étude de l'état de l'art de la commande tolérante on a pu sortir de la problématique et les objectifs de cette thèse.

Dans le chapitre 2, une étude sur la machine asynchrone a été faite concernant la conception et la modélisation. un modèle d'ordre 5 a été choisie pour la commande et l'observation. puis une étude sur le convertisseur *DC/AC* a été présenter avec sa commande *MLI*. Par la suite deux commandes vectorielles classiques *IFOC* et *DFOC* ont été présentés et a la fin du chapitre des commandes non linières ont été proposée pour la commande du moteur asynchrone, et qui vont utiliser par la suite dans le chapitre 3.

Dans le chapitre 3, nous avons étudié l'observabilité de la machine asynchrone et les conditions d'observabilité puis on a proposé 4 différentes stratégies d'observateur non linière pour estimer la vitesse rotorique. Une étude comparative a été faite pour nous permettre de



choisir les deux meilleurs observateurs pour les utiliser à la commande tolérante au défaut capteur vitesse, et qui ont été les observateurs super twisting et super twisting adaptative.

Après on a construit un bloc de détection et de reconfiguration flou qui soit robuste au variation paramétrique et rapide face au défaut capteur vitesse pour faire une transition vers l'observateur. Les résultats de la simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances de l'approche proposée et de montrer la robustesse du superviseur flou aux variations paramétriques. La méthode proposée montre une grande sensibilité en cas de défaut du capteur de vitesse.

Dans le chapitre 4 deux stratégies de la commande tolérante au défaut capteur courant ont été utilisées pour assurer la continuité du système tout en appliquant un système de détection et de reconfiguration et par la suite réaliser la transition. Les résultats obtenus sont satisfaisants et confirment les approches utilisées et peuvent être résumés par deux stratégies de reconfiguration par les observateurs mode glissant et super twisting. Par la suite on a proposée la reconfiguration par la commande vectorielle par orientation indirecte de flux rotorique sans capteur de courant cette commande a été validé par des simulations en charge et par des tests de robustesse puis elle a été utilisée dans la reconfiguration et elle a donner des bons résultats surtout dans en cas de défaillance des deux capteurs de courants. les stratégies proposées ont assuré la continuité du système en cas de défaut avec une sensibilité et avec robustesse en cas de variation paramétrique ou application du couple de charge.

Dans le chapitre 5 deux stratégies proposées dédié a la commande tolérante aux défauts capteurs système complé (vitesse et courant) par reconfiguration a base d'observateur. Les deux stratégies ont été utilisées pour assurer la continuité du système tout en appliquant un système de détection et de reconfiguration et par la suite réaliser la transition. En suite on a proposée la reconfiguration par la commande vectorielle par orientation indirecte de flux rotorique sans capteur de courant associer à l'observateur super twisting adaptatif cette commande a donné des très bons résultats dans les différents scénarios.

les stratégies proposées ont assuré la continuité du système en cas de défaut avec une sensibilité et avec robustesse en cas de variation paramétrique ou application du couple de charge.

### Perspectives

Pour la continuité de la recherche, les travaux futurs pourraient être orientés vers un champ plus vaste dans ce domaine, parmi nos perspectives :

- Étudier la stabilité des systèmes de la commande tolérante proposées.
- Trouver d'autre stratégie de commande pour la détection des défauts (traitement de signal, commande prédictive).
- Amélioration des stratégies proposée pour la de minimisation des pertes et le *chattering* en utilisant des méthodes intelligentes comme le *PSO* et les algorithmes génétiques.
- Validation des stratégies de la *FTC* sur un banc d'essais équipé d'une carte dSpace

1104.

---

## Bibliographie

- [1] AMMAR Abdelkarim. *Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires*. PhD thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2017.
- [2] F Aguilera, PM De la Barrera, CH De Angelo, and DR Espinoza Trejo. Current-sensor fault detection and isolation for induction-motor drives using a geometric approach. *Control Engineering Practice*, 53 :35–46, 2016.
- [3] Halim Alwi, Christopher Edwards, and Chee Pin Tan. *Fault detection and fault-tolerant control using sliding modes*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [4] Halim Alwi, Christopher Edwards, and Chee Pin Tan. Sliding mode observers for fault detection. In *Fault Detection and Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes*, pages 53–98. Springer, 2011.
- [5] Lotfi Baghli. *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. PhD thesis, Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [6] Lotfi Baghli, Philippe Poure, and Abderrezak Rezzoug. Sensor fault detection for fault tolerant vector controlled induction machine. In *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 10–pp. IEEE, 2005.
- [7] P. Barret. *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*. Paris, 1987.
- [8] Samira BENAICHA. *CONTRIBUTION A LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DUN SYSTEME A MOTORISATION ASYNCHRONE : " Apport de Intelligence Artificielle pour laide à la Supervision et à la Décision*. PhD thesis, Université de Batna 2, 2010.
- [9] Mohamed El Hachemi Benbouzid, Demba Diallo, and Mounir Zeraoulia. Advanced fault-tolerant control of induction-motor drives for ev/hev traction applications : From conventional to modern and intelligent control techniques. *IEEE transactions on vehicular technology*, 56(2) :519–528, 2007.
- [10] Mogens Blanke, Michel Kinnaert, Jan Lunze, Marcel Staroswiecki, and Jochen Schröder. *Diagnosis and fault-tolerant control*, volume 2. Springer, 2006.
- [11] Felix Blaschke. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines. *Siemens review*, 34(3) :217–220, 1972.

- [12] Joachim Bocker and Shashidhar Mathapati. State of the art of induction motor control. In *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, volume 2, pages 1459–1464. IEEE, 2007.
- [13] Herman Castañeda, Franck Plestan, Abdelhamid Chriette, and Jesús de León-Morales. Continuous differentiator based on adaptive second-order sliding-mode control for a 3-dof helicopter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(9) :5786–5793, 2016.
- [14] Chandan Chakraborty and Vimlesh Verma. Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3) :1943–1954, 2014.
- [15] J. Chatelain. *Machines Electriques*. 1990.
- [16] C. Canudas de Wit. *Commande des moteurs asynchrone, Modélisation contrôle vectoriel et DTC*. Number vol.1. Lavoisier, Paris, 2000.
- [17] Demba Diallo, Mohamed El Hachemi Benbouzid, and Abdessalam Makouf. A fault-tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications. *IEEE transactions on vehicular technology*, 53(6) :1847–1855, 2004.
- [18] Sidath Diao, Demba Diallo, Zaatat Makni, and Claude Marchand. Diagnostic des capteurs pour la commande des entraînements électriques. 2014.
- [19] Steven X Ding. *Advanced methods for fault diagnosis and fault-tolerant control*. Springer, 2020.
- [20] Jörg-Andreas Dittrich and Phung Quang Nguyen. *Vector control of three-phase AC machines : system development in the practice*. Springer, 2008.
- [21] Hamdi Echeikh, Ramzi Trabelsi, Atif Iqbal, Rashid Alammari, and Med Faouzi Mimouni. Sensorless indirect rotor flux oriented control of a five-phase induction motor based on sliding mode observer. In *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, pages 471–479. IEEE, 2015.
- [22] Christopher Edwards and Chee Pin Tan. Sensor fault tolerant control using sliding mode observers. *Control Engineering Practice*, 14(8) :897–908, 2006.
- [23] SV Emelyanov. Variable structure control systems. *Moscow, Nouka*, 1967.
- [24] Yong Feng, Minghao Zhou, Fengling Han, and Xinghuo Yu. Speed control of induction motor servo drives using terminal sliding-mode controller. In *Advances in Variable Structure Systems and Sliding Mode Control Theory and Applications*, pages 341–356. Springer, 2018.
- [25] R. Bausiere G. Segulier, F. Labrique. *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*. Number volume 4, 2<sup>e</sup> édition revue et augmentée. Lavoisier, Paris, 1995.
- [26] Malek Ghanes. *Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique*. PhD thesis, Ecole Centrale de Nantes (ECN) ; Université de Nantes, 2005.
- [27] Alain Glumineau and Jesús de León Morales. Sensorless ac electric motor control. *Cham : Springer International Publishing*, 2015.
- [28] Bin Gou, Yan Xu, Yang Xia, Gary Wilson, and Shuyong Liu. An intelligent time-adaptive data-driven method for sensor fault diagnosis in induction motor drive system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(12) :9817–9827, 2018.

- [29] I Guenoune, P Bonofiglio, F Plestan, MZ Kari, and A Mechernene. Second order sliding mode controllers for a newly developed twin wind turbines : design and comparisons. In *2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, pages 1–6. IEEE, 2019.
- [30] Ibrahim Guenoune. *Commandes non linéaires robustes de systèmes éoliens*. PhD thesis, École centrale de Nantes ; Université Abou Bekr Belkaid (Tlemcen, Algérie), 2018.
- [31] Fumio Harashima, Hideki Hashimoto, and Seiji Kondo. Mosfet converter-fed position servo system with sliding mode control. *IEEE Transactions on industrial electronics*, (3) :238–244, 1985.
- [32] Mohamed Horch, Abdelmadjid Boumediene, and Lotfi Baghli. Nonlinear integral backstepping control for induction motor drive with adaptive speed observer using super twisting strategy. *Electrotehnica, Electronica, Automatica*, 64(1), 2016.
- [33] A. Hughes. *Electric Motors and Drives Fundamentals, Types and Applications*.
- [34] Nihat Inanc, Mustafa K Guven, Habib-ur Rehman, A Derdiyok, and Longya Xu. A new sliding mode flux and speed observer for speed sensorless control of induction machine. In *Proceedings of the IEEE 2000 National Aerospace and Electronics Conference. NAECON 2000. Engineering Tomorrow (Cat. No. 00CH37093)*, pages 574–578. IEEE, 2000.
- [35] Imed Jlassi and Antonio J Marques Cardoso. A single method for multiple igbt, current, and speed sensor faults diagnosis in regenerative pmsm drives. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(3) :2583–2599, 2019.
- [36] J.P.Hautier J.P. Caron. *Electrotechnique modélisation et commande de la machine asynchrone*.
- [37] M. Z KARI, A MECHERNENE, S. M MELIANI, and I GUENOUNE. Fuzzy fault tolerant control for induction motor based on adaptive sliding mode observer. In *The 2nd International Workshop on Signal Processing Applied to Rotating Machinery Diagnostics, SIGPROMD2018, Universit de djelfa, algeria.At : université de Djelfa*, pages 1–6, 2018.
- [38] Mohammed Zakaria Kari, Abdelkader Mechernene, and Sidi Mohammed Meliani. Sensorless drive systems for induction motors using a sliding mode observer. *Electrotehnica, Electronica, Automatica*, 66(2), 2018.
- [39] Mohammed Zakaria Kari, Abdelkader Mechernene, and Sidi Mohammed Meliani. A new approach of sliding mode observer for sensorless control applied in induction machine. *international journal of control science and engineering*, 7 :44–49, 2019.
- [40] Mohammed Zakaria Kari, Abdelkader Mechernene, Sidi Mohammed Meliani, and Ibrahim Guenoune. Super-twisting strategy based indirect field oriented control without using the currents sensor : application to im. In *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, pages 1–6. IEEE, 2018.
- [41] Mohammed Zakaria Kari, Abdelkader Mechernene, Sidi Mohammed Meliani, and Ibrahim Guenoune. Adaptive observer based sensor fault detection, isolation and re-configuration for im. In *2019 International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics (ICAAID)*, volume 1, pages 1–6. IEEE, 2019.

- [42] MZ Kari, A Mechernene, SM Meliani, and I Guenoune. Fuzzy fault tolerant control combined to an adaptive super twisting observer : application im. In *2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF)*, pages 1–2. IEEE, 2019.
- [43] A Kerboua. *Commandes et observateur par mode de glissement : Application à une machine asynchrone alimentée en tension*. PhD thesis, Thèse de Magister, ENP, Algérie, 1999.
- [44] Hoon Lee and Vadim I Utkin. Chattering suppression methods in sliding mode control systems. *Annual reviews in control*, 31(2) :179–188, 2007.
- [45] Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International journal of control*, 58(6) :1247–1263, 1993.
- [46] LV Levantovsky. Second order sliding algorithms : their realization. *Dynamics of Heterogeneous Systems*, pages 32–43, 1985.
- [47] Huimin Li, Antonello Monti, and Ferdinanda Ponci. A fuzzy-based sensor validation strategy for ac motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8(4) :839–848, 2012.
- [48] Chang-Ming Liaw, Ying-Shieh Kung, and Ching-Ming Wu. Design and implementation of a high-performance field-oriented induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 38(4) :275–282, 1991.
- [49] Ming Liu, Peng Shi, Lixian Zhang, and Xudong Zhao. Fault-tolerant control for nonlinear markovian jump systems via proportional and derivative sliding mode observer technique. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, 58(11) :2755–2764, 2011.
- [50] Xinyi Liu. *Contribution to adaptative sliding mode, fault tolerant control and control allocation of wind turbine system*. PhD thesis, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2016.
- [51] Yiqi Liu, Michael Stettenbenz, and Ali M Bazzi. Smooth fault-tolerant control of induction motor drives with sensor failures. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(4) :3544–3552, 2018.
- [52] MOURAD LOUCIF. *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur*. PhD thesis, 2016.
- [53] Ayan Mahamoud. *Observation et diagnostic de processus industriels à modèle non linéaire : application aux machines électriques*. PhD thesis, Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2010.
- [54] Magdi S Mahmoud and Yuanqing Xia. *Analysis and synthesis of fault-tolerant control systems*. John Wiley & Sons, 2013.
- [55] Murli Manohar and Sukanta Das. Current sensor fault-tolerant control for direct torque control of induction motor drive using flux-linkage observer. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 13(6) :2824–2833, 2017.
- [56] Murli Manohar and Sukanta Das. Current sensor fault-tolerant control of induction motor driven electric vehicle using flux-linkage observer. In *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, pages 884–889. IEEE, 2020.

- [57] GR Arab Markadeh and J Soltani. Sliding-mode control for speed sensorless induction machine drive using an adaptive nonlinear rotor flux observer. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2006.
- [58] JM Masala, Krishna Busawon, and Mohamed Djemai. Observer-based fault detection in induction machines. In *3rd International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA)*, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [59] A Mechernene. Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone. *These de doctorat, Universite des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf, Oran, Algérie*, 2014.
- [60] A Mechernene, M Zerikat, and M Hachblef. Fuzzy speed regulation for induction motor associated with field-oriented control. *IJ-STA*, 2(2) :804–817, 2008.
- [61] Sayeed A Mir, Donald S Zinger, and Malik E Elbuluk. Fuzzy controller for inverter fed induction machines. *IEEE transactions on industry applications*, 30(1) :78–84, 1994.
- [62] Pragyanshree Parida. *A Sliding mode controller for induction motor drives*. PhD thesis, 2009.
- [63] Robert H Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3) :716–727, 1929.
- [64] P. Pinard. *Commande électronique des moteurs électriques*. Paris, 2004.
- [65] Franck Plestan, Carolina Evangelista, Paul Puleston, and Ibrahim Guenoune. Control of a twin wind turbines system without wind velocity information. In *2018 15th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, pages 150–155. IEEE, 2018.
- [66] Franck Plestan, Emmanuel Moulay, Alain Glumineau, and Thibault Cheviron. Robust output feedback sampling control based on second-order sliding mode. *Automatica*, 46(6) :1096–1100, 2010.
- [67] Aziz Raisemche, Ahmed Chaibet, Moussa Boukhnifer, and Demba Diallo. A speed sensor fault tolerant control for electrical vehicle system. *International Journal of Digital Signals and Smart Systems*, 1(4) :323–335, 2017.
- [68] ME Romero, MM Seron, and JA De Dona. Sensor fault-tolerant vector control of induction motors. *IET control theory & applications*, 4(9) :1707–1724, 2010.
- [69] Farzad R Salmasi. A self-healing induction motor drive with model free sensor tampering and sensor fault detection, isolation, and compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(8) :6105–6115, 2017.
- [70] Farzad R Salmasi and Tooraj Abbasian Najafabadi. An adaptive observer with online rotor and stator resistance estimation for induction motors with one phase current sensor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(3) :959–966, 2011.
- [71] Xiaodong Shi and Mahesh Krishnamurthy. Survivable operation of induction machine drives with smooth transition strategy for ev applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(3) :609–617, 2014.

- [72] Yuri Shtessel, Mohammed Taleb, and Franck Plestan. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller : Methodology and application. *Automatica*, 48(5) :759–769, 2012.
- [73] Jean-Jacques E Slotine, Weiping Li, et al. *Applied nonlinear control*, volume 199. Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [74] Yifan Tang and Longya Xu. Fuzzy logic application for intelligent control of a variable speed drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 9(4) :679–685, 1994.
- [75] Dramane Traore. *Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone*. PhD thesis, Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2008.
- [76] Vadim Utkin. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic control*, 22(2) :212–222, 1977.
- [77] Vadim I Utkin. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE transactions on industrial electronics*, 40(1) :23–36, 1993.
- [78] Peter Vas. *Electrical machines and drives : a space-vector theory approach*, volume 1. Clarendon press Oxford, 1992.
- [79] Peter Vas. *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press, 1998.
- [80] Veran Vasic, Slobodan N Vukosavic, and Emil Levi. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives. *IEEE transactions on Energy Conversion*, 18(4) :476–483, 2003.
- [81] Luis E Venghi, Facundo Aguilera, Guillermo N Gonzalez, M Pablo, and Cristian H De Angelo. Effects of open-switch faults over speed sensor fault-tolerant scheme for electric traction drive. In *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 731–736. IEEE, 2020.
- [82] ZS Wang and Siu Lau Ho. Indirect rotor field orientation vector control for induction motor drives in the absence of current sensors. In *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, volume 3, pages 1–5. IEEE, 2006.
- [83] T. Wildi. *Electrotechnique*. DeBoek Université, 2008.
- [84] Jinhui Xia, Yuanbo Guo, Bijun Dai, and Xiaohua Zhang. Sensor fault diagnosis and system reconfiguration approach for an electric traction pwm rectifier based on sliding mode observer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(5) :4768–4778, 2017.
- [85] Xinming Yan. *Development of robust control based on sliding mode for nonlinear uncertain systems*. PhD thesis, Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2016.
- [86] Xinming Yan, Antonio Estrada, and Franck Plestan. Adaptive pulse output feedback controller based on second-order sliding mode : Methodology and application. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 24(6) :2233–2240, 2016.
- [87] Yong Yu, Yongzheng Zhao, Bo Wang, Xiaolei Huang, and Dianguo Xu. Current sensor fault diagnosis and tolerant control for vsi-based induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5) :4238–4248, 2017.
- [88] Xinan Zhang, Gilbert Foo, Mahinda Don Vilathgamuwa, King Jet Tseng, Bikramjit Singh Bhangu, and Chandana Gajanayake. Sensor fault detection, isolation and system reconfiguration based on extended kalman filter for induction motor drives. *IET Electric Power Applications*, 7(7) :607–617, 2013.



- 
- [89] Fatiha Zidani, Demba Diallo, Mohamed El Hachemi Benbouzid, and Rachid Naït-Saïd. A fuzzy-based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage-fed pwm inverter induction motor drive. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(2) :586–593, 2008.

### Articles de revues internationales avec comité de relecture

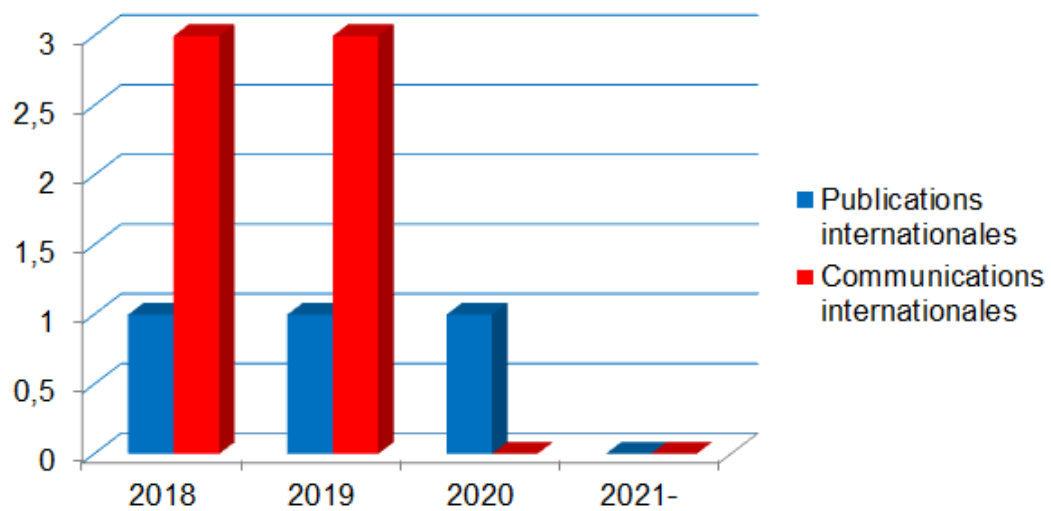


FIGURE 5.26 – Charte de la production scientifique.

### Publications

Electrotehnica, *Sensorless drive systems for induction motors using a sliding*  
Electronica, Au- *mode observer*  
tomatica (EEA)

**KARI M.Z**, MECHERNENE A, MELIANI S.M - Volume  
66 nr. 2, pp. 61-68, ISSN 1582-5175. **June 2018.**

TURKISH  
JOURNAL OF  
ELECTRICAL  
ENGINEERING  
& COMPUTER  
SCIENCES

*Diagnosis of speed sensor faults in an induction machine based on a robust adaptive super-twisting observer*

**Kari, M. Z**, Mechernene, A., Meliani, S. M., Guenoune, I - Volume 28 Issue 5, pp 2821-2837. **2020**.

international  
journal of control  
science and  
engineering

*A new approach of Sliding mode observer for sensorless control applied in Induction machine. international journal of control science and engineering*

**KARI M.Z**, MECHERNENE A, MELIANI S.M - Volume 7, pp. 44-49, **2019**.

## Articles de conférences internationales avec comité de relecture

### Paru

SIGPROMD2018, *Fuzzy Fault Tolerant Control for Induction Motor based on Adaptive Sliding Mode Observer*  
Universit de djelfa, algeria

**Kari, M. Z**, Mechernene, A., Meliani, S. M., Guenoune, I.

CISTEM 2018 *Super-twisting strategy based indirect field oriented control without using the currents sensor : application to IM*

**Kari, M. Z**, Mechernene, A., Meliani, S. M., Guenoune, I .

CIER 2018 *A new approach of Sliding mode observer for sensorless control applied in Induction machine*

**Kari, M. Z**, Mechernene, A., Meliani, S. M.

ISEF 2019 *Fuzzy Fault Tolerant Control combined to an adaptive Super twisting observer : application IM*

**Kari, M. Z**, Mechernene, A., Meliani, S. M., Guenoune, I .

ICAAID 2019 *Adaptive observer based sensor fault detection, isolation and reconfiguration for IM*

**Kari, M. Z**, Mechernene, A., Meliani, S. M., Guenoune, I .

ICAEE 2019 *Second order sliding mode controllers for a newly developed twin wind turbines : design and comparisons*

I. Guenoune, P. Bonofiglio, F. Plestan, **M. Z. Kari** and A. Mechernene.

## Application des commandes Proposée a la machine asynchrone

Plusieurs commandes ont été appliquée lors des commandes tolérantes proposées pour le contrôle de la vitesse et le flux rotoriques et ils ont proposé a la fin du chapitre 2.

### Commande par mode glissant

Les variables à ajuster sont la vitesse et le flux rotoriques  $\omega_r, \psi_r$ . Le degré relatif  $r = 2$ . Deux surfaces sont nécessaires pour obtenir l'expression des tensions de commande  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$ . La convergence est à assurer par la fonction de Lyapunov donnée par :

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

Et sa dérivée

$$V(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) \quad (\text{A.2})$$

Ainsi, pour assurer l'attractivité et l'invariance de la surface  $S(x)$ , la condition suivante doit être remplie

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{A.3})$$

Considérant le vecteur a commandée  $x = [\omega_r \ \psi_r]$

$$\begin{cases} e(\omega_r) &= \omega_r^* - \omega_r \\ e(\psi_r) &= \psi_r^* - \psi_r \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

Les deux surfaces sont définies

$$\begin{cases} S(\omega_r) &= \left(\frac{d}{dt} + \lambda_{\omega_r}\right) \cdot e_{\omega_r} \\ S(\psi_r) &= \left(\frac{d}{dt} + \lambda_{\psi_r}\right) \cdot e_{\psi_r} \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Où  $\lambda_{\omega_r}$  et  $\lambda_{\psi_r}$  sont des constantes positives. Les dérivés des surfaces sont déduits comme

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) &= \ddot{\omega}_r^* + \lambda_{\omega_r} \cdot \dot{\omega}_r^* + \frac{n_p}{J} \cdot T_l + \left(\frac{B}{J} - \lambda_{\omega_r}\right) \cdot \dot{\omega}_r \\ &\quad - a_7 \cdot i_{qs} (a_4 \cdot i_{ds} + a_5 \cdot \psi_r) - a_7 \cdot \psi_r (\omega_s \cdot i_{ds} \\ &\quad + a_1 \cdot i_{qs} + a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_r + a_6 \cdot v_{qs}) \\ \dot{S}(\psi_r) &= (\ddot{\psi}_r^* + \lambda_{\psi_r} \cdot \dot{\psi}_r^*) - (a_5 + \lambda_{\psi_r}) \dot{\psi}_r \\ &\quad - a_4 [a_1 \cdot i_{sd} + \omega_r \cdot i_{sq} + a_3 \cdot a_5 \cdot \psi_r + a_6 \cdot v_{sd}] \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) &= \ddot{\omega}_r^* + \lambda_{\omega_r} \cdot \dot{\omega}_r^* + \frac{n_p}{J} \cdot T_l + \left(\frac{B}{J} - \lambda_{\omega_r}\right) \cdot \dot{\omega}_r \\ &\quad - a_7 \cdot i_{sq} (a_4 \cdot i_{sd} + a_5 \cdot \psi_r) - a_7 \cdot \psi_r (-\omega_s \cdot i_{sd} \\ &\quad + a_1 \cdot i_{sq} + a_3 \cdot \omega_r \cdot \psi_r + a_6 \cdot v_{sq}) \\ \dot{S}(\psi_r) &= \ddot{\psi}_r^* + \lambda_{\psi_r} \cdot \dot{\psi}_r^* - (a_5 + \lambda_{\psi_r}) \dot{\psi}_r \\ &\quad - a_4 [a_1 \cdot i_{sd} + \omega_r \cdot i_{sq} + a_3 \cdot a_5 \cdot \psi_r + a_6 \cdot v_{sd}] \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

Durant le mode glissant, la dérivée est égale à zéro, d'où les commandes équivalentes  $v_{sd,eq}$  et  $v_{sq,eq}$  peuvent être écrites comme suit

$$\begin{cases} v_{sd,eq} = \frac{1}{a_4.a_6}[\ddot{\psi}_r^* + \lambda_{\psi_r}.\dot{\psi}_r^* - (a_5 + \lambda_{\psi_r})\dot{\psi}_r \\ - a_4(a_1.i_{sd} + \omega_r.i_{sq} + a_3.a_5.\psi_r)] \\ v_{sq,eq} = \frac{1}{a_7.a_6.\psi_r}[\ddot{\omega}_r^* + \lambda_{\omega_r}.\dot{\omega}_r^* + \frac{n_p}{J}.T_l \\ + (\frac{B}{J} - \lambda_{\omega_r}).\dot{\omega}_r - a_7.i_{sq}(a_4.i_{sd} + a_5.\psi_r) \\ - a_7.\psi_r(-\omega_s.i_{sd} + a_1.i_{sq} + a_3.\omega_r.\psi_r)] \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

De la commande

$$v = v_n + v_{eq} \quad (\text{A.9})$$

Pour assuré la condition d'attractivité, on pose :

$$\begin{cases} v_{dsn} = -K_d.sign(S\psi_r) \\ v_{qsn} = -K_q.sign(S\omega_r) \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

Où  $K_d > 0$  et  $K_q > 0$  sont les gains de commande.

### Commande par super twisting

Le degré relatif du modèle de la machine asynchrone 2.13 est  $[i_{sd} \ i_{sq} \ \psi_{rd} \ \psi_{rq} \ \omega_r]^T = [1 \ 1 \ 2 \ 2 \ 2]^T$ . Dans cette étude, la stratégie de contrôle est conçue en tenant compte uniquement des deux variables ( $\phi_{rd} = \phi_r$ ,  $\omega_r$ ). Le glissement La surface S est définie comme suit

$$S = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1}e(x) \quad (\text{A.11})$$

Les variables qui doivent être contrôlées sont la vitesse et le flux du rotor. La surface S est définie de manière naturelle comme

$$S = \begin{bmatrix} S_{\psi_r} \\ S_{\omega_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{e}_{\psi_r} + \lambda_{\psi_r}e_{\psi_r} \\ \dot{e}_{\omega_r} + \lambda_{\omega_r}e_{\omega_r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

L'entrée du contrôle  $u$  dans l'équation (2.63) est étendue au  $u$  de l'équation (A.13), qui peut être écrit comme :

$$u = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.13})$$

Ensuite, on obtient

$$\dot{S} = \varsigma_1(\cdot) + \varsigma_2(\cdot)u \quad (\text{A.14})$$

Où les matrices  $\varsigma_1$  et  $\varsigma_2$  sont données comme suit

$$\xi_1 = \begin{bmatrix} \ddot{\psi}_r^* + \lambda_{\psi_r}\dot{\psi}_r^* + a_1\dot{\psi}_r + a_2i_{sd} - a_3i_{sq} - a_4\psi_r \\ \ddot{\omega}_r^* + \lambda_{\omega_r}\dot{\omega}_r^* + a_5\dot{\omega}_r + a_6\omega_s i_{sd} + (a_7 + a_{10})i_{sq} + a_8\omega_r - a_9i_{sd}i_{sq} \end{bmatrix}; \xi_2 = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r\sigma L_s} \\ \frac{K}{\sigma L_s}\psi_r \end{bmatrix}$$

dont

$$a_1 = \frac{1}{T_r} - \lambda_{\psi_r}; \quad a_2 = \frac{L_m\gamma}{T_r}; \quad a_3 = \frac{L_m\omega_s}{T_r}; \quad a_4 = \frac{L_mK}{T_r^2}; \quad a_5 = \frac{Bn_p}{J} - \lambda_{\omega_r}$$

$$a_6 = K\psi_r; \quad a_7 = a_6\lambda; \quad a_8 = a_6\psi_r B; \quad a_9 = a_4T_r; \quad a_{10} = \frac{a_6}{T_r}$$

Lorsque  $\dot{S} = 0$ , l'entrée de commande  $u$  peut être exprimée comme

$$u = [\varsigma_2(\cdot)]^{-1}[-\varsigma_1(\cdot) + \mu] \quad (\text{A.15})$$

Où  $\mu$  s'écrit comme

$$\mu = \begin{bmatrix} -K_1 | S_{\psi_r} |^r \text{sign}(S_{\psi_r}) - K_2 \int \text{sign}(S_{\psi_r}) \\ -K_3 | S_{\omega_r} |^r \text{sign}(S_{\omega_r}) - K_4 \int \text{sign}(S_{\omega_r}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

### Commande de type *output feedback second order sliding mode with switching gain*

L'application de la commande de type output feedback second order sliding mode with switching gain sur la machine asynchrone

$$\mu(kTe) = -K(kTe)\text{sign}(S(KTe)) \quad (\text{A.17})$$

Les variables qui doivent être contrôlées sont la vitesse et le flux du rotor. La surface  $S$  est définie de manière naturelle comme

$$S = \begin{bmatrix} S_{\psi_r} \\ S_{\omega_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{e}_{\psi_r} + \lambda_{\psi_r} e_{\psi_r} \\ \dot{e}_{\omega_r} + \lambda_{\omega_r} e_{\omega_r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Avec  $k \in \mathbf{N}$  et  $K$  définie comme suit :

$$K(kTe) = \begin{cases} K_m & , \quad \text{si } kTe \notin T_H \\ \gamma K_m & , \quad \text{si } kTe \in T_H \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

Avec

$$T_H = \{K(kTe) | \text{sign}(S((k-1)Te)) \neq \text{sign}(S(KTe))\} \quad (\text{A.20})$$

Ou  $K_m > 0$  il est réglé suffisamment large,  $\gamma > 3$  et  $T_e$  est la période d'échantillonnage.

La figure A.1 ci dessus représente la shéma du controleur output feedback second order sliding mode with switching gain sur la machine asynchrone sous la bibliothèque Sumilink du Matlab

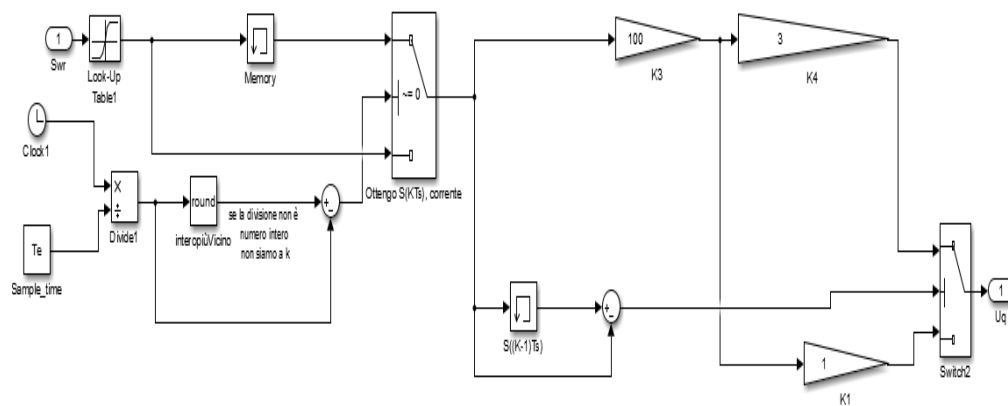


FIGURE A.1 – Schéma blok du contrôleur *second order sliding mode with switching gain*.



## **Principe de la logique floue**

### **Historique de la logique floue**

Le terme "fuzzy set" est apparu pour la première fois en 1965, lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh de l'université de Berkeley, aux états-Unis, a publié un article intitulé "Fuzzy sets". Depuis lors, il a réalisé de nombreuses percées théoriques majeures dans ce domaine et a été rapidement rejoint par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques. Dans le même temps, certains chercheurs ont tourné leur l'attention sur la résolution par logique floue de problèmes considérés comme difficiles. En 1975 Le professeur Mamdani de Londres a développé une stratégie pour la commande des processus et a publié les résultats encourageants qu'il avait obtenus pour la commande d'un moteur à vapeur. En 1978, le gouvernement danois F.L. Smidth, a obtenu le contrôle d'une four à ciment. C'est le premier véritable four industriel application de la logique floue.

### **Fonctionnement de la logique floue**

La logique floue fonctionne sur le concept de décider un résultat en fonction d'hypothèses. Elle fonctionne sur la base d'ensembles. Chaque ensemble représente quelques variables linguistiques définissant l'état possible de la sortie. Chaque état possible de l'entrée et les degrés de changement de l'état font partie de l'ensemble, en fonction duquel la sortie est prédite. Il fonctionne selon le principe "*If-else-then*", c'est à dire si A ET B, alors Z. Ces ensembles flous sont représentés graphiquement à l'aide de fonctions d'appartenance et la sortie est décidée en fonction du degré d'appartenance à chaque partie de la fonction. L'appartenance des ensembles est décidée par la logique *IF-Else*.

En général, les variables de l'ensemble sont l'état des entrées et les degrés de changement de l'entrée et la fonction d'appartenance de la sortie dépend de la logique de l'opération *ADN* de l'état de l'entrée et du taux de changement de l'entrée. Pour un système à entrées multiples, les variables peuvent également être les différentes entrées et la sortie peut être le résultat possible de l'opération *ADN* entre les variables.

## Système de contrôle flou

Un système de contrôle flou se compose des éléments suivants (figure B.1) :

- Un **Fuzzifier** qui transforme les variables mesurées ou les variables d'entrée sous forme numérique en variables linguistiques.
- Un **contrôleur effectue l'opération de logique floue** consistant à attribuer les sorties sur la base des informations linguistiques. Il effectue un raisonnement approximatif basé sur la manière humaine d'interpréter pour obtenir une logique de contrôle. Le contrôleur se compose de la base de connaissances et du système d'inférence. La base de connaissances est constituée des fonctions d'appartenance et des règles floues, qui sont obtenues par la connaissance du fonctionnement du système en fonction de l'environnement.
- Le **défuzzificateur** convertit cette sortie floue en la sortie requise pour contrôler le système.

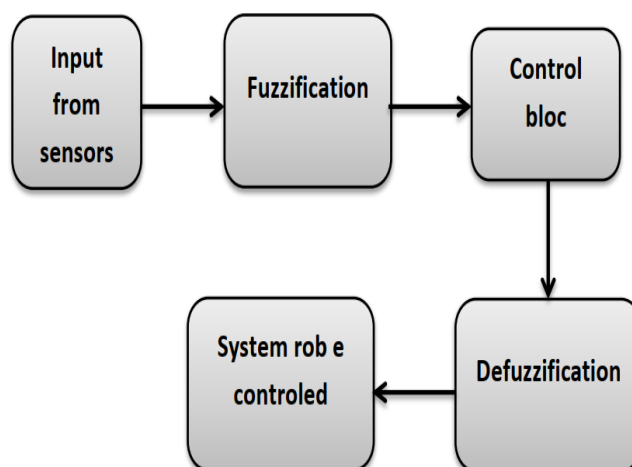


FIGURE B.1 – Schéma général d'un Système de commande flou.

## Codeur incrémentale

Les codeurs incrémentaux, comme les codeurs absolus, sont utilisés pour suivre les mouvements ainsi que pour déterminer la vitesse et la position. Les codeurs incrémentaux fournissent généralement des signaux rectangulaires sur deux canaux, A et B, qui sont décalés de  $90^\circ$ , ou déphasés de  $90^\circ$ . Cela permet de déterminer le sens de rotation. Deux types de codeurs incrémentaux sont disponibles :

les codeurs incrémentaux linéaires, qui détectent un mouvement linéaire, et les codeurs incrémentaux rotatifs, qui détectent le mouvement d'un arbre en rotation. Dans les deux cas, lorsqu'un codeur se déplace à une vitesse constante, les impulsions de sortie prennent la forme d'ondes carrées codées en quadrature. Deux types de codeurs incrémentaux sont disponibles :

les codeurs incrémentaux linéaires, qui détectent un mouvement linéaire, et les codeurs incrémentaux rotatifs, qui détectent le mouvement d'un arbre en rotation. Dans les deux cas, lorsqu'un codeur se déplace à une vitesse constante, les impulsions de sortie prennent la forme d'ondes carrées codées en quadrature. Les signaux de sortie d'un codeur incrémental ne contiennent que des informations sur la position relative, et non sur la position absolue comme dans le cas d'un codeur absolu. Pour que le codeur puisse fournir des informations utiles sur la position, celle-ci doit être référencée d'une manière ou d'une autre, traditionnellement à l'aide d'une impulsion d'index. Ainsi, le codeur incrémental envoie des changements de position incrémentiels aux circuits électroniques qui assurent la fonction de comptage. Au démarrage, le codeur se positionne sur une position fixe connue, qui sert de point de référence fixe pour l'avenir. Cette position fixe peut être fixée soit par un point magnétique, soit mécaniquement par un interrupteur de fin de course.

Les signaux standard en quadrature A et B utilisés dans les codeurs incrémentaux sont présentés dans la figure C.1 ci-dessous. Les circuits électroniques interprètent les données brutes pour déterminer la position ainsi que le sens de rotation.

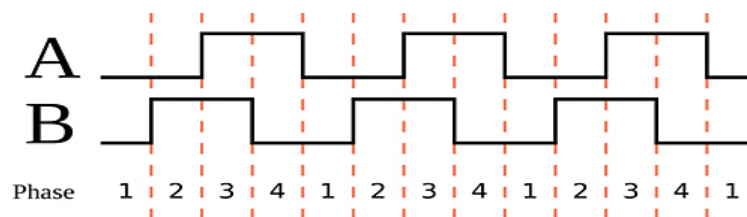


FIGURE C.1 – Créneaux d'un codeur incrémentale.

---

Une des limites traditionnelles d'un codeur incrémental est que le nombre d'impulsions comptées est stocké dans un compteur externe ou tampon qui peut être perdu en cas de coupure de courant. Par exemple, si une machine équipée d'un codeur est éteinte, le codeur ne connaîtra pas sa position lorsqu'il sera rallumé. Le codeur doit effectuer un routage de recherche pour connaître sa position exacte, ce qui oblige le moteur à se déplacer jusqu'à ce qu'un interrupteur de fin de course soit activé. Ensuite, un compteur ou une mémoire tampon sera mis à zéro et le système déterminera sa position par rapport à des points fixes. Une façon de contourner ce problème de perte de puissance est d'utiliser un système de secours à batterie. Une telle solution garantit que la mémoire est sauvegardée et peut stocker les informations de comptage et fournir un comptage absolu une fois que l'alimentation est rétablie.

## **Théorie du capteur de courant**

Actuellement, dans de nombreuses applications, y compris les machines industrielles, les capteurs de courant ont été largement utilisés. Pour les machines industrielles, il est souvent nécessaire d'isoler pour détecter le courant.

### **Méthodes de détection de courant**

Les méthodes les plus courantes pour détecter le courant sont la résistance shunt, l'effet Hall et l'induction.

#### **résistifs Shunt**

Le shunt résistif est une résistance calibrée placée dans un chemin de courant qui produit une chute de tension proportionnelle au flux de courant selon :

$$V = R.I$$

La mesure de la chute de tension est généralement de l'ordre du millivolt AC. Cette sortie doit être conditionnée par un transducteur séparé en un signal de processus tel que 4 – 20mA ou une fermeture de contact.

Malheureusement, le shunt présente de graves problèmes de fonctionnement et des risques potentiels pour la sécurité. Les deux côtés de la résistance du shunt sont à la tension de ligne, ce qui signifie en pratique qu'il faut amener 480 VAC dans un panneau de commande autrement à basse tension. Ce manque d'isolation peut causer de graves blessures au personnel de service qui ne se doute de rien. De plus, comme le shunt est une chute de tension fixe (impédance d'insertion) dans le circuit surveillé, il génère de la chaleur et gaspille de l'énergie. Le shunt ne convient que pour la mesure du courant continu et la mesure du courant alternatif à basse fréquence (< 100 Hz).

#### **Capteur à effet Hall**

L'effet Hall et l'induction sont des technologies sans contact basées sur le principe que pour un flux de courant donné, un champ magnétique proportionnel est produit autour du

---

conducteur qui transporte le courant. Les deux technologies mesurent ce champ magnétique, mais avec des méthodes de détection différentes (voir figure C.2).

Le capteur à effet Hall se compose de trois éléments de base : le noyau, le dispositif à effet Hall et le circuit de conditionnement du signal. Le conducteur de courant passe à travers un noyau magnétiquement perméable qui concentre le champ magnétique du conducteur. Le dispositif à effet Hall est soigneusement monté dans une petite fente dans le noyau, à angle droit par rapport au champ magnétique concentré. Un courant constant dans un plan l'excite. Lorsque le dispositif à effet Hall excité est exposé à un champ magnétique provenant du noyau, il produit une différence de potentiel (tension) qui peut être mesurée et amplifiée en signaux de niveau de processus tels que 4 – 20mA ou une fermeture de contact.

Comme le capteur Hall est totalement isolé de la tension surveillée, il ne présente aucun risque pour la sécurité et n'a pratiquement aucune impédance d'insertion. Il fournit également une mesure précise et reproductible sur le courant alternatif et le courant continu. Les capteurs à effet Hall nécessitent plus d'énergie que les systèmes conventionnels à deux fils alimentés en boucle. Par conséquent, la plupart des capteurs à effet Hall sont des dispositifs à trois ou quatre fils.

Selon leur conception, les transducteurs à effet Hall peuvent mesurer des fréquences allant du courant continu à plusieurs kilohertz. Comme ils ont tendance à être plus chers que les shunts ou les transducteurs inductifs, leur utilisation est généralement limitée à la mesure de la puissance continue. Par rapport au transducteur inductif, leur principal inconvénient est une portée limitée.

### Capteurs inductifs

Le capteur inductif est constitué d'un noyau enroulé sur un fil et d'un conditionneur de signal. Le conducteur de courant passe à travers un noyau magnétiquement perméable qui amplifie le champ magnétique du conducteur. Le courant alternatif change constamment de potentiel, passant du positif au négatif et vice-versa, généralement à la fréquence de 50Hz ou 60Hz. Le champ magnétique qui se dilate et s'effondre induit un courant dans les enroulements. C'est le principe qui régit tous les transformateurs. Le conducteur de courant est généralement appelé primaire et l'enroulement du noyau est appelé secondaire. Le courant secondaire est converti en une tension et conditionné pour produire des signaux de niveau de processus tels que 4 – 20mA ou des fermetures de contact. La détection inductive offre à la fois une grande précision et une large plage de réglage, et le signal de sortie est intrinsèquement isolé de la tension surveillée. Cette isolation assure la sécurité du personnel et crée une perte d'insertion (chute de tension) presque imperceptible sur le circuit surveillé. Les capteurs inductifs sont conçus pour mesurer le courant alternatif et fonctionnent généralement entre 20Hz et 100Hz, bien que certains appareils fonctionnent dans la gamme des kilohertz. Un capteur inductif bien conçu peut être configuré comme un dispositif à deux fils pour réduire le coût d'installation.

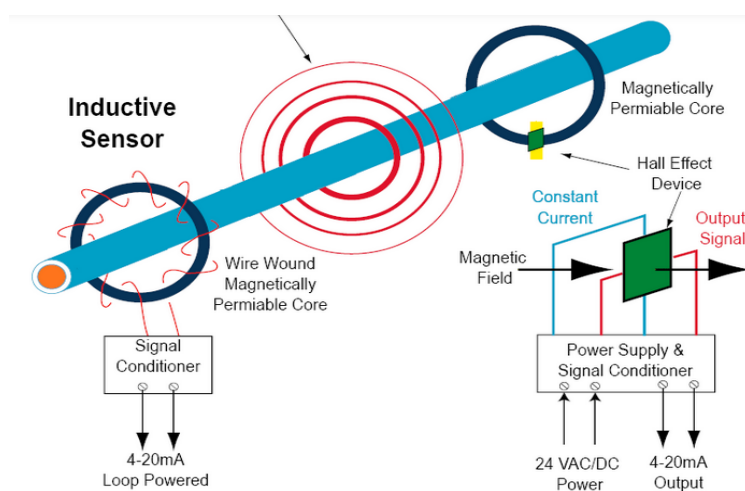


FIGURE C.2 – Capteur à effet Hall et l'induction pour mesurer le champ magnétique autour d'un conducteur électrique. Le capteur à effet Hall est le mieux adapté au courant continu, et le capteur inductif au courant alternatif.

## Paramètres de la machine asynchrone

### Paramètres électriques

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Résistance de l'enroulement statorique	$R_s$	5.72	$\Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r$	4.2	$\Omega$
Inductance cyclique rotorique par phase	$L_r$	0.462	H
Inductance cyclique statorique par phase	$L_s$	0.462	H
Inductance mutuelle	$L_m$	0.462	H
Puissance nominale	$P$	1500	W
La Tension	$U$	220/380	V
Le Courant	$I$	6.3/3.5	A

### Paramètres mécaniques

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Moment d'inertie	$J$	0.049	Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	$f_v$	0.003	Kg.m/s
Vitesse nominale	$\Omega_n$	1430	rpm

### Paramètres électromagnétiques

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Couple électromagnétique	$T_{em}$	10	N.m
Nombre de paire de pôles	$n_p$	2	

# CONTRIBUTION DES TECHNIQUES D'OBSERVATION NON LINÉAIRES À LA COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS CAPTEURS DUN MOTEUR ASYNCHRONE

## Résumé

Les travaux de cette thèse portent de la conception, la validation et la mise en œuvre d'une commande tolérante aux défauts capteurs pour la machine asynchrone. L'objectif premier de cette thèse consiste en la conception et la validation d'observateurs non linéaires servant à l'estimation de grandeurs non mesurées pour la commande, mais aussi à la détection des défauts pour le diagnostic. Le deuxième objectif du présent travail est de concevoir et valider un système de surveillance devant faire la détection et l'identification puis la reconfiguration. Plusieurs stratégies de commande tolérante avec des observateurs non linéaire et avec des systèmes de détection à base de plusieurs algorithmes ont été présentés. Les résultats de simulation ont été effectués et mettant en évidence les performances de chacune des stratégies *FTC* proposées. Les résultats obtenus sont évalués et comparés. Enfin une conclusion générale, donne une synthèse des principaux résultats et résume l'apport de ce travail. Des perspectives pour des futurs travaux sont finalement proposées.

## Mots clés

Moteur asynchrone, Commande tolérante, Logique floue, Observateur non linéaire, Modes glissants, Super-Twisting.

---

## CONTRIBUTION OF NON-LINEAR OBSERVATION TECHNIQUES TO SENSOR FAULT TOLERANT CONTROL FOR INDUCTION MOTOR

## Abstract

The work of this thesis deals with the design, validation and implementation of a fault-tolerant sensor fault tolerant control for induction motor. The main objective of this thesis consists in the design and validation of non-linear observers used for the estimation of unmeasured quantities for control, but also for fault detection for diagnosis. The second objective of the present work is to design and validate a monitoring system to perform detection and identification and then reconfiguration. Several strategies of tolerant control with non-linear observers and with detection systems based on several algorithms have been presented. Simulation results have been performed and highlight the performances of each of the proposed *FTC* strategies. The results obtained are evaluated and compared. Finally, a general conclusion, gives a synthesis of the main results and summarizes the contribution of this work. Prospects for future work are finally proposed.

## Keywords

*Induction Motor, Fault-Tolerant Control, Fuzzy Logic, Sliding Mode, Super-Twisting, Non-Linear Observer.*